

ნუგზარ ღომიძე, ხესპი ღომიძე

რადიოფიზიკა

ბათუმის შოთა რუსთაველის სახელმწიფო უნივერსიტეტი
2022

ედევნება ჩემს მშობლებს
ხესპი დომიძეს და ლუიზა აფხაზავას
თქვენი წვლილი შეუფასებელია

UDC(უკ)621.39(075.8)

დ-796

რედაქტორები:

ომარ ნაკაშიძე, ფიზიკა-მათემატიკის მეცნიერებათა კანდიდატი, ბსუ-ს ასოცირებული პროფესორი
იზოლდა ჯაბინძე, ფიზიკა-მათემატიკის მეცნიერებათა კანდიდატი, ბსუ-ს ასოცირებული პროფესორი
ლალი კალანდაძე, ფიზიკა-მათემატიკის მეცნიერებათა კანდიდატი, ბსუ-ს ასოცირებული პროფესორი

ტექნიკური რედაქტორი:

ზებურ სურმანიძე, ფიზიკა-მათემატიკის მეცნიერებათა კანდიდატი, ბსუ-ს ასოცირებული პროფესორი
ამირან ფუტყარაძე, პრაქტიკოს-სპეციალისტი (რადიოფიზიკოსი)

გრაფიკული დიზაინი:

ანა სურმანიძე

კომპიუტერული უზრუნველყოფა:

ლუკა ღოშიძე, ივანე ჯავახიშვილის თბილისის სახელმწიფო უნივერსიტეტის, ფიზიკის სპეციალობის სტუდენტი
ელდარ მსხალაძე, ბათუმის სახელმწიფო საზღვაო აკადემია, ასისტენტი
ელდარ ანანიძე, გამომცემლობა „ბათუმის შოთა რუსთაველის სახელმწიფო უნივერსიტეტი“-ს წამყვანი
სპეციალისტი

რეცენზენტები:

ზურაბ ჯიბუტი - ფიზიკა-მათემატიკის მეცნიერებათა დოქტორი, აგრარული უნივერსიტეტის პროფესორი,
მიკრო და ნანო ელექტრონიკის ინსტიტუტის ლაბორატორიის ხელმძღვანელი
ჟურნა ღიასაშიძე - ფიზიკა-მათემატიკის მეცნიერებათა დოქტორი, ბსუ-ს უმერიტუს-პროფესორი

აღიარება:

სახელმძღვანელოდ აღიარებულია ბსუ-ს საგამომცემლო საბჭოს მიერ (ოქმი №3, 11.06.2022).

მხარდაჭერა:

**სახელმძღვანელო გამოცემა შოთა რუსთაველის ეროვნული სამეცნიერო ფონდის
მხარდაჭერით [გრანტის ნომერი SP-2-21-583]**

ხელმძღვანელი: პროფ. ნუგზარ ღომიძე

კოორდინატორი: ფიზიკის დოქტორი მირანდა ხაჯიშვილი

Acknowledgment:

**This work was supported by Shota Rustaveli National Science Foundation of Georgia (SNRSFG)
[grant number: SP-2-21-583]**

Project manager: Prof. Nugzar Gomidze

Coordinator: Doctor of Physics Miranda Khajishvili



წინასიტყვაობა

თანამედროვე მეცნიერულ-ტექნიკური პროგრესის პირობებში, ადამიანს შეეხება აქვს რადიო-ელექტრონული მოწყობილობების ფართო სპექტრთან, უფრო მეტიც, გარკვეულ წილად, ისინი ცივილიზაციის დონესაც განსაზღვრავენ. ზოგიერთი რადიო-ელექტრონული მოწყობილობა, რომელიც არც თუ ისე დიდი ხნის წინათ ადამიანისათვის ფუფუნების საგანს წარმოადგენდა, დღეს უკვე თამამად შეიძლება ითქვას, რომ აუცილებლობაა და ჩვენი ცხოვრების განუყოფელ ნაწილს შეადგენს. დღეს უკვე ჩვენს დედამიწას გარს აკრავს 300-ზე მეტი ხელოვნური თანამგზავრი, ვინ მოთვლის რამდენი ფიჭური კავშირგაბმულობის სადგური, აგრეთვე სხვადასხვა დანიშნულების და ტექნოლოგიის მიმღებ-გადამცემი მოწყობილობა. ისინი კომპლექსურად ქმნიან გლობალურ საკომუნიკაციო სივრცეს და არა მხოლოდ ინფორმაციის გაცვლის მიზნით. მეცნიერთა წინაშე ახალი გამოწვევებია გააერთიანონ კავშირის ყველა სახე (თანამგზავრული კავშირი, ინტერნეტი, დედამიწისეული რადიოკავშირი და სხვა) და შექმნან მათი მართვის ერთიანი უსაფრთხო სისტემა, სტანდარტი – პროტოკოლი. სწორედ ამ საკითხების ფიზიკურ საფუძვლებს ეხება მოცემული სახელმძღვანელო.

სახელმძღვანელო მიზნად ისახავს ხელი შეუწყოს სტუდენტებს და დაინტერესებულ პირებს, განავრცონ თავიანთი ცოდნა და განავითარონ პრაქტიკულად რეალიზებადი პროექტების სახით იმ საკითხების ირგვლივ, რასაც ავტორთა მოსაზრებით თანამედროვე რადიოფიზიკა ითვალისწინებს. იგი შედგენილია საბაკალავრო და სამაგისტრო საფეხურის სტუდენტებისათვის, რათა მიიღონ ფუნდამენტური და სპეციფიკური ტექნიკური, საბაზო განათლება. აუდიტორული მუშაობისას მსმენელები შეძლებენ განამტკიცონ მიღებული ცოდნა რეალური და სიმულაციური ლაბორატორიული პრაქტიკებით.

სახელმძღვანელო მოიცავს ბსუ-ს „ფიზიკის“ საბაკალავრო საგანმანათლებლო პროგრამის „რადიოფიზიკის საფუძვლები“ და „უკაბელო კავშირის სისტემები“ სილაბუსების საკითხებს, გარდა ამისა ნაწილობრივ მოიცავს „ფიზიკის“ სამაგისტრო საგანმანათლებლო პროგრამის სილაბუსების „ელექტრონიკის რხევები“ და „სტატისტიკური რადიოფიზიკა“ საკითხებს. მასში წარმოდგენილია მხოლოდ თეორიული მასალა და ცალკეულ საკითხებში ინტეგრირებული პრაქტიკული (ლაბორატორიული) ამოცანები.

სახელმძღვანელო შედგენილია ავტორთა მიერ მრავალწლიანი სააუდიტორიო მუშაობისას შემუშავებული სალექციო მასალების საფუძველზე. მასში ასახულია რადიოფიზიკასა და უსაღერო კავშირის სისტემებში მოწინავე სამეცნიერო სიახლეები, მათ შორის ავტორთა წვლილი, რაც გამოიხატება რიგი საკითხების ავტორისეულ ინტეპრეტაციასა და ანალიზში.

ავტორები მადლობას უხდის რედაქტორებს ომარ ნაკაშიძეს, იზოლდა ჯაბინიძეს, ლალი კალანდაძეს, ტექნიკურ რედაქტორს ზებურ სურმანიძეს გამოთქმული საქმიანი შენიშვნებისა და მოსაზრებებისათვის. მიაჩნიათ, რომ მათ მიერ გაწეული შრომატევადი საქმიანობა სამაგალითოა და დასაფასებელია. ავტორები მადლობას უხდის, აგრეთვე, კომპიუტერული და ტექნიკური მხარდაჭერის გუფს დახმარებისათვის.

ავტორები გამოთქამენ მზადყოფნას გაითვალისწინონ მკითხველთა მხრიდან ყველა შენიშვნა და მოსაზრება, რომელიც შეძლებისდაგვარად გათვალისწინებული იქნება სახელმძღვანელოს მომდევნო ბეჭდურ თუ ელექტრონულ გამოცემებში.

სარჩევი

სარჩევი.....	- 5 -
თავი I. რადიოფიზიკის საგანი.....	- 9 -
§1. რას შეისწავლის რადიოფიზიკა?	- 9 -
§2. ისტორია რადიოს გამოგონების შესახებ	- 10 -
§3. შეტყობინება. შეტყობინების სიგნალი. ძირითადი ცნებები	- 15 -
§4. კავშირის არხის სტრუქტურული სქემა	- 18 -
თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი	- 21 -
§5. სიგნალების და მათი მახასიათებლების კლასიფიკაცია.....	- 21 -
§6. დეტერმინირებული სიგნალების ანალიზი. სიგნალის გაშლა ფურიეს მწერიად	- 23 -
§7. დეტერმინირებული სიგნალების სპექტრული და ენერგეტიკული მახასიათებლები	- 27 -
ენერგია	- 30 -
სიგნალის ეფექტური ხანგრძლივობა და სპექტრის ეფექტური სიგანე	- 31 -
სპექტრის წარმოდგენა ლოგარითმულ მასშტაბში	- 32 -
გიბსის ეფექტი - სიგნალის აღდგენის სიზუსტე	- 33 -
ავტოკორელაციური ფუნქცია და ენერგეტიკული სპექტრი.....	- 33 -
§8. შემთხვევითი სიგნალების ანალიზი	- 34 -
§9. სტაციონარული შემთხვევითი სიგნალები.....	- 36 -
თეთრი ხმაური	- 36 -
პარმონიული რხევები შემთხვევითი ფაზით	- 37 -
ნორმალური შემთხვევითი პროცესი (გაუსის განაწილება)	- 39 -
ვიწროზოლოვანი შემთხვევითი პროცესი.....	- 40 -
თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები	- 41 -
§10. რადიოტექნიკური წრედების კლასიფიკაცია.....	- 41 -
§11. წრედების აქტიური და პასიური ელემენტები	- 42 -
ელექტრული წრედების პასიური ელემენტები	- 42 -
რეზისტორული ელემენტი - წინაღობა.....	- 42 -
ინდუქციური ელემენტი - ინდუქციურობა	- 44 -
ტევადური ელემენტი - ტევადობა	- 45 -
ელექტრული წრედების აქტიური ელემენტები	- 46 -
§12. თავისუფალი რხევები LRC რხევით კონტურში	- 47 -
§13. იძულებითი რხევები LRC რხევით კონტურში	- 52 -
§14. წრფივი ოთხპოლუსა. ოთხპოლუსას მახასიათებელი	- 56 -
§15. მიმდევრობითი რხევითი კონტური	- 58 -
§16. პარალელური რხევითი კონტური	- 60 -
§17. ფილტრები	- 63 -
დაბალი სიხშირის RC ფილტრები.....	- 64 -
დაბალი სიხშირის LC-ფილტრები	- 65 -
მაღალი სიხშირის LC-ფილტრები	- 66 -
ზოლური ფილტრები	- 67 -
ზემადალი სიხშირის ფილტრები.....	- 68 -
თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები	- 69 -
§18. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემის სახეები. კავშირის კოეფიციენტი	- 69 -
§19. შეკავშირებული რხევითი კონტურის რეზონანსული მახასიათებლები	- 77 -
პირველი კერძო რეზონანსი	- 77 -

მორე კერძო რეზონანსი.....	- 77 -
სრული რეზონანსი	- 78 -
ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებელი (ასმ).....	- 80 -
კავშირის სიხშირე.....	- 83 -
თავი V. ანალოგური სიგნალების მოდულაცია	- 86 -
§21. ამპლიტუდა-მოდულირებული სიგნალი	- 86 -
§22. სიხშირე-მოდულირებული სიგნალი.....	- 91 -
§23. ფაზა-მოდულირებული სიგნალი	- 93 -
§24. იმპულსური მოდულაცია	- 94 -
ამპლიტუდა-იმპულსური მოდულაცია (PAM – Pulse Amplitude Modulation)	- 94 -
განივ-იმპულსური მოდულაცია (PWM – Pulse Wide Modulation).....	- 95 -
დროით-იმპულსური მოდულაცია (PDM – Pulse Density Modulation ან PTM – Pulse Time Modulation)	- 95 -
თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები.....	- 97 -
§25. დამუხტული ნაწილაკი ელექტრომაგნიტურ ველში	- 97 -
§26. ელექტრონული უმისია	- 99 -
§27. დიოდის და ტრიოდის	- 101 -
§28. ტეტროდის და პენტოდის. მაგნეტრონი	- 109 -
თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები.....	- 113 -
§29. ნახევარგამტარული ელექტროგამტარობა.....	- 113 -
§30. ელექტრონულ-ხვერული გადასვლა (P – N გადასვლა).....	- 117 -
§32. ტრანზისტორი. ბიპოლარული ტრანზისტორი	- 125 -
§33. სავალე ანუ არხული ტრანზისტორი	- 129 -
§34. ტირისტორი	- 132 -
§35. ტრანზისტორის მუშაობის დინამიური რეჟიმი	- 133 -
თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები	- 136 -
§36. გამართველები.....	- 136 -
§37. ძაბვის სტაბილიზატორები.....	- 142 -
§38. გამაძლიერებლის ძირითადი ტიპები და მათი მახასიათებლები	- 145 -
§39. გამაძლიერებელი ელექტრულ მოწყობა	- 150 -
§40. აპერიოდული (რეზისტორული) ძაბვის გამაძლიერებელი (ტრანზისტორული გამაძლიერებელი)	- 151 -
§41. მრავალკასკადიანი ტრანზისტორული გამაძლიერებელი.....	- 153 -
§42. სიგნალების გენერატორები.....	- 154 -
§43. ოპერაციული და პარამეტრული გამაძლიერებლები (გენერატორები)	- 159 -
ოპერაციული გამაძლიერებელი (გენერატორი).....	- 159 -
პარამეტრული გამაძლიერებელი (გენერატორი)	- 161 -
თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები	- 165 -
§44. Y , H და Z პარამეტრები.....	- 165 -
§45. ტრანზისტორის ეკვივალენტური სქემები და მისი პარამეტრების სისტემა.....	- 168 -
§46. გამაძლიერებლის ეკვივალენტური სქემები	- 171 -
თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედები	- 178 -
§47. გადამცემი ხაზები	- 178 -
§48. ტალღაგამტარი გამზომი ხაზი	- 182 -
§49. მდგარი ტალღები. მდგარი ტალღების მახასიათებლები.....	- 190 -
მდგარი ტალღის მიწოდების წერტილების განსაზღვრა	- 190 -
ტალღის სიგრძის განსაზღვრა გამზომ ხაზში.....	- 192 -
დატვირთვის სრული წინაღობა	- 193 -
წრიული დიფრაქცია (სმიტის დიფრაქცია)	- 194 -

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები.....	198
§50. ოპტიკური გამოსახულების გადაცემისა და მიღების პრინციპები	198
§51. ფარადი ხედვის არსი	199
§52. გამოსახულების გამლა	199
§53. ტელეგამოსახულების ძირითადი პარამეტრები	201
§54. ვიდეოკინი. ოპტიკური გამოსახულების გარდაქმნა ვიდეოსიგნალად	202
§55. ელექტრონული პროექტორი.....	206
§56. კინესკოპი. თხევადრისტალური მონიტორები	210
თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები	216
§57. ანალოგური და ციფრული სიგნალები	216
§58. ანალოგური სიგნალის ციფრულ ფორმატში წარმოდგენის მეთოდები	218
§59. ციფრული მოდულაცია	222
მონაცემთა კოდირება, თანავარსკვლავედის დიაგრამა	223
QPSK-კვადრატული ფაზის მოდულატორი	225
ASCII კოდების ანალოგური მოდულაცია	229
§60. ლოგიკური ელემენტები და ლოგიკური წრეები	230
§62. რეგისტრი	237
§63. ინტეგრალური ტექნიკა	239
თავი XIII. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი	242
§64. რადიოტალღების სპექტრი	242
§65. ატმოსფეროს მემადგენლობა	244
§66. იონოსფეროდან ტალღების არეკვლის მექანიზმი	246
§67. მიწის და ცის ტალღები. „მკვდარი ზონა“	247
§68. გაბნევის ეფექტური განივკვეთი	249
§69. ელექტრომაგნიტური ველის ანალიზი გამბნევი გამტარი სფეროს ზედაპირზე	252
თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში.....	257
§70. ანტენები. ანტენების ძირითადი მახასიათებლები	257
§71. ანტენების კლასიფიკაცია	260
საბაზო სადგურის ანტენები	264
მიმართული ანტენები	264
მოხილური (მოძრავი) ანტენები	264
პორტატული ანტენები	264
ჰკვიანი (Smart) ანტენები	265
§72. წრფივი ვიბრატორი	266
ელემენტარული ვიბრატორის ველის დაძაბულობა და მოქმედი სიგრძე	267
ელემენტარული ვიბრატორის მიმართულების დიაგრამა	268
ასიმეტრიული ვიბრატორი	270
ვიბრატორთა სისტემები	273
ეფექტური სიმძლავრე	275
§73. ანტენური კომპონენტები	276
დუბლექსორი (Duplexer)	277
კომბაინერი (Combiner)	278
მულტიმუპლერები (Multicoupler).....	278
თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები.....	279
§74. მრავალმომხმარებლიანი სისტემები	279
არხის სიხშირული დაყოფის მეთოდი - Frequency Division Multiple Access (FDMA).....	279
არხის დროითი დაყოფის მეთოდი - Time Division Multiple Access (TDMA).....	279
არხის კოდური დაყოფის მეთოდი Code Division Multiple Access (CDMA).....	280
§75. სიმბლექსური და დუბლექსური რადიოკავშირი	280

§76. კავშირის უსაფრთხოება. აბონენტთა იდენტიფიკაცია	284 -
ციფრული Squelch-სისტემები (DCS - Digital-Coded Squelch)	286 -
კოდური Squelch-სისტემები (DTMF- Dual-Tone Multi-Frequency)	287 -
დისპეტჩერული სისტემები	288 -
კავშირი რეტრანსლიატორის გამოყენებით	289 -
საერთო სარგებლობის სატელეფონო ქსელში ჩართვა	290 -
მრავალზონიანი სისტემები – დიდი ფართობის მომცველი სისტემები	290 -
§78. პეიჯერული სისტემები	292 -
§79. მოკლე ტექსტური შეტყობინების სისტემები (SMS - SHORT MESSAGING SYSTEMS)	292 -
§80. უსაღწო კავშირგაბმულობის თაობები	293 -
1G - პირველი თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები	293 -
2G - მეორე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები	294 -
2.5G - ორნახევარი თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები	295 -
3G - მესამე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები	295 -
3.5G - სამნახევარი თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები	295 -
4G - მეოთხე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები	296 -
5G - მესხუე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები	296 -
6G - მეექვსე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები	296 -
§81. უსაღწო კავშირის სისტემა MMDS	297 -
§82. უსაღწო კავშირის სისტემა LMDS	299 -
§83. უსაღწო ფართოზოლოვანი კავშირის სტანდარტი 802	300 -
პროტოკოლი	303 -
ფართოზოლიანი სერვისი	303 -
MAC-დონე	304 -
ფიზიკური დონე	304 -
§84. უსაღწო კავშირის ოპტიკური არხები (ოპტიკა თავისუფალ სივრცეში FSO- FREE SPACE OPTICS)	305 -
უსაღწო FSO-სისტემების აგება	308 -
§85. თანამგზავრული კავშირი	310 -
თანამგზავრული სისტემები	310 -
თანამგზავრული სისტემების მუშაობის პრინციპი	312 -
მონაცემთა გადაცემა კოსმოსის გავლით	313 -
კავშირის კონფიდენციალობა	313 -
თანამგზავრული კავშირის ღირებულება	314 -
თანამგზავრული კავშირის პერსპექტივები	314 -
დანართი 1. კრამერს-კრონინგის თანაფარდობა	315 -
დანართი 2. ლოგარითმული ერთეულები	319 -
დანართი 3. კავშირი ოთხპოლუსას Y , H და Z პარამეტრებს შორის	319 -
დანართი 4. ათობითი სისტემიდან ორობითი გადაყვანის მეთოდი	320 -
დანართი 5. სმიტის დიაგრამა	322 -
დანართი 6. ლოგირული სქემების პირობითი აღნიშვნები	323 -
დანართი 7. ჯოულ-ლენგის კანონი დიფერენციალური ფორმით	324 -
დანართი 8. ელემენტარული ვიბრატორის გამოსხივება ახლო, შორეულ და შუალედურ ზონაში	325 -
დანართი 9. შემოკლებული აღნიშვნები	329 -
გამოყენებული ლიტერატურა	331 -
გამოყენებული პროგრამული პაკეტი და სიმულატორები	331 -

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი

§1. რას შეისწავლის რადიოფიზიკა?

რადიოფიზიკა არის მეცნიერების დარგი, რომელიც შეისწავლის ელექტრომაგნიტურ რხევებთან და რადიოდიამაზონის ტალღებთან დაკავშირებულ ფიზიკურ პროცესებს, როგორიცაა: მათი გენერირება, გავრცელება, მიღება და გარდაქმნა, აგრეთვე ამ პროცესების შედეგად ადრული ელექტრული და მაგნიტური ველების მუხტებთან ურთიერთქმედება ვაკუუმსა და გარემოში.

რადიოფიზიკა მეცნიერებად ჩამოყალიბდა მე-20 საუკუნის 20-30-იან წლებში, გააერთიანა რა ფიზიკის დარგები რადიოტექნიკა და ელექტრონიკა. ადრეულმა აღმნიშვნა სწრაფად გააცნობიერა კომუნიკაციის საჭიროება. ამ მოთხოვნილების დასაკმაყოფილებლად მან შეიმუშავა კომუნიკაციის ალტერნატიული მეთოდები, როგორიცაა ხელის ჟესტიკულაცია, დაკვამლიანებით შეტყობინების გადაცემა და სხვა. მიუხედავად იმისა, რომ ეს მეთოდები ეფექტური იყო, მათი დაფარვის დიაპაზონი მაინც ძალიან შეზღუდული იყო მანძილით. საბოლოოდ, მანძილის შეზღუდვები გადაილახა ურთიერული და საფოსტო მომსახურების განვითარებით, მაგრამ დღის წესრიგში დადგა შეტყობინების სწრაფად გადაცემის საკითხი. საუკუნეების მანძილზე შეტყობინების მიწოდებისთვის საჭირო დრო ცხენისა თუ მტრედის სიჩქარეზე იყო დამოკიდებული.

XIX საუკუნის მეორე ნახევარში, როგორც მანძილის, ასევე დროის შეზღუდვები დიდწილად დაიძლია. ტელეგრაფის გამოგონებამ შესაძლებელი გახადა მყისიერი კომუნიკაცია გრძელი მავთულებით. ცოტა მოგვიანებით აღმნიშვნა მოახერხა შეტყობინების გადაცემა რადიოტალღების საშუალებით.

რადიოფიზიკის ძირითადი მიმართულებებია:

1. თავმოყრილი და გავრცელებული პარამეტრების მქონე რხევით კონტურებში (გარემოში) ელექტრული რხევების თეორიული და ექსპერიმენტული კვლევა. ეს კვლევები არის 30 კმ-დან 3 გმ-მდე სიხშირის და უფრო მაღალი სიხშირის რხევების გენერაციის, გაძლიერებისა და გარდაქმნის ახალი მეთოდების დამუშავების საფუძველი. რადიოფიზიკა სწავლობს, აგრეთვე, შემთხვევითი პროცესების - ფლუქტუაციების გავლენას ელექტრულ რხევებზე კონკრეტულ მოწყობილობებში, შიდა სიგნალიდან სასარგებლო და პარაზიტული (მაგალითად, ელექტრონული ხმაური) სიგნალების გამოყოფის მეთოდებს.
2. რადიოსიხშირული დიაპაზონის ელექტრომაგნიტური რხევების ურთიერთქმედების შესწავლა მუხტის მატარებელ დნებთან ვაკუუმში, აირებსა და მყარ სხეულებში. ვაკუუმში ელექტრონული ნაკადების შესწავლამ განაპირობა ზემაღალი სიხშირის ელექტრული ნათურების შექმნა (მაგნეტრონები, კლისტრონები, მსრბოლი ტალღების ნათურები, უკუ ტალღების ნათურები და სხვ.). ელექტრომაგნიტური ტალღების იონიზებულ აირთან ურთიერთქმედების შესწავლის შედეგად შეიქმნა აირგანმუხტავი ხელსაწყოები (ტირატრონი, ტრიგატრონი და სხვ.), რომლებიც ფართოდ გამოიყენებოდა და დღესაც გამოიყენება რადიოელექტრონიკის სისტემებში. ნახევარგამტარებში ენერგეტიკული გადასვლების

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი

შესწავლამ მეცნიერებს საშუალება მისცა შეექმნათ სხვადასხვა სიხშირული დიაპაზონის მყარსხეულოვანი გენერატორები, გამამდიერებლები და გარდამქმნელები (ნახევარგამტარული დიოდი, ტრანზისტორი, სავლე, გვირაბული და სხვ.).

3. **რადიოტალღების გამოსხივების და გავრცელების შესწავლა.** რადიოტალღების გავრცელება სხვადასხვა მიმართულ (ტალღამტარები) და შემნელებელ (ფიდერები) სისტემებში მნიშვნელოვანი როლი შეასრულა რადიოკავშირის სისტემების (გადამცემი და მიმღები მოწყობილობები) და სხვათა შექმნაში. დედამიწის ზედაპირზე და მის სიღრმეებში რადიოტალღების გავრცელების შესწავლისას, კონკრეტული პირობების გათვალისწინებით, რაც უშუალოდ გეოფიზიკურ და კოსმოსურ ფაქტორებს უკავშირდება, რადიოფიზიკა იკვთება გეოფიზიკასთან, ატმოსფეროსა და პლაზმის ფიზიკასთან. დედამიწის მახლობლად და კოსმოსურ ტრასაზე რადიოტალღების გავრცელების თავისებურებების შესწავლა შესაძლებელია, მხოლოდ ტროპოსფეროს, იონოსფეროს, დედამიწის მახლობელი და ვარსკვლავთაშორისი სივრცის შესახებ სისტემატურად დაგროვებული მონაცემების ანალიზის საფუძველზე, მეორე მხრივ, გეოფიზიკური ობიექტების მრავალი თვისება შეისწავლება რადიოფიზიკური მეთოდების საფუძველზე, ე.ი. რადიოდიაპაზონის რხევებისა და ტალღების დროში ევოლუციის შესწავლის გზით.
4. **ანტენებისა და მათი მახასიათებლების კვლევა.** ანტენების მახასიათებლების გაუმჯობესების მიზნით მიმდინარეობს ინტენსიურ კვლევები. სამეცნიერო შრომები ამ მიმართულებით ეძღვნება სხვადასხვა დანიშნულებისა და ტიპის ანტენების გამზნევი თვისებების ოპტიმიზაციას, კერძოდ კი გაზნევის ეფექტური ფართობის შემცირებას. ამ საკითხებისადმი დიდი ყურადღება, უპირველეს ყოვლისა, განპირობებულია გამოსხივების გაზნევის მახასიათებელი პარამეტრების გავლენით, თანამედროვე შეიარაღებაში სამხედრო ტექნიკის რადიოოლკაციურ „შემრწევიტობაზე“.
5. **უსადენო კავშირის სისტემების და მათი ორგანიზაციის პრინციპების შესწავლა.** პრაქტიკა აჩვენებს, რომ მრავალ ფუნქციონირებადი კომპაქტურად განლაგებული რადიოელექტრონული სისტემები (გადამცემები, მიმღები, გამამდიერებლები, რეტრანსლიატორები, გენერატორები და სხვა), ურთიერთზეგავლენას ახდენენ ერთმანეთზე. მეცნიერები ცდილობენ ერთი მხრივ, მაქსიმალურად შეამცირონ სასარგებლო სიგნალზე ხელშემშლელი სიგნალების გავლენა, მეორე მხრივ, შეიმუშავონ ერთიანი სტანდარტი, რომელიც სხვადასხვა უსადენო საკომუნიკაციო საშუალებების თავსებადობასთან ერთად, მათი უსაფრთოდ ექსპლუატაციის საფუძველი იქნება.

§2. ისტორია რადიოს გამოგონების შესახებ

რადიოფიზიკის განვითარებას თან ახლდა ახალი მოვლენების აღმოჩენა, რომლებსაც აქვთ პრაქტიკული გამოყენება და წარმოადგენს ახალი მიმართულების საფუძველს, როგორიცაა მაგალითად, კვანტური ელექტრონიკა. რადიოფიზიკის ზოგიერთი მიმართულება ჩამოყალიბდა ფიზიკის დამოუკიდებელ დარგად, მაგალითად რადიოასტრონომია, რადიოსპექტროსკოპია, რადიომეტეოროლოგია და სხვა. ამ დარგებში რადიოფიზიკური მეთოდები არის საშუალება იმ მოვლენების

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი

შესაწავლად, რაც რადიოფიზიკის მიღმა აღმოჩნდა. განსაკუთრებული როლი შეასრულა რადიოფიზიკის მეთოდების შედგენაში ოპტიკაში, შეიქმნა ახალი მიმართულება - არაწრფივი ოპტიკა.

ყველაფერი დაიწყო რადიოს გამოგონებით. რადიოს გამოგონება არ იყო შემთხვევითი მოვლენა. XVIII-XIX საუკუნის გამოჩენილი მეცნიერების ფარადის, მაქსველის, ჰერცის, და ბრანლის შრომები წინ უძღვოდა მის გამოგონებას.

რადიოს გამოგონების შესახებ ვრცელი და ამომწურავი ინფორმაცია დაიბეჭდა ჟურნალ „ისტორიანი“-ის 2013 წლის სექტემბრის ნომერში რამაზ გურგენიძის ავტორობით, რომელიც უცვლელად არის ციტირებული ქვემოთ.

„მიუხედავად იმისა, რომ 1909 წელს ნობელის პრემია რადიოს გამოგონებისთვის იტალიელ გულელმო მარკონისა და გერმანელ კარლ ფერდინანდ ბრაუნს გადაეცათ, ლამის ყველა ქვეყანას მაინც თავისი გამოგონებული ჰყავს. მაგალითად, საფრანგეთს ელუარდ ბრანლი (1890), ინდოეთს ჩანდრა ბომე (1894), ინგლისს ოლივერ ლოჯი (1894), ბრაზილიას ლანდელ დე შურე (1893), გერმანიას ჰაინრიხ ჰერცი (1888) რუსეთს ალექსანდრ პოპოვი (1896), ამერიკას კი სულაც სამი: თომას ალვა ედისონი (1875), დევიდ ჰიუზი (1878) და სერბი წარმოშობის ნიკოლა ტესლა (1891), რომელსაც რადიოს გამოგონებლად რამდენიმე ბალკანურ ქვეყანამაც აღიარებენ.

XIX საუკუნის ბოლოს მთელი მსოფლიო ტელეგრაფის სადენებით დაიფარა. მალე ტელეფონიც გამოიგონეს, რომელსაც ასევე სადენები სჭირდებოდა. და თუ სადენების გაყვანა კონტინენტთა შორისაც ხერხდებოდა, ზღვაზე კავშირი დიდ პრობლემას წარმოადგენდა. უზარმაზარ ლაინერებსაც არ ჰქონდათ უწყვეტი კავშირის ფუნქცია. მხოლოდ სამხედრო ფლოტების მსხვილი შენაერთების ფრეისას იყო საშუალება, კრეისერებზე მოთავსებული გიგანტური კოჭებიდან სადენები ზღვაში ჩაეშვათ. მოკლედ, მთელი მსოფლიო დადგა ინფორმაციის უსადენოდ გადაცემის აუცილებლობის წინაშე.

რადიოს გამოგონებით საქართველოშიც დაინტერესდნენ. აი, რას წერდა გაზეთი «ივერია» 1897 წელს: «ტელეფონი და ტელეფონი ხელთ გავეს, მაგრამ მთელი მძუღელი მავთულებით არის მოფენილი. მავთული ძვირი ჯდება, გაქიმვასაც დიდი შრომა და ჯაფა უნდა, ნუთუ არ შეიძლება უმაჯთულოდ წავიდეთ იოლადო, - იფიქრა კაცმა. ეს აზრი პირველი მუხედვით მეტად საოცარი უნდა იყოს, მაგრამ დაუჯერებელი და შეუძლებელი მეძღო ადამიანის გონებამ. მეცნიერებმა - ფარადიმ, მაქსველმა, ჰერცმა, რომი, ფონბერჰენმა, პოპოვმა და ბოლოს იტალიელმა ახალგაზრდა სვეიცალისტმა მარკონიმ ნათლად დაამტკიცეს, რომ ღებუშის გადასაცემად მავთული სრულიად არ არის საჭირო, რომ ელექტრონის ძალა ისევ გადაეცემა ერთი მანქანიდან მეორეს, რომ ეს ძალა ისე გავრცელდება ჰერში, როგორც მაგალითად, სინათლე».

რადიოს გამოგონებას, ბუნებრივია, ფიზიკის განვითარებაში რამდენიმე მნიშვნელოვანი მოვლენა უსწრებდა წინ.

გენიალურმა მაიკლ ფარადიმ (1791-1867) პირველმა შემოიღო ელექტრომაგნიტური ველის ცნება 1845 წელს. ფარადეი ამტკიცებდა, რომ ელექტრული და მაგნიტური ურთიერთქმედებები სივრცეში უწყვეტად გადაეცემოდა ერთი წერტილიდან მეორეში, რომ მათ შორის არსებობს დამაკავშირებელი რგოლი... მაგრამ მის მუხედვლებებს არავინ იზიარებდა. არადა, მისი ავტორიტეტი იმდენად დიდი იყო, რომ ბრიტანეთის სამეფო საზოგადოებას ფარადის დაკრძალვა ნიუტონის გვერდით ჰქონდა გადაწყვეტილი. ფარადეი და მისი მუდღეუ საზოგადოება კი მორწმუნე იყვნენ და სურდათ, ერთად დამარხებულიყვნენ. ფარადეიმ სარა ჰაიეტის სასაფლაოზე დაკრძალა და ანდერძით თავადაც მუდღის გვერდით დაკრძალვა ისურვა. რაკი ანდერძის დარღვევა ინგლისში არ შეიძლება, ფარადეი მუდღის გვერდით დამარხეს, მაგრამ ნიუტონის გვერდით საფლავი მაინც გააკეთეს წარწერით: «მაიკლ ფარადეი». ამდენად, ფარადეი მსოფლიოში ერთადერთი მეცნიერია, რომელსაც ორი საფლავი აქვს.

ფარადის იდეა ელექტრომაგნიტური ველის შესახებ ინგლისელმა მეცნიერმა **ჯიმს კლარკ მაქსველმა** (1831-1879) განავითარა. სწორედ მაქსველმა იწინასწარმეტყველა 1864 წელს ელექტრომაგნიტური ტალღების არსებობა და სინათლის ელექტრომაგნიტური ბუნება. განსაცვიფრებელია, რომ მაქსველის «ხელსაწყოები» მხოლოდ საწერ-კალამი იყო, «ლაბორატორია» კი მის თავში იმყოფებოდა. მეცნიერი ღრმად იყო დარწმუნებული ელექტრომაგნიტური ტალღების რეალობაში, თუმცა მათ აღმოჩენას ვერ მოუწერო. ელექტრომაგნიტური ტალღების ექსპერიმენტულად მიღება მისი სიკვდილიდან ათი წლის შემდეგ შეძლო გერმანელმა **ჰაინრიხ რუდოლფ ჰერცმა**.

ჰერცს ღოჭორის ხარისხი უკვე 22 წლისას, ბერლინის უნივერსიტეტის დამთავრებამდე ჰქონდა, ხოლო პროფესორი 28 წლის ასაკში გახდა. თავდაპირველად ჰერცი მაქსველის ელექტრომაგნიტური თეორიის მოწინააღმდეგე იყო და ექსპერიმენტები (1887-1888 წწ.) მის გასაბათილებლად წამოიწყო. მისთვის მოულოდნელად, ცდებმა თეორიის სისწორე დაამტკიცა. გერმანელი პატიოსანი მეცნიერი იყო და არათუ აღიარა მაქსველის თეორია, მისი დაწყებული საქმე განაგრძო. მან მოასწრო შეუქმნა მცირე მოწყობილობა, რომელსაც შეეძლო დია სადენიდან სადენზე რამდენიმე მეტრში გადაეცა და მიეღო ელექტრომაგნიტური ტალღები - ეს იყო პირველი რადიოტალღები მსოფლიოში. ჰერცმა გამოიკვლია ელექტრომაგნიტური ტალღების თვისებები და დაამტკიცა, რომ მათ აქვთ სინათლის ყველა თვისება: გარდატეხა, არეკლა, ინტერფერენცია, დიფრაქცია და პოლარიზაცია. დაამტკიცა, რომ ელექტრომაგნიტური ტალღების სიჩქარე ვაკუუმში 300 000 კმ/წმ-ის ტოლია (შემდგომში დადასტურდა ისიც, რომ სინათლეს ელექტრომაგნიტური ტალღებია). მეტის გაკეთება ნიჭიერ მეცნიერს არ დასცალდა, იგი 1894 წელს სისხლის დანთხივებით გარდაიცვალა. არადა, ჰაინრიხ ჰერცს რომ ეცოცხლა, საკითხი რადიოს ავტორობის შესახებ დღის წესრიგში ადარასდროს დადგებოდა.

ჰერცის ცდებით მსოფლიო სამეცნიერო საზოგადოება დაინტერესდა. მალე ფრანგმა **ედუარდ ბრანლიმ** და ინგლისელმა **ოლივერ ლოჯმა** აღმოაჩინეს, რომ ელექტრომაგნიტურ ტალღებზე რეაგირებს ლითონის ფხვნილით სავსე მილი, რომელსაც **კოჰერერი** უწოდეს (სურ.2.1.). როგორც კი სიგნალის გადამცემ სადენზე ნაჟერწყალი ჩნდებოდა, კოჰერერი სიგნალს იღებდა და მასში დენი ჩნდებოდა, თუმცა მომდევნო სიგნალის მისაღებად კოჰერერის მენჯღრუვა იყო საჭირო მის საწყის მდგომარეობაში მოსაყვანად.



სურ.2.1. კოჰერერი. ვერცხლისა და ნიკელის კონსტრუქცია (მარჯონის კონსტრუქცია)

ბრანლისა და ლოჯის ცდების შესახებ შეიტყო რუსმა მეცნიერმა **ალექსანდრ პოპოვმა**, რომელიც პეტერბურგის სამხედრო-საზღვაო სასწავლებელში მენადმეებს უკითხავდა ლექციებს. სამხედრო მოსამსახურე პოპოვს კარგად ესმოდა უსადენო კავშირის მნიშვნელობა და ჰერცის ტალღების პრაქტიკაში გამოყენების გზების ძიება დაიწყო. მან კოჰერერს დაუყენა ელექტროზარი, რომლის ენაზე მიმაგრებული პატარა ჩაქერი სიგნალის გაჩენისას კოჰერერს ურტყამდა და საწყის მდგომარეობაში აბრუნებდა. ზარის ხმით შესაძლებელი გახდა სიგნალების გადაცემა მორზუს ანბანით. სწორედ მორზუს ანბანით გადასცა პოპოვმა 1896 წლის 24 მარტს რუსეთის ფიზიკა-ქიმიურ საზოგადოებაში გამართულ ლექციაზე ორ სიტყვიანი რადიოგრამა - «ჰაინრიხ ჰერცი». რადიოკავშირი მხოლოდ 250 მეტრის მანძილზე შემოაბდა, პოპოვმა იგონა, რომ ფლოტის მიერ რადიოს გამოყენებისთვის გაცილებით მეტი იყო საჭირო და მან საფუძვლიანი კვლევები განაგრძო.

იტალიელი **გუგლიომო მარკონი** საქმეს სხვაგვარად მიუდგა. 1895 წელს მას ისეთივე წარმატებები ჰქონდა უსადენო ტელეგრაფირებაში, როგორც პოპოვს - მისი გადამცემის სქემა პრაქტიკულად პოპოვის

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი

აპარატის იდენტური იყო და ისიც შეზღუდულ მანძილზე მუშაობდა. თუმცა მარკონიმ მაშინვე მოინდომა მისი პრაქტიკული გამოყენება. მას შემდეგ, რაც იტალიის ფოსტამ უარი უთხრა, 1896 წელს ლონდონში ჩავიდა და თავის გამოგონებაზე მაშინვე პატენტი მოითხოვა. ბრიტანული პატენტი მან 1897 წელს მიიღო და კომპანია დააარსა. თუმცა საფრანგეთში, გერმანიაში და რუსეთში პატენტზე უარი უთხრეს და მიზეზად ჰოპოვის ნაშრომები მოიყვანეს.

მარკონის ამბები ჰოპოვამდე მივიდა, რომელიც საკითხს წერილით გამოეხმაურა: «იმ მოვლენების აღმოჩენის პატივი, რაც მარკონის წარმატებაში დაეხმარა, ეკუთვნის ჰერცსა და ბრანლის. შემდეგ მოდის ღამათებითი საკითხები, რომლებიც დაიწყეს შინჩინმა, ლოჯმა, სხვებმა - მათ შორის მეც. მარკონი პირველი იყო, ვისაც ეყო სითამაშე, საქვერპაქტეულ ნიადაგზე დაეყენებინა. მან არსებული ხელსაწყოების გაუმჯობესების შედეგად, თავის ცდებში სიგნალის გადაცემის მანძილის გაზრდა მოახერხა... და თუ ჩვენ შეუზღუდავად ვსარგებლობთ სხვათა გამოგონებებით, მოხარულნი ვიქნებით, ჩვენი გამოგონებებით სხვებზე უანგაროდ ისარგებლონ».

მარკონის მიერ თავისი გამოგონების კომერციული გამოყენების მცდელობა წარმატებული გამოდგა. უკვე 1898 წელს მოხდა პირველი რადიოკავშირის პრაქტიკული გამოყენება: უელსის პრინცი ედუარდ VII ცეცვის ღრის დაშვებული ფეხის მოსაშუშებლად და რეგატაში მონაწილეობის მისაღებად იახტა «ოსბორნზე» ავიდა. დუდამისი - დედოფალი ვიქტორია კი ზღვისპირა სამეფო რეზიდენციაში იმყოფებოდა და პრინცის ჯანმრთელობის მდგომარეობაზე ღელავდა. მარკონის წყალობით სამეფო რეზიდენციასა და იახტას შორის საიმედო რადიოკავშირი დამყარდა.

ჰოპოვის გამოგონება რადიოგადამცემის პრაქტიკაში კი პირველად 1899 წელს გამოიყენეს რუსულ ფლოტში, იმავე წელს ჰოპოვმა უფრო მგრძნობიარე მიმღები შექმნა, რომელიც უფრო სუსტ სიგნალს იღებდა და ყურსასმენები შექმნა.

თავის მხრივ, 1900 წელს მარკონიმ დააპატენტა სიგნალის გადაცემა კონკრეტული სიგრძისა და სიხშირის ტალღებზე - დანადგარ ერთდროულად მომუშავე ორი რადიოსადგური გამუდმებით უშლიდა ერთმანეთს ხელს. ამის შემდეგ კი უკვე შესაძლებელი გახდა, სხვადასხვა სიხშირეზე ემუშავათ.

დაიწყო რადიოსადგურების მასობრივი გამოყენება - პირველ რიგში, გემების ნაპირთან დასაკავშირებლად. სამხედრო თუ სამგზავრო ხომალდები რადიოსადგურებით აღიჭურვა, რომელთა ძირითადი მწარმოებელი ბრიტანული ფირმა «მარკონი» გახლდათ. რუსულ ფლოტში ჰოპოვის აპარატი დამკვიდრდა. ფრანგებმა, ამერიკელებმა და გერმანელებმა კი რადიოტექნიკის გამოსაშვებად საერთო ფირმა «თელეფუნენ»-ი შექმნეს. თუმცა მარკონიმ, რომელმაც კომერციული საქმიანობა პირველმა დაიწყო, ბრიტანეთის მთავრობის დახმარებით ბაზრის დიდი ნაწილის დაკავება შეძლო.

იტალიელს მონოპოლიზაცია მოეწონა და სხვა ფირმების წარმოებულ გადამცემებთან კავშირი აკრძალა, რასაც დიდი უკმაყოფილება მოჰყვა. ბოლო წევთი გერმანიის კაიზერის ძმასთან, ჰენრიხთან დაკავშირებული ინჟინერტი აღმოჩნდა. ის ამერიკიდან ევროპაში ბრუნდებოდა ხომალდ «დოიჩლანდით», რომელზეც გერმანული წარმოების რადიოაპარატურა იყო. «მარკონის» სანაპირო რადიოსადგურებმა კი უარი განაცხადეს, ჰენრიხისგან გადაეცათ ცნობა კაიზერისა და ამერიკის შეერთებული შტატების პრეზიდენტისთვის. კაიზერმა რადიოკავშირის საკითხზე საერთაშორისო კონფერენციის მოწვევა მოითხოვა.

კონფერენცია ბერლინში 1903 წელს შეიკრიბა და საერთო წესები შეიმუშავა. წესები საბოლოოდ 1906 წელს ბერლინის მეორე კონფერენციაზე დამტკიცდა. სანაპიროს ყველა სადგური მოვალე გახდა, კავშირი ნებისმიერი წარმოების გადამცემთან დაემყარებინა. ამ კონფერენციაზე მიიღეს აგრეთვე მორუეს ანბანის გამოყენების წესები და პირობითი ნიშნები. მათ შორის, ცნობილი განცემის სიგნალი

SOS. თუმცა ფირმა «მარკონი», მონოპოლიის დაკარგვის მიუხედავად, ბაზარზე მაინც ყველაზე მსხვილ მოთამაშედ დარჩა.

მარკონისა და პოპოვის გარდა, იყო კიდევ ერთი ინჟინერი, რომელსაც რადიოს გამოგონება შეიძლება მიეწეროს - სერბი ნიკოლა ტესლა, რომელიც ამერიკაში 1884 წელს ჩავიდა საცხოვრებლად. ნიჭიერი ინჟინერი თომას ედისონთან მუშაობდა, თუმცა კონფლიქტის შემდეგ მიატოვა. მან შექმნა ცვლად ღუნზე მომუშავე გენერატორი და ძრავა. 1893 წელს ლექციის დროს უსადენო კავშირის დემონსტრირებაც მოაწყო. მან რამდენიმე პატენტიც მიიღო რადიოსიგნალების გადაცემასთან დაკავშირებით, თუმცა «უბრალო» რადიოთი დიდად არ ინტერესდებოდა. მას სურდა ისეთი რამ, რაც მსოფლიოს შეცვლიდა. სურდა აეშენებინა უზარმაზარი ხის კოშკი ლონგ-აილენდის მტკბილ, საიდანაც განხორციელდებოდა რადიოკავშირი მთელ მსოფლიოსთან. ამასთან, კოშკს უნდა გადაეცა «უფასო» ელექტროენერგია, რომელიც თითქმის მთელ ჰლანეთას ეყოფოდა, შეძლებდა ამინდის მართვას და სხვ. მან ინვესტორები დაინტერესა და კოშკის აგება 1903 წელს დასრულდა, თუმცა ტესლამ მოსალოდნელი შედეგები ვერ მიიღო და 1905 წელს სამუშაოები შეწყვიტა, კოშკი კი 1917 წელს დაშალეს. მოგვიანებით ტესლამ ჩამოაყალიბა რადარის მუშაობის ძირითადი პრინციპები. ტესლა აცხადებდა, რომ შექმნა იარაღი - «სიკვდილის სხივები», რის მიყიდვასაც ბრიტანეთის მთავრობისთვის ამაოდ გდილობდა. სამაგიეროდ, «სხივები» რომან «ინჟინერ გარინის ჰიპერბოლოიდის» ავტორის მთავრობების წყარო გახდა. ტესლა 1943 წელს გარდაიცვალა, სხივებისა და კოშკის საიდუმლო სამარეში წაიღო, თუმცა მისი არქივი დღემდე მთლიანად გასაიდუმლოებულია.

რაც შეეხება გერმანულ მეცნიერ კარლოს ფერდინანდ ბრაუნს (1850-1918), რომელმაც ნობელის პრემია «რადიოს გამოგონებისთვის» 1909 წელს მარკონისთან ერთად მიიღო, მან მნიშვნელოვანი წვლილი შეიტანა რადიოს გაუმჯობესებაში. ის იყო კარლსრუესა და სტრასბურგის უნივერსიტეტების ფიზიკის პროფესორი, სტუდენტების ყველაზე საყვარელი ლექტორ-ექსპერიმენტატორი, გერმანიაში მისივე მონაწილეობით გახსნილი ებერნარდის სახელობის ფიზიკის ინსტიტუტის პირველი დირექტორი, კინესკოპის გამომგონებელი (გერმანულენოვან ქვეყნებში კინესკოპს დღემდე «ბრაუნის მილაკს» ეძახიან). როგე უსადენო ტელეგრაფით დაინტერესდა, გაუმჯობესა როგორც რადიომიმღები, ასევე გადამცემი. მიმღებ მოწყობილობაში კოჰერერი კრისტალური დეტექტორით შეცვალა და მიმღების მგრძნობელობა ბევრად გაუმჯობესა. გადამცემ მოწყობილობაში კი კონდენსატორი და ანტენა ერთმანეთს ისე დაუკავშირა, რომ შესაძლებელი გახდა გადამცემის სიმძლავრის მკვეთრი ზრდა. მხოლოდ ბრაუნის წყალობით შეძლო მარკონიმ 1901 წელს სიგნალის გადაცემა ინგლისიდან ამერიკაში - მანამდე გადაცემის მაქსიმალური მანძილი 20 კმ იყო...

ასეა თუ ისე, «რადიოს მამა» მაინც მარკონი გახდა - პირველ ყოვლისა, არა როგორც გამომგონებელი ინჟინერი, არამედ რადიოს ბიზნესის პიონერი. რადიოსადგურების აქტიურ გავრცელებასაც მსოფლიო მას უნდა უმაღლოდეს*.

1913 წელს ელექტრონულ-სხივური მილაკის გამოგონებამ, მეცნიერებს ელექტრომაგნიტური რხე-ვების გენერირების საშუალება მისცა. ამ პერიოდიდან მოყოლებული რადიოფიზიკის დარგმა რადიო-ტექნიკამ სწრაფი განვითარება დაიწყო.

§3. შეტყობინება. შეტყობინების სიგნალი. ძირითადი ცნებები

რადიოფიზიკის ერთ-ერთი ამოცანაა ელექტრომაგნიტური ტალღების საშუალებით ინფორმაციის გადაცემა. ინფორმაციის გადამცემ ხელსაწყოთა ერთობლიობას და გარემოს, რომელშიც ვრცელდება ელექტრომაგნიტური ტალღა, უწოდებენ **კავშირის არხს**.

ცხადია, ნებისმიერი კავშირის არხისათვის აუცილებელია გადამცემი და მიმღები მოწყობილობები. ერთიგა და მეორეც უნდა შეიცავდეს მუდმივი ღერის წყაროს, რომლის ენერგიაც გარდაიქმნება ელექტრომაგნიტური რხევების ენერგიად. რადიო გადაცემებისა და ტელეხედვისას გადაცემული შეტყობინება არის ბგერა, მუსიკა ან მოძრავი გამოსახულება. იმისათვის, რომ გადაცემული შეტყობინება საჭიროა იგი უნდა გარდავექმნათ ელექტრულ სიგნალად, რომელსაც შეტყობინების სიგნალს (მს) უწოდებენ. რადიოკავშირის სისტემებში მს-ის ფორმირება ხორციელდება მიკროფონის, საშუალებით. მიკროფონის მემბრანის რხევებს ადრავს შეტყობინება - ბგერა, რომელიც გარდაიქმნება ბგერის სიხშირის ელექტრულ რხევად. ბგერის სიხშირის ელექტრული რხევები, ინარჩუნებს ბგერის წნევის ფორმას.

ტელეხედვაში ოპტიკური გამოსახულების გარდაქმნა ელექტრულ სიგნალად ხორციელდება სპეციალური ელექტრული ხელსაწყოთა საშუალებით. ამ ხელსაწყოთა მოქმედების პრინციპი ემყარება ფოტოეფექტს. ამ დროს მიღებულ სიგნალს ვიდეოსიგნალი ეწოდება. ბგერები და ვიდეოსიგნალები ზოგად შემთხვევაში არის უწყვეტი შემთხვევითი ფუნქციები.

მს-ის ძირითად მახასიათებელს წარმოადგენს მისი სპექტრი. სიგნალის სპექტრი მათემატიკურად მიიღება სიგნალის ფუნქციის ფურიე-გარდაქმნით. სიგნალის ფუნქცია ადწერს სიგნალის ძაბვის ან ღერის ძალის დროზე დამოკიდებულებას.

ვთქვათ $u(t)$ ფუნქცია ასახავს სიგნალის ძაბვის დროზე პერიოდულ დამოკიდებულებას, T პერიოდით, მაშინ მისი სპექტრი შედგება უსასრულო რაოდენობის ჰარმონიული მდგენელებისაგან, რომელთა სიხშირეებიც არის - $n\Omega$ ($\Omega = \frac{2\pi}{T}, n = 1, 2, 3, \dots$) და სპექტრული შემადგენლობის ამპლიტუდები წარმოადგენს ფურიე-შეკრების კომპონენტებს (იხ. თავი II):

$$u(t) = \frac{u_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} \{a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)\}, \quad (3.1)$$

სადაც:

$$u_0 = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad \text{tg} \varphi_n = \frac{b_n}{a_n}, \quad (3.2)$$

$$u_0 = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) dt, \quad (3.3)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos(n\Omega t) dt, \quad b_n = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin(n\Omega t) dt. \quad (3.4)$$

სიგნალის სპექტრი მოსახერხებელია გამოისახოს გრაფიკულად სპექტროგრამის სახით. მაგალითად, ნახ.3.1-ზე მოცემულია τ ხანგრძლივობისა და T პერიოდის მართკუთხა იმპულსების თანმიმდევრობა და მისი სპექტროგრამა.

ამ სპექტროგრამებზე ვერტიკალური მონაკვეთების სიგრძეები შეესაბამება მდგენელი ჰარმონიკების ამპლიტუდებს. როგორც ნახაზიდან ჩანს განხილული სიგნალის სპექტრი არის დისკრეტული.

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი

სპექტრის ყველა სიხშირე ჯერადა ძირითადი სიხშირის $\Omega = 2\pi f$, რომელიც განისაზღვრება იმპულსების განმეორების პერიოდით. სპექტრული შემადგენლობის u_n ამპლიტუდები ნომრის ზრდისას მცირდება შემდეგი კანონით:

$$u_n(n\Omega) = 2 \frac{u_0}{T} \left| \frac{\sin\left(\frac{n\Omega T}{2}\right)}{\frac{n\Omega T}{2}} \right|, \quad (3.5)$$

სიხშირეები, რომლებზედაც $u_n(n\Omega) = 0$, განისაზღვრება იმპულსების ხანგრძლივობით. ამ სიხშირეებიდან მინიმალური განსაზღვრავს სპექტრის ეფექტურ $\Delta\Omega$ სიგანეს.

თუ $u(t)$ არის არაპერიოდული ფუნქცია, მაშინ მისი სპექტრი იქნება უწყვეტი და სპექტრული სიმკვრივე $u(\Omega)$ გამოისახება გამოსახულებით:

$$u(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j\Omega t} dt.$$

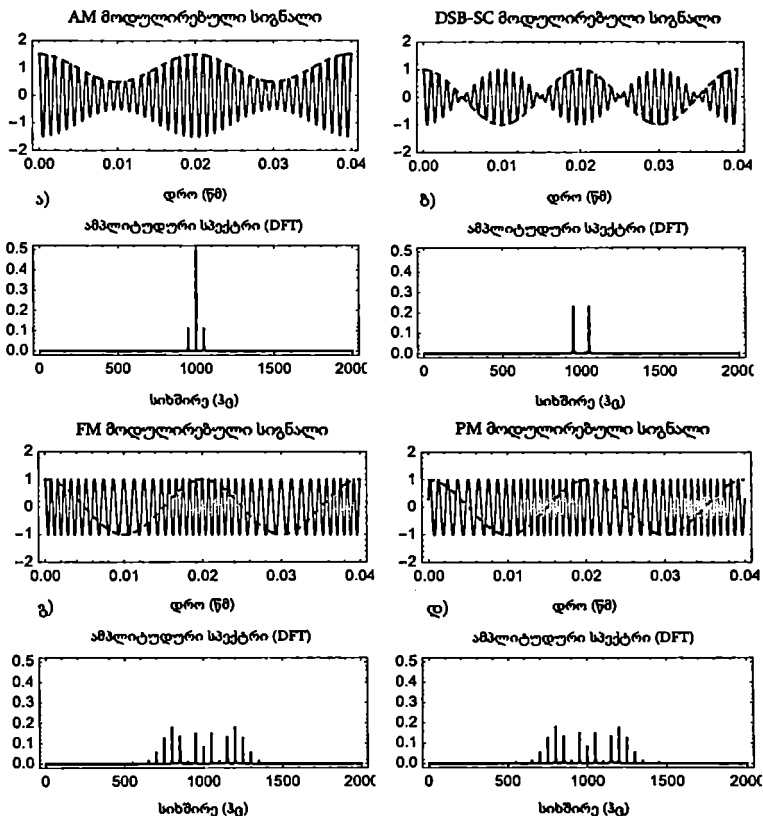
სპექტრის სიგანე განისაზღვრება იმ სიხშირეთა ინტერვალით, რომელიც გამოყოფილია მოცემული კავშირის არხისთვის. ხმოვანი სიგნალის ან მუსიკის გადაცემისას სიგნალის სპექტრის სიგანე განისაზღვრება ბგერითი სიხშირის სპექტრით, ე.ი. იკავებს 20 ჰც-დან 20 კჰც-მდე ინტერვალს. ხშირად

აუცილებელია გადასაცემი სიგნალის სპექტრის სიგანის ინტერვალის შეზღუდოს, ამით მართალია გადაცემული სიგნალის მიღების ხარისხი უარესდება, მაგრამ, იზრდება გადასაცემი არხების რიცხვი. ნებისმიერ ორ ობიექტს შორის (მაგალითად ღელამიწასა და მფრინავ ობიექტს შორის) კავშირის განხორციელებისას, გადასაცემი სიგნალის ხარისხი ისეთი უნდა იყოს, რომ მიღებული ხმოვანი სიგნალის გარჩევადობა მოხერხდეს. ამ შეზღუდვის გათვალისწინებით, მს-ის სპექტრის სიგანის ინტერვალის შეიძლება იყოს 200 ჰც-დან 3 კჰც-ის ფარგლებში. თუმცა, მაღალი ხარისხის გადაცემის უზრუნველსაყოფად, როცა საჭიროა, არა მხოლოდ ხმოვანი სიგნალის, არამედ ხმის ტემბრის შენარჩუნებაც, გადასაცემი სიგნალის სპექტრის სიგანე უნდა იყოს მნიშვნელოვნად დიდი. მაგალითად, ხმოვანი სიგნალის გადაცემისას დაახლოებით 30 ჰც-4.5 კჰც შუალედში უნდა იყოს მოთავსებული, ხოლო ტელეხედავაში ვიდეოსიგნალის სპექტრის სიგანე

მოთავსებულია 0 ჰც-დან 6 მგჰც-მდე ინტერვალში.

მეტყობინების გადაცემა ელექტრომაგნიტური ტალღების ვიწრო სიხშირულ დიაპაზონში შესაძლებელია შემდეგნაირად. პირველ რიგში მეტყობინება უნდა გარდაიქმნას ელექტრულ სიგნალად და ეს სიგნალი მიეწოდოს გადაცემვ ანტენას. შემდეგ გადაცემი ანტენით გარემომცველ სივრცეში გამოსხივდება ელექტრომაგნიტური ტალღა, რომელიც მიადევს რა მიმდებანტენამდე მასში ადრევეს ელექტრომაგნიტურ რხევებს. აღძრული რხევების სპექტრული შემადგენლობა ისეთივეა, როგორც ჰქონდა მეტყობინების სიგნალს. მიღები ანტენის მიერ მიღებულ სიგნალს სჭირდება გაძლიერება და შემდეგ პირიქით, მეტყობინებად უკუგარდაქმნა, მაგრამ ამ მეთოდით შესაძლებელია მხოლოდ ერთი კავშირის არხი გვექნდეს და ბუნებრივია ერთდროულად რამდენიმე რადიოსადგური ვერ იფუნქციონირებს, რადგან ყველა რადიოსადგურის სიგნალთა სპექტრი მოთავსებულია სიხშირეთა ერთსა და იმავე დიაპაზონში და მიღების დროს სხვადასხვა სახის მეტყობინების გამოყოფა მათგან შეუძლებელია.

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი



ნახ.3.2. ანალოგური მოდულაციის შემთხვევები. შეტყობინების სიგნალით (მს) მოდულირებული შიდა სიგნალი (მს) და შიდა ამალიტუდური სპექტრი (ასმ - ამალიტუდა სიხშირული მახასიათებელი): ა) ამალიტუდური მოდულაცია - AM (Frequency Modulation); ბ) ორმხრივი კილურა მოდულაცია მს ჩახშობით DSB-SC (double-sideband suppressed-carrier modulation); გ) სიხშირული მოდულაცია - FM (Frequency Modulation); დ) ფაზური მოდულაცია PM (Phase Modulation)

მრავალარხიანი კავშირის უზრუნველყოფის მიზნით იყენებენ შეტყობინების გადაცემის სხვა მეთოდს. შეტყობინების ელექტრული სიგნალი გარემოში, თავისთავად არ გამოსხივდება. ამ სიგნალს ჩვეულებრივ მაღალი სიხშირის მოდულირებისათვის გამოიყენებენ. მოდულაცია არის პროცესი, როდესაც შეტყობინების ელექტრული სიგნალი ზემოქმედებს მაღალი სიხშირის რხევებზე, ისე, რომ მისი ამალიტუდა, სიხშირე ან ფაზა დროში იცვლებოდეს იმავე კანონით რა კანონითაც იცვლება თავით მს, ანუ მისი ძაბვა. ეს პროცესი ხორციელდება მოდულატორში, ელექტრონულ მოწყობილობაში, სადაც ერთდროულად მოედება მაღალი სიხშირის ე.წ. შიდა სიგნალი (მს) და დაბალი სიხშირის სასარგებლო - შეტყობინების სიგნალი. ერთი სიტყვით მს-ის გადასაცემად გამოიყენება შიდა

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი

სიგნალი, რომელიც შეიძლება შევადაროთ „სწრაფმავალ მატარებელს“, მისი დანიშნულებაა მიიტანოს მს სპუნქტიდან პუნქტამდე. დანიშნულების პუნქტში სიგნალის მისვლისას საჭიროა „სწრაფმავალი მატარებლიდან“ მს-ის გამოყოფა, ამ პროცესს **დემოდულაცია** ეწოდება.

მაღალი სიხშირის რხევების მიღება შესაძლებელია მაღალი სიხშირის გენერატორით. იმის და მიხედვით, თუ რომელი პარამეტრი იცვლება მოცემული პროცესისას, განასხვავებენ ანალოგური სიგნალის მოდულაციის შემდეგ სახეებს:

- **ამპლიტუდური მოდულაცია (AM – Amplitude Modulation)** (ნახ.3.2 ა);
- **ორმხრივი კიდეური მოდულაცია მზიდი სიგნალის ჩახშობით (DSB-SC – double-sideband suppressed-carrier modulation)** (ნახ.3.2 ბ);
- **სიხშირული მოდულაცია (FM – Frequency Modulation)** (ნახ.3.2 გ);
- **ფაზური მოდულაცია (PM – Phase Modulation)** (ნახ.3.2 დ).

კავშირის ხარისხის ხარისხისადმი და უსაფრთხოებისადმი მოთხოვნის ზრდამ განაპირობა **დისკრეტული სიგნალების** გამოყენებისადმი განსაკუთრებული ინტერესი. დისკრეტული სიგნალების ერთ-ერთ კერძო შემთხვევას წარმოადგენს **ციფრული სიგნალები**. თანამედროვე კომპიუტერული ტექნიკა ინფორმაციის გადამუშავებას ახდენს ციფრულად, ბინარულ - ორობით სისტემაში. შესაბამისად, გვხვდება სიგნალების ციფრული მოდულაციის შემთხვევები, როგორიცაა:

- **ამპლიტუდური მანიპულაცია - ASK (Amplitude Shift Keying);**
- **სიხშირული მანიპულაცია - FSK (Frequency Shift Keying);**
- **ფაზური მანიპულაცია - PSK (Phase Shift Keying).**

ზემოთ სხეულებული მანიპულაციების სხვადასხვა კომბინაციებით უფრო რთული მოდულაციის სახეების მიიღებაა შესაძლებელი.

მოდულირებულ მაღალი სიხშირის რხევებს **რადიოსიგნალი (რს)** ეწოდება. გადამცემი ანტენით სწორედ მოდულირებული მაღალი სიხშირის რს გამოსხივდება. გადამცემი მოწყობილობის დანიშნულებაა მოახდინოს რს-ის ფორმირება და გადაცემა. მიმღები მოწყობილობის დანიშნულებაა მიიღოს რს, გამოყოს მისგან მს და გარდაქმნას ის შეტყობინებად.

§4. კავშირის არხის სტრუქტურული სქემა

გადამცემი სადგურის ერთ-ერთ ძირითად ფუნქციას წარმოადგენს **შეტყობინებისაგან** (ხმოვანი ინფორმაცია, მუსიკა, ვიდეოსიგნალი ან ტექსტური მონაცემი), ე.წ. სასარგებლო მს-ის ფორმირება.

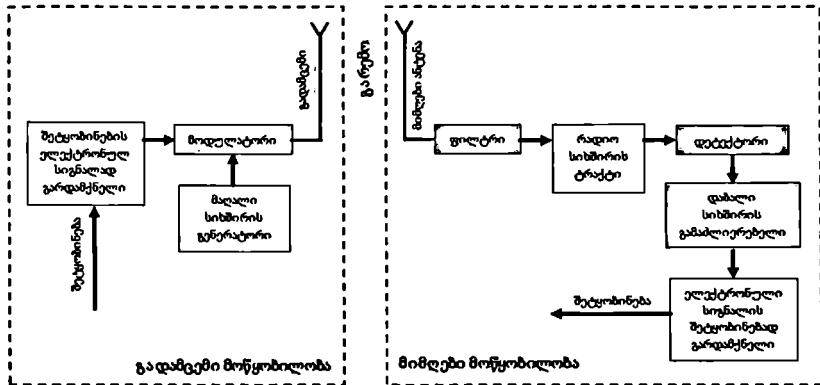
შეტყობინების სიგნალი (მს) - ელექტრული სიგნალია, რომელიც მიიღება სპეციალური მოწყობილობის საშუალებით. იგი შეტყობინებას გარდაქმნის შეტყობინების ელექტრულ სიგნალად. მაგალითად, მიკროფონი ბგერით შეტყობინებას გარდაქმნის შეტყობინების ელექტრულ სიგნალად.

მზიდი სიგნალი (მს) - მაღალი სიხშირის ელექტრომაგნიტური სიგნალია, რომელიც ფორმირდება მაღალი სიხშირის გენერატორით. მს-ის ტრანსპორტირებისათვის საჭიროა მს. იმისათვის, რომ მს დაკავშირდეს მს-თან, საჭიროა მოდულაცია.

მოდულაცია - მაღალი სიხშირის, მს-ის გარდაქმნა დაბალი სიხშირის - მს-ის რხევების შესაბამისად. მოწყობილობას, რომელიც მოდულაციის პროცესს ახორციელებს ეწოდება **მოდულატორი**.

დემოდულაცია - მაღალი სიხშირის მს-დან მს-ის გამოყოფის პროცესია. მოწყობილობას, რომელიც დემოდულაციას ახორციელებს **დემოდულატორი** ეწოდება.

ანტენა - არის მოწყობილობა, რომელიც ფორმირებული რს-ის გარემომცველ სივრცეში გავრცელება/მიღებას ახორციელებს.



ნახ.4.1. კავშირის არხის პრინციპული სქემა

მს-ის დანიშნულების ადგილზე გადასაცემად, მხოლოდ გადამცემი მოწყობილობა არ არის საკმარისი, საჭიროა მიმღები სისტემაც, რომელიც მოიცავს მიმღებ ანტენას. მიმღებ ანტენაში გადამცემი სადგურის მიერ გამოსხივებული ელექტრომაგნიტური ტალღა ზემოქმედებს და აღძრავს მაღალი სიხშირის რხევებს. იმისათვის, რომ გამოიყოს საჭირო რადიოსადგურის რს, მიმღების შესავალზე ათავსებენ ელექტრულ ფილტრს, რომელიც ისე შეიძლება აეწყოს, რომ მან გაატაროს მხოლოდ სასურველი რადიოსადგურისა და სიხშირის რს. კავშირის ერთი არხიდან მეორეზე გადასვლა ხორციელდება მიმღების შესავალში ფილტრის გადწყობით.

ხშირად, მიღებული რს-ის სიმძლავრე ძალიან მცირეა ($\approx 10^{-10}$ ვტ), ამიტომ მიმღებმა უნდა უზრუნველყოს რადიოსიგნალის გაძლიერება. რს-ის გაძლიერებას ახორციელებს მოწყობილობათა კომპლექსი, რომელიც სტრუქტურულ სქემაზე აღნიშნულია, როგორც „რადიოსიხშირული ტრაქტი“², იგი შეიცავს გამაძლიერებელს და სხვადასხვა სახის ელექტრულ გარდამქმნელებს (ნახ.4.1).

გაძლიერებული და „განმედილი“ რს მიეწოდება დეტექტორს, რომლის ამოცანაა მს-ის აღმოჩენა რს-ში. დეტექტორი გამოყოფს მს-დან მს-ს.

დეტექტორის გამოსავალზე მიღებული მს ძლიერდება ბგერითი სიხშირის გამაძლიერებლით (დაბალი სიხშირის გამაძლიერებელი) და საბოლოოდ გადაეცემა მიწყობილობას, ე.წ. გარდამქმნელს, რომელიც დეტექტირებულ, გაძლიერებულ მს-ს გარდაქმნის შეტყობინებად. რადიოგადამცემისას საბოლოო მიწყობილობას წარმოადგენს დინამიკი - ხმაშალა მოლაპარაკე, რომელიც ასრულებს მიკროფონის შეზღუდულ ოპერაციას, ე.ი. მს-ს გარდაქმნის შეტყობინებად.

მრავალარხიანი რადიოკავშირის განხორციელებისას მიმღებ ანტენაზე ადრევეს რადიოსიგნალები სხვადასხვა გადამცემი სადგურიდან. დაუშვათ, კონკრეტულ შემთხვევაში, საჭიროა მხოლოდ ერთი რადიოსადგურის სიგნალის მიღება. ამ საჭირო სიგნალს ვუწოდოთ სასარგებლო სიგნალი. დანარჩენ სიგნალებს, რომელიც სასარგებლო სიგნალის დამახინჯებებს იწვევს, ვუწოდოთ ზელშემშლელი

¹ რადიოსიხშირული ტრაქტი - ასე უწოდებენ ელექტრულ ბლოკს, რომელიც შედგება სიგნალის შესავალი მოწყობილობისაგან და მაღალი სიხშირის გამაძლიერებლისაგან, თუმცა მაღალი სიხშირის გამაძლიერებლის არსებობა სავალდებულო არაა. მისი დანიშნულებაა გააძლიეროს ან გარდაქმნას მოდულირებული მაღალსიხშირული სიგნალი.

სიგნალები. ხელშემშლელი სიგნალები მიმდებანტენაზე მოხვედრისას აღძრავენ მაღალი სიხშირის ელექტრულ რხევებს და იწვევენ სასარგებლო სიგნალის ფორმის ცვლილებას - **დამახინჯებას**.

ხელშემშლელი სიგნალების წარმოქმნის წყარო შეიძლება იყოს ელექტრული პროცესები გარემოში (ატმოსფეროსა და კოსმოსში), როგორიცაა: ჭექა-ქუხილი, პოლარული ნათება, კოსმოსური ნაწილაკების ნაკადი და ა.შ. გარდა კოსმოსური და ატმოსფერული პროცესებისა, ხელშემშლელი სიგნალის წყარო შეიძლება იყოს ხელოვნური გამოსხივების წყაროები, მაგალითად, ინდუსტრიული და ტექნოგენური გამოსხივება, რომლებსაც იწვევს სხვადასხვა სახის ელექტრონული მოწყობილობები, როგორიცაა: ელექტრომემდულებელი აპარატი, ტრანსფორმატორი, სამედიცინო აპარატურა და სხვა.

კოსმოსური, ატმოსფერული და ინდუსტრიული ხელშემშლელ ფაქტორებს **გარე ხელშემშლელი ფაქტორები** ვუწოდოთ. მათ გარდა, ნებისმიერ მიმდებ მოწყობილობაში ადგილი აქვს **შიგა ხელშემშლელ ფაქტორებსაც**, როგორიცაა ნივთიერების შემადგენელი ნაწილაკების სითბური მოძრაობა, რომელიც ცნობილია ე.წ. „**სითბური ხმაურის**“ სახელწოდებით.

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

§5. სიგნალების და მათი მახასიათებლების კლასიფიკაცია

ნებისმიერ რადიოტექნიკურ და ელექტრონულ სისტემაში გვიხდება ურთიერთობა სიგნალებთან, რომლებიც უზრუნველყოფენ ინფორმაციის გადაცემას ელექტრული სისტემების სხვადასხვა ნაწილებს შორის, ასეთ სიგნალებს შეიძლება ვუწოდოთ **ინფორმაციული სიგნალები**. როგორც აღვნიშნეთ, ამ სისტემებში ყოველთვის აღგილი აქვს ისეთ სიგნალებსაც, რომლებიც გადასაცემი ინფორმაციის დამახინჯებას უწყობენ ხელს. ეს შეიძლება იყოს სხვა ელექტრული სისტემების მხრიდან მოქმედი სიგნალები ან ხმაური, რომელიც განპირობებულია თვით ამ ელექტრული სისტემის ელემენტებში მიმდინარე ფიზიკური პროცესებით. ხმაურის ტიპურ მაგალითს წარმოადგენს **სითბური ხმაური**, რომელიც გამოწვეულია ნივთიერების გადამტანი ნაწილაკების სითბური მოძრაობით.

ზოგადად როგორც, სასარგებლო ინფორმაციული, ასევე მისი დამახინჯების ხელშემწყობი სიგნალები განეკუთვნება შემთხვევით სიგნალებს, რომელთა მნიშვნელობაც დროის ყოველ კონკრეტულ მომენტში შეიძლება განსაზღვრული იქნას გარკვეული ალბათობით.

რადიოტექნიკური სისტემების ტესტირებისას აუცილებელია მივიღოთ ცნობილი სიგნალი, ე.წ. **საყრდენი სიგნალი**, რათა გაზომვის შედეგების მასთან შედარების საფუძველზე, ვიმსჯელოთ ამ სისტემის, ამა თუ იმ ნაწილის მართებულად ფუნქციონირების შესახებ. გარდა ამისა, ნებისმიერი ელექტრული მოწყობილობის შემუშავება მოითხოვს მასში სიგნალების გენერირების, გარდაქმნის და გავრცელების ანალიზს. ცხადია, საყრდენი სიგნალი და რადიოტექნიკურ სისტემებში მიმდინარე პროცესები აღიწერება მათემატიკური ფუნქციებით, რაც რეალური და სიმულაციური მოდელირების საფუძველია.

პრაქტიკა გვიჩვენებს, რომ საუკეთესო შემთხვევას წარმოადგენს ანალიზური და კომპიუტერული მოდელირების შერწყმა. წინასწარი ანალიზური გამოთვლები საშუალებას იძლევა მნიშვნელოვნად გამარტივდეს და დაჩქარდეს მოდელირების პროცესი, რაც ასევე, ხელს უწყობს რადიოტექნიკური და ელექტრული სისტემების შემუშავების დაჩქარებას. სწორედ, ანალიზური და კომპიუტერული მოდელირების შერწყმის შედეგს წარმოადგენს ე.წ. **ელექტრული მოდული** (იხ. თავი XII).

სიგნალები, რომლებიც გამოიყენება კომპიუტერული მოდელირებისას, განსაზღვრული პირობებით, განეკუთვნება **დეტერმინირებული**, ანუ დამოკიდებული სიგნალების კლასს. **დეტერმინირებული სიგნალები** ეწოდება სიგნალებს, რომლებიც შეიძლება აღწერილი იქნას იმ ანალიზური ფუნქციებით, რომლებიც ასახავენ მათ დამოკიდებულებას ძირითად მახასიათებლებზე (სიხშირეზე ან დროზე). დეტერმინირებული სიგნალები აღწერენ რეალურ სიგნალებს. დეტერმინირებული სიგნალები შეიძლება იყოს **იმპულსური** (დისკრეტული) ან **პერიოდული** (დისკრეტული ან უწყვეტი).

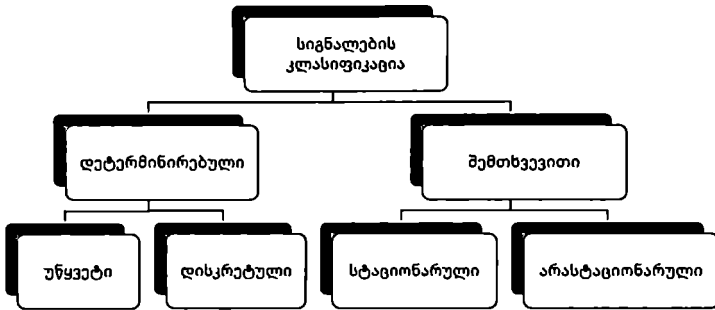
იმპულსურ სიგნალებს აქვს სასრული ენერგია და შეიძლება აღწერილი იქნას შემოსაზღვრულ დროით არეში ან სიხშირულ არეში. პერიოდული სიგნალები კი მიიღება იმპულსური სიგნალების უსასრულო რაოდენობის აჯამვით. ამასთან, ეს სიგნალები ერთმანეთისაგან გამოყოფილია ერთი დაი გივე დროითი ინტერვალით, რომელსაც **პერიოდი** ეწოდება. **პერიოდული სიგნალებს უსასრულო ენერგია აქვთ**, ამიტომ მათი დახასიათებისათვის სარგებლობენ პერიოდის განმავლობაში სიგნალის სიმძლავრის საშუალო მნიშვნელობით.

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

მათემატიკურად დეტერმინირებული სიგნალების წარმოდგენა შესაძლებელია დროის მიმართ უწყვეტი ფუნქციებით, მაგრამ, თუ სიგნალი მოცემულია დროითი მომენტების მხოლოდ დისკრეტულ შუალედში, მაშინ ასეთ სიგნალს დისკრეტული ეწოდება. სიგნალი შეიძლება იყოს დისკრეტული ან მიღებული იქნას ანალოგიური სიგნალის დროში დისკრეტიზაციის (დისკრეტულ უბნებად დაყოფის) გზით.

გარდა დეტერმინირებული და დისკრეტული სიგნალებისა, მნიშვნელოვანია განვიხილოთ სიგნალები, რომელთა მახასიათებლებიც შემთხვევითი კანონზომიერებით იცვლება. ამ სიგნალებს შემთხვევითი სიგნალები ეწოდება. ისინი აღწერენ შემთხვევით პროცესებს, რომელიც შეიძლება იყოს სტაციონარული ან არასტაციონარული. ზოგად შემთხვევაში, სიგნალების კლასიფიკაცია შეიძლება წარმოვადგინოთ დიაგრამა 2.1-ის სახით.

დიაგრამა 2.1. სიგნალების კლასიფიკაცია



რადიოტექნიკური და ელექტრონული სისტემების ანალიზში მდგომარეობს სიგნალების დროითი და სიხშირული მახასიათებლების განსაზღვრაში. ანალიზური თვალსაზრისით სიგნალის მნიშვნელოვან მახასიათებლებს მიეკუთვნება:

- სიგნალის დროითი ფუნქცია ($S(t)$);
- სიგნალის სპექტრული ფუნქცია ($S(f)$);
- ავტო-კორელაციური ფუნქცია ($W(t)$);
- ენერგეტიკული სპექტრი (ან სიგნალის სიმძლავრის სპექტრი) ($W(f)$).

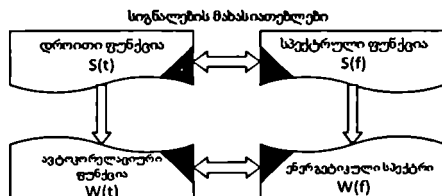
ამ მახასიათებლების საფუძველზე შეიძლება დავადგინოთ სიგნალის პარამეტრები, რომელთაგან ძირითადი არის:

- სიგნალის ხანგრძლივობა (τ);
- პერიოდი (T);
- კორელაციის ინტერვალი;
- სპექტრის სიგანე (Δf);
- სპექტრის განსაკუთრებული წერტილები (მაქსიმუმები და მინიმუმები);
- სპექტრის სიხშირული მახასიათებლები;
- სიგნალის ენერგია (E);
- სიგნალის საშუალო სიმძლავრე (P).

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

სიგნალის სპექტრული და დროითი მახასიათებლების ურთიერთკავშირი ანალოგურ-დეტერმინირებული სიგნალისათვის შეიძლება ავსახოთ დიაგრამით (დიაგრამა 2.2).

დიაგრამა 2.2. სიგნალის მახასიათებლების ურთიერთკავშირი



§6. დეტერმინირებული სიგნალების ანალიზი. სიგნალის გაშლა ფურიეს მწკრივად

რთული რხევების აღსაწერად შემოაქვთ ბაზისური ფუნქციების ცნება. მნიშვნელოვანია გავიხსენოთ ორთოგონალურ ფუნქციათა სისტემის ცნება. ვთქვათ, მოცემული გვაქვს ნამდვილ ფუნქციათა სისტემა:

$$u_0(t), u_1(t) \dots u_k(t), \dots u_m(t) \dots u_n(t),$$

რომელიც ორთოგონალურია, თუ სრულდება პირობა:

$$\int_{t_1}^{t_2} u_k(t) u_m(t) dt = 0, \quad \text{როცა } k \neq m, \quad u_k(t) \neq 0, \quad u_m(t) \neq 0.$$

სიდიდეს, როცა $k = m$ ეწოდება ნორმა:

$$\int_{t_1}^{t_2} u_k^2(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} u_m^2(t) dt = |u_k|^2 = |u_m|^2 = \|u_n\|^2, \quad (6.1)$$

თუ $u_n(t)$ – ფუნქცია უწყვეტად არის განაწილებული, მაშინ შეიძლება ის წარმოვადგინოთ მწკრივის სახით:

$$u(t) = C_0 u_0(t) + C_1 u_1(t) + \dots + C_n u_n(t), \quad (6.2)$$

სადაც კოეფიციენტები განისაზღვრება ტოლობით:

$$C_n = \frac{1}{\|u_n\|^2} \int_{t_1}^{t_2} u(t) u_n(t) dt. \quad (6.3)$$

C_n კოეფიციენტებს ფურიეს განზოგადოებული კოეფიციენტები ეწოდება.

როგორც წესი, პერიოდული ფუნქციის გაშლისას ფურიეს მწკრივში გამოიყენება ტრიგონომეტრიული ფუნქციები ან კომპლექსური ხარისხობრივი (ექსპონენციალური) ფუნქციები, ასე რომ $u_n(t)$ შეიძლება იყოს ქვემოთ მითითებულათაგან ერთ-ერთი:

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

$$u_n(t) = \cos(n\omega t), \quad u_n(t) = \sin(n\omega t), \quad u_n(t) = e^{\pm jn\omega t}, \quad (6.4)$$

სადაც $n = 0, 1, 2 \dots$ მთელი რიცხვია, რომელიც ფურიეს შესაბამის კოეფიციენტს განსაზღვრავს. ცხრილი 6.1-ში წარმოდგენილია ტრიგონომეტრიული და ექსპონენციალური ფუნქციების მწკრივის კომპონენტები, როგა: $n = 0, 1, 2, 3$.

ცხრილი 6.1. ტრიგონომეტრიული და ექსპონენციალური ფუნქციების მწკრივის კომპონენტები

ფუნქცია $u_n(t)$	მწკრივის კომპონენტები			
	$n = 0$	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$
$\cos(n\omega t)$	1	$\cos(\omega t)$	$\cos(2\omega t)$	$\cos(3\omega t)$
$\sin(n\omega t)$	0	$\sin(\omega t)$	$\sin(2\omega t)$	$\sin(3\omega t)$
$e^{\pm jn\omega t}$	1	$e^{\pm j\omega t}$	$e^{\pm j2\omega t}$	$e^{\pm j3\omega t}$

გამოვიყენოთ ცხრილი 6.1-ში მოცემული ტრიგონომეტრიული ან კომპლექსური ექსპონენციალური ფუნქციების მწკრივის წევრები და გადავწეროთ (6.2) შემდეგი სახით:

$$u(t) = C_0 + C_1 \cos(\omega t) + C_2 \cos(2\omega t) \dots + C_n \cos(n\omega t), \quad (6.5)$$

$$u(t) = C_1 \sin(\omega t) + C_2 \sin(2\omega t) \dots + C_n \sin(n\omega t), \quad (6.6)$$

$$u(t) = C_0 + C_1 e^{\pm j\omega t} + C_2 e^{\pm j2\omega t} \dots + C_n e^{\pm jn\omega t}, \quad (6.7)$$

ყველაზე ხშირად ვხვდებით ექსპონენციალურად მიღევად რხევით პროცესებს, ამიტომ უმრავლეს შემთხვევაში, პარმონიული რხევების გაზომვაში, მიზანშეწონილია ვისარგებლოთ მიღევადი ექსპონენციალური ფუნქციით. განვსაზღვროთ (6.7) მიღევადი ექსპონენციალური ფუნქციის ნორმა:

$$\|u_n\|^2 = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-jn\omega t} e^{jn\omega t} dt = T. \quad (6.8)$$

როგორც ვხედავთ, პერიოდული პარმონიული რხევებისთვის ნორმა არის რხევის პერიოდი, შესაბამისად, ფურიეს (6.3) კოეფიციენტები შეიძლება გადავწეროთ შემდეგი სახით:

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) e^{jn\omega t} dt. \quad (6.9)$$

ვისარგებლოთ ეილერის გარდაქმნით:

$$e^{jn\omega t} = \cos(n\omega t) + j\sin(n\omega t), \quad (6.10)$$

(6.9) მიიღებს სახეს:

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) \cos(n\omega t) dt + \frac{j}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) \sin(n\omega t) dt = A_n + jB_n. \quad (6.11)$$

სადაც:

$$A_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) \cos(n\omega t) dt, \quad B_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) \sin(n\omega t) dt. \quad (6.12)$$

ფურიეს მწკრივის კოეფიციენტები მოცემულ შემთხვევაში წარმოადგინეთ შემადგენელი კომპონენტების სახით, რომელთაგან $A_n = A_{-n}$ - ლუწი ფუნქცია, ხოლო $B_n = -B_{-n}$ - კი კენტია.

(6.11) შეიძლება ჩაწეროთ შემდეგი სახითაც:

$$C_n = |C_n| e^{-jn\omega_n}, \quad (6.13)$$

სადაც:

$$|C_n| = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}, \quad \varphi_n = \arctg\left(\frac{B_n}{A_n}\right). \quad (6.14)$$

$u(t)$ ფუნქცია (6.2) ფორმულის საფუძველზე მიღებს სახეს:

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |C_n| e^{jn\omega t - j\varphi_n}. \quad (6.15)$$

გამოვყოთ ფურიეს კოეფიციენტი $n = 0$ -სათვის (C_0) ცალკე:

$$u(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} 2|C_n| e^{jn\omega t - j\varphi_n}. \quad (6.16)$$

ვისარგებლოთ ეილერის (6.10) გარდაქმნით და (6.16) ფუნქციის ნამდვილი წევრები ჩაწეროთ ტრიგონომეტრიული ფორმით:

$$u(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} 2|C_n| \cos(n\omega t - \varphi_n). \quad (6.17)$$

ფურიეს მწკრივის ჩაწერისას ხშირად სარგებლობენ შემდეგი ფორმითაც:

$$u(t) = \frac{u_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} \{a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)\} = \frac{u_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} A_n \cos(n\omega t - \varphi_n), \quad (6.18)$$

$$u_0 = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad \tg \varphi_n = \frac{b_n}{a_n}, \quad (6.19)$$

$$u_0 = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) dt, \quad (6.20)$$

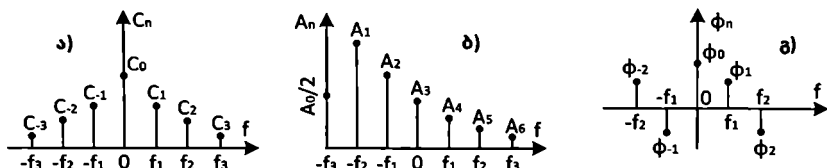
$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos(n\omega t) dt, \quad b_n = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin(n\omega t) dt, \quad (6.21)$$

სადაც: $a_n = 2A_n = 4C_n$, $b_n = 2B_n$, $A_n = 2C_n$.

$n = 1$ შესაბამეა პირველი - ძირითადი ოსცილაცია ω_1 პიკური სიხშირით, და მას ძირითადი პარმონიკა ეწოდება, ხოლო, როცა: $n > 1$, $\omega_2, \omega_3, \dots$ სიხშირის კიდურა ოსცილაციებს მაღალი პარმონიკები ეწოდება. სიგნალის ამპლიტუდის დამოკიდებულებას n -ა სიხშირეზე, ცხადია, დისკრეტული

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

ხასიათი აქვს, ამ დამოკიდებულებას აშლიტუდური სპექტრი (აშლიტუდა-სიხშირული მახასიათებელი, შემდეგში - ასმ) ეწოდება (ნახ.6.1 ა, ბ). პარმონიკების საწყისი ფაზების დამოკიდებულებას სიხშირეზე ფაზური სპექტრი (ფაზა-სიხშირული მახასიათებელი, შემდეგში ფსმ) ეწოდება (ნახ.6.1 გ).



ნახ.6.1. ა) და ბ) აშლიტუდური სპექტრი (ასმ), გ) ფაზური სპექტრები (ფსმ)

განვიხილოთ მაგალითი. ვთქვათ მოცემულია მართკუთხა ფორმის იმპულსი A აშლიტუდით და T პერიოდით:

$$u(t) = \begin{cases} A, & 0 < t \leq \frac{T}{2} \\ 0, & \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases}, \quad (6.22)$$

ვისარგებლოთ (6.21) ფორმულით:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u(t) \cos(n\omega t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} A \cos(n\omega t) dt = \frac{2A}{T} \cdot \frac{1}{n\omega} \sin(n\omega t) \Big|_0^{\frac{T}{2}} = \frac{2A}{\pi n} \sin(\pi n) = 0,$$

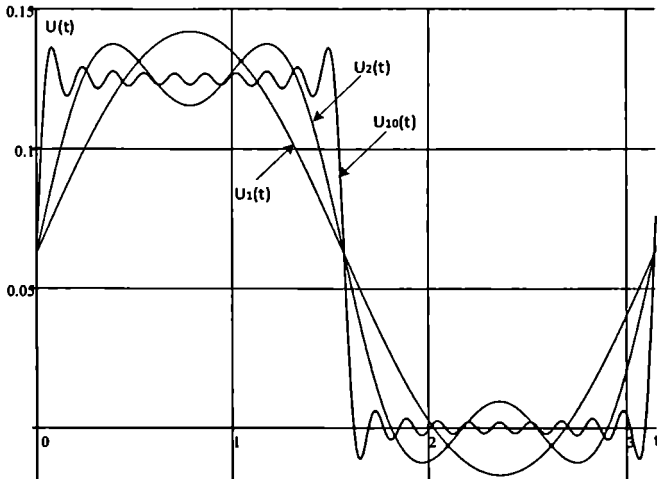
$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u(t) \sin(n\omega t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} A \sin(n\omega t) dt = -\frac{2A}{T} \cdot \frac{1}{n\omega} \cos(n\omega t) \Big|_0^{\frac{T}{2}} = \\ &= -\frac{2A}{\pi n} \cos(\pi n) + \frac{2A}{\pi n} = \frac{2A}{\pi n} [1 - \cos(\pi n)]. \end{aligned}$$

$\omega = \frac{2\pi}{T}$. (6.18) ფორმულიდან ვღებულობთ:

$$u(t) = \frac{A}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} b_n \sin(n\omega t) = \frac{A}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2A}{\pi n} [1 - \cos(\pi n)] \sin\left(\frac{2\pi n}{T} t\right).$$

მწკრივის გაშლით საბოლოოდ მივიღებთ:

$$u(t) = \frac{A}{2} + 2A \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{T} t\right)}{\pi} + 2A \frac{\sin\left(\frac{6\pi}{T} t\right)}{3\pi} + 2A \frac{\sin\left(\frac{10\pi}{T} t\right)}{5\pi} + \dots = \frac{A}{2} + u_1(t) + u_2(t) + \dots$$



ნახ.6.2. იმპულსის აღდგენა ფურიეს მწკრივით

ნახ.6.2-ზე წარმოდგენილია პირველადი იმპულსის აღდგენის პროცესი. როცა: $\pi = 1$ გვაქვს სინუსოიდა, π პარამეტრის ეტაპობრივად ზრდით ადგილი აქვს რხევების შეკრებას (6.6) კანონის შესაბამისად, სინუსოიდა თანდათან გადადის მართკუთხა ფორმაში, საბოლოოდ იმპულსი უახლოვდება პირვანდელ ფორმას, თუ შესაყრებ რხევათა რიცხვი იზრდება $\pi \rightarrow \infty$.

§7. დეტერმინირებული სიგნალების სპექტრული და ენერგეტიკული მახასიათებლები

განვიხილოთ დეტერმინირებული სიგნალების ძირითადი (დროითი და სიხშირული) მახასიათებლები. დეტერმინირებული სიგნალები შეიძლება იყოს სასრული ან უსასრულო ენერგიით. მაგალითად, როცა სიგნალი შემოსაზღვრულია $[t_1, t_2]$ დროითი ინტერვალში, მაშინ ის იქნება სასრული ენერგიის, მაგრამ თუ ის განსაზღვრულია ნახევრად უსასრულო ინტერვალში $(-\infty, t]$, $[t, \infty)$, მაშინ საქმე გვაქვს უსასრულო ენერგიის სიგნალთან.

იმპულსურ სიგნალები შეიძლება წარმოდგენილი იქნას დირაკის δ ფუნქციის, პევისაიდის ფუნქციის ან რომელიმე დისკრეტული ფუნქციის სახით:

$$\delta(t) = \begin{cases} 1, & t = 0 \\ 0, & t \neq 0 \end{cases}, \quad h(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ \frac{1}{2}, & t = 0 \\ 1, & t > 0 \end{cases} \quad (7.1)$$

ზოგად შემთხვევაში $[t_1, t_2]$ დროით ინტერვალში განსაზღვრული სასრული სიგნანის იმპულსების აღწერისას შეიძლება ვისარგებლოთ გამოსახულებით:

$$S(t) = \begin{cases} u(t), & t \in [t_1, t_2] \\ 0, & t \notin [t_1, t_2] \end{cases} \quad (7.2)$$

სასრულ $[t_1, t_2]$ ინტერვალში განსაზღვრული $S(t)$ ფუნქცია შეიძლება იყოს მართკუთხა, მართკუთხა საფეხურეობრივი, სამკუთხა, ტრაპეციის ფორმის და ა.შ. მაგალითად τ ხანგრძლივობის ეს იმპულსები შეიძლება წარმოვადგინოთ შემდეგი სახით:

მართკუთხა იმპულსი:

$$S(t) = \begin{cases} A, & t \in [0, \tau] \\ 0, & t \notin [0, \tau] \end{cases} \quad (7.3)$$

ან დირაკის ფუნქციის საშუალებით:

$$S(t) = A\delta(t). \quad (7.4)$$

მართკუთხა საფეხურეობრივი იმპულსი:

$$S(t) = \begin{cases} A, & 0 < t < \frac{\tau}{2} \\ \frac{A}{2}, & \frac{\tau}{2} < t = \tau \\ 0, & t > \tau \end{cases} \quad (7.5)$$

ან პეისიდიის ფუნქციის საშუალებით:

$$S(t) = Ah(t). \quad (7.6)$$

სამკუთხა იმპულსი:

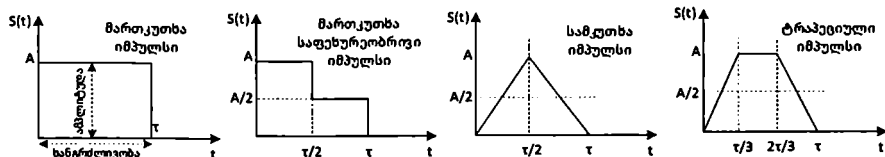
$$S(t) = \begin{cases} \frac{A}{\tau}t, & 0 < t < \frac{\tau}{2} \\ -\frac{A}{\tau}t, & \frac{\tau}{2} < t = \tau \\ 0, & t > \tau \end{cases} \quad (7.7)$$

ტრაპეციული იმპულსი:

$$S(t) = \begin{cases} \frac{3A}{2} + \frac{3A}{\tau}t, & 0 \leq t < \frac{\tau}{3} \\ A, & \frac{\tau}{3} \leq t < \frac{2\tau}{3} \\ \frac{3A}{2} - \frac{3A}{\tau}t, & \frac{2\tau}{3} \leq t < \tau \\ 0, & t \geq \tau \end{cases} \quad (7.8)$$

(7.3)-(7.8) ფორმულებში $u(t) = A = \text{const}$ - იმპულსის მუდმივი ამპლიტუდაა, ხოლო $\tau = \text{const}$ - იმპულსის მახასიათებელი მუდმივი დროის შუალედი (იმპულსის ხანგრძლივობა). მოცემული იმპულსების შესაბამისი დროითი არე (ზოგჯერ მოიხსენიებენ დროითი დომენის სახელწოდებით) ნაჩვენებია ნახ.7.1-ზე.

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი



ნახ.7.1.1. იმპულსის მომენტების ცვლილება დროში

$s(t)$ სიგნალი განსაზღვრულია ფართო დროით ინტერვალში, ხოლო $S(f)$ - იმპულსი კი ვიწრო შეზღუდულ დროით ინტერვალში.

ნახევრად უსასრულო დროით ინტერვალში განსაზღვრული სიგნალების მაგალითს წარმოადგენს ექსპონენციალური ფუნქციები, იმპულსები გაუსური ფორმით ან კიდევ სიგნალები, რომლებიც წარმოიქმნება მოცემული სიგნალებიდან წრფივი ოპერაციების საფუძველზე, როგორცაა აჯამება, შეწონვა, დაყოვნება და სხვ.

სიხშირულ არეში ანალოგიური იმპულსური სიგნალები შეიძლება აღნიშნული იქნას სპექტრული ფუნქციის $S(f)$ - საშუალებით, რომელიც სიგნალის დროით ფუნქციასთან $S(t)$ -თან დაკავშირებულია ფურიეს პირდაპირი და უკუერთგანზომილებიანი გარდაქმნით:

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(t)e^{-j\omega t} dt, \quad S(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(f)e^{j\omega t} df, \quad (7.9)$$

სადაც $\omega = 2\pi f$.

განვიხილოთ სიგნალისა და მისი სპექტრის ზოგიერთი თვისება. ზოგად შემთხვევაში $S(f)$ წარმოადგენს სიხშირის კომპლექსურ ფუნქციას და გააჩნია კომპლექსურ - მუდღელბული სიმეტრია.

$$S(f) = S^*(-f), \quad (7.10)$$

სადაც „*“ - სიმბოლო აღნიშნავს კომპლექსურ მუდღელბულის.

ნებისმიერი კომპლექსური ფუნქცია შეიძლება წარმოვადგინოთ ზარისხობრივად მოდულისა და არგუმენტის სახით:

$$S(f) = |S(f)|e^{j\varphi(f)}, \quad (7.11)$$

ან კიდევ, ნამდვილი და წარმოსახვითი ნაწილების საშუალებით:

$$S(f) = \operatorname{Re}\{S(f)\} + j\operatorname{Im}\{S(f)\} = |S(f)|\cos[\varphi(f)] + j|S(f)|\sin[\varphi(f)]. \quad (7.12)$$

$S(f)$ კომპლექსური სპექტრული ფუნქციის მოდული ამპლიტუდურ სპექტრს, ხოლო მის არგუმენტი ფაზურ სპექტრს ასახავს. ამპლიტუდურ სპექტრს აქვს ლუწი სიმეტრია, ხოლო ფაზურს კი კენტი სიმეტრია:

$$|S(f)| = |S(-f)|, \quad \varphi(f) = -\varphi(-f),$$

$$\operatorname{Re}\{S(f)\} = \operatorname{Re}\{S(-f)\}, \quad \operatorname{Im}\{S(f)\} = -\operatorname{Im}\{S(-f)\}.$$

სპექტრის მოდული და არგუმენტი განისაზღვრება თანაფარდობებით:

$$|S(f)| = \sqrt{(\operatorname{Re}\{S(f)\})^2 + (\operatorname{Im}\{S(f)\})^2}, \quad (7.13)$$

$$\varphi(f) = \begin{cases} \arctg \frac{\operatorname{Re}\{\dot{S}(f)\}}{\operatorname{Im}\{\dot{S}^*(f)\}}, & \operatorname{Re}\{\dot{S}(f)\} > 0 \\ \pi + \arctg \frac{\operatorname{Re}\{\dot{S}(f)\}}{\operatorname{Im}\{\dot{S}^*(f)\}}, & \operatorname{Re}\{\dot{S}(f)\} < 0 \end{cases} \quad (7.14)$$

სიგნალების სპექტრის ასახვისას მნიშვნელოვანია გათვალისწინებული იქნას რამდენიმე რეკომენდაცია:

- ნამდვილი სიგნალების სპექტრი ყოველთვის გამოისახება ამპლიტუდისა და ფაზის რეალური და წარმოსახვითი ნაწილებით,
- სპექტრის ასახვისას შეიძლება ვისარგებლოთ დადებითი სიხშირეებით,
- ფაზური სიგნალი აგებული უნდა იქნას შუალედში $[-\pi, \pi]$.

ამრიგად, ანალოგური იმპულსური სიგნალის ძირითად მახასიათებელს წარმოადგენს სიგნალის $S(t)$ დროითი და $S(f)$ სპექტრული მახასიათებლები².

ენერგია

ანალოგური იმპულსური სიგნალის ძირითად პარამეტრებს წარმოადგენს იმპულსის τ -ხანგრძლივობა და Δf - სპექტრის სიგანე. ერთი მათგანი ახასიათებს სიგნალის დროით ინტერვალს მეორე კი სიხშირულ ინტერვალს. სწორედ ამ ინტერვალუბშია თავმოყრილი სიგნალის ენერგიის ძირითადი ნაწილი. სიგნალის ენერგიის გეომეტრიული არის მდგომარეობს იმაში, რომ ის ასახავს სიგნალის სპექტრით შემოსაზღვრული არის ფართობს. პარსერვალის თეორემის თანახმად:

$$E(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \langle \dot{S}(t) \cdot \dot{S}^*(t) \rangle dt = \int_{-\infty}^{+\infty} S^2(t) dt, \quad (7.15)$$

ფურიეს გარდაქმნის გამოყენებით ენერგია, შეიძლება გამოსახული იქნას სპექტრით:

$$E(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \langle \dot{S}(f) \cdot \dot{S}^*(f) \rangle df = \int_{-\infty}^{+\infty} S^2(f) df. \quad (7.16)$$

სიმეტრიული სიგნალის შემთხვევაში:

$$E(t) = 2 \int_0^{+\infty} S^2(t) dt, \quad E(f) = 2 \int_0^{+\infty} S^2(f) df. \quad (7.17)$$

შემოსასაზღვრული სიგნალების შემთხვევაში:

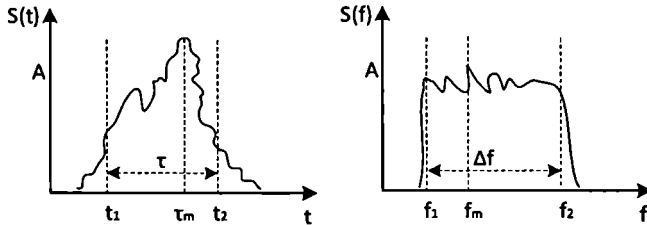
$$E(t) = \int_{t_1}^{t_2} S^2(t) dt, \quad E(f) = \int_{f_1}^{f_2} S^2(f) df. \quad (7.18)$$

² რიგ ლიტერატურაში ფუნქციას და მის ფურიე-წარმოდგენას სხვადასხვა ფუნქციებით აღნიშნავენ, ჩვენ კი ერთი ფუნქციით აღვნიშნავთ, მაგრამ მიუწერეთ შესაბამის არგუმენტს, t - დროს, ან f სიხშირეს, რაც ცხადია, მინარსობრივად სხვადასხვა ფუნქციას ასახავს, ან უფრო სწორად, ერთ ფუნქციას ასახავს სხვადასხვა საკოორდინატო არეში (დომენში).

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

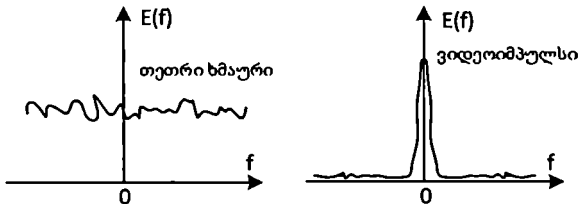
სიგნალის ეფექტური ხანგრძლივობა და სპექტრის ეფექტური სიგანე

შემოვიტანოთ სიგნალის ეფექტური ხანგრძლივობის ($\tau = t_2 - t_1$) და სპექტრის ეფექტური სიგანის ცნება ($\Delta f = f_2 - f_1$). ეს ინტერვალები ასახავს იმ მუხედებს, რომლებშიც ძირითადად არის მოქცეული ენერგეტიკული ფუნქციები $E(t)$ და $E(f)$ (ნახ.7.2). ზოგად შემთხვევაში სიგნალის ან მისი სპექტრის სიმეტრიაზე საუბარი ზედმეტია, თუმცა კონკრეტულ შემთხვევაში სიგნალი და მისი სპექტრი შეიძლება იყოს სიმეტრიული მაქსიმუმების (τ_m და f_m), სათავის ან რომელიმე დროითი (სიხშირული) კოორდინატის მიმართ.



ნახ.7.2. სიგნალის ეფექტური ხანგრძლივობა და სპექტრის ეფექტური სიგანე

თუ სპექტრში არ შეიმჩნევა მკვეთრად გამოხატული მაქსიმუმები ან ეს მაქსიმუმები იმყოფება საკოორდინატო სათავის მახლობლად, მაშინ სპექტრის ეფექტური სიგანის მნიშვნელობად მიღებულია ნულოვანი სიხშირე. პირველ მათგანს მიეკუთვნება, მაგალითად, ე.წ. „თეთრი ხმაური“, რომელსაც არ გააჩნია მკვეთრად გამოხატული მაქსიმუმი, ხოლო სიგნალთა მეორე კლასს, რომელთა მაქსიმუმი ახლოსაა ნულოვანი სიხშირესთან მიეკუთვნება ვიდეოსიგნალები (ნახ.7.3).



ნახ.7.3. სიგნალები სპექტრის ნულოვანი ეფექტური სიგანით

აღსანიშნავია, რომ ვიდეოსიგნალებს არ აქვთ ჰარმონიული კომპონენტი, განსხვავებით რს-საგან. სპექტრის სიგანის ფარგლებში თავმოყრილია ენერგიის ნაწილი:

$$\eta = \frac{E_m(\Delta f)}{E(f)} 100\%. \quad (7.19)$$

სიგნალის ეფექტური ხანგრძლივობა τ და სპექტრის ეფექტური სიგანე Δf განსაზღვრავენ ინტერვალებს დროის და სიხშირის მიხედვით, რომლებშიც თავმოყრილია ინფორმაცია სიგნალის ფორმისა

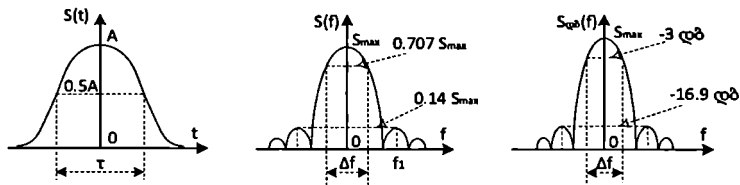
თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

და სპექტრის შესახებ. რაც უფრო კარგად სრულდება პირობა: $\eta \rightarrow 100\%$, მით უფრო ზუსტად შენარჩუნდება სიგნალის ფორმა, როცა მისი სპექტრი სიხშირული არიდან დროით არეში გადადის (სიგნალი აღდგება) და პირიქით³.

სიგნალები სასრული ენერგიით ხასიათდებიან მიღწეადი ფუნქციებით. სიგნალის დონე განისაზღვრება მაქსიმუმის მიმართ გრაფიკულად. ამ დონეების შესაფასებლად, ხშირად სარგებლობენ რიცხვითი მნიშვნელობებით, როგორიცაა: 0.7; 0.5; 0.1 და ა.შ. ეს კოეფიციენტები მიუთითებს სიგნალის მაქსიმუმის შესაბამის წილს.

მნიშვნელოვან პარამეტრს წარმოადგენს ასშ-ის დონე არჩეული სიხშირული დიაპაზონის მიღმა. ეს პარამეტრი განსაზღვრავს სიგნალის სპექტრის სიგანეს გრაფიკულად. ამპლიტუდური სპექტრები როგორც წესი, მიღწეადი ხასიათისაა, მათ გააჩნიათ ძირითადი ამპლიტუდური ნაწილი, რომელშიდაც თავმოყრილია სიგნალის ენერგიის ძირითადი ნაწილი და თანმიმდევრულად მიღწეადი კიდურა კომპონენტები. ყოველი მომდევნო მიღწეადი კომპონენტი განსაზღვრავს სიხშირული დიაპაზონის მიღმა მყოფ ნაწილს (ნახ.7.4).

მაგალითად, განვიხილოთ იმპულსური სიგნალი A - ამპლიტუდით და τ ხანგრძლივობით. ნახ.7.4 ა)-დან ჩანს, რომ სიგნალის ეფექტური ხანგრძლივობა ფასდება ამპლიტუდის ნახევარზე ($\frac{\tau}{2}$). ნახ.7.4 ბ) და გ)-დან ჩანს, რომ სპექტრის Δf სიგანე აღებულია $S(f)$ ფუნქციის მაქსიმუმის 0.707 ნაწილით. პირველი კიდურა ფოთოლის მაქსიმუმში განლაგებულია f_1 სიხშირეზე და შეადგენს მაქსიმუმის 0.14 ნაწილს. სწორედ ეს პარამეტრი არის მიღებული იმპულსური სიგნალის მახასიათებელ პარამეტრად.



ნახ.7.4. იმპულსური სიგნალი და მისი სპექტრი წრფივ და ლოგარითმულ მასშტაბში

სპექტრის წარმოდგენა ლოგარითმულ მასშტაბში

პრაქტიკაში მიღებულია, რომ იმპულსის კიდურა ფოთლების დონე გამოსახული იქნას დეციბელში მაქსიმუმის მიმართ, რისთვისაც სარგებლობენ ლოგარითმული მასშტაბით:

$$S_{db}(f) = 20 \ln \left(\frac{S(f)}{S_{max}(f)} \right). \quad (7.20)$$

იმპულსური სიგნალის ამპლიტუდურ-სიხშირული სპექტრი ლოგარითმულ მასშტაბში წარმოდგენილია ნახ.7.4 გ)-ზე. აღსანიშნავია, რომ წრფივ მასშტაბში მაქსიმუმის 0.707 ნაწილი შეესაბამება -3 დეციბელს ლოგარითმულ მასშტაბში, ხოლო პირველი კიდურა ფოთლის მაქსიმუმი კი შეესაბამება -16.9 - დბ-ს.

³ დროით და სიხშირულ არეს ზოგჯერ დროითი და სიხშირული დომენის სახელწოდებით მოიხსენიებენ.

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

გიბსის ეფექტი - სიგნალის აღდგენის სიზუსტე

ფურიეს გარდაქმნების საფუძველზე ადვილად ვადგენთ, რომ სიგნალის ენერგეტიკული მახასიათებლები შემოუსაზღვრულ დროით ან სიხშირულ ინტერვალში მცირედ განსხვავდება შემოსაზღვრულ დროით ან სიხშირულ ინტერვალში ამავე სიგნალის ენერგეტიკული მახასიათებლისაგან:

$$S(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f)e^{j2\pi ft} df, \quad \langle S(t) \rangle = \int_{t_1}^{t_2} S(f)e^{j2\pi ft} df.$$

აპროქსიმირებულ სიგნალსა და პირველად $S(f)$ სიგნალს შორის სხვაობა შეიძლება შევაფასოთ გამოსახულებით:

$$E_A = \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f) - \langle S(f) \rangle|^2 df. \quad (7.21)$$

E_A - წარმოადგენს სიზუსტის ზომას, რომლის გათვალისწინება მნიშვნელოვანია სიგნალის აღდგენის პროცესში. ციფრულ ელექტრონიკაში გამოიყენება დისკრეტულ სიგნალები, ამიტომ ანალოგური სიგნალის დისკრეტიზაცია ციფრული ტექნოლოგიის ერთ-ერთი მთავარი საკითხია, თუმცა შემდეგ დასკვნით ეტაპზე, მონაცემთა გამოტანისას, კვლავ ანალოგური სიგნალის პირვანდელი ფორმის აღდგენაა მნიშვნელოვანი. მაშასადამე, უნდა მოხდეს რხევების რესტავრაცია - აღდგენა, მაგრამ გარკვეული სიზუსტით, რომელსაც ასახავს (7.21) გამოსახულება.

პრაქტიკული თვალსაზრისით (7.21) უმჯობესია ჩაწერილი იქნას დისკრეტული სახით, ფურიეს მწკრივის გამოყენებით:

$$E_A = \int_{-\infty}^{+\infty} \left| S(t) - \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n u_n(t) \right|^2 dt. \quad (7.22)$$

(7.21) და (7.22) ფორმულებით ასახულ პროცესს გიბსის ეფექტს უწოდებენ, ის ასახავს სიგნალის აღდგენის სიზუსტეს. ცხადია, როცა $n \rightarrow \infty$ სიზუსტე მაქსიმალურ მნიშვნელობას აღწევს და აღდგენილი სიგნალი მაქსიმალურად უახლოვდება პირვანდელს.

ავტოკორელაციური ფუნქცია და ენერგეტიკული სპექტრი

დროითი და სპექტრული ფუნქციების გარდა დეტერმინირებული იმპულსური სიგნალების მახასიათებლებს წარმოადგენს აგრეთვე: ავტოკორელაციური ფუნქცია $W(t)$ და მისი ფურიე გარდაქმნა $W(f)$, რომელსაც ენერგეტიკული სპექტრი ეწოდება. ავტოკორელაციური ფუნქცია განისაზღვრება თანაფარდობით:

$$W(t) = \langle S(t) S^*(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau) S^*(\tau + t) d\tau, \quad (7.23)$$

სიგნალის ავტოკორელაციური ფუნქცია და ენერგეტიკული სპექტრი ერთმანეთთან დაკავშირებულია ფურიეს პირდაპირი და უკუგარდაქმნით:

$$W(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} W(f) e^{-j2\pi ft} df, \quad W(f) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} W(t) e^{j2\pi ft} dt. \quad (7.24)$$

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

მარტივად ვადგენთ, რომ ავტო-კორელაციური ფუნქცია ლუწი ფუნქციაა, რომელსაც მაქსიმუმი აქვს $t = 0$ მომენტში. მაქსიმალური მნიშვნელობა უმთხვევა სიგნალის ენერგიის მნიშვნელობას:

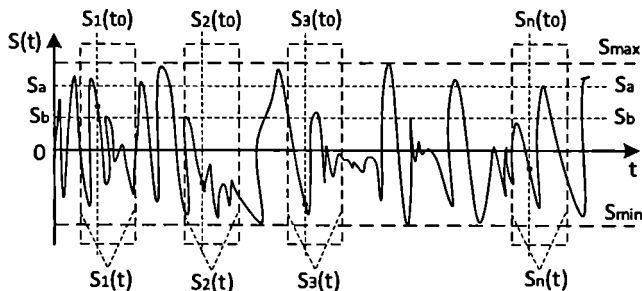
$$W(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} [S(\tau)]^2 d\tau = E(t). \quad (7.25)$$

ენერგეტიკულ სპექტრში ინფორმაცია სიგნალის ფაზის შესახებ არ გვაქვს. ამიტომაც ენერგეტიკული სპექტრის საფუძველზე შეუძლებელია დროითი სიგნალის აღდგენა. იგი არის ნამდვილი ფუნქცია და გააჩნია ლუწი სიმეტრია, ამიტომ გრაფიკულად ის შეიძლება გამოვსახოთ დადებითი სიხშირეების არეში.

§8. შემთხვევითი სიგნალების ანალიზი

შემთხვევითი სიგნალი - არის პროცესი, რომლის დროსაც ამპლიტუდა და სიხშირე (ფაზა) იცვლება შემთხვევითი კანონზომიერებით, თუმცა ამ პროცესს კანონზომიერებას ვერ დავარქმევთ, რადგან მისი ანალიტიკური აღწერა ხშირად ძალიან პრობლემატურია, ამიტომ მათი აღწერისას მიმართავენ სტატისტიკური რადიოფიზიკის მეთოდებს.

განვიხილოთ შემთხვევითი პროცესი $S(t)$ (ნახ.8.1).



ნახ.8.1. შემთხვევითი პროცესი

მოცემული პროცესის ანალიზისას გამოვყენოთ $S(t)$ პროცესის რეალიზაციები $S_1(t), S_2(t) \dots S_k(t) \dots S_n(t)$, რომლებიც ასახავენ ერთსა იმავე დროით შუალედში (მაგალითად, t_0 შუალედში) შემთხვევითი პროცესის სხვადასხვა ფრაგმენტებს.

პროცესის შესაფასებლად ავირჩიოთ, რომელიმე ფიქსირებული t_0 დროის შუალედი თითოეული შემთხვევითი ფრაგმენტისათვის. განვსაზღვროთ, სვდება თუ არა $S_1(t_0), S_2(t_0) \dots S_k(t_0) \dots S_n(t_0)$ მნიშვნელობები $S_1(t), S_2(t) \dots S_k(t) \dots S_n(t)$ შემთხვევით ფრაგმენტებში. თუ შევძლებთ ამ პროცესის მათემატიკურად ჩაწერას, მაშინ მათემატიკური პარამეტრი, რომლითაც მას აღწევთ იქნება საკმარისი მახასიათებელი.

ასეთი საკმარისი მახასიათებელია **ალბათობის სიმკვრივე**, რომელიც განისაზღვრება როგორც $S_k(t_0)$, შემთხვევითი სიდიდის მოხვედრის ალბათობა $S_k(t)$ წინასწარ განსაზღვრულ სეგმენტში (ნახ.8.1):

$$P(S_a < S_k(t) < S_b) = \int_{S_a}^{S_b} p(S) dS. \quad (8.1)$$

ფუნქცია $p(S)$ წარმოადგენს S სიდიდის შემთხვევითი განაწილების დიფერენციალურ კანონს, ხოლო $P(S)$ კი არის განაწილების ინტეგრალური კანონი.

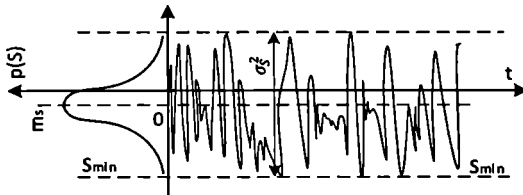
ნებისმიერი შემთხვევითი პროცესისაგან შეიძლება გამოვყოთ მაქსიმუმი S_{max} და მინიმუმი S_{min} , ისე, რომ ამ შუალედში შემთხვევითი $S_k(t_0)$ პროცესის რეალიზაცია აუცილებლად მოხდება. ეს ნიშნავს, რომ პროცესის რეალიზაციის ალბათობა მაქსიმალურია, ამიტომ (8.1) ინტეგრალი ამ შუალედში არის ნორმირების პირობა:

$$m_S = \int_{S_{min}}^{S_{max}} p(S) dS = 1. \quad (8.2)$$

მოცემული ალბათობის სიმკვრივით, განვსაზღვროთ $S_k(t)$ შემთხვევითი პროცესების რეალიზაცია საშუალო მნიშვნელობით (სტატისტიკური საშუალო), რომელსაც სტატისტიკურ რადიოფიზიკაში პირველი სტატისტიკური მომენტი (ალბათობის თეორიაში მათემატიკური მოლოდინი) ეწოდება. დისკრეტული და უწყვეტი შემთხვევითი პროცესის პირველი სტატისტიკური მომენტი ჩაიწერება გამოსახულებებით:

$$\langle S_n(t) \rangle = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} S_n(t)}{n}, \quad \langle S(t) \rangle = \int_{S_{min}}^{S_{max}} S(t) p(S) dS. \quad (8.2)$$

სტატისტიკური შემთხვევითი პროცესებისათვის ეს სიდიდე მუდმივია. ნახ.8.2-ზე მოყვანილია პირველი რეალიზაციის - მოლოდინის ერთ-ერთი მაგალითი. ნახაზიდან ჩანს, რომ საშუალო სიდიდე მცირედ წანაცვლებულია ნულოვანი მნიშვნელობიდან. ნათელია, რომ რეალიზაციის რაოდენობის გაზრდასთან ერთად სტატისტიკური საშუალოს სიზუსტე იზრდება.



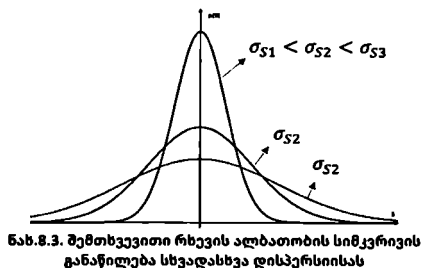
ნახ.8.2. პირველი სტატისტიკური მომენტი და შემთხვევითი რხვის რეალიზაციის დისპერსია

სტატისტიკური საშუალო სიდიდიდან გადახრის მაქსიმუმს - დისპერსია ეწოდება. დისკრეტული და უწყვეტი შემთხვევითი პროცესებისათვის ის შეიძლება ჩავენროთ გამოსახულებებით:

$$\sigma_{S_n}^2 = \frac{1}{n} \sum_{n=1}^{\infty} [S_n(t) - \langle S_n(t) \rangle]^2, \quad \sigma_S^2 = \int_{S_{min}}^{S_{max}} [S(t) - \langle S(t) \rangle]^2 p(S) dS. \quad (8.3)$$

დისპერსია იგივეა, რაც საშუალო კვადრატული გადახრა სტატისტიკური საშუალოდან. რაც უფრო მცირეა დისპერსია, შემთხვევითი სიდიდის ალბათობის სიმკვრივის განაწილების მრუდს, მით უფრო მკვეთრად გამოხატული პიკი აქვს. დისპერსიის ზრდა იწვევს პიკის შემცირებას და მრუდის განთხმას აბსცისთა ღერძის გასწვრივ (ნახ.8.3).

შემთხვევითი პროცესების უმრავლესობა ემორჩილება განაწილების ნორმალურ კანონს, რომელსაც გაუსის კანონი ეწოდება:



ნახ.8.3. შემთხვევითი რხევის ალბათობის სიმკვრივის განაწილება სხვადასხვა დისპერსიისას

$$p(S) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_S} e^{-\frac{(S(t) - \langle S(t) \rangle)^2}{2\sigma_S^2}}. \quad (8.4)$$

ეს კანონი ბუნებაში ყველაზე ხშირად გვხვდება. თუ ავიღებთ რეალიზაციის დიდ რიცხვს ჰარმონიული შემადგენლების სახით, სხვადასხვა საწყისი ფაზებით და ამპლიტუდებით, მაშინ მათ ჯამს შეესაბამება ნორმალური განაწილების კანონი.

§9. სტაციონარული შემთხვევითი სიგნალები

შემთხვევითი პროცესებიდან გამოვყოთ სტაციონარულ და არასტაციონარულ შემთხვევით პროცესებს. სტაციონარული შემთხვევითი პროცესისას სიგნალის განაწილების ალბათობა არ არის დამოკიდებული დროზე. კიდევ უფრო მაგარი შეზღუდვა ედება ერგოდულ პროცესებს, როცა ანსამბლით (მრავალი შემთხვევითი პროცესით) გასაშუალოება, ერთი რეალიზაციის ფარგლებში, შეიძლება შევცვალოთ დროთი გასაშუალოების ოპერაციით:

$$\langle S(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S(t) dt. \quad (9.1)$$

თეთრი ხმაური

განვიხილოთ $S(t)$ სტაციონარული შემთხვევითი პროცესი, რომლის კორელაციური ფუნქციაც შეიძლება ჩავეწეროთ გამოსახულებით:

$$W(\tau) = \langle S(t)S(t+\tau) \rangle = N_0 \delta(\tau). \quad (9.2)$$

მაშასადამე, $S(t)$ ფუნქციის ნებისმიერი ორი მნიშვნელობა $S(t_1)$ და $S(t_2)$, რაც არ უნდა ახლოს იყოს ერთმანეთთან დროის შუალედები ერთმანეთთან არაკორელირებადი. ასეთ ფუნქციას დელტა-კორელირებადი ეწოდება და მისი სპექტრული სიმკვრივე ჩაიწერება შემდეგი სახით:

$$W(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} W(\tau) e^{-2\pi f \tau} d\tau = N_0 \int_{-1}^{+1} \delta(\tau) e^{-2\pi f \tau} d\tau = N_0. \quad (9.3)$$

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

მამასადაშე, მივიღეთ პროცესი, რომლის სპექტრული სიმკვრივე მუდმივია. შემთხვევით პროცესს, რომლის სპექტრული სიმკვრივე მუდმივია ეწოდება **თეთრი ხმაური**. თეთრი ხმაურის გნება ფართოდ გამოიყენება ტექნიკაში. განსაკუთრებით, იმ შემთხვევაში, როცა შემთხვევითი პროცესის ენერგეტიკული სპექტრის სიგანე ბევრად აღემატება სისტემის გატარების სიხშირულ ზოლს.

აღწეროთ რეალური პროცესი თეთრი ხმაურით. ვთქვათ, სისტემაზე, მუდმივი მახასიათებელი დროითი τ_s , მოქმედებს რეალური ხმაური კორელაციური ფუნქციით:

$$W_{Re}(\tau) = \sigma_s^2 W_s(\tau), \quad (9.4)$$

$W_s(\tau)$ – ს აქვს საკმაოდ ფართო სპექტრი და შესაბამისად, მცირე კორელაციის დრო: $\tau_k \ll \tau_s$. თეთრი ხმაურის ეკვივალენტური პროცესის აღწერის მიზნით, სპექტრული სიმკვრივის მნიშვნელობისათვის იღებენ გამოსახულებას:

$$N_0 = W_{Re}(f = 0) = \int_{-1}^{+1} W_{Re}(\tau) d\tau = \sigma_s^2 \int_{-1}^{+1} W_s(\tau) d\tau = 2\sigma_s^2 \tau_k. \quad (9.5)$$

ვიპოვოთ $p(S, t_1)$ ალბათობის სიმკვრივე დროის რომელიმე ფიქსირებული t_1 მომენტისათვის, თუ $S(t_1)$ ფუნქციის მყისი მნიშვნელობა შეიძლება იყოს ნებისმიერი 0-დან $A_m \cos \varphi(t_1)$ -ის ჩათვლით, თუ $\cos \varphi(t_1) > 0$:

$$p(S, t) = \frac{1}{A_m \cos \varphi(t_1)} > 0, \quad 0 < S(t) < A_m \cos \varphi(t_1). \quad (9.6)$$

$p(S, t)$ – ფუნქცია ასახავს შემთხვევითი ამპლიტუდის მქონე ჰარმონიული სიგნალის ალბათობათა განაწილების სიმკვრივეს. ჩვენს შემთხვევაში გვაქვს:

$$P(S(t_1)) = \frac{1}{A_m \cos \varphi(t_1)} \int_0^{A_m \cos \varphi(t_1)} S(t) dS = \frac{1}{2A_m \cos \varphi(t_1)}, \quad (9.7)$$

$$P(S^2(t_1)) = \frac{1}{A_m \cos \varphi(t_1)} \int_0^{A_m \cos \varphi(t_1)} S^2(t) dS = \frac{1}{3} [A_m \cos \varphi(t_1)]^2. \quad (9.8)$$

შევაფასოთ დისპერსია:

$$D = P(S^2(t_1)) - P(S(t_1))^2 = \frac{1}{12} [A_m \cos \varphi(t_1)]^2. \quad (9.9)$$

მიღებული შედეგიდან ვაკვნით, რომ განხილული შემთხვევითი პროცესი არც სტაციონარულია და არც ერგოდული.

ჰარმონიული რხევები შემთხვევითი ფაზით

ვთქვათ მოცემული გვაქვს ჰარმონიული რხევა:

$$S(t) = A \cos(\omega t + \varphi(t))$$

დავუშვათ, რომ რხევის ამპლიტუდა და სიხშირე ცნობილი სიდიდეებია, მაგრამ საწყისი ფაზა არის შემთხვევითი სიდიდე და თანაბრად განაწილებული $[0, 2\pi]$ ინტერვალში, რაც ნიშნავს, რომ მას

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

შუქდღია ერთნაირი ალბათობით მიიღოს ნებისმიერი მნიშვნელობა ამ შუალედიდან. საწყისი ფაზის ალბათობის სიმკვრივე იქნება:

$$p(\varphi_0) = \frac{1}{2\pi}, \quad 0 < \varphi < 2\pi.$$

ჩავენროთ $S(t)$ პარმონიული რხევის განაწილების ალბათობის სიმკვრივე:

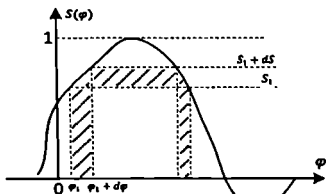
$$p(S)dS,$$

სადაც $p(S)$ საძიებელი ალბათობის სიმკვრივეა. როგორც ნახ.9.1-დან ჩანს $p(S)dS$ განსაზღვრავს ალბათობას - $S(t)$ სიგნალის რეალიზაციას შემთხვევითი ფაზის ორი დამტრისული ინტერვალისა და ერთ-ერთში, ამიტომ შემთხვევითი ფაზის ალბათობა იქნება $2p(\varphi)d\varphi$, შესაბამისად, გვაქვს:

$$p(S)dS = 2p(\varphi)d\varphi.$$

საწყისი ფაზის ალბათობა თანაბრადაა განაწილებული $[0, 2\pi]$ შუალედში, ამიტომ:

$$p(\varphi) = p(\varphi_0) = \frac{1}{2\pi}.$$



ნახ.9.1. პარმონიული სიგნალის შემთხვევითი ფაზით

ამრიგად:

$$p(S)dS = \frac{1}{\pi} d\varphi. \quad (9.10)$$

აქედან:

$$p(S) = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{\frac{dS}{d\varphi}}. \quad (9.11)$$

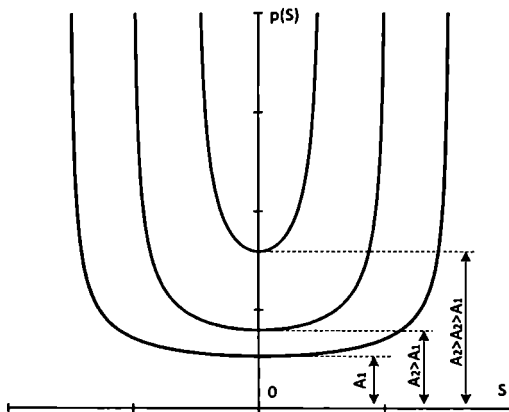
სადაც:

$$\frac{dS}{d\varphi} = -A \sin(\omega t + \varphi) = A \sqrt{1 - \cos^2(\omega t + \varphi)},$$

ე.ი.

$$p(S) = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{A^2 - A^2 \cos^2(\omega t + \varphi)}} = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{A^2 - S^2(t)}}. \quad (9.12)$$

$p(S)$ ფუნქციის გრაფიკი პარაბოლურია. პარაბოლას მინიმუმის დამორება აბსცისთა ღერძიდან განსაზღვრავს ამპლიტუდის სიდიდეს (ნახ.9.2).



ნახ.9.2. $p(s)$ განაწილება სხვადასხვა ამპლიტუდისათვის

ნორმალური შემთხვევითი პროცესი (გაუსის განაწილება)

განვსაზღვროთ სტაციონარული გაუსური შემთხვევითი პროცესის ალბათობის განაწილება. $p(s)$ - ფუნქციის საფუძველზე შეიძლება განვსაზღვროთ $S(t)$ სიგნალის განსაზღვრულ ინტერვალში მოხვედრის ფარდობითი დრო. რისთვისაც პრაქტიკაში იყენებენ სიგნალის მაქსიმუმის ფარდობას საშუალო კვადრატულ სიდიდესთან.

პროცესი ჩავთვალოთ სტაციონარულად და ერგოდულად, მაშასადამე პირველი სტატისტიკური მომენტი (იგივე მათემატიკური მოლოდინი) ნულია:

$$\langle S(t) \rangle = 0.$$

$S(t)$ სიგნალის მოხვედრის ალბათობა რომელიმე $[a, b]$ ინტერვალში შეიძლება ვიპოვოთ გამოსახულებით:

$$p(s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} \int_a^b e^{-\frac{s^2(t)}{2\sigma_s^2}} ds = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_0^b e^{-\frac{s^2(t)}{2\sigma_s^2}} ds - \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_0^a e^{-\frac{s^2(t)}{2\sigma_s^2}} ds = Lp\left(\frac{b}{\sigma}\right) - Lp\left(\frac{a}{\sigma}\right), \quad (9.13)$$

სადაც:

$$Lp(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{v^2}{2}} dv. \quad (9.14)$$

ლაპლასის ფუნქციაა, რომელიც განსაზღვრავს ალბათობათა ინტერვალს. მათემატიკურ კრებულებში მოიპოვება ამ ინტეგრალების მნიშვნელობათა ცხრილები.

ვიწროზოლოვანი შემთხვევითი პროცესი

საინტერესო შემთხვევას წარმოადგენს ვიწრო სიხშირული დიაპაზონის მქონე სიგნალების ალბათობათა განაწილება. რხევები წარმოებს შედარებით ვიწრო სიხშირულ ინტერვალში და ამ პროცესებს ვიწროზოლოვანი პროცესები ეწოდება. ასეთი შემთხვევითი პროცესების ასახვა შეიძლება კვაზიპარმონიული სახით:

$$S(t) = A(t) \cos[2\pi f(t)t + \varphi(t)],$$

რომლის ყველა მახასიათებელი პარამეტრი, $A(t)$ ამპლიტუდა, $f(t)$ სიხშირე და $\varphi(t)$ ფაზა შემთხვევითი ფუნქციებია. ისინი დროის მიხედვით მდორედ იცვლება.

ასეთი შემთხვევითი პროცესის ამპლიტუდა შეიძლება წარმოდგენილი იქნას თანაფარდობით:

$$A(t) = \sqrt{S^2(t) - S_f^2(t)},$$

სადაც:

$$S_r(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S(\tau)}{\tau - t} d\tau.$$

$S_r(t)$ - წარმოადგენს პირველადი $S(t)$ ფუნქციის შეუღლებულს ჰილბერტის გარდაქმნის მიხედვით. მათემატიკასა და სიგნალების დამუშავებაში ჰილბერტის გარდაქმნა წარმოადგენს წრფივ ოპერატორს, რომელიც ასახავს ნამდვილი t ცვლადის $S(t)$ ფუნქციას ცვლადის ღომენში (არემი), $S(t)$ ფუნქციისა და $\frac{1}{\pi t}$ ფუნქციის შეუღლებით. ფიზიკაში ამ გარდაქმნას კრამერს-კრონიგის თანაფარდობის სახელწოდებითაც მოიხსენებენ (იხ. დანართი 1).

$f(t)$ - სიხშირის შემთხვევითი პროცესის შერჩევა ხდება ისე, რომ $\varphi(t)$ ფაზა არ შეიცავდეს t -ზე წრფივად დამოკიდებულ წევრს.

$f(t)$ სიხშირული დიაპაზონიდან გამოიყოფა ვიწრო დიაპაზონი, რომელშიდაც არის განაწილებული $S(t)$ შემთხვევითი პროცესი.

სტაციონარული და ერგოდული შემთხვევითი პროცესის შემთხვევაში, როცა ალბათობათა განაწილება ემორჩილება ნორმალურ (გაუსურ) კანონს, $S(t)$ აღწერს მეყსეულ ოსცილაციებს დროის ნებისმიერ მომენტში. $A(t)$, $f(t)$ და $\varphi(t)$ რხევის პარამეტრები ემორჩილება ალბათობათა განაწილების არაგაუსურ კანონზომიერებას.

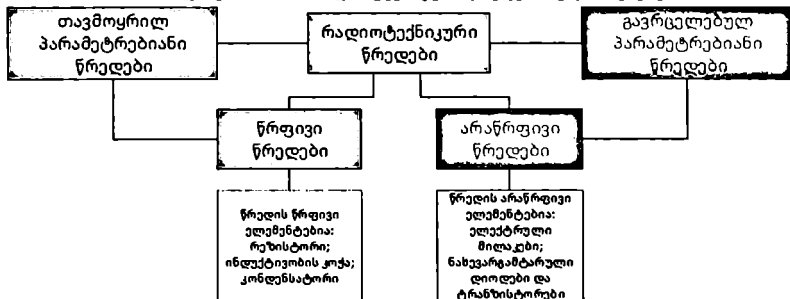
თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

§10. რადიოტექნიკური წრედების კლასიფიკაცია

ელექტრულ წრედებს, რომლებიც გამოიყენება მეტყობინების სიგნალსა და რადიოსიგნალზე გარკვეული ოპერაციებისათვის რადიოტექნიკური წრედები ეწოდება. რადიოტექნიკაში წრედებს ორ კლასად ყოფენ: წრფივ და არაწრფივ წრედებად. წრფივი არის წრფივი თუ მისი შემადგენელი ელემენტები: წინაღობა, ინდუქციურობა და ტევადობა არ არის დამოკიდებული მასში გამავალი დენებისა და ძაბვების სიდიდესა და მიმართულებაზე. ზოგადად, ბუნებაში წრფივ და არაწრფივ ელემენტებს შორის მკვეთრი ზღვარი არ არსებობს, ასევე რადიოტექნიკური წრედების შემთხვევაშიც. ერთი და იგივე წრედის ელემენტი ერთ შემთხვევაში შეიძლება ჩაითვალოს წრფივ ელემენტად, მეორე შემთხვევაში კი - არაწრფივ ელემენტად. დიდი დენის ძალის შემთხვევაში წინააღობა დამოკიდებული ხდება დენის ძალაზე და იგი არ ემორჩილება ომის კანონს, ე.ი. გადაიქცევა არაწრფივ ელემენტებად.

ტიპიურ არაწრფივ ელემენტებს მიეკუთვნება: ელექტრული მილაკები, ნახევარგამტარული დიოდები, ტრანზისტორები. თუმცა, ისინიც შეიძლება მუშაობდეს წრფივ რეჟიმშიც. რადიოტექნიკური წრედის ელექტრული თვისებები განისაზღვრება L ინდუქციურობით, C ტევადობითა და R წინააღობით. თუ ეს პარამეტრები არ არის დამოკიდებული დროზე, მაშინ რადიოტექნიკურ წრედს მუდმივ პარამეტრებიანი ეწოდება. წრედს რომლის პარამეტრებიც დროზეა დამოკიდებული პარამეტრული ეწოდება.

დიაგრამა 10.1. რადიოტექნიკური წრედების კლასიფიკაცია



გამტარის ნებისმიერი ელემენტი ხასიათდება გარკვეული ინდუქციურობით, წინააღობით და ტევადობით. მაგალითად, რეალურ კოჭას გააჩნია არა მხოლოდ ინდუქციურობა, არამედ მცირე წინააღობაც და უმნიშვნელო ტევადობაც. ანალოგიური შეიძლება ითქვას კონდენსატორზეც. თუ მთელი წრედის სიგრძეზე L, R, C პარამეტრები შეიძლება ჩაითვალოს მუდმივად, მაშინ წრედს თავმოყრილ პარამეტრებიანი ეწოდება, მაგრამ თუ წრედის L, R, C პარამეტრები მთელი წრედის სიგრძეზე იცვლება გარკვეული კანონზომიერებით, მაშინ ასეთი წრედებს გავრცელებულ პარამეტრებიანი ეწოდება.

იმისათვის, რომ გავარკვეოთ თუ რა შემთხვევაში შეიძლება წრედი ჩაითვალოს თავმოყრილ პარამეტრებიან წრედად და რა შემთხვევაში გავრცელებულ პარამეტრებიანად, საჭიროა მხედველობაში მივიღოთ შემდეგი გარემოება, რომ რადიოტექნიკური წრედების საშუალებით სიგნალის გადაცემა ხდება ელექტრომაგნიტური ველით. სწორედ ელექტრომაგნიტური ტალღის λ სიგრძის და წრედის ხაზოვანი l სიგრძის თანაფარდობა განსაზღვრავს თუ როგორ წრედთან გვაქვს საქმე. კერძოდ, თავმოყრილ პარამეტრებიანი წრედი არის რეალური წრედის იდეალური მოდელი, როცა მისი ხაზოვანი l ზომა ბევრად მცირეა ინდუცირებული ელექტრომაგნიტური ტალღის λ სიგრძეზე.

ვთქვათ, სისტემაში ელექტრომაგნიტური რხევების პერიოდი არის T , სიჩქარე კი c , მაშინ ტალღის სიგრძე $\lambda = cT$, და პირობა $l \ll \lambda$ ნიშნავს, რომ $\frac{l}{c} \ll T$. სიდიდე $\frac{l}{c} = \tau$ - არის დრო რომლის განმავლობაში ელექტრომაგნიტური ტალღა გადის სისტემის ხაზოვანი სიგრძის ტოლ მანძილს. τ -ს სიმცირე T პერიოდთან შედარებით ნიშნავს, რომ სიგნალი რომელიც მოედო წრედის შესავალს პრაქტიკულად მესასულად გადის l ხაზოვანი სიგრძის სისტემაში. აქედან გამომდინარეობს, რომ მიმდევრობითი წრედის ყველა ელემენტში დენის ძალა იქნება ერთნაირი. სიტუაცია ისეთივეა, როგორც მუდმივი დენის წრედში. ამის გამო, თავმოყრილ პარამეტრებიან წრედს უწოდებენ **კვაზი სტაციონარულს**. კვაზი სტაციონარული წრედის სხვადასხვა უბანზე ძაბვა და დენის ძალა დამოკიდებულია მხოლოდ დროზე და არ არის დამოკიდებული სივრცით კოორდინატზე, ამიტომ ამ სისტემის აღმწერ განტოლებებში მონაწილეობს დროის სრული წარმოებული.

რიგ შემთხვევაში L, R, C პარამეტრები თანაბრად განაწილებულია წრედის მთელს სიგრძეზე, ასეთი სისტემის მაგალითს წარმოადგენს გრძელი ხაზი ან ანტენურ-ფიდერული ტრაქტი. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედის ხაზოვანი ზომები ტალღის სიგრძის რიგისაა, ამიტომ დენის ძალა და ძაბვა ამ სისტემაში დამოკიდებულია როგორც დროზე, ასევე კოორდინატებზე.

მუდმივი და ცვლადი პარამეტრებიანი წრედის მნიშვნელოვან თვისებას წარმოადგენს სუპერპოზიციის პრინციპის სამართლიანობა, რომლის არსიც მდგომარეობს შემდეგში: რადიოტექნიკური სისტემის შესავალზე მოდებული სიგნალი ითვლება - **ზემოქმედებად**, ხოლო გამოსავალზე მიღებული სიგნალი კი - **გამოძახილად**. თუ სისტემა წრფივია, მაშინ რამდენიმე ზემოქმედების გამოძახილები ერთმანეთისაგან დამოუკიდებლად მიიღება.

§11. წრედების აქტიური და პასიური ელემენტები

ელექტრული წრედების თეორიაში განასხვავებენ რადიოტექნიკური წრედების აქტიურ და პასიურ ელემენტებს. წრედის აქტიური ელემენტები ელექტრულ წრედში ენერგიის შეტანას განაპირობებენ, ხოლო პასიური ელემენტები კი მოიხმარენ ენერგიას.

ელექტრული წრედების პასიური ელემენტები

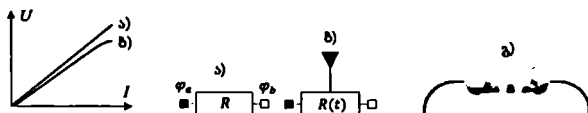
ელექტრული წრედების პასიურ ელემენტებს მიეკუთვნება: რეზისტორი, ტევადობა და ინდუქციურობა. განვიხილოთ თითოეული მათგანი ცალ-ცალკე.

რეზისტორული ელემენტი - წინაღობა

რეზისტორული ელემენტი - წინაღობა წარმოადგენს წრედის პასიურ ელემენტს (აქტიურ წინაღობას), რომელიც შეუქცევადად მოიხმარს ენერგიას. ნახ.11.1-ზე წარმოდგენილია რეზისტორული

ელემენტის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი ა) შემთხვევა შეესაბამება წრფივ რეზისტორს, ხოლო ბ) შემთხვევა კი არაწრფივ რეზისტორს.

როგორც ცნობილია, ნივთიერება ელექტრული დენის გატარების მიხედვით იყოფა გამტარებად, ნახევარგამტარებად და დიელექტრიკებად. ისეთი ნივთიერებები, როგორიცაა მინა, პოლისტირონი და სხვა, საერთოდ არ ატარებს ელექტრულ დენს, რადგან მათი წინააღობა 10^{18} - ჯერ აღემატება ლითონების წინააღობას. წინააღობა წარმოადგენს პასიურ წრფივ ელემენტს, თუმცა გარკვეულ პირობებში წინააღობა შეიძლება არაწრფივი ელემენტიც იყოს.



ნახ.11.1. რეზისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი. ა) წრფივი რეზისტორი, ბ) არაწრფივი რეზისტორი, გ) წრფივი რეზისტორის სამგანზომილებიანი გამოსახულება

ნახ.11.1 ბ)-ზე ნაჩვენებია R წინააღობის რეზისტორული ელემენტის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა. დავუშვათ, ელემენტის a და b მომჭერებზე პოტენციალი არის φ_a და φ_b , მაშინ $u = \varphi_a - \varphi_b$ წარმოადგენს ძაბვას რეზისტორის a და b მომჭერებზე. რეზისტორულ ელემენტში გამავალი დენი აღვნიშნოთ I -თი. დენის ძალა, ძაბვა ელემენტის მომჭერებზე და R წინააღობა ერთმანეთთან დაკავშირებულია ომის კანონით:

$$I = \frac{u}{R},$$

შესაბამისად, ძაბვა რეზისტორის მომჭერებზე განისაზღვრება ფორმულით:

$$u = IR. \quad (11.1)$$

წინააღობის შეზღუდვებულ სიდიდეს ელექტროციფრულ გამტარობა ეწოდება. გამტარობა აღვნიშნოთ γ -თი:

$$\gamma = \frac{1}{R}.$$

ელექტრული გამტარებლობის ერთეული არის სიმენსი (სიმ), ხოლო წინააღობის ერთეულად მიღებულია ომი.

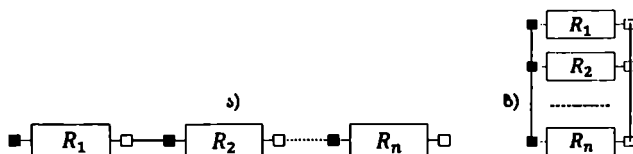
გამტარის წინააღობა დამოკიდებულია გამტარის გვარობაზე (ρ - კუთრი წინააღობა) და მის გეომეტრიულ ზომებზე: სიგრძეზე (l) და განიკვეთის ფართობზე (S):

$$R = \rho \frac{l}{S}, \quad (11.2)$$

რეზისტორის წინააღობა პირდაპირპროპორციულად არის დამოკიდებული ტემპერატურაზე:

$$R = R_0(1 + \alpha t), \quad (11.3)$$

სადაც $R_0 = \rho_0 \frac{l}{S}$ - გამტარის წინააღობაა $0^\circ C$ -ზე.



ნახ.11.2. რეზისტორების ა) მიმდევრობითი და ბ) პარალელური შეერთება

რეზისტორები წრედში შეიძლება ჩაირთოს მიმდევრობით, პარალელურად ან შერეული ფორმით. მიმდევრობითი შეერთებისას (ნახ.11.2 ა) წინაღობები იკრებება:

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_n.$$

პარალელური შეერთებისას (ნახ.11.2 ბ) ჯამური წინააღობის შებრუნებული სიდიდე, შესაყრები წინააღობების შებრუნებული სიდიდეების ალგებრული ჯამის ტოლია:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n}.$$

თუ R წინააღობის რეზისტორში გადის i დენი, მაშინ მყისი ენერგიის სიმძლავრე გამოითვლება ფორმულით:

$$p = i \cdot u = i^2 R = \frac{u^2}{R}, \quad (11.3)$$

დროის გარკვეულ შუალედში რეზისტორული ელემენტის მიერ მოხმარებული სრული სიმძლავრე გამოითვლება ფორმულით:

$$P = \int_0^t p \, dt = \int_0^t i \cdot u \, dt = \int_0^t \frac{u^2}{R} \, dt = \int_0^t i^2 \cdot R \, dt.$$

ინდუქციური ელემენტი - ინდუქციურობა

ინდუქციური ელემენტი, ასევე, წარმოადგენს წრედის პასიურ ელემენტს, რომელსაც აქვს თვისება დააგროვოს მაგნიტური ველის ენერგია. ნახ.11.3 ა)-ზე მოცემულია ϕ მაგნიტური ნაკადის დამოკიდებულება I დენის ძალაზე წრფივი (1-ლურჯი წირი) და არაწრფივი (2-წითელი წირი) ინდუქციური ელემენტისათვის, ხოლო ნახ.11.3 ბ)-ზე ნაჩვენებია 1 მკპნ ინდუქციურობის კოჭა ორი განსხვავებული სამგანზომილებიანი ფორმით.

ინდუქციური ელემენტი წარმოადგენს გულარზე ხვეების სახით დახვეულ იზოლირებულ მავთულს, რომელსაც ინდუქციურობის კოჭას უწოდებენ. ინდუქციურობის კოჭას ϕ მაგნიტური ინდუქციის ნაკადსა და I დენის ძალას შორის წრფივი დამოკიდებულება ჩაიწერება გამოსახულებით:

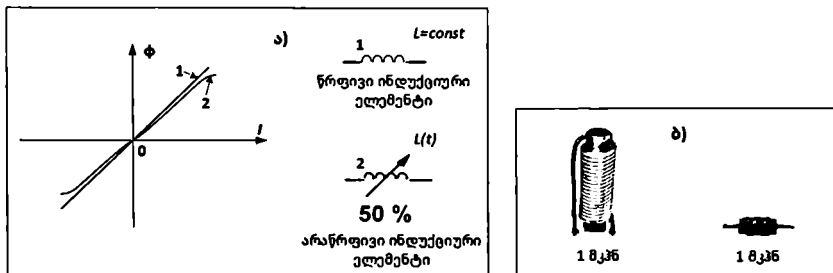
$$\phi = LI,$$

სადაც L - პროპორციულობის კოეფიციენტს ეწოდება ინდუქციურობა, მისი ერთეულია ჰენრი (ჰნ) და ის დამოკიდებულია კოჭას მახასიათებლებზე: l - კოჭას სიგრძეზე, S - კოჭას განივკვეთის ფართობზე, n - ხვეების რიცხვზე და კოჭას ნივთიერების გვარობაზე:

$$L = \mu_a \frac{n^2 S}{l} = \mu_0 \mu \frac{n^2 S}{l},$$

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

$\mu_a = \mu_0 \mu$ - აბსოლუტური მაგნიტური შეღწევადობაა (ერთეული ჰმ/მ), μ - ფარდობითი მაგნიტური შეღწევადობაა, ხოლო $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ ჰმ/მ მაგნიტური მუდმივაა. კოჭაში ცვლადი დენის გატარებისას, მაიკლ ფარადის მიერ აღმოჩენილი ელექტრომაგნიტური ინდუქციის კანონის თანახმად, აღიძვრება თვითინდუქციის ემძ, რომელიც ყოველთვის ეწინააღმდეგება დენის ცვლილებას.



ნახ.11.3. ა) მაგნიტური ნაკადუბმის დამოკიდებულება დენის ძალაზე: 1 - წრფივი და 2 - არაწრფივი ინდუქციურობის ელემენტისათვის, ბ) ინდუქციურობის კოჭას სამგანზომილებიანი გამოსახულებები

კავშირი ძაბვასა და დენის ძალას შორის ჩაიწერება გამოსახულებით:

$$u = \frac{d\Phi}{dt} = L \frac{di}{dt}.$$

თუ ჩავთვლით, რომ წრედში დენი და ძაბვა იცვლება პარმონიული კანონით $i \sim e^{j\omega t}$, $u \sim e^{j\omega t}$, მაშინ:

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &\sim j\omega e^{j\omega t} = j\omega i, \\ u &= j\omega L i. \end{aligned} \quad (11.4)$$

ტევადური ელემენტი - ტევადობა

ტევადობა ეწოდება წრედის პასიურ ელემენტს, რომელსაც აქვს თვისება დააგროვოს ელექტრული ენერგია. ნახ.11.4-ზე ა)-ზე მოცემულია კულონ-ვოლტური მახასიათებელი წრფივი (1) და არაწრფივი (2) ტევადური ელემენტებისათვის, შესაბამისი პირობითი გრაფიკული აღნიშვნებით, ხოლო ნახ.11.4 ბ)-ზე ნაჩვენებია სხვადასხვა 100 მკფ, 10 პფ და 100 პფ ტევადობის კონდენსატორების სამგანზომილებიანი გამოსახულებები.

ტევადობა, როგორც ცნობილია აღინიშნება C -თი, მისი ერთეულია ფარადი (ფ) და განიშარტება გამოსახულებით:

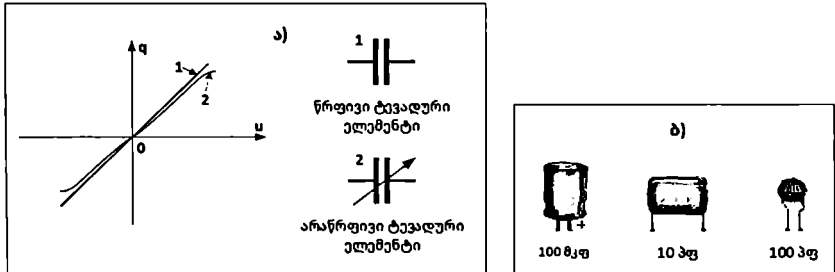
$$C = \frac{q}{u},$$

შესაბამისად, ძაბვა ტევადური ელემენტის ბოლოებზე შეიძლება გამოვსახოთ შემდეგნაირად:

$$u = \frac{1}{C} q = \frac{1}{C} \int idt, \quad (11.5)$$

იმ შემთხვევაში, თუ დენიც და ძაბვაც ექსპონენციალური კანონით იცვლება, ვღებულობთ:

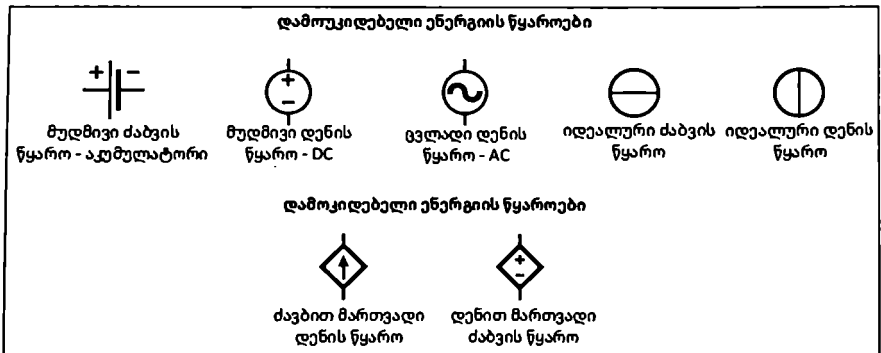
$$u = \frac{I}{j\omega C}. \quad (11.6)$$



ნახ.11.4. ა) კულონ-ვოლტური მახასიათებელი და პირობითი გრაფიკული აღნიშვნები: 1 - წრფივი, 2 - არაწრფივი ტევადური ელემენტი, ბ) სხვადასხვა ტევადური ელემენტის სამგანზომილებიანი გამოსახულება ტევადობის მითითებით

ელექტრული წრედების აქტიური ელემენტები

ელექტრული წრედების აქტიური ელემენტები ეწოდება წრედის იმ კომპონენტებს, რომლებიც გასცემენ ენერგიას - ე.წ. ენერგიის წყაროები. არსებობს **დამოუკიდებელი და დამოკიდებული ენერგიის წყაროები**. დამოუკიდებელ ენერგიის წყაროებს მიეკუთვნება ძაბვის წყარო და დენის წყარო. ძაბვის წყარო არ არის დამოკიდებული დენის ძალაზე, ხოლო დენის წყარო კი არ არის დამოკიდებული წყაროს ბოლოებზე მოდებულ ძაბვაზე.



ნახ.11.5. წრედის აქტიური ელემენტები. ზედა მწკრივში მოცემულია ენერგიის დამოუკიდებელი წყაროები, ხოლო ქვედა მწკრივში დამოკიდებული ენერგიის წყაროები

ნახ.11.5-ზე ზედა მწკრივში მოცემულია მუდმივი ძაბვის, მუდმივი დენის (DC)⁴, ცვლადი დენის (AC)⁵, იდეალური ძაბვისა და იდეალური დენის წყაროების პირობითი გრაფიკული აღნიშვნები.

⁴ DC – Direct Current - მუდმივი დენი.

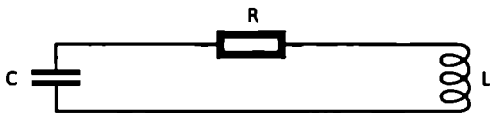
⁵ AC - Alternating Current - ცვლადი დენი.

იდეალური ძაბვის წყაროს შიდა წინააღობა ნულისაქვე ისწრაფვის, ხოლო იდეალური დენის წყაროსი კი უსასრულობისაქვე.

ნახ.11.5-ის ქვედა სტრიქონზე მოცემულია დამოკიდებული ენერგიის წყაროები. წყაროს ძაბვის (დენის) სიდიდე დამოკიდებულია წრედის უბნის ძაბვაზე ან დენის ძალის სიდიდეზე, მაშინ ვამბობთ, რომ გვაქვს დენით (ძაბვით) მართვადი ძაბვის (დენის) წყარო. დამოკიდებული წყაროები კვებავენ ელექტრულ მილაკებს, ტრანზისტორებს, გამაძლიერებლებს, რომლებიც წრფივ რეჟიმში მუშაობენ.

§12. თავისუფალი რხევები LRC რხევით კონტურში

განვიხილოთ მიმდევრობითი LRC რხევითი კონტური (ნახ.12.1).



ნახ.12.1. თავისუფალი რხევები LRC რხევით კონტურში

ვთქვათ, $t = 0$ მომენტში კონდენსატორზე გვაქვს $q_0 = Cu_0$ მუხტი. ვიპოვოთ მუხტის ცვლილების კანონი კონდენსატორზე. კირხჰოფის მეორე წესის თანახმად გვაქვს:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt = 0. \quad (12.1)$$

გავითვალისწინოთ, რომ $i = \frac{dq}{dt}$, და შემოვიღოთ აღნიშვნა:

$$\frac{R}{L} = 2\alpha, \quad \frac{1}{LC} = \omega_0^2,$$

სადაც: α - მიღების კოეფიციენტი, ω_0 - კონტურის ციკლური სიხშირეა. (12.1) განტოლება ჩაწეროთ შემდეგი სახით:

$$\frac{d^2q}{dt^2} + 2\alpha \frac{dq}{dt} + \omega_0^2 q = 0. \quad (12.2)$$

მივიღეთ მუხტის მიმართ მეორე რიგის დიფერენციალური განტოლება. ამ განტოლების ამოსახსნელად გამოვიყენოთ საწყისი პირობები:

$$t = 0; \quad q = q_0; \quad i = \frac{dq}{dt} = 0. \quad (12.3)$$

(12.2) განტოლების ამონახსნი ვეძიოთ შემდეგი სახით:

$$q = \varepsilon e^{\eta t}. \quad (12.4)$$

სადაც ε და η მუდმივებია. (12.4) გავაწარმოვოთ ორჯერ და შევიტანოთ (12.2)-ში, მივიღებთ შემდეგ მახასიათებელ განტოლებას η -მიმართ:

$$\eta^2 + 2\alpha\eta + \omega_0^2 = 0. \quad (12.5)$$

ამ განტოლების ფესვებია:

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

$$\eta = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} = -\alpha \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = -\alpha \pm j\omega, \quad (12.6)$$

სადაც ω მიღებულია რხევების კუთხური სიხშირეა. როგორც ვხედავთ, იგი ნაკლებია იდეალური (უდანაკარგო) კონტურის კუთხური სიხშირეზე ω_0 ($\omega < \omega_0$), რასაც განაპირობებს რხევების მიღება α სიხშირით. საინტერესოა ისეთი რხევითი პროცესი, როდესაც სრულდება პირობა:

$$\alpha^2 \ll \omega_0^2,$$

ე.ი.

$$\alpha \ll \omega_0; \quad \frac{R}{2L} \ll \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (12.7)$$

ამ შემთხვევაში, მიახლოებით შეიძლება ჩავთვალოთ, რომ $\omega \approx \omega_0$. (12.2) განტოლების ამოსახსნელად მისი ინტეგრალი ჩავწეროთ შემდეგი სახით:

$$q = Ae^{\eta_1 t} + Be^{\eta_2 t}, \quad (12.8)$$

ან კომპლექსური სახით:

$$q = e^{-\alpha t} [Ae^{j\omega t} + Be^{-j\omega t}], \quad (12.9)$$

გამოვიყენოთ ეილერის გარდაქმნა:

$$e^{\mp j\omega t} = \cos(\omega t) \mp j\sin(\omega t). \quad (12.10)$$

გავშალოთ (12.9) ტოლობა ეილერის ფორმულის გამოყენებით, მივიღებთ:

$$q = e^{-\alpha t} [(A+B)\cos(\omega t) + j(A-B)\sin(\omega t)], \quad (12.11)$$

(12.3) საწყისი პირობების გათვალისწინებით (12.11)-დან მივიღებთ:

$$q = q_0 = A+B, \quad (12.12)$$

როცა $t = 0$, მაშინ $e^{-\alpha t} = 1$:

$$\sin(\omega t) = 0; \quad \cos(\omega t) = 1.$$

A და B კოეფიციენტების საპოვნელად მივმართოთ საწყის პირობას, რისთვისაც ვიპოვოთ q -ს წარმოებული დროით და გავუტოლოთ ნულს, ე.ი.:

$$\begin{aligned} \frac{dq}{dt} &= e^{-\alpha t} [-(A+B)\omega \sin(\omega t) + j(A-B)\omega \cos(\omega t)] + \\ &+ [(A+B)\cos(\omega t) + j(A-B)\sin(\omega t)] \cdot (-\alpha e^{\alpha t}), \end{aligned}$$

საწყისი პირობის გათვალისწინებით:

$$0 = \alpha(A+B) - j(A-B)\omega, \quad (12.13)$$

(12.13) -ში შევიტანოთ (12.12), მივიღებთ

$$0 = \alpha q_0 - j(A-B)\omega,$$

საიდანაც:

$$j(A-B) = \frac{\alpha}{\omega} q_0. \quad (12.14)$$

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

$A + B$ და $A - B$ მნიშვნელობები შევითანოთ (12.11)-ში, მივიღებთ:

$$q = q_0 e^{at} \left(\cos(\omega t) + \frac{a}{\omega} \sin(\omega t) \right). \quad (12.15)$$

გამოვსახოთ q მუხტის ფუნქცია ერთი სინუსოიდური რხევით, რომელსაც Mq_0 ამპლიტუდა და φ საწყისი ფაზა იქნება, მაშინ მივიღებთ:

$$q = Mq_0 e^{-at} \sin(\omega t + \varphi). \quad (12.16)$$

გავშალოთ (12.16)-ი:

$$q = Mq_0 e^{-at} [\sin(\omega t) \cdot \cos\varphi + \cos(\omega t) \cdot \sin\varphi]. \quad (12.17)$$

(12.15) და (12.17) გამოსახულებიდან გავუტოლოთ ერთმანეთს $\sin(\omega t)$ და $\cos(\omega t)$ -ს კოეფიციენტები, მივიღებთ:

$$M \cdot \sin\varphi = 1; \quad M \cos\varphi = \frac{a}{\omega}. \quad (12.18)$$

თუ (12.18) -ის პირველ და მეორე ტოლობებს ერთმანეთს შევაფარდებთ, მივიღებთ:

$$tg\varphi = \frac{\omega}{a}. \quad (12.19)$$

თუ გამოვიყენებთ ცნობილ ტრიგონომეტრიულ ტოლობას:

$$\sin^2\varphi + \cos^2\varphi = 1,$$

და (12.18) ავიყვანოთ კვადრატში და შევკრიბავთ, მივიღებთ:

$$M^2 = 1 + \frac{a^2}{\omega^2},$$

$$M = \sqrt{\frac{\omega^2 + a^2}{\omega^2}} = \frac{1}{\omega} \sqrt{\omega^2 + a^2} \quad (12.20)$$

ამრიგად:

$$M = \frac{1}{\omega} \sqrt{\omega_0^2} = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{LC}} \approx 1, \quad \varphi = \frac{\pi}{2}.$$

M -ის და φ -ს მნიშვნელობის (12.16) -ში შეტანით მივიღებთ:

$$q = q_0 e^{at} \cos(\omega_0 t). \quad (12.21)$$

(12.21) -ის დროის მიხედვით გაწარმოებით მივიღებთ დენის ძალის ცვლილების კანონს:

$$i = -q_0 a e^{-at} \cos(\omega_0 t) - q_0 e^{-at} \omega_0 \sin(\omega_0 t).$$

რადგან $a \ll \omega_0$ პირველი შესაყრები მეორესთან შედარებით მცირეა და შეიძლება მისი უგულებელყოფა, ე.ი.:

$$i = -q_0 \omega_0 e^{-at} \sin(\omega_0 t) = q_0 \omega_0 e^{-at} \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right).$$

გავითვალისწინოთ, რომ:

$$q_0 = C u_0; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

ე.ი. დენი კონტურში ასრულებს მიღევად რხევას $I_0 = \frac{u_0}{\rho}$ საწყისი ამპლიტუდით. სიდიდეს:

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (12.22)$$

კონტურის მახასიათებელი წინააღობა ეწოდება.

გარდა მიღევადობის α კოეფიციენტისა, მიღევადი რხევის დასახასიათებლად სარგებლობენ **ლოგარითმული დეკრემენტით**, რომელიც ტოლია პერიოდის განმავლობაში ამპლიტუდათა შეფარდების ნატურალური ლოგარითმის:

$$\delta = \ln \frac{q_0 e^{-\alpha t}}{q_0 e^{-\alpha(t+T)}} = \alpha T = \alpha \frac{2\pi}{\omega_0}. \quad (12.23)$$

რხევითი კონტურის მნიშვნელოვან პარამეტრს წარმოადგენს Q – **ვარგისობა**, რომელიც ახასიათებს რხევის პროცესში ენერგიის დანაკარგს:

$$Q = 2\pi \frac{\text{დაგროვილი ენერგია}}{\text{პერიოდის განმავლობაში დაკარგული ენერგია}} = 2\pi \frac{W}{W_T}. \quad (12.24)$$

რხევით კონტურში დაგროვილი ენერგია ტოლია კონდენსატორის ან კოჭას მაქსიმალური ენერგიის:

$$W = \frac{C u_m^2}{2}, \quad (12.25)$$

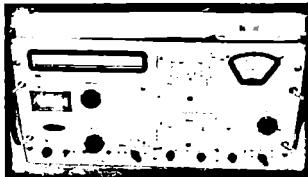
ხოლო დახარჯული სრული (Total) ენერგია განისაზღვრება ჯოულ-ლენცის კანონით:

$$W_T = I^2 R t, \quad (12.26)$$

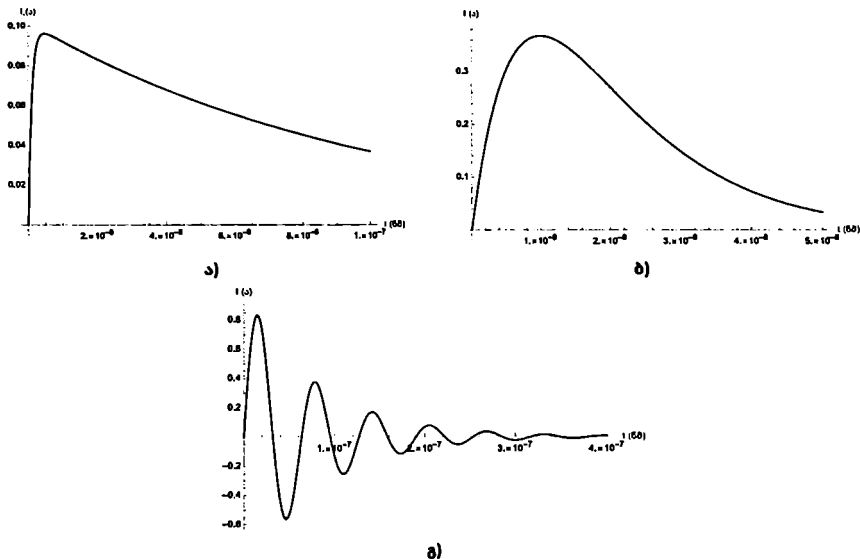
სადაც $I = I_m / \sqrt{2}$ - არის დენის ძალის ეფექტური მნიშვნელობა. (12.25) და (12.26)-ის (12.24)-ში გათვალისწინებით, საბოლოოდ ვარგისობისათვის მივიღებთ:

$$Q = 2\pi \frac{W}{W_T} = 2\pi \frac{L I_m^2}{2 I^2 R T} = 2\pi \frac{L I_m^2}{2 \frac{I_m^2}{2} R T} = 2\pi \frac{L}{R T} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\rho}{R}. \quad (12.27)$$

რხევითი კონტურის ვარგისობის გამოსათვლელად შეიძლება მიღებული ფორმულიდან ერთ-ერთის გამოყენება, მაგრამ როგორც წესი, R აქტიური წინარობა უცნობია, ამიტომ პრაქტიკაში, ვარგისობის გასაზომად, იყენებენ სპეციალურ ხელსაწყოს, რომელსაც Q -მეტრი. Q -მეტრი, ვარგისობის საზომი უნივერსალური ხელსაწყოა, რომელიც გამოიყენება რხევითი კონტურის, ინდუქციურობის კოჭას და კონდენსატორის ვარგისობის დასადგენად, აგრეთვე ინდუქციურობის, ტევადობის, ინდუქციურობის კოჭაში ომური დანაკარგის, კონდენსატორის დანაკარგის კუთხის ტანგენსის გასაზომად. გაზომვა ემყარება რხევითი კონტურის პარამეტრების განსაზღვრას. პარამეტრების განსაზღვრისას რხევითი კონტურის რეზონანსულ სიხშირეზე ხდება გენერატორის აწყობა. Q -მეტრი პირველად შეიქმნა Boonton Radio Corporation-ში, ბონტონში, ნიუ ჯერსიში 1934 წელს უილიამ დ. ლოფლინის (William D. Loughlin) მიერ. დღეისათვის ის ძირითადად ჩანაცვლდა სხვა სახის წინააღმდეგობის საზომი მოწყობილობებით, თუმცა ის ჯერ კიდევ გამოიყენება რადიომოყვარულების მიერ (ნახ.12.2).



ნახ.12.2. Q -მეტრი, ვარგისობის საზომი ხელსაწყო



ნახ.12.3. დენის ძალის ოსცილაციები. ა) $Q = 0.1 < \frac{1}{2}$ - ოსცილაციები არ გვაქვს, ბ) $Q = \frac{1}{2}$ - ვარგისობის კრიტიკული მნიშვნელობა განსაზღვრავს ოსცილაციების წარმოქმნას კონტურში, გ) $Q = 4 > \frac{1}{2}$ - კონტურში წარმოიქმნება მიღებული რხევები, რაც უფრო დიდია Q ოსცილაციები მით უფრო მკვეთრად გამოხატული

რადიომიმღებ მოწყობილობებში გამოიყენება კონტურები, რომელთა ვარგისობაც 10-100-ის ფარგლებშია მოთავსებული.

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

LRC რხევითი კონტურის განტოლება შეიძლება ჩაწეროს ვარგისობის საშუალებით შემდეგი სახით:

$$\frac{d^2q}{dt^2} + \frac{\omega_0}{Q} \frac{dq}{dt} + \omega_0^2 q = 0, \quad (12.28)$$

სადაც $Q = \frac{\omega_0 L}{R}$ - ვარგისობაა. მართლაც ვაღწერო კავშირს მილევის კოეფიციენტსა და ვარგისობას შორის:

$$2\alpha = \frac{\omega_0}{Q}. \quad (12.29)$$

(12.28) მეორე რიგის დიფერენციალური განტოლების ამონახსენი წარმოვადგინოთ შემდეგი სახით:

$$q = q_0 e^{-\frac{\omega_0}{2Q}t} e^{i\omega_0 t} = q_0 e^{-(1+\frac{1}{2Q})i\omega_0 t}. \quad (12.30)$$

შესაბამისად, დენის ძალისათვის გვაქვს:

$$I = \frac{dq}{dt} = -i\omega_0 q_0 e^{-(1+\frac{1}{2Q})i\omega_0 t}. \quad (12.31)$$

როცა $Q < \frac{1}{2}$, დენის ძალის ოსცილაციები საერთოდ არ მიიღება (ნახ.12.3 ა), $Q = \frac{1}{2}$ შეესაბამება ვარგისობის კრიტიკულ მნიშვნელობას, ოსცილაციები იწყებს წარმოქმნას (ნახ.12.3 ბ), ხოლო როცა $Q > \frac{1}{2}$, ოსცილაციები თვალნათელია და მით უფრო მკვეთრად გამოხატულია, რაც უფრო დიდია ვარგისობის მნიშვნელობა.

§13. იძულებითი რხევები LRC რხევით კონტურში

განვიხილოთ *LRC* რხევითი კონტური, რომელიც შეიცავს გარე ჰარმონიულ ელექტრო-მაგნიტურ ძალას (ემძ), რომლის ამპლიტუდა არის - ε_m , ხოლო საწყისი ფაზა - φ_e :

$$\varepsilon = \varepsilon_m \cos(\omega t + \varphi_e). \quad (13.1)$$

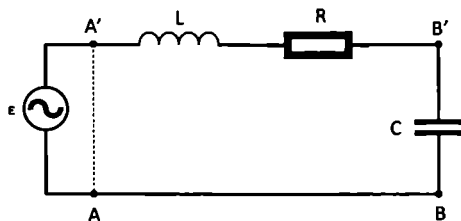
კირხჰოფის მეორე წესის⁶ თანახმად (ნახ.13.1.):

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = \varepsilon_m \cos(\omega t + \varphi_e). \quad (13.2)$$

საწყისი ფაზისა და ამპლიტუდის პოვნის მეთოდი საკმაოდ გამარტივდება თუ ემძ-ს წარმოვადგენთ კომპლექსური ფორმით:

$$\varepsilon_m = \varepsilon_m e^{j\omega t + j\varphi_e} = \varepsilon_m e^{j\omega t}. \quad (13.3)$$

⁶ კირხჰოფის პირველი წესი: წრედის ყოველ განმტოებულ კვანძში დენების ალგებრული ჯამი ნულის ტოლია. კირხჰოფის მეორე წესი: ჩაკეტილი კონტურის მუხადგენული პასიური ელემენტების ძაბვების ალგებრული ჯამი აქტიური ელემენტების ემძ-ის ალგებრული ჯამის ტოლია.



ნახ.13.1. თავისუფალი რხევები LRC რხევით კონტურში

სიდიდეს $\varepsilon_m = \varepsilon_m e^{j\varphi_e}$ - კომპლექსური ამპლიტუდა ეწოდება. იგი შეიცავს ინფორმაციას არა მხოლოდ ამპლიტუდის, არამედ საწყისი ფაზის შესახებაც. (13.2) განტოლების კერძო ამონახსნი იქნება კომპლექსური:

$$i = i_m e^{j\omega t}. \quad (13.4)$$

სადაც $i_m = I_m e^{j\varphi_e}$ - კონტურში დენის ძალის კომპლექსური ამპლიტუდა. (13.2)-ში ჩავსვათ (13.4)-ი, მივიღებთ:

$$j\omega L i_m e^{j\omega t} + R i_m e^{j\omega t} + \frac{1}{j\omega C} i_m e^{j\omega t} = \varepsilon_m e^{j\omega t},$$

აქედან:

$$i_m \left(R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right) = \varepsilon_m. \quad (13.5)$$

კომპლექსური სიდიდეს:

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + jX,$$

სრული წინაღობა ან კონტურის იმპედანსი ეწოდება. R-აქტიური წინაღობაა, ხოლო:

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C}, \quad (13.6)$$

სადაც:

$$X_L = \omega L, \quad X_C = -\frac{1}{\omega C}, \quad (13.7)$$

რეაქტიული წინაღობაა. იმპედანსი შეიძლება წარმოვადგინოთ მაჩვენებლიანი ფუნქციის სახით. კერძოდ:

$$\dot{Z} = Z e^{j\varphi_z}.$$

სიდიდე:

$$Z = |\dot{Z}| = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{\omega C} \right)^2}. \quad (13.8)$$

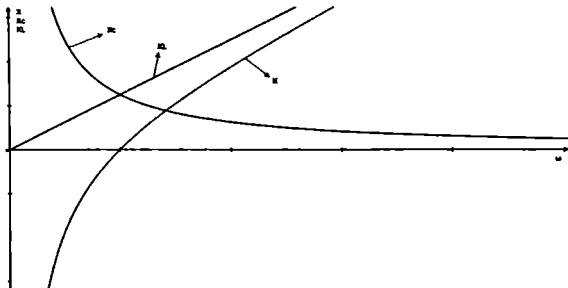
თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

Z -ის მოდულია, ხოლო:

$$\varphi_z = \arctg\left(\frac{X}{R}\right) = \arctg\left(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}\right), \quad (13.9)$$

Z -ის არგუმენტი.

რეაქტიული წინაღობის სიხშირეზე დამოკიდებულებას აქვს ნახ.13.2-ზე მოცემული სახე.



ნახ.13.2. რეაქტიული წინაღობის დამოკიდებულება სიხშირეზე

რეაქტიული წინაღობის 0-თან ტოლობის პირობით განისაზღვრება რეზონანსული სიხშირე:

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0.$$

როცა უმძ-ის სიხშირე ნაკლებია ω_0 -ზე რეაქტიული წინაღობა უარყოფითია და უსასრულოდ იზრდება როცა $\omega \rightarrow 0$. ე.ი, როცა $\omega < \omega_0$ მიმდევრობითი კონტური ისე იქცევა, როგორც გარკვეული $C_{\text{კ}}$ ტევადობა. მისი პოვნა შეიძლება შემდეგი განტოლებით:

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C} = -\frac{1}{\omega C_{\text{კ}}}.$$

აქედან:

$$C_{\text{კ}} = \frac{C}{C - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}. \quad (13.10)$$

როცა $\omega > \omega_0$, მაშინ $X > 0$. ხოლო, როცა $\omega \rightarrow 0$, რეაქტიული წინაღობა უსასრულოდ იზრდება, ამიტომ მიმდევრობითი კონტური ეკვივალენტურია $L_{\text{კ}}$ ინდუქციის:

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C} = \omega L_{\text{კ}}.$$

აქედან:

$$L_{\text{კ}} = L \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right). \quad (13.11)$$

(13.5)-ი ასე შეიძლება გადაიწეროს:

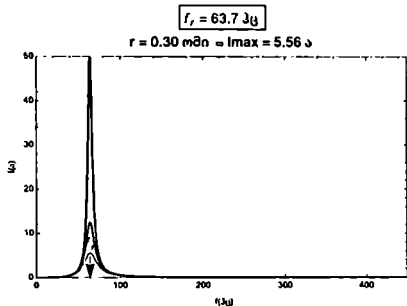
$$I_m = \frac{\epsilon_m}{Z},$$

$$I = \frac{\epsilon_m}{Z} = \frac{\epsilon_m}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}. \quad (13.12)$$

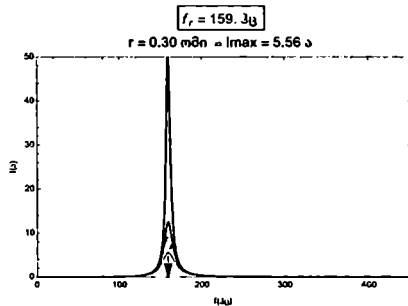
ამრიგად, მიმდევრობით რხევით კონტურში იძულებითი რხევისას დენის ძალის ამპლიტუდა ტოლია ემძ-ის ამპლიტუდის შეფარდების იმპედანსის მოდულთან, ხოლო ფაზათა სხვაობა ემძ-სა და დენის ძალას შორის ტოლია იმპედანსის არგუმენტის:

$$\varphi_z = \varphi_e - \varphi_i = \arctg\left(\frac{X}{R}\right) = \arctg\left(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}\right). \quad (13.13)$$

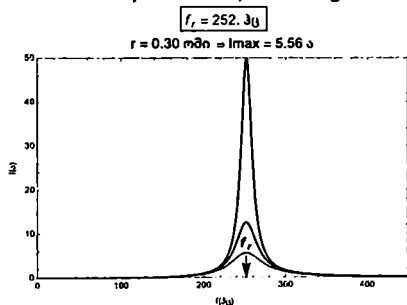
რეზონანსული სიხშირისას $\omega = \omega_r$, $X \rightarrow 0$ და შესაბამისად, ვდებულობთ, რომ: $\varphi_e - \varphi_i = 0$, ე.ი. ფაზათა სხვაობა ემძ-სა და დენის ძალას შორის ნულის ტოლია.



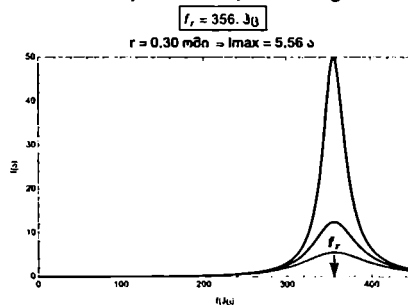
ა) $L = 2.5 \text{ მჰე}, C = 2.5 \text{ ნე}$



ბ) $L = 2.5 \text{ მჰე}, C = 0.4 \text{ ნე}$



გ) $L = 1 \text{ მჰე}, C = 0.4 \text{ ნე}$



დ) $L = 0.5 \text{ მჰე}, C = 0.4 \text{ ნე}$

ნახ.13.3. დენის ძალის სიხშირეზე დამოკიდებულება წინაღობის სხვადასხვა მნიშვნელობისას: 0.1 ომი (იისფერი მრუდი), 0.2 ომი (ლურჯი მრუდი), 0.3 ომი (მწვანე მრუდი)

(13.12) ფორმულის საფუძველზე შეიძლება შევისწავლოთ ღენის ძალის წრედის სიხშირეზე დამოკიდებულება ტევადობისა და ინდუქციურობის სხვადასხვა მნიშვნელობისათვის. ვთქვათ, $\epsilon_m = 1$, $\omega = 2\pi f$, სადაც f - რხევების სიხშირეა მიმდევრობით RLC კონტურში. ნახ.13.3-ზე მოცემულია $I(f)$ დამოკიდებულება. f_r - სიხშირის მნიშვნელობას შეესაბამება ღენის ძალის პიკი.

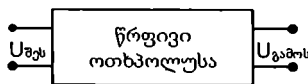
გრაფიკებიდან ჩანს, რომ ღენის ძალის პიკი დიდია დატვირთვის მცირე წინააღობისა და მცირდება დატვირთვის ზდით. ტევადობის შემცირება განაპირობებს მხოლოდ პიკის წანაცვლებას სიხშირის ღერძზე. ტევადობის შემცირებით პიკის შესაბამისი სიხშირე (პიკური სიხშირე) წანაცვლებს მარჯვნივ ზრდისკენ, თუმცა გრაფიკის პიკის ამპლიტუდა არ იცვლება. ასევე, არ იცვლება სიხშირული ზოლის სიგანე. ინდუქციურობის შემცირებით იზრდება მიმდევრობითი კონტურის სიხშირე, ამავე დროს, იზრდება სიხშირული ზოლის სიგანე. გრაფიკი უფრო განიერი ხდება.

$I(f)$ დამოკიდებულების გრაფიკები შეიძლება გამოყენებული იქნას საორიენტაციოდ მიმდევრობით RLC რხევით კონტურში სასურველი სიხშირის რხევების მისაღებად, რისთვისაც საჭიროა L ინდუქციურობისა და C ტევადობის შერჩევა. მოცემულ შემთხვევაში RLC რხევით კონტურში, როცა 3Ω ომი დატვირთვის წინააღობისა, C ტევადობა იცვლება 2.5 მფ-დან 0.4 მფ-მდე, ხოლო L ინდუქციურობა კი 2.5 მჰ-დან 0.5 მჰ-მდე, მოხერხდა სიხშირის გვლილება 63.7 კგ-დან 356 კგ-მდე.

§14. წრფივი ოთხპოლუსა. ოთხპოლუსას მახასიათებელი

როგორც უკვე აღვნიშნეთ, წრფივი წრედების დანიშნულებას შეადგენს სიგნალის გადაცემა და ფილტრაცია რადიოკავშირის ტრაქტში.

რადიოტექნიკური წრედი, რომელშიც გადის სიგნალი, ხშირად შეიძლება წარმოადგენილი იქნას ოთხპოლუსას სახით. ოთხპოლუსა წარმოადგენს მოწყობილობას, რომელსაც გააჩნია ორი შესავალი და ორი გამოსავალი (ნახ.14.1).



ნახ.14.1. წრფივი ოთხპოლუსა

თუ ოთხპოლუსა წარმოადგენს წრფივ წრედს მუდმივი პარამეტრებით, მაშინ მის შესავალზე $u_{\text{შეს}}$ სინუსოიდური სიგნალის მოდებისას, გამოსავალზეც მიიღება $u_{\text{გამოს}}$ სინუსოიდური სიგნალი ისეთივე სიხშირით. თუმცა, მისი ამპლიტუდა და ფაზა შეიძლება იყოს განსხვავებული. შესაბამისად, წრფივ მუდმივ პარამეტრებიან წრედში სიგნალის გავლისას იცვლება მისი კომპლექსური ამპლიტუდა.

წრფივი ოთხპოლუსა ხასიათდება გადაცემის კომპლექსური კოეფიციენტით, რომელიც ტოლია გამოსავლის კომპლექსური ძაბვის ამპლიტუდის შეფარდებისა შესავლის კომპლექსური ძაბვის ამპლიტუდასთან:

$$K(\omega) = \frac{u_{\text{გამოს}}(\omega)}{u_{\text{შეს}}(\omega)} = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}. \quad (14.1)$$

გადაცემის კოეფიციენტის $K(\omega)$ მოდული გვადლევს გამოსავლისა და შესავლის ძაბვების ამპლიტუდათა შეფარდებას, ხოლო $\varphi(\omega)$ არგუმენტი - შესავლის საწყისი ფაზის ცვლილებას გამოსავალთან შედარებით.

ვთქვათ, საჭიროა $u_{\text{გეს}}(t)$ სიგნალის გადაცემა გარკვეული ოთხპოლუსას საშუალებით დამახინჯების გარეშე. გავიხსენოთ, რომ პერიოდული სიგნალი ფურიეს თეორემით შეიძლება წარმოდგენილი იქნას ჰარმონიული მდგენელების ჯამის სახით:

$$u_{\text{გეს}}(t) = \sum_{i=1}^N \dot{u}_{\text{max},i} e^{j\omega t}. \quad (14.2)$$

შესაბამისად, გამოსავალზე მდგენელებს ექნება შემდეგი სახე:

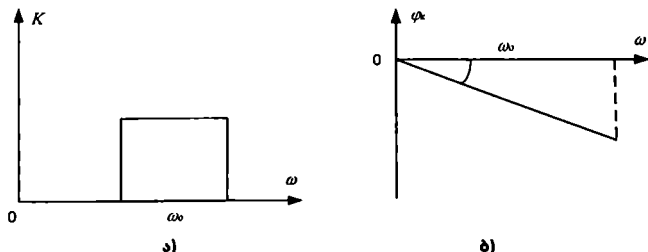
$$\dot{u}_{\text{გამოს}}(t) = \sum_{i=1}^N K \dot{u}_{\text{max},i} e^{j\omega(t-t_0)} = \sum_{i=1}^N K \dot{u}_{\text{max},i} e^{-j\omega t_0} e^{j\omega t}. \quad (14.3)$$

სიგნალის დაუმახინჯებელი გადაცემისა და აღდგენისათვის ოთხპოლუსაში შესავალი სიგნალის ყველა მდგენელი უნდა იცვლებოდეს ერთი და იგივე K რიცხვით (ამპლიტუდით) და განიცდიდეს ერთნაირ t_0 დაყოვნებას. კომპლექსური გადაცემის კოეფიციენტი უნდა ჰქონდეს შემდეგი სახე:

$$\dot{K}(\omega) = K e^{-j\omega t_0}. \quad (14.4)$$

ე.ი. მისი მოდული უნდა იყოს ერთი და იგივე ყველა გადაცემული სიხშირისთვის ($K(\omega) = \text{const}$), ხოლო არგუმენტი - სიხშირის წრფივი ფუნქცია ($\varphi_K(\omega) = -\omega t_0$). გადაცემის კოეფიციენტის მოდულის სიხშირეზე დამოკიდებულებას უწოდებენ ამპლიტუდა-სიხშირულ მახასიათებელს (აშს), ხოლო ფაზაზე დამოკიდებულებას - ფაზა-სიხშირულ მახასიათებელს (ფსმ).

ოთხპოლუსას მიმართ წაყენებულ მოთხოვნებს შორის ერთ-ერთი მოთხოვნაა $\Delta\omega$ სიხშირული ზოლის სიგნალისათვის გადაცემის კოეფიციენტი იყოს მაქსიმალური, ხოლო ამ დიაპაზონის გარეთ გადაცემის კოეფიციენტი 0-ის ტოლი იყოს და ყველა სიგნალი, რომელიც იმყოფება სიხშირეთა მარგი ზოლის გარეთ ჩაითვალოს ხელშემშლელად. ადვილი მისახვედრია, რომ იდეალურ ოთხპოლუსას უნდა ჰქონდეს Π -ს მაგვარი სიხშირული მახასიათებელი. შესაბამისად, $K(\omega)$ და $\varphi_K(\omega)$ დამოკიდებულების გრაფიკებს იდეალური ოთხპოლუსასთვის ნახ.14.2-ზე მოცემული სახე აქვს.

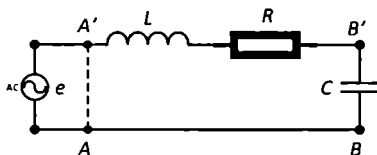


ნახ.14.2. ა) ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებელი (აშს); ბ) ფაზა-სიხშირული მახასიათებელი (ფსმ)

რეალური ოთხპოლუსასთვის $K(\omega)$ და $\varphi_K(\omega)$ დამოკიდებულებები, რა თქმა უნდა, განსხვავდება ნახ.14.2-ზე მოცემულისაგან. რაც უფრო მკვეთრია განსხვავება მით მეტია დამახინჯება.

§15. მიმღევრობითი რხევითი კონტური

მიმღევრობითი რხევითი კონტური წარმოადგენს წრფივი ოთხპოლუსას მაგალითს (ნახ.15.1).



ნახ.15.1. მიმღევრობითი რხევითი კონტური

ფილტრის შესავლის მომჭერებია AA' , გამოსავლის კი BB' . ვიპოვოთ ამ ფილტრის გადაცემის კოეფიციენტი:

$$\dot{K} = \frac{\dot{u}_{mc}}{\dot{E}_m} = \frac{\dot{Z}_c}{\dot{Z}} = \frac{1}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}, \quad (15.1)$$

სადაც R - კონტურის აქტიური წინაღობა. (15.1) წარმოადგინოთ ექსპონენციალური ფუნქციის სახით:

$$\dot{K} = \frac{1}{\omega C} \frac{e^{-j\frac{\pi}{2}}}{Z e^{j\varphi_z}} = \frac{1}{\omega C Z} e^{-j(\frac{\pi}{2} + \varphi_z)}.$$

გადაცემის კოეფიციენტის მოდულს და არგუმენტს აქვს შემდეგი სახე:

$$K(\omega) = \frac{1}{\omega C Z}, \quad (15.2)$$

$$\varphi_z(\omega) = -\frac{\pi}{2} - \varphi_z(\omega). \quad (15.3)$$

(15.2) არის ასმ, ხოლო (15.3)-ე ფსმ. ვიპოვოთ გადაცემის კოეფიციენტის მოდული და არგუმენტი რეზონანსული ω_0 სიხშირის მახლობლობაში. ვთქვათ, $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$. შემოვიღოთ ფარდობითი აშლის ცნება და მივიღოთ, რომ:

$$\xi = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}, \quad \omega = \omega_0(1 + \xi), \quad \xi \ll 1.$$

გარდავქმნათ კონტურის იმპედანსი:

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = R \left[1 + \frac{j}{\omega C R} \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right) \right].$$

გავითვალისწინოთ, რომ:

$$\frac{1}{\omega C R} = Q_0, \quad \frac{1}{L C} = \omega^2,$$

ხოლო

$$\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \approx 2\xi,$$

მივიღებთ:

$$Z(\xi) \approx R\sqrt{1 + 4\xi^2 Q_0^2}. \quad (15.4)$$

(15.4)-დან პრაქტიკულად გამომდინარეობს, რომ:

$$Z(\xi) \approx R\sqrt{1 + 4\xi^2 Q_0^2}, \quad (15.5)$$

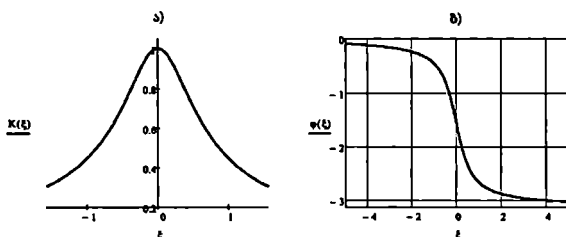
$$\varphi_Z \approx \arctg(2\xi Q_0). \quad (15.6)$$

ჩავსვათ (15.5) და (15.6), (15.2) და (15.3)-ში მივიღებთ:

$$K(\xi) \approx \frac{Q_0}{\sqrt{1 + 4\xi^2 Q_0^2}}, \quad (15.7)$$

$$\varphi_K(\xi) \approx -\frac{\pi}{2} - 2\xi Q_0. \quad (15.8)$$

ამრიგად, როცა წყაროს წინაღობას არ ვითვალისწინებთ, ე.ი. $\xi = 0$ ($\omega = \omega_0$) მიმდევრობითი კონტურის გადაცემის კოეფიციენტი რიცხობრივად ტოლია Q_0 -ის და მცირდება ξ -ის ზრდისას. გადაცემის კოეფიციენტის არგუმენტი არის სიხშირის ფუნქცია. $K(\xi)$ და $\varphi_K(\xi)$ დამოკიდებულებების გრაფიკებს აქვს შემდეგი სახე:



ნახ.15.2. ა) $K(\xi)$ და ბ) $\varphi_K(\xi)$ დამოკიდებულებები

ნახ.15.2-ზე მოცემული გრაფიკები გვიჩვენებს, რომ მიმდევრობითი რხევითი კონტური არის ფილტრი, რომელიც უზრუნველყოფს სიგნალის გადაცემას რეზონანსული სიხშირის მახლობლობაში. ფილტრის გატარების ზოლი განისაზღვრება შემდეგი პირობით: გატარების ზოლის საზღვართან ფილტრის გადაცემის კოეფიციენტი $\sqrt{2}$ -ჯერ მცირდება მის რეზონანსულ მნიშვნელობასთან შედარებით, ე.ი. გადაცემის კოეფიციენტის გამოსათვლელ განტოლებას აქვს სახე:

$$K(\xi) \approx \frac{Q_0}{\sqrt{1 + 4\xi^2 Q_0^2}} = \frac{Q_0}{\sqrt{2}}. \quad (15.9)$$

სადაც $\xi_{\text{ზ}}$ - ფარდობითი ამლის ზღვრული მნიშვნელობაა, რომელიც შეესაბამება ფილტრის ზღვრულ სიხშირეს. ფილტრის ფარდობითი და აბსოლუტური გატარების ზოლისათვის (15.9)-დან მივიღებთ:

$$\xi_{\text{გაბ}} = 2|\xi_{\text{ფ}}| = \frac{1}{Q_0}; \quad \Delta f_{\text{გაბ}} = \frac{f_0}{Q_0}. \quad (15.10)$$

მიმდევრობითი რხევითი კონტურის ფილტრაციის თვისების განხილვისას ჩვენ მხედველობაში არ მიგვიღია წყაროს ემძ-ის შიგა წინაღობა. რეალურ პირობებში ნებისმიერ წყაროს გააჩნია შიგა წინაღობა r . თუ ეს წყარო ჩართულია მიმდევრობით კონტურში, სრული წინაღობა გახდება $R + r$; r წინაღობის გათვალისწინებით მიმდევრობითი კონტურის ვარგისობა იქნება:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R + r} < Q_0, \quad (15.11)$$

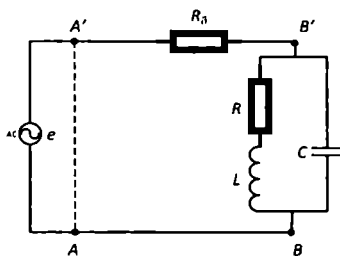
სადაც:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R},$$

კონტურის საკუთარი ვარგისობაა. მაშასადამე, მიმდევრობით კონტურში ჩართული წყაროს შიგა წინაღობა არ უნდა იყოს დიდი, რადგან მკუთრად მცირდება კონტურის ვარგისობა და შესაბამისად, ფართოვდება ფილტრის გატარების ზოლი. ეს ნიშნავს, რომ კვების წყაროს დიდი შიგა წინაღობის შემთხვევაში, მიმდევრობითი რხევითი კონტურის გამოყენება ფილტრის როლში შეუძლებელია.

§16. პარალელური რხევითი კონტური

პარალელურ რხევით კონტურში, რხევითი კონტურის ელემენტები L და C ერთმანეთთან პარალელურადაა ჩართული (ნახ.16.1). განვიხილოთ პარალელური კონტურის ფილტრაციის თვისება.



ნახ.16.1. პარალელური რხევითი კონტური

გადაცემის კოეფიციენტი გამოითვლება ფორმულით:

$$K = \frac{\dot{U}_{\text{max,გაბ}}}{\dot{\epsilon}_m} = \frac{Z_3}{R_0 + Z_3}, \quad (16.1)$$

სადაც $\dot{\epsilon}_m$ და $\dot{U}_{\text{max,გაბ}}$ - ემძ-ისა და გამოსავლის ძაბვის კომპლექსური ამპლიტუდებია. K გადაცემის კოეფიციენტის პოვნისათვის საჭიროა ვიპოვოთ წრედის იმპედანსი:

$$Z_3 = \frac{Z_L Z_C}{Z_L + Z_C}, \quad (16.2)$$

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

$$\dot{Z}_L = R + j\omega L, \quad \dot{Z}_C = \frac{1}{j\omega C}.$$

ამიტომ გვაქვს:

$$\dot{Z}_3 = \frac{(R + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}. \quad (16.3)$$

პრაქტიკული თვალსაზრისით საინტერესოა შემთხვევა, როცა სიგნალის სიხშირე ახლოსაა რეზონანსულ სიხშირესთან ($\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$). მართივი გარდაქმნის შემდეგ (16.3) მიიღებს სახეს:

$$\dot{Z}_3 = \frac{(R + j\omega_0 L) \frac{1}{j\omega_0 C}}{R}. \quad (16.4)$$

(16.3) გამოსახულების მნიშვნელი მიმდევრობითი კონტურის იმპედანსის ტოლია. რეზონანსული სიხშირის მახლობლად მხედველობაში მივიღოთ ფარდობითი აშლი:

$$\xi = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0},$$

და გავითვალისწინოთ (16.3)-ში. ანალიზური გარდაქმნებით ვღებულობთ:

$$\dot{Z}(\xi) \approx R(1 + 2j\xi Q_0).$$

თუ კონტურის ვარგისობა დიდია, ხოლო ω ახლოსაა ω_0 -თან, მაშინ სამართლიანია $\omega L \gg R$ უტოლობა. ეს ნიშნავს, რომ კოჭას იმპედანსი შეიძლება ჩაითვალოს წარმოსახვითად და (16.3)-ის მრიცხველში R შესაყრები უგულებელვყოთ. შესაბამისად, (16.3) მიიღებს სახეს:

$$Z_3 = \frac{L/C}{R(1 + 2j\xi Q_0)} = \frac{Z_0}{1 + 2j\xi Q_0}, \quad (16.5)$$

სადაც Z_0 - კონტურის წინაღობაა რეზონანსისას:

$$Z_0 = \frac{L}{CR} + \frac{\rho^2}{R} = \rho Q_0 = \frac{\omega_0^2 L^2}{R} = \frac{1}{\omega_m^2 C^2 R}. \quad (16.6)$$

კომპლექსური $\dot{Z}_3$ წინაღობა წარმოვიდგინოთ შემდეგი სახით:

$$\dot{Z}_3 = R_j + jX_j. \quad (16.7)$$

მაშასადამე, რეალური პარალელური კონტური შეიძლება შევცვალოთ მიმდევრობით შეერთებული ეკვივალენტური აქტიური და რეაქტიული წინაღობებით. R_j და X_j -ს პოვნისათვის (16.5) გავამრავლოთ და გავყოთ $(1 - 2j\xi Q_0)$ სიდიდეზე, მივიღებთ:

$$\dot{Z}_3 = \frac{Z_0}{1 + 4\xi^2 Q_0^2} - j \frac{2\xi Q_0 Z_0}{1 + 4\xi^2 Q_0^2}. \quad (16.8)$$

(16.7)-ის და (16.8)-ს შედარებით ვღებულობთ:

$$R_j = \frac{Z_0}{1 + 4\xi^2 Q_0^2}, \quad X_j = -\frac{2\xi Q_0 Z_0}{1 + 4\xi^2 Q_0^2}. \quad (16.9)$$

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

პარალელური კონტურის აქტიური და რეაქტიული წინაღობები დამოკიდებულია ω სიხშირეზე. ამით განსხვავდება იგი მიმდევრობითი კონტურისაგან, რომლის აქტიური წინააღობაც სიხშირეზე არ არის დამოკიდებული. რეზონანსულ სიხშირეზე ($\xi = 0$): $X_0 = 0$, R_0 მაქსიმალურია და: $R_0 = Z_0$.

გამოვსახოთ გადაცემის კოეფიციენტი მოცემული სქემებისათვის. (16.8) ჩავსვათ (16.1) -ში მივიღებთ:

$$\dot{K} = \frac{Z_0}{R_0 \left(1 + \frac{Z_0}{R_0} + 2j\xi Q_0 \right)}. \quad (16.10)$$

კომპლექსური გადაცემის კოეფიციენტი $\dot{K}$ წარმოადგინოთ ექსპონენციალური ფუნქციის სახით:

$$\dot{K} = K e^{j\varphi_K},$$

ანალიზური გამოთვლებით გადაცემის კოეფიციენტის მოდულისა და არგუმენტისათვის ვღებულობთ:

$$K = \frac{Z_0}{R_0 \sqrt{\left(1 + \frac{Z_0}{R_0} \right)^2 + 4\xi^2 Q_0^2}}, \quad (16.11)$$

$$\varphi_K = \arctg \left(-\frac{2\xi Q_0}{1 + \frac{Z_0}{R_0}} \right). \quad (16.12)$$

კონტურის გატარების ზოლის განსაზღვრის მიზნით, ვიპოვოთ ფარდობითი აშლის ზღვრული მნიშვნელობა $\xi_{\text{ზღ}}$, რომლის დროსაც გადაცემის კოეფიციენტის მოდული $\sqrt{2}$ -ჯერ მცირდება მის რეზონანსულ მნიშვნელობასთან შედარებით. ცხადია, როცა $\xi = \xi_{\text{ზღ}}$ (16.11) გამოსახულების მნიშვნელის ფესქვეშ მოთავსებული მეორე წევრი პირველის ტოლი ხდება:

$$\Delta f_{\text{გზ}} = f_0 |2\xi_{\text{ზღ}}| = \frac{f}{Q_0} \left(1 + \frac{Z_0}{R_0} \right). \quad (16.13)$$

ამრიგად, პარალელური კონტურის გატარების ზოლი ახლოსაა კონტურის საკუთარი გატარების ზოლთან ($2\xi_{\text{ზღ}} f_0 = \frac{f_0}{Q_0}$), როცა $R \rightarrow 0$. ე.ი. მაშინ, როცა კონტური მთლიანად კარგავს ამორჩევითობის თვისებას.

§17. ფილტრები

ელექტრული ფილტრი არის ოთხპოლუსა, რომელიც საშუალებას იძლევა გამოვყოთ ელექტრული სიგნალის სასურველი სპექტრის დიაპაზონი ან/და ჩავახშოთ სპექტრის არასასურველი დიაპაზონი.

ელექტრული ფილტრები რადიოტექნიკური წრედების ნაწილია, ამიტომ ფილტრები ისევე კლასიფიცირდება, როგორც ზოგადად წრედები. ის შეიძლება იყოს: ანალოგური ან გიფრული, პასიური ან აქტიური, წრფივი ან არაწრფივი. თავის მხრივ, გიფრული ფილტრებიდან გამოყოფენ რეკურსიულ⁷ ან არარეკურსიულ⁸ ფილტრებს და მათ კერძო შემთხვევებს, როგორიცაა: ჩუბიშევის, ბესელის, ბატერვოტის და ელიფსური ფილტრები. გატარების სიხშირის მიხედვით განასხვავებენ შემდეგი სახის ელექტრულ ფილტრებს:

- დაბალი სიხშირის ფილტრები;
- მაღალი სიხშირის ფილტრები;
- ზოლური ფილტრები (გამშვები და შემავსებელი ფილტრები);
- ფაზური ფილტრები.

ფილტრები ე.წ. მოჭრის f_0 სიხშირით ხასიათდებიან. მაგალითად, დაბალი სიხშირის ფილტრი ყველა სიხშირის დენს ატარებს ნულიდან f_0 მოჭრის სიხშირემდე. მაღალი სიხშირის ფილტრი f_0 -ზე ნაკლები სიხშირის დენს არ ატარებს, ან ცუდად ატარებს, ხოლო f_0 -ის ზემოთ ყველა სიხშირის დენს კარგად ატარებს. ზოლოვანი ფილტრი კარგად ატარებს სიგნალს სიხშირეთა განსაზღვრულ ზოლში ω_1 და ω_2 შორის, ხოლო (ω_1, ω_2) - დიაპაზონის გარეთ კი - აღარ ატარებს, ასეთ ფილტრებს **გამშვებ ფილტრსაც** უწოდებენ. არსებობს ზოლოვანი ფილტრების მეორე სახეობაც **შემავსებელი ანუ რეაქტორული ფილტრები**, რომლებიც პირიქით (ω_1, ω_2) დიაპაზონში სიგნალს ახშობს, ხოლო ამ დიაპაზონის მიღმა ატარებს.

აღსანიშნავია, რომ გადაცემის კოეფიციენტის, როგორც სიხშირის ფუნქციის რიგის მიხედვით განასხვავებენ 1-ლი, 2-ე და მაღალი რიგის ფილტრებს. 1-ლი რიგის ფილტრების ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლის დახრილობა სიგნალის ჩახშობის ზოლში - 20 დეციბელია დეკადზე⁹, ხოლო 2-ე რიგის ფილტრებისათვის - 40 დბ. ითვლება, რომ მათი ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლის დახრილობა არასაკმარისია, შესაბამისად, ამ ფილტრების პრაქტიკული გამოყენებაც შეზღუდულია. თუმცა, პასიურ ფილტრებში ნებისმიერი რეაქტიული კომპონენტის დამატება იწვევს ფილტრის რიგის ერთით ამაღლებას.

⁷ რეკურსიული - წრფივი ელექტრული ფილტრები უსასრულო იმპულსური მახასიათებლით (IIR - Infinite Impulse Response). იმპულსების დროში უსასრულო თანმიმდევრობა უზრუნველყოფილია უკუკავშირით. ასეთი ფილტრები შეიძლება იყოს როგორც ანალოგური ასევე გიფრული.

⁸ არარეკურსიული - წრფივი ელექტრული გიფრული ფილტრები სასრული იმპულსური მახასიათებლით (FIR - Finite Impulse Response). დროის რომელიმე მომენტიდან იმპულსები ნულის ტოლი ხდება.

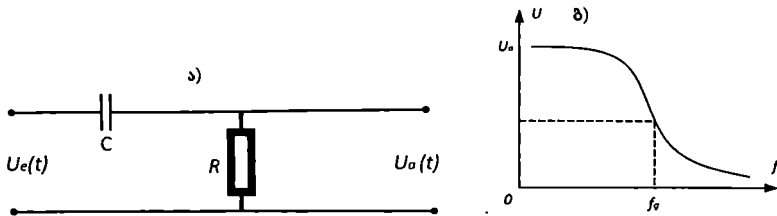
⁹ დეკადი, ისევე როგორც ოქტავა არის სიხშირული ინტერვალის უგანზომილებო პარამეტრი, რომელიც გამოისახება ლოგარითმული ფუნქციით ორი სიხშირის ფარდობიდან.

1 ოქტავა = $\log_2(f_2/f_1)$, როცა $\frac{f_2}{f_1} = 2$,

1 დეკადი - $\log_{10}(f_2/f_1)$, როცა $\frac{f_2}{f_1} = 10$.

დაბალი სიხშირის RC ფილტრები

მარტივი დაბალი სიხშირის RC ფილტრი წარმოდგენილია ნახ.17.1 ა)-ზე.



ნახ.17.1. ა) დაბალი სიხშირის RC ფილტრი, ბ) გამოსავალი ძაბვის დამოკიდებულება სიხშირეზე დაბალი სიხშირის ფილტრებისათვის

ასეთი ფილტრის სიხშირული მახასიათებლის მისაღებად, ვისარგებლოთ კომპლექსური გამოსახულებით:

$$\dot{K}_{RC} = \frac{\dot{u}_{\text{გამოს}}}{\dot{u}_{\text{შეს}}}} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}. \quad (17.1)$$

გავითვალისწინოთ, რომ $A = A_m e^{j\varphi}$. (17.1) განტოლებაში გამოვყოთ რეალური და წარმოსახვითი ნაწილები, რისთვისაც მრიცხველი და მნიშვნელი გავამრავლოთ და გავყოთ $(1 - j\omega RC)$ -ზე. მივიღებთ:

$$\begin{aligned} \dot{K}_{RC} &= \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} - j \frac{\omega R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \\ \operatorname{Re}(\dot{K}_{RC}) &= \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2}, \quad \operatorname{Im}(\dot{K}_{RC}) = -\frac{\omega R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2}. \end{aligned} \quad (17.2)$$

(17.2) ის საშუალებით მარტივად განვსაზღვრავთ გადაცემის კოეფიციენტის მოდულს და არგუმენტს:

$$\begin{aligned} |K_{RC}| &= \sqrt{[\operatorname{Re}(\dot{K}_{RC})]^2 + [\operatorname{Im}(\dot{K}_{RC})]^2}, \\ \varphi_{RC} &= \arctg \left[\frac{\operatorname{Im}(\dot{K}_{RC})}{\operatorname{Re}(\dot{K}_{RC})} \right], \\ |K_{RC}| &= \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}, \quad \varphi_{RC} = \arctg(-\omega RC). \end{aligned} \quad (17.3)$$

გავითვალისწინოთ, რომ: $T = RC$ - დროითი მუდმივაა RC-ფილტრისათვის, თავის მხრივ: $T = \frac{1}{\omega_0}$, მაშინ (17.3)-დან მივიღებთ:

$$|K_{RC}| = \frac{R}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}, \quad \varphi_{RC} = \arctg\left(-\frac{\omega}{\omega_0}\right). \quad (17.4)$$

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

(17.4) გამოსასხელების ანალიზიდან ვაღვენთ, რომ: როცა $\omega \ll \omega_0 \rightarrow |K_{RC}| = 1$, გადაცემის კოეფიციენტი მაქსიმალურია. როცა $\omega \gg \omega_0 \rightarrow |K_{RC}| = 0$, გადაცემის კოეფიციენტი მინიმალურია, მცირდება 20 დბ-ით 1 დეკადაზე. როცა $\omega = \omega_0 \rightarrow |K_{RC}| = \frac{1}{\sqrt{2}}$.

ჩამოჭრის სიხშირეზე გადაცემის კოეფიციენტისათვის ვღებულობთ:

$$|K_{RC}|_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad \omega = \omega_0, \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}. \quad (17.5)$$

ფაზის წანაცვლება $\omega = \omega_0$ სიხშირეზე (17.4) ფორმულის თანახმად -45° შეადგენს.

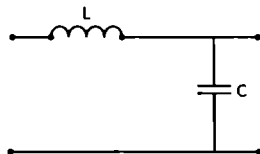
ხშირად, ერთი ფილტრის მაგივრად იყენებენ მიმდევრობით შეერთებულ რამდენიმე ფილტრს, ამ შემთხვევაში ფილტრაციის ხარისხი უმჯობესდება და ჩამოჭრის f_g სიხშირე გამოსასხება მიახლოებითი ტოლობით:

$$f_g \approx \frac{f_0}{\sqrt{n}} \quad (14.6)$$

დაბალი სიხშირის ფილტრებისათვის ძაბვის სიხშირეზე დამოკიდებულების გრაფიკი ზოგად შემთხვევაში წარმოდგენილია ნახ.17.1 ბ)-ზე.

დაბალი სიხშირის LC-ფილტრები

ნახ.17.2-ზე წარმოდგენილია მეორე რიგის დაბალი სიხშირის LC ფილტრი. ფილტრის შესასვლელზე გარკვეული სიხშირის პარმონიული სიგნალის მოდებისას, დამყარებულ რეჟიმში ძაბვა გამოსავალზე განისაზღვრება ინდუქციურობის კოქსა რეაქტიული წინაღობის ფარდობით კონდენსატორის რეაქტიულ წინაღობასთან. შესაბამისად, მოცემული ფილტრი ძაბვის დამყოფ წარმოადგენს და გადაცემის კოეფიციენტი შეიძლება გამოვთვალოთ წინაღობათა ფარდობით:



ნახ.17.2. დაბალი სიხშირის LC ფილტრი

$$\dot{K}_{LC} = \frac{\dot{u}_{\text{გამოს}}}{\dot{u}_{\text{შეს}}} = \frac{Z_C}{Z_L + Z_C},$$

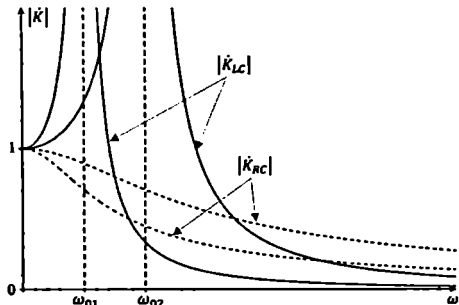
$$Z_L = j\omega L = jX_L, \quad Z_C = \frac{1}{j\omega C} = -jX_C.$$

წარმოდგენილი პასიური ფილტრი არ შეიცავს აქტიურ წინაღობას, რომელიც როგორც წესი, ინდუქციურობის კოქსა მიმდევრობით ერთვება, რის გამოც, ფაზურ წანაცვლებას არ ექნება ადგილი. შესაბამისად, ვღებულობთ:

$$|\dot{K}_{LC}| = \frac{1}{1 - \omega^2 LC} = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}. \quad (17.7)$$

როგორც ვხედავთ დაუტვირთავი იდეალური დაბალი სიხშირის LC-ფილტრის გადაცემის კოეფიციენტი $\omega = \omega_0 = \sqrt{1/LC}$ რეზონანსული სიხშირის მახლობლად უსასრულოდ იზრდება, მაღალ სიხშირეებზე ($\omega \gg \omega_0$) მიისწრაფის ნულისაკენ $|\dot{K}_{LC}| = 0$, ხოლო დაბალ სიხშირეებზე ($\omega \ll \omega_0$) ერთის ტოლი ხდება $|\dot{K}_{LC}| = 1$.

რეალურ წრედებში ფილტრის გამოსავალზე უერთებენ აქტიურ დატვირთვას, რომელიც ამცირებს ფილტრის ვარგისობას და ამით რეზონანსული სიხშირის მახლობლად გადაცემის კოეფიციენტის მკვეთრი ზრდა ბათილდება. ნახ.17.3-ზე წარმოდგენილია გადაცემის კოეფიციენტის ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლები RC (წყვეტილი მრუდები) და LC (უწყვეტილი მრუდები) დაბალი სიხშირის ფილტრებისათვის, ორი სხვადასხვა საკუთარი რხევის სიხშირისათვის - ω_{01} (მას შეესაბამება წითელი ფერი) და ω_{02} (გამოყოფილია ლურჯი ფერით), ამასთან, $\omega_{02} > \omega_{01}$. როცა $\omega_0 \rightarrow \infty$, მაშინ დაბალი სიხშირის ფილტრების ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლები განიერი ხდება და ფილტრი კარგავს ფუნქციას, რადგან ის ვეღარ ახშობს მაღალი სიხშირის რხევებს.

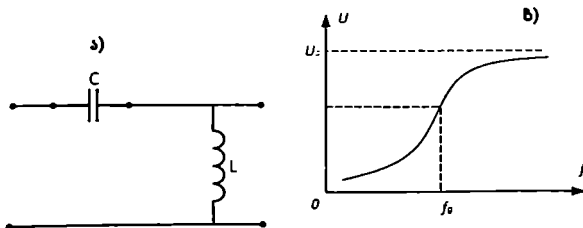


ნახ.17.3. დაბალი სიხშირის ფილტრების ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლები საკუთარი რხევის სხვადასხვა სიხშირეზე. $\omega_0 = \omega_{01}$ - სიხშირის შეესაბამება წითელი ფერი, $\omega_0 = \omega_{02}$ - ლურჯი ფერი. RC-ფილტრის მახასიათებელი წარმოდგენილია წვეტილი მრუდებით, LC - ფილტრის კი - უწყვეტი მრუდებით

დაბალი სიხშირის LC ფილტრის გადაცემის კოეფიციენტი ω_0 სიხშირეზე დაბალ სიხშირეებთან შედარებით მცირდება 3 დეციბელით ერთ დეკადაზე, ხოლო მაღალ სიხშირეებზე გადაცემის კოეფიციენტი მცირდება 40 დეციბელით ერთ დეკადაზე.

მაღალი სიხშირის LC-ფილტრები

მაღალი სიხშირის ფილტრი არის წრედი, რომელიც ცვლილების გარეშე გადასცემს მაღალი სიხშირის სიგნალებს, ხოლო დაბალ სიხშირეზე უზრუნველყოფს სიგნალის მიღევას. მარტივი LC მაღალი სიხშირის ფილტრის სქემა წარმოდგენილია ნახ.17.4 ა)-ზე.



ნახ.17.4. ა) მაღალი სიხშირის LC-ფილტრები, ბ) გამოსავალი ძაბვის დამოკიდებულება სიხშირეზე მაღალი სიხშირის LC-ფილტრისათვის

ასეთი ფილტრის ამპლიტუდურ სიხშირული მახასიათებლების მისაღებად ვისარგებლოთ დაბჭავთა შეფარდებების ფორმულით:

$$K_{LC} = \frac{u_{\text{გამოს}}}{u_{\text{შვს}}} = \frac{Z_L}{Z_L + Z_C} = \frac{j\omega L}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\omega^2 LC}{1 - \omega^2 LC} = \frac{\omega^2}{\omega_0^2 \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}. \quad (17.8)$$

ამრიგად, დაუტვრთავი, პასიური, მაღალი სიხშირის LC-ფილტრის ამპლიტუდა-სიხშირულ მახასიათებელს აქვს სახე:

$$|K_{LC}| = \frac{\omega^2}{\omega_0^2 \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}. \quad (17.9)$$

(17.9) გამოსახულების ანალიზიდან ვადგენთ, რომ: როცა $\omega \ll \omega_0$, $\rightarrow |K_{LC}| = 0$, გადაცემის კოეფიციენტი მინიმალურია. როცა $\omega \gg \omega_0$, $\rightarrow |K_{LC}| = 1$, გადაცემის კოეფიციენტი მაქსიმალურია, როცა $\omega = \omega_0$, $\rightarrow |K_{LC}| \rightarrow \infty$, გადაცემის კოეფიციენტი მიისწრაფვის უსასრულობისაკენ. ნახ.17.4 ბ)-ზე წარმოდგენილია მაღალი სიხშირის LC-ფილტრის გამოსავალი ძაბვის სიხშირეზე დამოკიდებულება.

ზოლური ფილტრები

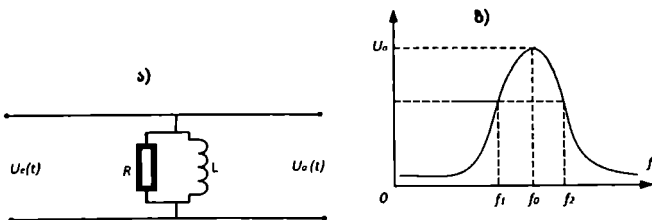
განვიხილოთ ზოლური LC ფილტრი, ასეთი ფილტრი წარმოადგენს სქემას, რომელიც ცვლილების გარეშე გადასცემს სიგნალს სიხშირეთა გარკვეულ ზოლს, ხოლო მის ქვემოთ და ზემოთ უზრუნველყოფს სიგნალის მიღებას. მარტივი LC ზოლური ფილტრის სქემა მოყვანილია ნახ.17.5 ა)-ზე.

ნახ.17.5-ა)-ზე წარმოდგენილი ზოლური ფილტრის სქემა ანალოგიურია რხევითი კონტურის, რომლის საკუთარი რხევის სიხშირეა:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

როდესაც $u_{\text{შვს}}(t)$ შესავალზე მოედება f_0 -ის ტოლი სიხშირის სიგნალი, წრედში ადგილი ექნება რეზონანსს, რომლის დროსაც დენი და ძაბვა მიაღწევს მაქსიმალურად მნიშვნელობას. სწორედ ამ სიხშირეზე ფილტრის ექნება სიგნალის მაქსიმალურად კარგად გატარების უნარი, ხოლო მის მარჯვნივ სიგნალი მიიღევა. ფილტრის გატარების ზოლად ითვლება სიხშირეთა დიაპაზონის მინიმუმი და მაქსიმუმი, რომლისთვისაც გამოსავალი ძაბვა $\sqrt{2}$ -ჯერ მცირდება.

ზოლური ფილტრის გამოსავალი ძაბვის სიხშირეზე დამოკიდებულება ზოგადად წარმოდგენილია ნახ.17.5 ბ)-ზე. აქ (f_1 , f_2) სიხშირეთა დიაპაზონი არის ფილტრის გატარების ზოლი.



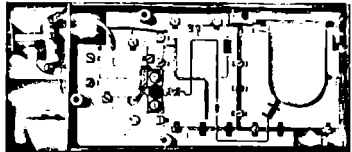
ნახ.17.5. ა) ზოლური ფილტრი, ბ) გამოსავალი ძაბვის დამოკიდებულება სიხშირეზე ზოლური ფილტრის შემთხვევაში

ზემაღალი სიხშირის ფილტრები

ზემაღალ სიხშირეებზე თავმოყრილი ელემენტები, როგორიცაა: კონდენსატორი, ინდუქციურობის კოჭა პრაქტიკულად არ გამოიყენება. სიხშირის ზრდასთან ერთად მათი მახასიათებელი ნომინალები და შესაბამისად, ზომებიც, იმდენად მცირდება, რომ მათი დამზადება შეუძლებელი ხდება, ამიტომ გამოიყენება ე.წ. გავრცელებულ პარამეტრებიანი გადაწყვეტილება, რომლებშიც ინდუქციურობა, ტევადობა და აქტიური დატვირთვა თანაბრად ან არათანაბრადაა განაწილებული მთელი ხაზის გასწვრივ. დაბალი სიხშირის ფილტრები, როგორც ზემოთ განვიხილეთ, შეიცავს ორ თავმოყრილ ელემენტს: რეზისტორს და კონდენსატორს, რომლებიც რეზონატორებს წარმოადგენენ. გავრცელებულ პარამეტრებიანი ფილტრი კი შედგება მხოლოდ ერთი რეზონატორისაგან, მაგალითად ლითონის ღეროსაგან.

მაღალი სიხშირის ფილტრების კონსტრუქცია სხვადასხვანაირია. იგი დამოკიდებულია ფილტრისადმი წაყენებული მოთხოვნების რეალიზაციაზე. კონკრეტულ შემთხვევაში უნდა შეირჩეს მუშა სიხშირეთა მნიშვნელობა, ვარგისობა, დაყოვების ზოლში მაქსიმალური მიღევა, გამოვლინდეს პარაზიტული გატარების ზოლი.

გავრცელებული პარამეტრების მქონე ფილტრების პროექტირება საკმაოდ რთული პროცესია. ეს პროცესი ორი ეტაპისაგან შედგება: ელექტრული პარამეტრების მიღება და ფილტრისადმი წაყენებული მოთხოვნების განსაზღვრა; ფილტრის გეომეტრიული ზომების განსაზღვრა. მიკროტალღური ფილტრების პროექტირების საფუძველს წარმოადგენს შეკავშირებულ რეზონატორთა თეორია. ერთ-ერთი ასეთი მოწყობილობა მიკროზოლოვანი ხაზი, წარმოდგენილია სურ.17.6-ზე. მიკროზოლოვანი ხაზი წარმოადგენს არასიმეტრიულ გადაცემის ხაზს, რომელიც გამოიყენება ელექტრომაგნიტური ტალღების გადასაცემად ჰაერში ან დიელექტრიკულ გარემოში. ელექტრომაგნიტური ტალღა ვრცელდება ორი ან რამდენიმე თხელი, ზოლური გამტარი ხაზებისა და ფირფიტების გასწვრივ.

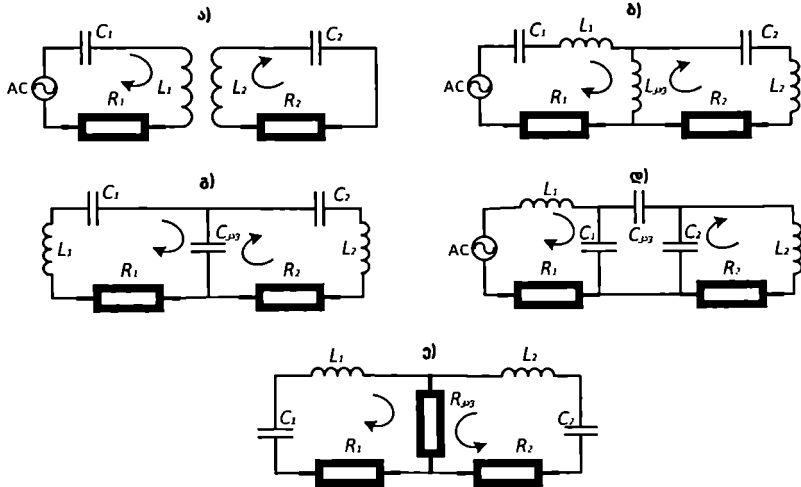


სურ.17.6. ზემაღალი სიხშირული მოწყობილობა - ფილტრი, ე.წ. „ციკლატორი“, რომელიც დამზადებულია მიკროზოლის ტექნოლოგიით

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

§18. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემის სახეები. კავშირის კოეფიციენტი

შეკავშირებული ეწოდება ორ ან მეტ კონტურთა სისტემას, რომლებიც ისეა ჩართული, რომ ერთ კონტურში წარმოქმნილი ელექტრომაგნიტური რხევები გადაეცეს მეორე კონტურს და მაშასადამე, ადგილი ჰქონდეს კონტურებს შორის ენერგიის ურთიერთცვლას.



ნახ. 18.1. შეკავშირებულ კონტურთა სახეები. ა) ტრანსფორმატორული კავშირი; ბ) ავტოტრანსფორმატორული კავშირი; გ) შიგა ტევადური კავშირი; დ) გარე ტევადური კავშირი; ე) ინდუქციურ - ტევადური (რუხისტორული) კავშირი

ორ კონტურიან შეკავშირებულ კონტურთა სისტემაში პირველადი კონტური იკვებება უშუალოდ ემძ წყაროდან, მეორე კი ენერგიას იღებს პირველადი კონტურიდან. პირველადი და მეორე კონტურების საერთო ელემენტს კავშირის წინააღობას უწოდებენ. ამ წინააღობის გვარობის მიხედვით განარჩევენ კავშირის შემდეგ სქემებს:

- **საერთო მაგნიტური ველით** - ინდუქციური კავშირი (ტრანსფორმატორული ან ავტოტრანსფორმატორული, ნახ.18.1 ა, ბ);
- **საერთო ელექტრული ველით** - შიგა ტევადური (უბრალოდ ტევადური, ნახ.18.1 გ) ან გარე ტევადური კავშირი (რთული ტევადური, ნახ.18.1 დ);
- **საერთო აქტიური წინააღობით** - ინდუქციურ-ტევადურ კავშირი (ნახ.18. ე).

თავი IV. შეკავშირებული კონტურთა სისტემები

ტრანსფორმატორული კავშირის სქემაში პირველადი კონტურის I_1 დენი (ნახ.18.1. ა), რომელიც გამოწვეულია წყაროს E_1 ემძ-ით, გადის L_1 კოჭაში და აღძრავს მაგნიტურ ველს. ეს უკანასკნელი კი L_2 კოჭაში წარმოქმნის ინდუქციის ემძ-ს. წარმოქმნილი ინდუქციის ემძ იწვევს I_2 დენის ინდუცირებას მეორად კოჭაში, ამიტომ ამ სქემაში კავშირის წინააღობა არის:

$$\dot{Z}_{კავ} = j\omega M, \quad (18.1)$$

სადაც M - კონტურებს შორის ურთიერთინდუქციის კოეფიციენტი.

ავტოტრანსფორმატორული კავშირის სქემებში (ნახ.18.1. ბ) პირველადი კონტურის I_1 დენი ინდუქციის ემძ-ს აღძრავს კავშირის კოჭაში, მაგრამ რადგან ეს კოჭა ორივე კონტურისათვის საერთოა, ამიტომ მეორე კონტურში აღიძვრება I_2 დენი. აქ კავშირის წინააღობა არის:

$$\dot{Z}_{კავ} = j\omega L_{კავ}. \quad (18.2)$$

მიგა ტევადური კავშირის მქონე სქემაში (ნახ.18.1. გ) კავშირის ელემენტის როლს ასრულებს $C_{კავ}$ კონდენსატორი, რომელზეც პირველადი კონტურის I_1 დენი წარმოქმნის პოტენციალთა სხვაობას - ძაბვას, რომელიც თავის მხრივ მეორად კონტურში იწვევს I_2 დენის აღძვრას. შესაბამისად, კონტურის წინააღობა მოცემულ შემთხვევაში იქნება:

$$\dot{Z}_{კავ} = \frac{1}{j\omega C_{კავ}}. \quad (18.3)$$

გარე ტევადური კავშირის სქემაში (ნახ.18.1. დ) პირველადი კონტურის დენი განმტოვდება C_1 და მიმდევრობით ჩართულ $C_{კავ}$ და C_2 კონდენსატორებზე. C_2 კონდენსატორზე აღძრული ძაბვა წარმოქმნის I_2 დენს მეორად კონტურში. კავშირის წინააღობა მოცემულ შემთხვევაში შეიძლება წარმოვადგინოთ (18.3) ფორმულით.

კონტურებს შორის რაოდენობრივი კავშირის შეფასების მიზნით მიზანშეწონილია შემოტანილი იქნას კავშირის კოეფიციენტის ცნება, რომელიც ერთი კონტურიდან მეორეზე ძაბვის გადაცემის კოეფიციენტით განისაზღვრება.

ტრანსფორმატორული კავშირის მქონე შეკავშირებული კონტურებიდან მეორე განვტვირთოთ (განვტოთ) და განვსაზღვროთ პირველი კონტურის L_1 კოჭას ძაბვის რა ნაწილს შეადგენს ის ძაბვა, რომელიც მოიხსნება $\dot{Z}_{კავ} = j\omega M$ კავშირის წინააღობიდან. ამით ვიპოვით პირველადი კონტურის ძაბვის გადაცემის კოეფიციენტს:

$$K_{12} = \frac{u_{კავ}}{u_{L_1}} = \frac{I_1 \cdot \omega M}{I_1 \cdot \omega L_1} = \frac{M}{L_1}. \quad (18.4)$$

ასევე შეიძლება გამოვთვალოთ მეორე კონტურის ძაბვის გადაცემის კოეფიციენტი პირველის მიმართ:

$$K_{21} = \frac{u_{კავ}}{u_{L_2}} = \frac{I_2 \cdot \omega M}{I_2 \cdot \omega L_2} = \frac{M}{L_2}. \quad (18.5)$$

კონტურებს შორის კავშირის კოეფიციენტი K_{12} და K_{21} -დან საშუალო გეომეტრიულის ტოლია:

$$K_{კავ} = \sqrt{K_{12} \cdot K_{21}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (18.6)$$

(18.6)-ტოლობის მარჯვენა მხარეს მრიცხველი და მნიშვნელი გაავრავლოთ ω სიხშირეზე, მივიღებთ:

$$K_{კავშ} = \frac{\omega M}{\sqrt{\omega L_1 \omega L_2}} = \frac{X_{კავშ}}{\sqrt{X_1 X_2}}, \quad (18.7)$$

სადაც

$$X_{კავშ} = \omega L_{კავშ}, \quad X_1 = \omega L_1, \quad X_2 = \omega L_2,$$

შესაბამისად, ტრანსფორმატორული კავშირის სქემისათვის კავშირის, პირველი და მეორე კონტურების რეაქტიული წინაღობებია. ყველა მათგანი ერთნაირი ბუნებისაა და მოცემულ შემთხვევაში ინდუქციურია.

ავტოტრანსფორმატორული შეკავშირებული კონტურებისათვის:

$$X_{კავშ} = \omega L_{კავშ}, \quad X_1 = \omega(L_1 + L_{კავშ}), \quad X_2 = \omega(L_2 + L_{კავშ}),$$

ამიტომ:

$$K_{კავშ} = \frac{X_{კავშ}}{\sqrt{X_1 \cdot X_2}} = \frac{\omega L_{კავშ}}{\sqrt{\omega(L_1 + L_{კავშ}) \cdot \omega(L_2 + L_{კავშ})}} = \frac{L_{კავშ}}{\sqrt{(L_1 + L_{კავშ}) \cdot (L_2 + L_{კავშ})}}. \quad (18.8)$$

მიგა ტევადობის კავშირის მქონე სქემებისათვის, როგორც პირველად კონტურში C_1 და $C_{კავშ}$, ასევე მეორედ კონტურში C_2 და $C_{კავშ}$ მიმდევრობითაა ერთმანეთთან დაკავშირებული. მიმდევრობითი შეერთებისას კონდენსატორის შებრუნებული ტევადობების ჯამი ჯამური ტევადობის შებრუნებული სიდიდის ტოლია:

$$X_{კავშ} = \frac{1}{\omega C_{კავშ}}, \quad X_1 = \frac{1}{\omega C_1'} = \frac{1}{\omega} \left(\frac{C_1 + C_{კავშ}}{C_1 C_{კავშ}} \right), \quad X_2 = \frac{1}{\omega C_2'} = \frac{1}{\omega} \left(\frac{C_2 + C_{კავშ}}{C_2 C_{კავშ}} \right),$$

სადაც:

$$\frac{1}{C_1'} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_{კავშ}} = \frac{C_1 + C_{კავშ}}{C_1 C_{კავშ}}, \quad \frac{1}{C_2'} = \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_{კავშ}} = \frac{C_2 + C_{კავშ}}{C_2 C_{კავშ}}.$$

შესაბამისად, კავშირის კოეფიციენტისათვის ვღებულობთ:

$$K_{კავშ} = \frac{X_{კავშ}}{\sqrt{X_1 \cdot X_2}} = \sqrt{\frac{C_1 C_2}{(C_{კავშ} + C_1)(C_{კავშ} + C_2)}}. \quad (18.9)$$

გარე ტევადობის კავშირისას, პირველად კონტურში C_1 და $C_{კავშ}$, ასევე მეორედ კონტურში C_2 და $C_{კავშ}$ პარალელურადაა ერთმანეთთან დაკავშირებული. კონდენსატორების პარალელური ჩართვისას ჯამური ტევადობა მიიღება ცალკეული ტევადობის ალგებრული ჯამით, ამიტომ:

$$X_{კავშ} = \frac{1}{\omega C_{კავშ}}, \quad X_1 = \frac{1}{\omega C_1'} = \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_1 + C_{კავშ}} \right), \quad X_2 = \frac{1}{\omega C_2'} = \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_2 + C_{კავშ}} \right),$$

სადაც:

$$C_1' = C_1 + C_{კავშ}, \quad C_2' = C_2 + C_{კავშ},$$

$$K_{კავ} = \frac{X_{კავ}}{\sqrt{X_1 \cdot X_2}} = \frac{1}{C_{კავ}} \sqrt{(C_1 + C_{კავ})(C_2 + C_{კავ})}. \quad (18.10)$$

განვიხილოთ შეკავშირებულ კონტურთა სისტემა (ნახ.18.1. ა), რომელშიც ε_1 -გენერატორის ემძ, $Z_{კავ}$ - კავშირის წინაღობა, $Z'_1 + Z_{კავ} = Z_1$ და $Z'_2 + Z_{კავ} = Z_2$ პირველადი და მეორადი კონტურების წინააღობები. ჩაწეროთ მოცემული კონტურებისათვის კირხჰოფის მეორე წესი:

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = i_1(Z'_1 + Z_{კავ}) + i_2 Z_{კავ} = i_1 Z_1 + i_2 Z_{კავ} \\ 0 = i_1 Z_{კავ} + i_2(Z'_2 + Z_{კავ}) = i_1 Z_{კავ} + i_2 Z_2 \end{cases} \quad (18.11)$$

(18.11) განტოლებათა სისტემის მეორე განტოლებიდან ვპოულობთ:

$$i_2 = -i_1 \frac{Z_{კავ}}{Z_2}. \quad (18.12)$$

(18.12) ჩავსვათ (18.11) განტოლებათა სისტემის პირველ განტოლებაში, მივიღებთ:

$$\varepsilon_1 = i_1 Z_1 + i_2 Z_{კავ} = i_1 \left(Z_1 - \frac{Z_{კავ}^2}{Z_2} \right). \quad (18.13)$$

(18.13) გამოსახულების ფრჩხილებში მოთავსებული გამოსახულებას შესატანი წინააღობა ეწოდება. რადგან:

$$Z_{გეს} = \frac{\varepsilon_1}{i_1} = Z_1 - \frac{Z_{კავ}^2}{Z_2},$$

ამიტომ იგი შეიძლება გამოისახოს r_1 , r_2 აქტიური და X_1 , X_2 რეაქტიული წინააღობებით. გავითვალისწინოთ, რომ:

$$Z_{კავ} = Z_1 - \frac{Z_{კავ}^2}{Z_2} = r_1 + jX_1 + \frac{(jX_{კავ})^2}{Z_2} = r_1 + jX_1 + \frac{X_{კავ}^2}{r_2 + jX_2}.$$

რეალური და კომპლექსური ნაწილების გამოყოფის მიზნით, მიღებული გამოსახულების მარჯვ-ნა მხარე გავამრავლოთ და გავყოთ მნიშვნელის კომპლექსურ შეუღლებულზე:

$$\begin{aligned} Z_{გეს} &= r_1 + jX_1 + \frac{X_{კავ}^2}{r_2 + jX_2} \cdot \frac{r_2 - jX_2}{r_2 - jX_2} = r_1 + jX_1 + \frac{X_{კავ}^2}{r_2^2 + X_2^2} r_2 - j \frac{X_{კავ}^2}{r_2^2 + X_2^2} X_2 = \\ &= \left(r_1 + \frac{X_{კავ}^2}{Z_2^2} \cdot r_2 \right) + j \left(X_1 - \frac{X_{კავ}^2}{Z_2^2} \cdot X_2 \right). \end{aligned}$$

სადაც Z_2 - მეორე კონტურის წინააღობის მოდულია. მიღებული ტოლობიდან ჩანს, რომ შესავლის წინააღობა კომპლექსური ხასიათისაა.

$$Z_{გეს} = R_{გეს} + jX_{გეს},$$

სადაც

$$R_{გეს} = r_1 + \frac{X_{კავ}^2}{Z_2^2} \cdot r_2; \quad (18.14)$$

$$X_{\text{გეს}} = X_1 - \frac{X_{\text{კავშ}}^2}{Z_2^2} \cdot X_2; \quad (18.15)$$

ამ ორი მდგენელის არსებობა მოწმობს იმას, რომ გენერატორის ε_1 ემძ და I_1 დენი ერთმანეთის მიმართ ფაზით წანაცვლებულია:

$$\psi_{\text{გეს}} = \arctg \left(\frac{X_{\text{გეს}}}{R_{\text{გეს}}} \right). \quad (18.16)$$

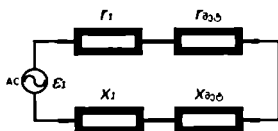
მეორე კონტურის არ არსებობისას $R_{\text{გეს}} = r_1$ და $X_{\text{გეს}} = X_1$. ეს იმას ნიშნავს, რომ (18.14) და (18.15) ტოლობების მეორე შესაკრებები განპირობებულია მეორადი კონტურის არსებობით, მას უწოდებენ მეორადი კონტურის მიერ პირველად კონტურში შეტანილ წინააღობას, რომლის აქტიური და რეაქტიული მდგენელებია:

$$R_{\text{გეს}} = r_1 + r_{\text{გეტ}}, \quad X_{\text{გეს}} = X_1 + X_{\text{გეტ}}, \quad (18.17)$$

$$r_{\text{გეტ}} = \frac{X_{\text{კავშ}}^2}{Z_2^2} r^2, \quad (18.18)$$

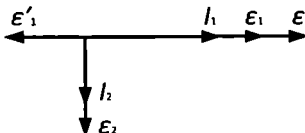
$$X_{\text{გეტ}} = -\frac{X_{\text{კავშ}}^2}{Z_2^2} X^2. \quad (18.19)$$

ნიშანი მინუსი იმის მაჩვენებელია, რომ $X_{\text{გეტ}}$ რეაქტიული წინააღობა საპირისპირო ნიშნისაა საკუთარი რეაქტიული წინააღობის მიმართ. ამ შენიშვნის შემდეგ შეკავშირებულ კონტურთა სისტემა შეიძლება შეიფასოს ეკვივალენტური კონტურით (ნახ.18.2), რომლის აქტიური წინააღობების პარამეტრები არის r_1 და $r_{\text{გეტ}}$, ხოლო რეაქტიული კი X_1 და $X_{\text{გეტ}}$.



ნახ.18.2. ეკვივალენტური კონტური

ინდუქციური კავშირის მქონე კონტურთა სისტემა გენერატორის ω_0 სიხშირის მიმართ სხვადასხვა სიხშირეზეა აწყობილი. მოცემული პირობებისას წინააღობა $X_1 = X_2 = 0$, ამიტომ პირველადი კონტურის I_1 დენი ფაზით ემთხვევა გენერატორის ε_1 ემძ-ს (ნახ.18.3).



ნახ.18.3. ვექტორული დიაგრამა

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

მეორად კონტურში I_1 დენი წარმოქმნის ε_2 ემძ-ს, რომელიც ელექტრომაგნიტური ინდუქციის კანონის თანახმად 90° კუთხით ჩამორჩება მას და ტოლია: $\varepsilon_2 = I_1 \omega_0 M$. რადგანაც $X_2 = 0$, დენი მეორად კონტურში ფაზით ემთხვევა ემძ-ს და განისაზღვრება:

$$I_2 = \frac{\varepsilon_2}{r_2} = \frac{I_1 \omega_0 M}{r_2}. \quad (18.20)$$

ეს დენი, თავის მხრივ, ადძრავს ε'_1 ემძ-ს პირველად კონტურში, რომელიც I_2 დენს 90° -იან კუთხით ჩამორჩება და ტოლია:

$$\varepsilon'_1 = I_2 \omega_0 M = \frac{I_1 \omega_0^2 M^2}{r_2}.$$

ვექტორული დიაგრამიდან ჩანს, რომ ε_1 ემძ ფაზით ეწინააღმდეგება ε'_1 ემძ-ს, ე.ი. გენერატორის I_1 დენი ტოლია პირველი კონტურის ჯამური ემძ-ის შეფარდებისა r_1 წინააღობასთან (რეაქტიული წინააღობა: $X_1 = 0$).

$$I_1 = \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon'_1}{r_1} = \frac{\varepsilon_1}{r_1} - \frac{I_1 \omega_0^2 M^2}{r_1 r_2} = \frac{1}{r_1} \left(\varepsilon_1 - \frac{I_1 \omega_0^2 M^2}{r_2} \right),$$

აქედან:

$$\varepsilon_1 = I_1 r_1 + \frac{I_1 \omega_0^2 M^2}{r_2} = I_1 \left(r_1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{r_2} \right),$$

ε_1 -ის გაყოფით I_1 -ზე ვრწმუნდებით, რომ შესავლის წინააღობა არის აქტიური ხასიათის და შედგება ორი შესაკრებისაგან:

$$R_{\text{ზეს}} = r_1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{r_2}. \quad (18.21)$$

r_1 პირველადი კონტურის საკუთარი წინააღობა, ხოლო მეორე შესაკრები კი არის შეტანილი წინააღობა:

$$r_{\text{შეტ}} = \frac{\omega_0^2 M^2}{r_2}. \quad (18.22)$$

(18.20) და (18.21) ტოლობების მიღება შეიძლება (18.17) და (18.19) გამოსახულებიდან, თუ მათში ჩავსვამთ $X_1 = 0$ და $X_2 = 0$.

ზემოთქმულიდან გამომდინარე:

$$I_1 = \frac{\varepsilon}{r_1} = \frac{\varepsilon - \varepsilon'_1}{r_1}, \quad I_1 = \frac{\varepsilon_1}{R_{\text{ზეს}}} = \frac{\varepsilon_1}{r_1 - r_{\text{შეტ}}}. \quad (18.23)$$

ამ ტოლობებიდან პირველი გვიჩვენებს, რომ პირველად კონტურში დენი მცირდება ε'_1/r_1 სიდიდით, მეორადი კონტურის ინდუქციური დენის ხარჯზე. (18.23) სისტემის მეორე განტოლებიდან ვადგენთ, რომ I_1 დენის შემცირება გამოწვეულია შეტანილი წინააღობის სიდიდით. პირველი განტოლება ასახავს პროცესის ფიზიკურ არსს, ხოლო მეორე - ამარტივებს გამოთვლებს, მაგრამ არ შეესაბამება ფიზიკურ მოვლენას, რადგან არავითარი წინააღობა არ შეიძლება „შეტანილიყო“ ერთი წრედიდან მეორეში.

თავი IV. შეკავშირებული კონტურთა სისტემები

პირველ კონტურში შეტანილი წინაღობა წარმოადგენს გენერატორის ისეთივე დატვირთვით, როგორცაა, მთლიანად მეორადი კონტური, ამიტომ P_2 სიმძლავრე, რომელიც მიეწოდება მეორად კონტურს, ტოლია პირველად კონტურში შეტანილ წინააღობაზე გამოყოფილი სიმძლავრის. მათემატიკურად ეს ასე მტკიცდება: მეორად კონტურში I_2 დენის გავლისას r_2 აქტიურ წინააღობაზე გამოიყოფა სიმძლავრე $P_2 = I_2^2 \cdot r_2$. ჩავსვათ (18.20) ამ უკანასკნელში, მივიღებთ:

$$P_2 = I_1^2 \frac{\omega_0^2 M^2}{r_2^2} r_2 = I_1^2 \frac{\omega_0^2 M^2}{r_2} = I_1^2 r_{\text{გტ}}. \quad (18.24)$$

შეკავშირებულ კონტურთა სისტემა ნებისმიერად შეიძლება აეწყოს. კონტურთა სრული წინააღობები, ისევე როგორც, შესატანი საერთო წინააღობა, ცხადია კომპლექსურია:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= r_1 + jX_1; & \dot{Z}_2 &= r_2 + jX_2, \\ \dot{Z}_{\text{გტ}} &= R_{\text{გტ}} + jX_{\text{გტ}}. \end{aligned}$$

რადგან პირველადი კონტურის ε ჯამური ელექტრომაგნიტური ძალა მოდებულია Z_1 წინააღობაზე, ამიტომ I_1 დენი ε -ის მიმართ ფაზით წანაცვლებულია 90° -იანი კუთხით, ხოლო ε_2 მოდებულია Z_2 წინააღობაზე, ამიტომ I_2 დენი ε_2 -ის მიმართ წანაცვლებულია კუთხით:

$$\psi_2 = \arctg \left(\frac{X_2}{r_2} \right).$$

ფარადეის ელექტრომაგნიტური ინდუქციის კანონის თანახმად, I_2 დენი პირველად კონტურში აღძრავს ε_1' ემძ-ს, რომელიც I_2 დენის ძალას ჩამორჩება 90° -იანი კუთხით. გენერატორის ε_1 ემძ მიიღება, როგორც ε და ε_1' ვექტორების სხვაობა. შესატანი წინააღობის არგუმენტი:

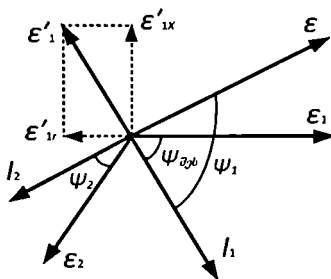
$$\psi_{\text{გტ}} = \arctg \left(\frac{X_{\text{გტ}}}{R_{\text{გტ}}} \right)$$

არ არის ტოლი

$$\psi_1 = \arctg \left(\frac{X_1}{r_1} \right)$$

კუთხის ε_1 ვექტორის მდებარეობის მიუხედავად. სხვა სიტყვებით, რომ ვთქვათ, მეორადი კონტურის დენი ცვლის I_1 დენს არა მხოლოდ სიდიდით არამედ ფაზითაც. ეს დასტურდება აგრეთვე ε_1' ვექტორის ორი მდგენელის არსებობით. ε_1' აქტიური მდგენელი მიმართულია ε_1 ვექტორის საპირისპიროდ, ხოლო ε_1'' რეაქტიული მდგენელი კი - ε_1 -სადმი პერპენდიკულარულად.

მეორადი და პირველადი კონტურის წინააღობების რეაქტიულ ხასიათს ადასტურებს ქვემოთ მოცემული ვექტორული დიაგრამა (ნახ.18.4). ამავე დიაგრამიდან ჩანს, რომ შეტანილი წინააღობა არის ტეჟადური სახის.



ნახ.18.4. ვექტორული დიაგრამა

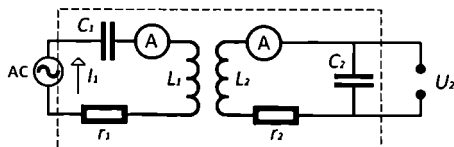
$\mathcal{E}'_1$ -ის გავლენით პირველადი კონტურის ღენის ცვლილება ასე მოიცემა:

$$i_1 = \frac{\mathcal{E}}{Z} = \frac{\mathcal{E}_1 + \mathcal{E}'_1}{Z_1} = \frac{\mathcal{E}_1 + \mathcal{E}'_1}{r_1 + jX_1},$$

ხოლო შეტანილი წინაღობის საშუალებით კი:

$$i_1 = \frac{\mathcal{E}_1}{Z_{\text{ზეს}}} = \frac{\mathcal{E}_1}{R_{\text{ზეს}} + jX_{\text{ზეს}}} = \frac{\mathcal{E}_1}{(r_1 + r_{\text{ზეს}}) + j(X_1 + X_{\text{ზეს}})}.$$

შეკავშირებულ კონტურზე, როგორც ოთხპოლუსზე მოქმედებს გენერატორის ემძ, ხოლო გამომავლის როლს ასრულებს ან მეორადი კონტურის I_2 ღენი, ან მისი პროპორციული გამოსავლის u_2 ძაბვა, რომელიც მოიხსნება $1/\omega C_2$ ტევადური წინააღობიდან, ან გამოსავლის $P_2 = I_2^2 r_2$ სიმძლავრე (ნახ.18.5).



ნახ.18.5. შეკავშირებული რხევითი კონტური, როგორც წრფივი ოთხპოლუსა

გენერატორიდან მიწოდებული კონტურის P_3 სიმძლავრე იხარჯება პირველად (P_1) და მეორად (P_2) კონტურებში. თუ რხევითი კონტურები გამოიყენება მძლავრ მოწყობილობებში (მაგალითად გადამცემებში), მაშინ ძირითადი ამოცანა არის დიდი P_2 სიმძლავრის მიღება შედარებით მაღალი მ.ქ.კ-ის პირობებში (იგულისხმება შუალედური კონტურის მ.ქ.კ.), რომელიც განისაზღვრება გამოსახულებით:

$$\eta_{\text{შუალედკონტ.}} = \frac{P_2}{P_3} = \frac{P_2}{P_1 + P_2} \quad (18.25)$$

§19. შეკავშირებული რხევითი კონტურის რეზონანსული მახასიათებლები

შეკავშირებულ კონტურთა სისტემის აწყობა ხდება წრედის რეაქტიული მახასიათებლების: X_1 -ის, C_1 -ის, L_1 -ის, X_2 -ის, C_2 -ის და L_2 -ის შერჩევით, შესაბამისად, ხდება $X_{კვ}$ კავშირის წინააღმდეგობისა და $X_{გვ}$ შეტანილი წინააღმდეგობის შერჩევა. ამ სიდიდეების შერჩევა ხდება M ტრანსფორმაციის კოეფიციენტის ცვლილებით. ამ გზით აწყობის შედეგად მივიღებთ პირველ და მეორე კერძო რეზონანსს, სრულ რეზონანსს და რთულ რეზონანსს. პირველი კერძო რეზონანსი მიიღწევა მხოლოდ პირველადი კონტურის აწყობით, ხოლო სრული რეზონანსი ორივე კონტურის აწყობით. მეორე კერძო რეზონანსი მიიღება მეორე კონტურის აწყობით. რთული რეზონანსისა ორივე კონტურის აწყობასთან ერთად უნდა შეირჩეს კავშირის წინააღმდეგობა. რთული რეზონანსი - ერთ-ერთი კერძო რეზონანსის შეთანხმება კონტურებს შორის კავშირის ხარისხთან. განვიხილოთ თითოეული მათგანი ცალ-ცალკე.

პირველი კერძო რეზონანსი

შევიწიოთ უცვლელი ω სიხშირე და E_1 ემძ-ის ეფექტური მნიშვნელობა. შევეცადოთ მივიღოთ მაქსიმალური დენი მეორად კონტურში C_1 ტევალობის შერჩევით, რისთვისაც საჭიროა გავითვა-ლიწინოთ:

ა) C_1 -ის მნიშვნელობაზე დამოკიდებულია, როგორც $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ სიხშირე, ისე $X_1 = \omega L_1 - 1/\omega C_1$ რეაქტიული წინააღმდეგობა;

ბ) X_1 -ის ცვლილება იწვევს $X_{გვ} = X_1 + X_{გვ}$ და $Z_{გვ} = \sqrt{R_{გვ}^2 + X_{გვ}^2}$ ცვლილებას.

გ) X_1 -ის ცვლილება იწვევს პირველადი კონტურის დენის ცვლილებას:

$$I_1 = \frac{E_1}{Z_{გვ}} = \frac{E_1}{\sqrt{R_{გვ}^2 + X_{გვ}^2}}. \quad (19.1)$$

დ) I_1 დენის პირდაპირპროპორციულად იცვლება E_2 და I_2 დენი:

$$I_2 = \frac{E_1}{Z_2} = \frac{I_1 X_{კვ}}{Z_2} = \frac{E_1 M}{Z_2 \sqrt{R_{გვ}^2 + X_{გვ}^2}}. \quad (19.2)$$

ამრიგად, პირველ კერძო რეზონანსს შეესაბამება ისეთი X_1 რეაქტიული წინააღმდეგობა, რომელიც სრულად აკომპენსირებს მეორე კონტურში შეტანილ $X_{გვ}$ წინააღმდეგობას. მაშინ შესატანი წინააღმდეგობა ნულის ტოლი გამოდის:

$$X_1 = -X_{გვ} \text{ და } X_{გვ} = X_1 + X_{გვ} = 0,$$

რის გამოც, I_1 და I_2 დენები აღწევს მაქსიმალურ I_{1max} და I_{2max} მნიშვნელობებს. ამ მოვლენას ადგილი აქვს $\omega_1 = \omega_{01}$ საკუთარი სიხშირისას (ნახ.19.1 ა).

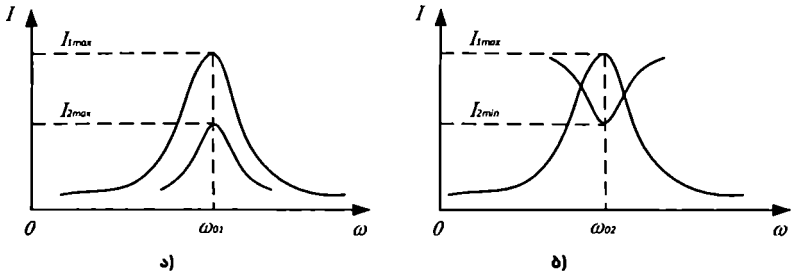
მეორე კერძო რეზონანსი

ვთქვათ მუდმივია პირველადი კონტურის X_1 წინააღმდეგობა, ω სიხშირე და გენერატორის E_1 ემძ. C_2 ტევალობის ცვლილებით მივიღოთ დენის მაქსიმალური მნიშვნელობა პირველად კონტურში. რად-

თავი IV. შვავმირბულ კონტურთა სისტემები

გან მეორე კონტურის X_2 რეაქტიული წინაღობა დამოკიდებულია $\omega_2 = \omega_{02}$ საკუთარ სიხშირეზე, ამიტომ შეიძლება გვექნდეს შემოსევა, როცა X_2 წინაღობა სიდიდით ტოლია და ნიშნით კი საპირისპირო მეორე კონტურში შეტანილი წინაღობის.

როცა, I_1 დენი - მაქსიმალურია (I_{1max}), მეორე კონტურის სრული წინაღობა ხდება მაქსიმალური, ხოლო I_{2min} დენი კი - მინიმალური. ე.ი. იწყება მეორე კერძო რეზონანსი. I_2 დენის ზრდას თან სდევს ემძ-ის ზრდა, რომელიც ამ დენით ინდუცირდება პირველად კონტურში. ინდუცირებულ ემძ-სთან ერთად იზრდება მეორე კონტურიდან პირველში შეტანილი წინაღობა. ამის გამო, მცირდება დენი პირველად კონტურში. ამგვარად, მეორე კერძო რეზონანსიდან გადახრა, ე.ი. ω_{02} სიხშირიდან გადახრა, იწვევს მეორედ კონტურში I_2 დენის შემცირებას და პირველად კონტურში I_1 დენის ზრდას. კონტურებში დენების ცვლილება, როგორც ეს ნახ.19.1. ბ)-დან ჩანს, სამართლიანია კონტურების მცირე აშლისას.



ნახ.19.1. ა) პირველი კერძო რეზონანსი; ბ) მეორე კერძო რეზონანსი

სრული რეზონანსი

სრული რეზონანსის მისაღწევად აუცილებელია შესრულდეს შემდეგი:

1. ღია მეორადი კონტურისას აწყობენ პირველად კონტურს მასში I_{1max} დენის მისაღებად. რადგან საქმე გვაქვს უკვე ერთ - პირველ კონტურთან, ამიტომ I_{1max} დენი მიიღება მასში, როცა პირველი კონტურის საკუთარი სიხშირე ω_{01} გენერატორის სიხშირის ω_0 ტოლი იქნება: $\omega_1 = \omega_0$, ხოლო რეაქტიული წინაღობა კი $X_1 = 0$.
2. ამყარებენ სუსტ კავშირს და მეორე კონტურს აწყობენ მასში I_{2max} დენის მიღებამდე. ვინაიდან კავშირი სუსტია, შეტანილი წინაღობა შეიძლება უგულებელვყოთ და მივიღებთ, რომ I_2 დენი აღწევს მაქსიმუმს როცა $X_2 = 0$, პირველადი კონტურის ანალოგიურად, ე.ი. I_{2max} დენი მიიღება, როცა მეორე კონტურის საკუთარი სიხშირე ω_{02} ტოლია გენერატორის ω_0 სიხშირის: $\omega_{02} = \omega_0$. ამ ოპერაციების შემდეგ შეტანილი და შესატანი წინაღობების რეაქტიული მდგენელები იქნება:

$$X_{\text{გტ}} = -\frac{\omega_0^2 M^2}{Z_2^2} \cdot X_2 = 0; \quad X_{\text{გკ}} = X_1 + X_{\text{გტ}} = 0.$$

რჩება მხოლოდ აქტიური მდგენელები. მათ შორის შეტანილი წინაღობა განისაზღვრება (18.22) ფორმულით, ხოლო შესატანი წინაღობა კი (18.21) ფორმულით. შესაბამისად, პირველად და მეორედ კონტურებში დენის ძალისათვის გვექნება:

$$I_1 = \frac{\varepsilon_1}{R_{\text{გკ}}} = \frac{\varepsilon_1}{r_1 + r_{\text{გტ}}} = \frac{\varepsilon_1}{r_1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{r_2}}. \quad (19.3)$$

$$I_2 = \frac{\varepsilon_2}{r_2} = \frac{I_1 \omega_0 M}{r_2} = \frac{I_1 X_{კვ}}{r_2}. \quad (19.4)$$

3. კონტურებს შორის კავშირის ზრდიან, სანამ დენი მეორად კონტურებში არ მიაღწევს მაქსიმალურ I_{2max} მნიშვნელობას. დენის ძალასა და სიმძლავრეს შორის კავშირი დამოკიდებულია კონტურებს შორის კავშირისა და შეტანილი წინააღმდეგობაზე. შეტანილი წინააღმდეგობა $r_{შტ} = \omega_0^2 M^2 / r_2$ პროპორციულია კავშირის $X_{კვ} = \omega_0 M$ წინააღმდეგობის, რომელიც ურთიერთკავშირის პირველი ხარისხის პროპორციულია, ე.ი. (19.3)-ის თანახმად I_1 დენი მცირდება მდორედ M -ის ზრდისას, სანამ $r_{შტ} < r_1$ და გვაქვს სრული რეზონანსი. კონტურებს შორის კავშირი შეიძლება იყოს ოპტიმალური ან კრიტიკული. თუ კონტურების პარამეტრები ერთნაირი არ არის, მაშინ კრიტიკული ან ოპტიმალური კავშირი განსხვავებულია.

ცნება კრიტიკული კავშირი ნიშნავს, რომ ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლის ფორმა მკვეთრად იცვლება, როცა $X_{კვ}$ გადადის კრიტიკულში. ცნება ოპტიმალური კავშირი ნიშნავს, რომ როცა: $X_{კვ} = X_{კვ კრ}$ ($r_{შტ კრ} = r_1$), მეორად კონტურში რხევის სიმძლავრე მაქსიმალურია:

$$P_{2max} = I_{2max}^2 r_2.$$

გამოსახვით კრიტიკული კავშირისა და შეტანილი წინააღმდეგობა ფორმულით:

$$r_{შტ კრ} = \frac{X_{კვ კრ}^2}{r_2}.$$

სრული რეზონანსის პირობაა $r_{შტ კრ} = r_1$. ეს იმასაც ნიშნავს რომ:

$$X_{კვ კრ} = \sqrt{r_{შტ კრ} \cdot r_2} = \sqrt{r_1 \cdot r_2}, \quad (19.5)$$

(19.3) და (19.4) დენები კონტურებში დებულობის მნიშვნელობებს:

$$I_{1max} = \frac{\varepsilon_1}{r_1 + r_{შტ კრ}} = \frac{\varepsilon_1}{2r_1}. \quad (19.6)$$

$$I_{2max} = \frac{I_{1max} \cdot X_{კვ კრ}}{r_2} = \frac{\varepsilon_1 \sqrt{r_1 \cdot r_2}}{2r_1 r_2} = \frac{\varepsilon_1}{2\sqrt{r_1 \cdot r_2}} \quad (19.7)$$

ვისარგებლებთ რა (18.24) და (18.25) გამოსახულებებით პირველადი კონტურის რხევითი ენერგია გამოისახება ამ კონტურის დენით:

$$P_{კონტ} = P_1 + P_2 = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2 = I_1^2 r_1 + I_1^2 r_{შტ},$$

და შუალედური კონტურის შქა იქნება:

$$\eta_{შუალედკონტ} = \frac{P_2}{P_{კონტ}} = \frac{I_1^2 r_{შტ}}{I_1^2 r_1 + I_1^2 r_{შტ}} = \frac{r_{შტ}}{r_1 + r_{შტ}}. \quad (19.8)$$

აქედან გამომდინარეობს, რომ კავშირის გაძლიერებისას, იზრდება რა $r_{შტ}$ წინააღმდეგობა, ასევე იზრდება შქა.

მძლავრ მოწყობილობებში სადაც აუცილებელია შქა-ს დიდი მნიშვნელობა, საჭიროა კონტურებს შორის კავშირის ზრდა, მიუხედავად იმისა, რომ ეს იწვევს მარგი სიმძლავრის შემცირებას.

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

გამოსავლის u_{2max} ძაბვა მოიხსნება ტევადური წინააღობიდან:

$$\frac{1}{\omega C_2} = \rho_2,$$

ერთნაირი კონტურებისას ($r_1 = r_2 = r$, $\rho_1 = \rho_2 = \rho$):

$$u_{2max} = I_{2max}\rho_2 = \frac{\varepsilon_1\rho_2}{2\sqrt{r_1r_2}} = \frac{\varepsilon_1\rho}{2r} = \frac{\varepsilon_1 Q}{2}$$

ხოლო ძაბვის გადაცემის კოეფიციენტი:

$$K_{max} = \frac{u_{2max}}{\varepsilon_1} = \frac{Q}{2} \quad (19.9)$$

ნაკლებია რეზონანსულ მნიშვნელობაზე. შეკავშირებულ კონტურებში გენერატორის სიმძლავრის მხოლოდ ნახევარი მიეწოდება მეორად კონტურს, მეორე ნახევარი კი იკარგება პირველად კონტურში.

(19.5) ტოლობის მარცხენა და მარჯვენა ნაწილი გავყოთ $\sqrt{\omega_0 L_1 \omega_0 L_2}$ -ზე და გარდავქმნათ ისინი ცალ-ცალკე, მივიღებთ:

$$\begin{aligned} \frac{X_{კვკრ}}{\sqrt{\omega_0 L_1 \omega_0 L_2}} &= \frac{\omega_0 M_{კრ}}{\sqrt{\omega_0 L_1 \omega_0 L_2}} = \frac{M_{კრ}}{\sqrt{L_1 L_2}} = K_{კრ}, \\ \sqrt{\frac{r_1 r_2}{\omega_0 L_1 \omega_0 L_2}} &= \sqrt{\frac{r_1 r_2}{\rho_1 \rho_2}} = \sqrt{d_1 d_2}, \\ K_{კრ} &= \sqrt{d_1 d_2}. \end{aligned} \quad (19.10)$$

სადაც $K_{კრ}$ - კავშირის კრიტიკული კოეფიციენტი; d_1 და d_2 - პირველი და მეორე კონტურის მიღვევის კოეფიციენტებია. სრული რეზონანსისას პირველ ორ პირობას ($X_1 = 0$, $X_2 = 0$) დაემატა (19.10)-ე ფორმულით განსაზღვრული მესამე პირობა.

ამრიგად, სრული რეზონანსის მისაღებად აუცილებელი სამი პირობაა:

- 1) პირველი კონტურის $X_1 = 0$ რეაქტიული წინააღობა უნდა უდრიდეს ნულს,
- 2) მეორე კონტურის $X_2 = 0$ რეაქტიული წინააღობა უნდა უდრიდეს ნულს,
- 3) კავშირის კრიტიკული კოეფიციენტი უნდა აკმაყოფილებდეს (19.10) ფორმულით განსაზღვრულ პირობას.

ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებელი (ასმ)

ვთქვათ, LCR კონტურის ვარგისობა არის - Q , ხოლო რხევის საკუთარი სიხშირეა - ω_0 . შემოვიფაროთ გლეთი მცირე ფარდობითი აშლის პირობით:

$$\frac{1}{\omega C} \approx \frac{1}{\omega_0 C} = \rho, \quad u_2 = \frac{1}{\omega C} I_2 = I_2 \cdot \rho.$$

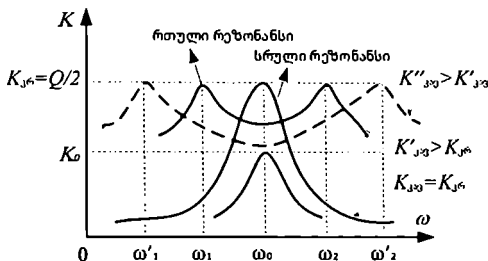
u_2 -ისა და I_2 -ის დამოკიდებულებებიდან გამომდინარეობს, რომ შეკავშირებულ კონტურთა სისტემის ასმ ძაბვისა და დენის მიმართ ერთნაირია. ამასთან, მისი ფორმა ერთმაგი კონტურის ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლისაგან განსხვავდება არა მხოლოდ Q ვარგისობით, არამედ $K_{კვკრ}$ კოეფიციენტითაც.

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

განვიხილოთ ასმ, რომელიც გადაღებულია $K_{კვ}$ კოეფიციენტის სამი მნიშვნელობისას, რომლებიც ტოლია, ნაკლებია ან მეტია კავშირის კრიტიკულ კოეფიციენტზე (ნახ.19.2).

ვისარგებლოთ ელექტრული წრედების ცნობილი დამუშებით: მაქსიმალური სიმძლავრის გამოყოფისათვის საჭიროა წრედის წინაღობა იყოს გენერატორის წინაღობის კომპლექსურად შუღლებული. მოცემულ შემთხვევაში პირველად კონტურს აქვს კომპლექსური $r_1 + jX_1$ წინაღობა, თუ გენერატორის უმძ არის ε_1 და მეტანილი წინაღობა კი $r_{გტ} + jX_{გტ}$, მაშინ მეორად კონტურში მაქსიმალური სიმძლავრის მისაღებად უნდა შესრულდეს პირობა:

$$X_1 + X_{გტ} = 0 \quad \text{და} \quad r_{გტ} = r_1.$$



ნახ.19.2. კავშირის კოეფიციენტის დამოკიდებულება სიხშირეზე

კრიტიკული კავშირისას ($K_{კვ} = K_{კრ}$) და გენერატორის $\omega = \omega_0$ სიხშირისას, ეს პირობა დაცულია, რადგან სრული რეზონანსი, რომლის დროსაც $X_{გტ} = X_1 = X_2 = 0$ და $r_{გტ} = r_1$, ამიტომ ძაბვის მიმართ გადაცემის კოეფიციენტი აღწევს მაქსიმალურ $K_m = \frac{Q}{2}$ მნიშვნელობას. ა-ს განსხვავება ω_0 -სგან იწვევს კონტურის აშლას, რის გამოც, მცირდება ძაბვის მიმართ გადაცემის კოეფიციენტი.

კრიტიკულზე ნაკლები კავშირის კოეფიციენტის მნიშვნელობისას ($K_{კვ} < K_{კრ}$, ისევე როგორც $K_{კვ} = K_{კრ}$ -სას), ამპლიტუდა-სიხშირულ მახასიათებელს $\omega = \omega_0$ სიხშირეზე აქვს $K_{კვ} = K_0$ მაქსიმუმი. ეს მაქსიმუმი ზღვრულზე ნაკლებია ($K_0 < K_m$), რადგან: r_1 წინაღობა რჩება უცვლელი, ხოლო მეტანილი $r_{გტ}$ წინაღობა მცირეა r_1 -ზე. მართლაც, ურთიერთინდუქციისას, როცა: $M < M_{კრ}$ და $\omega = \omega_0$:

$$r_{გტ} = \frac{\omega_0^2 M^2}{r_2} < \frac{\omega_0^2 M_{კრ}^2}{r_2} = r_1. \quad (19.11)$$

თუ კავშირის კოეფიციენტი მეტია კრიტიკულზე ($K_{კვ} > K_{კრ}$, $M > M_{კრ}$) და $\omega = \omega_0$, მაშინ ძაბვის მიმართ გადაცემის კოეფიციენტის მოღუი ვერ აღწევს თავის მაქსიმალურ $K_m = Q/2$ მნიშვნელობას. ამის მიზეზი არის ის, რომ: $r_{გტ} \neq r_1$.

როდესაც $\omega \neq \omega_0$, მაშინ (18.18) ტოლობის თანახმად, გვაქვს:

$$r_{გტ} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} \cdot r_2 = \frac{\omega^2 M^2}{r_2^2 + X_2^2} \cdot r_2.$$

განსაზღვრულ სიხშირეზე, რომელთაგან ერთი მცირეა ($\omega = \omega_1 < \omega_0$), მეორე კი აღემატება ($\omega = \omega_2 > \omega_0$), მაშინ (19.11) ტოლობის გათვალისწინებით, გვაქვს:

$$r_{\text{გტ}} = r_1;$$

$$\frac{r_2 \omega^2 M^2}{Z_2^2} = r_1. \quad (19.12)$$

(18.19) ფორმულის საფუძველზე გამოდის, რომ შეტანილი წინაღობის რეაქტიული ნაწილი პირველ კონტურში არის:

$$X_{\text{გტ}} = \frac{-\omega_1^2 M^2}{Z^2} \cdot X_2 = -\frac{r_1}{r_2} \cdot X_2,$$

რადგან კონტურები იდეალურია ($r_1 = r_2$; $X_1 = X_2$), ამიტომ:

$$X_{\text{გტ}} = -\frac{X_2 r_1}{r_2} = -\frac{X_1 r_1}{r_1} = -X_1,$$

ე.ი. პირველ კონტურში შეტანილი რეაქტიული წინააღობა რიცხობრივად ტოლი და ნიშნით საპირისპიროა პირველადი კონტურის საკუთარი რეაქტიული წინააღობის. აქედან შესავლის წინააღობის რეაქტიული მდგენელი იქნება:

$$X_{\text{გტ}} = X_1 + X_{\text{გტ}} = 0.$$

ეს კი როგორც ვიცით რეზონანსის ნიშანია, ამ დროს მიღებულ რეზონანსს **რთული რეზონანსი** ეწოდება.

გავაგრძელოთ კონტურთა აშლა. ვნახავთ, რომ I_2 და K გადაცემის კოეფიციენტი მცირდება, რადგან იზრდება X_2 , შესაბამისად მცირდება $r_{\text{გტ}}$ წინააღობა და იგი ნაკლები ხდება r_1 -ზე ($r_{\text{გტ}} < r_1$).

შეიძლება გავაკეთოთ შემდეგი დასკვნა:

1. კრიტიკულზე ნაკლები კავშირის კოეფიციენტისას, ამპლიტუდა-სიხშირულ მახასიათებელს აქვს ერთი მაქსიმუმი, რომელიც ზღვრულ მნიშვნელობაზე ნაკლებია ($K_0 < K_m$). კრიტიკული კავშირის ეს მაქსიმუმი აღწევს უდიდეს მნიშვნელობას K_m (სრული რეზონანსი), ხოლო კრიტიკულზე მაღალი კავშირისას გვაქვს ორი მაქსიმუმი იმავე დონეზე K_m (რთული რეზონანსი).
2. თუ (19.12) ფორმულაში ჩავსვათ $X_1 = 0$ და $X_2 = 0$, რომლებიც მიღებულია რთული რეზონანსისათვის, მაშინ მიიღება სრული რეზონანსის პირობა:

$$\omega_{1,2} M = Z_2 \sqrt{\frac{r_1}{r_2}} = \sqrt{r_2^2 + X_2^2} \cdot \sqrt{\frac{r_1}{r_2}} = r_2 \sqrt{\frac{r_1}{r_2}} = \sqrt{r_1 r_2} = \omega_0 M_{\text{კრ}}.$$

რთული რეზონანსის კერძო შემთხვევას წარმოადგენს **სრული რეზონანსი**. სრული რეზონანსი მიიღება კონტურებს შორის კრიტიკული კავშირისას $\omega = \omega_0$ საკუთარი რხევის სიხშირეზე:

$$M = M_{\text{კრ}}, \quad X_{\text{კავ}} = X_{\text{კრ}} = \sqrt{r_1 r_2}.$$

ხოლო რთული რეზონანსი მიიღება, როცა $\omega_1 < \omega_0$, $\omega_2 > \omega_0$:

$$M > M_{\text{კრ}}, \quad X_{\text{კავ}} = \omega_1 M = Z_2 \sqrt{\frac{r_1}{r_2}}.$$

რთული და სრული რეზონანსების შედეგი პრაქტიკულად ერთნაირია:

$$I_2 = I_{\text{max}}; K = K_{\text{max}}.$$

თავი IV. შეკავშირებული კონტურთა სისტემები

3. რთულ რეზონანსზე აწყობა უფრო ხანგრძლივი პროცესია, ვიდრე სრულ რეზონანსზე. ჯერ ვამყარებთ ერთ-ერთ კერძო რეზონანსს (მაგალითად, $X_1 = -X_{\text{გა}}$), შემდეგ ვარჩევთ ოპტიმალურ კავშირს ($r_{\text{გა}} = r_1$). ოპტიმალური კავშირის შერჩევა იწვევს $X_1 = -X_{\text{გა}}$ ტოლობის რღვევას, ამიტომ საჭირო ხდება პირველადი კონტურის კიდევ დამატებითი აწყობა.

კავშირის სიხშირე

რთული რეზონანსის პირობას $X_1 = -X_{\text{გა}}$ ინდუქციური კავშირისას (უდანაკარგო კონტურებისას) ($X_{\text{კვ}} = \omega M$, $L_1 = L_2 = L$, $C_1 = C_2 = C$, $r_1 = r_2 = 0$) აქვს შემდეგი სახე:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = \frac{\omega^2 M^2}{\omega L - \frac{1}{\omega C}}, \quad \text{ე.ი.} \quad \omega L - \frac{1}{\omega C} = \pm \omega M.$$

ამ უკანასკნელი ტოლობის ორივე მხარის ωL სიდიდეზე გაყოფით და $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ -ის გათვალისწინებით, მივიღებთ:

$$1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} = \pm \frac{M}{L} = \pm K_{\text{კვ}}.$$

აქედან სიხშირისთვის მივიღებთ:

$$\omega = \omega_1 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + K_{\text{კვ}}}}; \quad \omega = \omega_2 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - K_{\text{კვ}}}}. \quad (19.13)$$

რადგან $\omega = \omega_1$ და $\omega = \omega_2$ დამოკიდებულია კავშირის კოეფიციენტზე, ამიტომ ω სიხშირეს კავშირის სიხშირე ეწოდება. ორი სიხშირის არსებობა და მათი დამოკიდებულება კავშირის ($K_{\text{კვ}}$) კოეფიციენტზე ასე აიხსნება.

ყოველი შეკავშირებული კონტური არის მიმდევრობითი კონტური, იმის გამო, რომ $\omega < \omega_0$ წინააღობა $X_1 < 0$, $X_2 < 0$, და $X_{\text{გა}} > 0$. როცა $\omega > \omega_0$, მაშინ პირიქით, $X_1 > 0$, $X_2 > 0$ და $X_{\text{გა}} < 0$. გარდა ამისა, რაც უფრო მეტია $K_{\text{კვ}}$, მით მეტია $|X_{\text{გა}}|$ და რადგან (19.13)-ის თანახმად $K_{\text{კვ}}$ -ის ზრდისას ω_1 და ω_2 სიხშირეები უფრო მეტად გადაიხრება ω_0 -დან, ამიტომ კონტურის ხელშეორედ აწყობა იქნება საჭირო.

რეალურ კონტურებში, რომელთა მიღვევის კოეფიციენტიც არის d , ω_1 და ω_2 -ის განსხვავება ω_0 -სგან გვაძლევს $K_{\text{კვ}} = 0$ ტოლობას, ხოლო სრული რეზონანსისას $K_{\text{კვ}} = K_{\text{კრ}} = d$.

§20. შეკავშირებული რხევითი კონტურის ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებელი (ასმ)

ვთქვათ, გვაქვს ორი ინდუქციურად შეკავშირებული კონტური, ამასთან თითოეული წარმოადგენს მიმდევრობით რხევით კონტურს:

$$\dot{Z}_1 = \dot{Z}_2 = \dot{Z} = r(1 + ja) \text{ და } \dot{Z}_{\text{კვ}} = j\omega M.$$

ჩავწეროთ ამ კონტურებში დენის ძალის კომპლექსური გამოსახულებები:

თავი IV. შეკავშირებული კონტურთა სისტემები

$$i_1 = \frac{\dot{\varepsilon}_1}{Z_2} = \frac{\dot{\varepsilon}_1}{Z_1 - \frac{Z_{33}^2}{Z_2}} = \frac{\dot{\varepsilon}_1}{Z - \frac{(j\omega M)^2}{Z}} = \frac{\dot{\varepsilon}_1}{Z + \frac{(\omega M)^2}{Z}},$$

$$i_2 = -\frac{i_1 Z_{33}}{Z_2} = -\frac{\dot{\varepsilon}_1 j\omega M}{Z \left(Z + \frac{\omega^2 M^2}{Z} \right)} = -\frac{\dot{\varepsilon}_1 j\omega M}{Z^2 + \omega^2 M^2}.$$

გამოსავლის u_2 ძაბვა მოიხსნება მეორე კონტურის კონდენსატორიდან, რადგან:

$$\frac{1}{\omega C} = -\frac{1}{j\omega C} = -j\rho,$$

ამიტომ:

$$u_2 = -j i_2 \rho = -j^2 \frac{\dot{\varepsilon}_1 \omega M \rho}{Z^2 + \omega^2 M^2} = -\frac{\dot{\varepsilon}_1 \omega M \rho}{r^2 (1 + ja) + \omega^2 M^2} =$$

$$= -\frac{\dot{\varepsilon}_1 \omega M \rho}{r^2 \left[(1 + ja)^2 + \frac{\omega^2 M^2}{r^2} \right]} = \frac{\dot{\varepsilon}_1 \omega M Q}{r \left[(1 + ja)^2 + \frac{\omega^2 M^2}{r^2} \right]},$$

კავშირის კოეფიციენტის შეფარდებას კრიტიკული კავშირის კოეფიციენტთან აღვნიშნოთ η -თი.

$$\eta = \frac{K_{კავ}}{K_{კრიტ}} = \frac{X_{კავ}}{X_{კავკრიტ}} = \frac{\omega M}{\sqrt{r_1 r_2}} = \frac{\omega M}{r},$$

მაშინ, ძაბვის მიმართ გადაცემის კოეფიციენტი:

$$K = \frac{\dot{u}_2}{\dot{\varepsilon}_1} = -\frac{\omega M Q}{r \left[(1 + ja)^2 + \frac{\omega^2 M^2}{r^2} \right]} = -\frac{Q\eta}{(1 + ja)^2 + \eta^2} = -\frac{Q\eta}{1 + 2ja - a^2 + \eta^2} =$$

$$= -\frac{Q\eta}{(1 + \eta^2 - a^2) + 2ja} = \frac{Q\eta[(1 + \eta^2 - a^2) - 2ja]}{[(1 + \eta^2 - a^2) + 2ja][(1 + \eta^2 - a^2) - 2ja]} =$$

$$= \frac{Q\eta(1 + \eta^2 - a^2)}{(1 + \eta^2 - a^2)^2 + 4a^2} - j \frac{2aQ\eta}{(1 + \eta^2 - a^2)^2 + 4a^2} = Re(K) + Im(K).$$

ამ კოეფიციენტის მოდული კი იქნება:

$$K = \sqrt{\left(Re(\dot{K}) \right)^2 + \left(Im(\dot{K}) \right)^2},$$

$$K = \frac{Q\eta}{\sqrt{(1 + \eta^2 - a^2)^2 + 4a^2}}.$$

(20.2) გამოსახულება გადაწეროთ შემდეგი სახით:

$$K = \frac{Q\eta}{\sqrt{(1 + \eta^2)^2 - 2(1 + \eta^2)a^2 + a^4 + 4a^2}} = \frac{Q\eta}{\sqrt{(1 + \eta^2)^2 - 2a^2 - 2\eta^2 a^2 + 4a^2 + a^4}} =$$

$$= \frac{Q\eta}{\sqrt{(1 + \eta^2)^2 + 2(1 - \eta^2)a^2 + a^4}}.$$

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

როცა $a = 0$ (20.3)-დან გვაქვს:

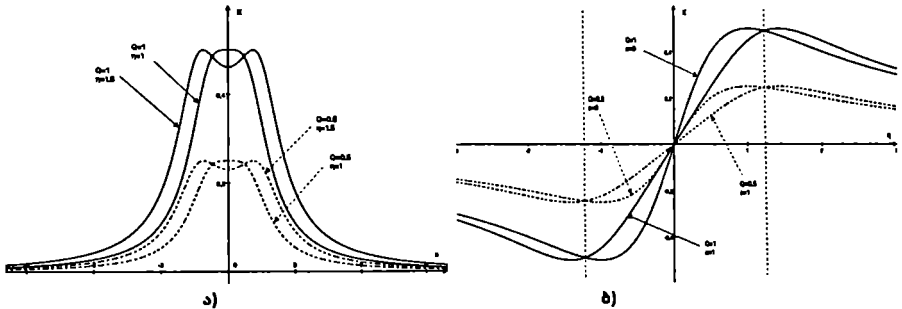
$$K|_{a=0} = \frac{\eta Q}{1 + \eta^2}. \quad (20.4)$$

როცა $\eta = 1$ მაშინ:

$$K|_{\eta=1} = \frac{Q}{\sqrt{4 + a^4}}. \quad (20.5)$$

(20.5)-ე ტოლობის თანახმად, K კოეფიციენტი მცირდება a აშლის ზრდით და არ არის დამოკიდებული მის ნიშანზე, რადგან ლუწ ხარისხშია. (20.2)-ის თანახმად, როცა $\eta \leq 1$ ასე ერთმანეთში მიაწვია, ხოლო როცა $\eta = 1.5$, მაშინ a აშლის ზრდა იწვევს ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლის გაგანიერებას, ამავე დროს, ის ორ მანქანში მიაწვია ხდება. Q ვარგისობა გავლენას ახდენს მახასიათებლის ამპლიტუდაზე. რაც უფრო მეტია ის, მით უფრო დიდია მახასიათებლის ამპლიტუდა (ნახ.20.1 ა).

ნახ.20.1.ბ)-ზე მოცემულია $K(\eta)$ დამოკიდებულება a და Q -ს სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის. Q ვარგისობა განსაზღვრავს ამპლიტუდის პიკს. რაც უფრო მაღალია Q , მით უფრო დიდია ამპლიტუდის პიკი, ხოლო a აშლის ზრდისას, ის წაანაცვლებს კოორდინატთა სათავიდან მარჯვნივ. $K(\eta)$ სიმეტრიულია სათავის მიმართ, ხოლო $K(a)$ კი სათავეში გამავალი ორდინატთა ღერძის მიმართ. შესაბამისად, $K(\eta)$ -ს კენტი, ხოლო $K(a)$ კი ლუწი სიმეტრია აქვს.



ნახ.20.1. ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებელი (ასმ). ა) $K(a)$ დამოკიდებულება η და Q სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის, ბ) $K(\eta)$ დამოკიდებულება, როცა $a = 0$ (წითელი მრუდი), $a = 1$ (ლურჯი მრუდი), $Q = 0.5$ (წყვეტილი მრუდი), $Q = 1$ (უწყვეტი მრუდი)

თავი V. ანალოგური სიგნალების მოდულაცია

§21. ამპლიტუდა-მოდულირებული სიგნალი

პირობითად რხევითი პროცესები დავყოთ მაღალი და დაბალი სიხშირის რხევებად. მს, უმრავლეს შემთხვევაში, ბგერითი სიხშირის დიაპაზონშია (20 ჰც - 30 კჰც) და მიეკუთვნება დაბალი სიხშირის დიაპაზონს. უშუალოდ მს-ის გადაცემა დიდ მანძილზე, დანაკარგების გარეშე, საკმაოდ რთულია და ზოგჯერ შეუძლებელიც კი. დაბალ სიხშირეს გრძელი ტალღის სიგრძე შეესაბამება ($f = \frac{c}{\lambda}$, სადაც f - ტალღის სიხშირეა, λ - ტალღის სიგრძეა, $v = c/\sqrt{\epsilon\mu}$ - გარემოში ტალღის გავრცელების სიჩქარეა, ϵ და μ გარემოს დიელექტრიკული და მაგნიტური შეღწევადობებია, $c = 3 \cdot 10^8$ მ/წმ - სინათლის სიჩქარეა ვაკუუმში). საჭირო ხდება დამზადდეს საკმაოდ დიდი ზომის ანტენები (ტალღის სიგრძე ანტენის გრძივი ზომის რიგის უნდა იყოს), რომელთა აგება, გარდა იმისა, რომ ძვირია, ტექნიკურ პრობლემებთანაც არის დაკავშირებული. ამიტომ შედარებით ეკონომიური და ტექნიკურად რეალიზებადია მს-ის გარდაქმნა მაღალსიხშირულ რადიოსიგნალად, რომელიც საშუალებას იძლევა შევამციროთ საანტენო სისტემის გეომეტრიული ზომები. მს-ს უსადენოდ გადასაცემად საჭიროა სიგნალის სპექტრი დაბალი სიხშირის დიაპაზონიდან გადატანილი იქნას მაღალი სიხშირის დიაპაზონში. ამ პროცესს მოდულაცია ეწოდება.

განვიხილოთ უწყვეტი პარმონიული რხევითი პროცესი. ვთქვათ პარმონიული რხევის ძაბვის მყისი მნიშვნელობა იცვლება კანონით:

$$u = u_m \sin(\omega t + \varphi), \quad (21.1)$$

სადაც, u_m - რხევის ძაბვის ამპლიტუდაა, ω - ციკლური სიხშირეა, ხოლო φ - საწყისი ფაზაა. ვთქვათ, (21.1) განტოლებით მოცემული რხევითი პროცესი მაღალი სიხშირისაა და მისი საშუალებით ვაპირებთ სასარგებლო - მს-ის გადაცემას. ამისათვის საჭიროა სასარგებლო სიგნალის სპექტრი გადატანილი იქნას მაღალი სიხშირის დიაპაზონში. ერთ-ერთი გზა, რომლითაც სასარგებლო სიგნალის სპექტრი შეიძლება გადავიტანოთ (21.1) ფორმულით მოცემული მაღალის სიხშირის სპექტრზე არის ის, რომ დაბალი სიხშირის რხევის ცვლილების კანონით ვიმოქმედოთ $u(t)$ მაღალი სიხშირის, შიდი სიგნალის რხევის ერთ-ერთ პარამეტრზე (u_m - ამპლიტუდაზე, ω - სიხშირეზე ან φ - ფაზაზე). ეს აუცილებელია, რადგან მუდმივი ამპლიტუდის, სიხშირისა და ფაზის პირობებში მს-ის გადაცემა შეუძლებელია. სიგნალის გადასაცემად საჭიროა ამპლიტუდის ან მყისი ფაზის ცვლილება განვახორციელოთ მს-ის ცვლილების კანონით.

პროცესს, რომლის დროსაც მს-ის ოსცილაგიების მიხედვით იცვლება მაღალსიხშირული, შიდი სიგნალის ამპლიტუდა, ამპლიტუდური მოდულაცია AM (Amplitude Modulation) ეწოდება. ამპლიტუდური მოდულაციის განხორციელებისათვის საჭიროა (21.1) შიდი სიგნალის ამპლიტუდა იცვლებოდეს დაბალი სიხშირის $s(t)$ კანონით:

$$u_m = u_0 + \Delta u \cdot s(t), \quad (21.2)$$

თავი V. ანალოგური სიგნალების მოდულაცია

u_0 – მაღალსიხშირული, მს-ის ამპლიტუდაა მოდულაციის განხორციელებამდე, ცხადია $u_m = u_0$ როცა $s(t) = 0$, ხოლო Δu - ამპლიტუდის ნაზრდია. (21.2) გავითვალისწინოთ (21.1)-ში, მივიღებთ:

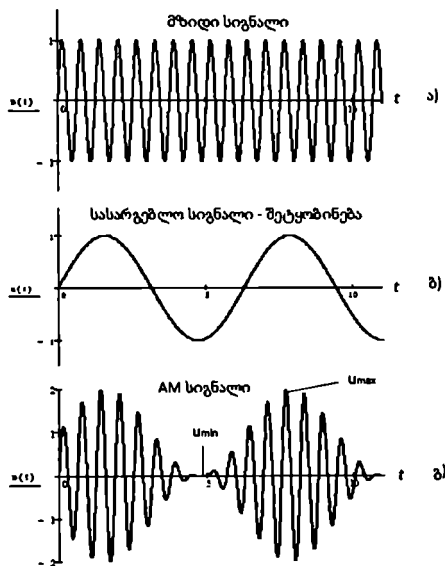
$$u = [u_0 + \Delta u \cdot s(t)] \sin(\omega t + \varphi) = u_0 [1 + m \cdot s(t)] \sin(\omega t + \varphi), \quad (21.3)$$

სიდიდეს:

$$m = \frac{\Delta u}{u_0}$$

მოდულაციის კოეფიციენტი ეწოდება, იგი განსაზღვრავს მოდულაციის სიღრმეს.

(21.3)-ე ფორმულა გამოსახავს AM-სიგნალს, რომელიც მიიღება მაღალი და დაბალი სიხშირის რხევათა ნამრავლით. შედეგი ასახულია მზიდი სიგნალის ამპლიტუდაში. მზიდი სიგნალის, ანუ საზომული სიგნალის ამპლიტუდის ცვლილება დროში მოცემულია ნახ.21.1 ა)-ზე, ხოლო მს-ის ანუ მამოდულირებული სიგნალის ამპლიტუდის ცვლილება მოცემულია ნახ.21.1 ბ)-ზე. AM-სიგნალის ამპლიტუდის ცვლილება დროში ნაჩვენებია ნახ.21.1 გ)-ზე.



ნახ.21.1. ა) მაღალი სიხშირის მზიდი სიგნალი; ბ) დაბალი სიხშირის მს; გ) მოდულირებული სიგნალი

თუ დავაკვირდებით ნახ.21.1 გ)-ს, მოდულაციის კოეფიციენტი შეიძლება ასეც ჩავწეროთ:

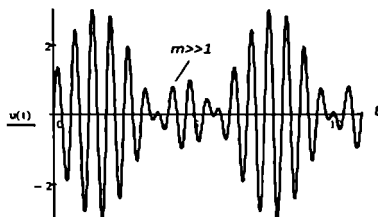
$$m = \frac{\Delta u}{u_0} = \frac{u_{max} - u_{min}}{u_{max} + u_{min}} \quad (21.4)$$

(21.4)-ის ანალიზიდან ვადგენთ, რომ მოდულაციის კოეფიციენტის ზღვრული მნიშვნელობები მოთავსებულია 0-სა და 1-ს შორის ($0 < m < 1$). თუ $m > 1$ -ზე, მაშინ ადგილი აქვს ზემოდულაციას და

თავი V. ანალოგური სიგნალების მოდულაცია

სიგნალი განიცდის დამახინჯებას, ვინაიდან მოდულირებული რხევების მომენტები ზუსტად ვეღარ იმეორებს მამოდულირებული ფუნქციის ფორმას. ეს განსხვავება მით უფრო მკვეთრია, რაც უფრო მაგრად სრულდება პირობა: $m \gg 1$ (ნახ.21.2).

ამრიგად, მოდულირებული რხევა მაღალი სიხშირისაა, თუმცა მისი ამპლიტუდა იცვლება დაბალ-სიხშირული მს-ის ცვლილების კანონით. ასეთი რხევის გამოყენება უკვე შეიძლება მორ მანძილზე ინფორმაციის გადასაცემად კომპაქტური ზომის ანტენური სისტემით.



ნახ.21.2. ზემოდრებული სიგნალი ($m \gg 1$)

განვიხილოთ კერძო შემთხვევა, ვთქვათ მს იცვლება შემდეგი კანონით:

$$s(t) = \sin(\Omega t), \quad (21.5)$$

მაშინ მზიდი სიგნალის რხევა (21.1) ფორმულის საფუძველზე ჩაიწერება გამოსახულებით:

$$u = u_0 [1 + m \cdot \sin(\Omega t)] \sin(\omega t + \varphi),$$

ვისარგებლოთ მარტივი ტრიგონომეტრიული გარდაქმნებით:

$$\sin(\alpha) \cdot \sin(\beta) = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta),$$

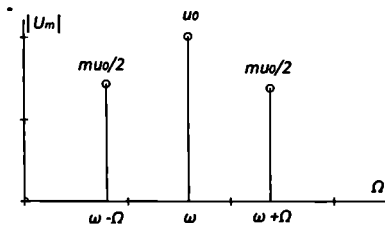
$$\cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta).$$

შედეგად, როცა $\varphi = 0$, მივიღებთ:

$$u = u_0 \sin(\omega t) + \frac{m}{2} u_0 \cos[(\omega - \Omega)t] - \frac{m}{2} u_0 \cos[(\omega + \Omega)t], \quad (21.6)$$

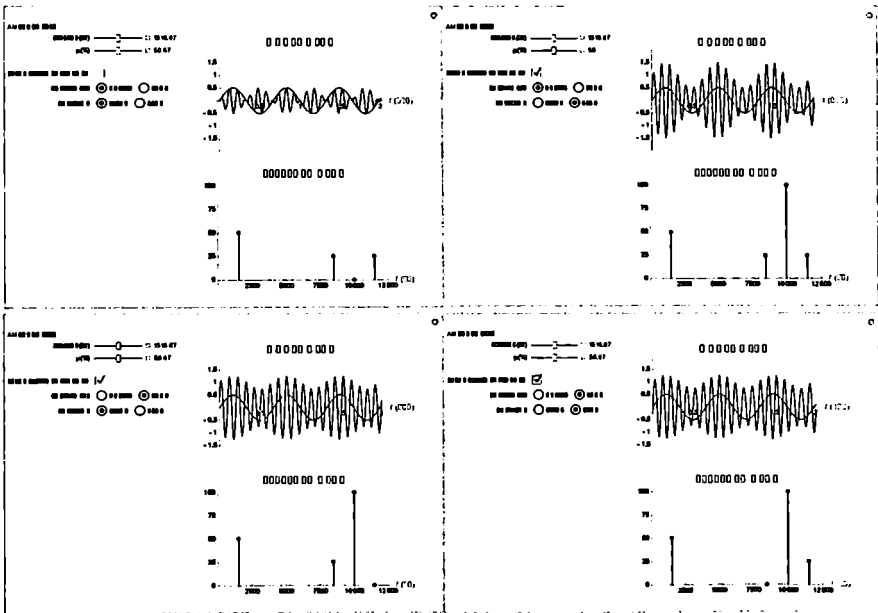
როგორც ვხედავთ, მოდულირებული რხევა სამ მდგენელს შეიცავს. მზიდი სიხშირის მდგენელს და ორ გვერდით მდგენელს, რომელთა $(\omega - \Omega)$ სიხშირის მდგენელი მარცხენა ანუ ქვედა კიღურა მდგენელად იწოდება, მეორე $(\omega + \Omega)$ კი მარჯვენა ანუ ზედა კიღურა მდგენელად. კიღურა სიხშირეების მდგენელების ამპლიტუდები მოდულაციის კოეფიციენტის სიდიდეზეა დამოკიდებული და მისი მაქსიმალური მნიშვნელობისას კიღურა მდგენელების ამპლიტუდები მზიდი სიხშირის მდგენელის ამპლიტუდის ნახევარს უდრის. (21.6) ტოლობის სპექტრი დისკრეტულია და მას ნახ.21.3-ზე მოცემული სახე აქვს.

თავი V. ანალოგური სიგნალების მოდულაცია



ნახ.21.3. AM-სიგნალის სპექტრი

ქვედა და ზედა კიდურა მდგენელების სხვადასხვა კომბინაციები ქმნის სხვადასხვა ტიპის AM-სიგნალს. ცხადია კიდურა მდგენელების სხვადასხვა კომბინაციები და მოდულაციის კოეფიციენტის სხვადასხვა მნიშვნელობა დიდ გავლენას ახდენს მოდულაციის თვისებებზე. ნახ.21.4-ზე ილუსტრირებულია AM-სიგნალის დროითი და სიხშირული არე კიდურა მდგენელების სხვადასხვა კომბინაციისას. მს ნაჩვენებია ლურჯად, ხოლო მოდულირებული სიგნალი (სინუსოიდური ტალღა) არის ნარიწჯისფერი.



ნახ.21.4. AM-სიგნალის დროითი და სიხშირული არე კიდურა მდგენელების სხვადასხვა კომბინაციისას

აღსანიშნავია, რომ ამპლიტუდური მოდულაციის ერთ-ერთ სახეს წარმოადგენს ორმხრივი კილურა მოდულაცია შუიდი სიგნალის ჩახშობით (DSB-SC, ნახ. 21.4-ზე პირველი შემთხვევა, აგრეთვე იხილეთ §3). ამ შემთხვევაში მოდულირებული სიგნალი შეიძლება წარმოვადგინოთ გამოსახულებით:

$$u(t) = u_m(t) \cos(\omega t) = u_0[1 + m \cdot s(t)] \cos(\omega t).$$

ვთქვათ, მს რთული ფუნქციის სახით არის მოცემული და შეიგავს რამდენიმე სიხშირეს, სხვა სიტყვებით რომ ვთქვათ, მრავალტონიანია:

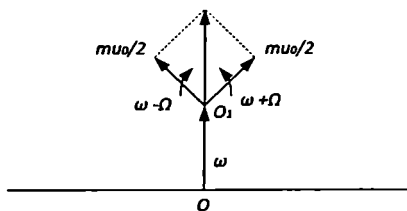
$$x(t) = \sum_{k=1}^{\infty} G_k \cos(k\Omega t + \varphi), \quad (21.7)$$

ამ შემთხვევაში მოდულირებული რხევის განტოლება ასე ჩაიწერება:

$$u = u_0 \left[1 + m \sum_{k=1}^{\infty} G_k \cos(k\Omega t + \varphi) \right] \cos(\omega t),$$

$$u = u_0 \left\{ \cos(\omega t) + \frac{m}{2} \sum_{k=1}^{\infty} G_k \cos[(\omega - k\Omega)t - \varphi] + \frac{m}{2} \sum_{k=1}^{\infty} G_k \cos[(\omega + k\Omega)t + \varphi] \right\}.$$

პროცესის თვალნათლივ წარმოდგენის მიზნით მივმართოთ ვექტორული დიაგრამის მეთოდს (ნახ. 21.5). მსაჯულობის გასამარტივებლად ვექტორული დიაგრამა გამოვსახოთ შუიდი სიგნალის რხევითა ერთი ტონის მოდულაციისას. სიმარტივისათვის განვიხილოთ ერთტონალური მოდულაციის შემთხვევა, როგა მამოდულირებული - მს შეიგავს მხოლოდ ერთ ω სიხშირის რხევას. მს-ის სიხშირის რხევა ვექტორულ დიაგრამაზე წარმოვადგინოთ ვექტორით, რომელიც ნახაზის სიბრტყის მიმართ ω კუთხური სიჩქარით ბრუნავს.



ნახ. 21.5. ვექტორული დიაგრამა

დაბრკოლებები დამატებით ვექტორის სახით ედება შუიდი რხევის ამპლიტუდას და ამახინჯებს შეტყობინების სიგნალს, იწვევს რა შუიდი სიგნალის დამატებით - პარაზიტულ მოდულაციას.

§22. სიხშირე-მოდულირებული სიგნალი

სიხშირის მოდულაციის ბუნების გასაგებად, რხევითი პროცესი ჩაწერით შემდეგი სახით:

$$u = u_0 \cos[\Psi(t)], \quad (22.1)$$

სადაც $\Psi(t)$ - მყისი ფაზაა. როგორც ვიცი, ფაზასა და სიხშირეს შორის არსებობს შემდეგი დამოკიდებულება:

$$\omega = \frac{d\Psi(t)}{dt}, \quad \Psi(t) = \int \omega dt.$$

სიხშირე-მოდულირებული (FM-Frequency Modulation) რხევების განხილვისას მს-ის სიხშირის ცვლილების კანონით უნდა იცვლებოდეს მზილი სიგნალის სიხშირე, კერძოდ:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \cdot s(t).$$

თუ ω -ს მნიშვნელობას შევითანთ მყისი ფაზის ინტეგრალქვეშა გამოსახულებაში, მივიღებთ:

$$\Psi(t) = \int [\omega_0 + \Delta\omega \cdot s(t)] dt = \int \omega_0 dt + \int [\Delta\omega \cdot s(t)] dt = \omega_0 t + \Delta\omega \int s(t) dt.$$

ამ უკანასკნელის გათვალისწინება (22.1)-ში FM-სიგნალისათვის გვაძლევს:

$$u = u_0 \cos \left[\omega_0 t + \Delta\omega \int s(t) dt \right], \quad (22.2)$$

ვთქვათ $s(t) = \cos(\Omega t)$, მაშინ:

$$u = u_0 \cos \left[\omega_0 t + \Delta\omega \int x(t) dt \right] = u_0 \cos \left[\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin(\Omega t) \right]. \quad (22.3)$$

(22.3)-ში სიდიდე:

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$$

სიხშირის მოდულაციის ხარისხს განსაზღვრავს და მას მოდულაციის ინდექსი ეწოდება, საბოლოოდ FM-რხევის განტოლება ასე შეიძლება ჩაწეროთ:

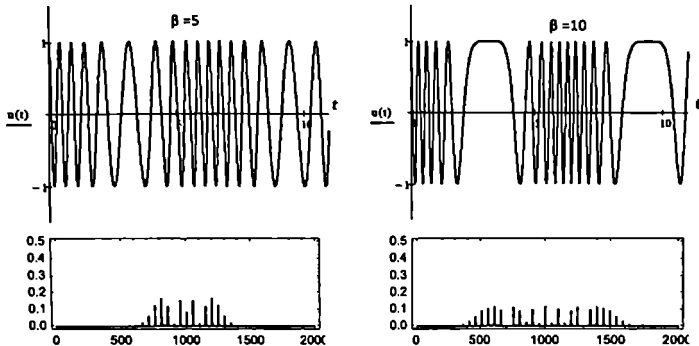
$$u = u_0 \cos[\omega_0 t + \beta \sin(\Omega t)]. \quad (22.4)$$

FM-სიგნალის დროში ცვლილება და ასე მოდულაციის სხვადასხვა ინდექსისათვის მოცემულია ნახ.22.1-ზე. მოდულაციის ინდექსის ზრდასთან ერთად სპექტრის სიგანე უფრო ფართო ხდება, ხოლო სპექტრის ამლიტუდის სიდიდე მცირდება.

თუ გამოვიყენებთ ცვლადი არგუმენტის მქონე ფუნქციის მნიშვნელობას, მაშინ (22.4) შეიძლება ბესელის ფუნქციის დახმარებით უსასრულო მწკრივის სახით გავშალოთ და მივიღოთ FM-სიგნალის სპექტრული შემადგენლობა:

$$u = u_0 \left[J_0(\beta) \cos(\omega_0 t) + \sum_{k=1}^{\infty} J_k(\beta) \cos[(\omega_0 + k\Omega)t] + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_k(\beta) \cos[(\omega_0 - k\Omega)t] \right]. \quad (22.5)$$

სადაც $J_0(\beta)$ - β არგუმენტის ნულოვანი რიგის ბესელის ფუნქციაა, ხოლო $J_k(\beta)$ - β არგუმენტის k -ური რიგის ბესელის ფუნქციაა.



ნახ.22.22.1. FM-სიგნალი და მისი ამპლიტუდური სპექტრი მოდულაციის ინდექსის სხვადასხვა მნიშვნელობისას

გასაგებია, რომ FM-სიგნალს პრაქტიკულად ფართო სპექტრი აქვს. იგი შემოსაზღვრულია, რადგან ბესელის ფუნქციები კრებადი ფუნქციებია. ცნობილია, რომ ბესელის ფუნქცია სწრაფად მილევდა, როცა ფუნქციის რიგი არგუმენტის ტოლი ხდება. ამიტომ შეთანხმდნენ, რომ FM-სიგნალის სპექტრის სიგანე განისაზღვროს იმ მდგენელამდე (მწკრივის რიგის გათვალისწინებით), ვიდრე ამპლიტუდა 0.01-ზე ნაკლები არ გახდება.

თქვათ, მოდულაციის β ინდექსი ძალიან მცირეა, მაშინ (22.5) გამოსახულებიდან მივიღებთ:

$$u = u_0 \cos(\omega_0 t + \beta \sin(\Omega t)) = u_0 [\cos(\omega_0 t) \cos[\beta \sin(\Omega t)] - \sin(\omega_0 t) \sin[\beta \sin(\Omega t)]].$$

ნულოვან მიახლოებაში ეს გამოსახულება დებულობს სახეს:

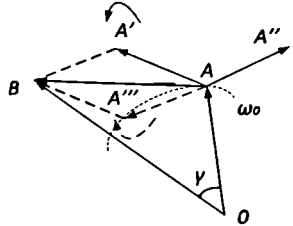
$$u = u_0 \cos(\omega_0 t) + \frac{u_0}{2} \beta \cos[(\omega_0 + \Omega)t] - \frac{u_0}{2} \beta \cos[(\omega_0 - \Omega)t]. \quad (22.6)$$

ამრიგად, შეგვიძლია დავასკვნათ, რომ FM-რხევების სპექტრული შემადგენლობა მცირე მოდულაციის ინდექსის შემთხვევაში ისეთივეა, როგორც AM-რხევებისას.

პრაქტიკაში, FM-რხევების საშუალო სიხშირიდან გადახრა 75 კჰც-ით არის შემოსაზღვრული და შესაბამისად, სპექტრის სიგანე 150 კჰც-ია. ასეთი დიდი სიგანის სიხშირული ზოლის შემთხვევაში შესაძლებელია გაცილებით მაღალი ხარისხის მაუწყებლობა განხორციელდეს, ვიდრე ეს მოხერხდებოდა AM-სადგურით. ამკარაა, რომ განიერი სპექტრული ზოლის შემთხვევაში შეუძლებელია გადაცემა ვაწარმოოთ გრძელი ან საშუალო სიგრძის ტალღებზე, რადგან ადგილი აქვს სხვადასხვა სიხშირული ზოლის გადაფარვას და ეთერის გადატვირთვის გამო იქმნება თავისუფალი სიხშირის დეფიციტი. სამაგიეროდ, FM-სიგნალის გამოყენება ეფექტურია ულტრამოკლე დიაპაზონში, რადგან ამ შემთხვევაში სპექტრის სიგანე შედარებით ნაკლებია და ეთერიც ნაკლებად იტვირთება.

ავხსნათ სიხშირული მოდულაციის პროცესი გომეტრიულად. ვექტორულ დიაგრამაზე შიდი სიგნალის მდგენელი გამოსახოთ $\vec{OA}$ ვექტორით (ნახ.22.2). იგი ω_0 კუთხური სიჩქარით ბრუნავს ნახაზის სიბრტყის მიმართ. AM-რხევების ანალოგიით, კიდურა სიხშირეების მდგენელები $\vec{AA'}$ და $\vec{AA''}$ ვექტორებით უნდა წარმოგვედგინა, მაგრამ $\vec{AA'}$ ვექტორს მიმართულება აქვს შეცვლილი, ამიტომ

უმჯობესია ის შევცვალოთ სიმეტრიული $\overline{AA''}$ ვექტორით. ამ შემთხვევაში კიდურა სიხშირეთა ვექტორების ტოლქმედია $\overline{AB}$. იგი $\overline{OA}$ ვექტორის მიმართ მუდამ კუთხით იქნება მიმართული და ცვლის ამ უკანასკნელის მდებარეობას, გადაანაცვლებს რა მას γ კუთხით და აღმოჩნდება $\overline{OB}$ მდგომარეობაში. ადგილი აქვს შიდი სიხშირის სიდიდის გადახრას საშუალო მნიშვნელობიდან, მაგრამ სიხშირის გადახრასთან ერთად, როგორც ნახაზიდან ჩანს, $\overline{OA}$ ვექტორს შეეცვალა სიდიდევ. ამ შემთხვევაში $|\overline{OB}| > |\overline{OA}|$, რაც დაუშვებელია, ვინაიდან FM-რხევის შემთხვევაში მისი ამპლიტუდა მუდმივ მნიშვნელობას უნდა ინარჩუნებდეს.



ნახ.22.2. ვექტორული დიაგრამა

ამპლიტუდის შეცვლის მიზეზი მდგომარეობს იმაში, რომ განხილულია კერძო შემთხვევა, როდესაც რხევა მხოლოდ სამი მდგენელისაგან შედგება. მოდულაციის კოეფიციენტის სასრული მნიშვნელობისათვის მოდულირებული რხევის სპექტრული ზოლი საკმაოდ განიერია. შეჯამება ხდება მრავალი მდგენელის მიხედვით, რის შედეგადაც, ჯამში, მოდულირებული რხევის ამპლიტუდის სიდიდე არ იცვლება და $\overline{OA}$ ვექტორის წვერო პუნქტირით აღნიშნულ წრესაზე მოძრაობს.

§23. ფაზა-მოდულირებული სიგნალი

ფაზური მოდულაციის (PM-Phase Modulation) განსახილვის მიზნით ჰარმონიული რხევა წარმოვადგინოთ შემდეგი სახით:

$$u = u_0 \sin(\omega_0 t).$$

შს-ის გადაცემა ფაზის მოდულაციის გზით გულისხმობს, შს-ის საშუალებით, შიდი სიგნალის ფაზის განსაზღვრას შემდეგი კანონით:

$$\varphi = \varphi_0 + \Delta\varphi \cdot s(t),$$

შესაბამისად, **PM-რხევა** მათემატიკურად ასე შეიძლება ჩაწეროს:

$$u = u_0 \sin[\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi \cdot s(t)]. \quad (23.1)$$

სიმარტივისათვის საწყისი ფაზა 0-ის ტოლად ჩავთვალოთ, მაშინ:

$$u = u_0 \sin[\omega_0 t + \Delta\varphi \cdot s(t)]. \quad (23.2)$$

ვთქვათ შს იცვლება კოსინუსის კანონით: $s(t) = \cos(\Omega t)$, მაშინ:

$$u = u_0 \sin[\omega_0 t + \Delta\varphi \cdot \cos(\Omega t)]. \quad (23.3)$$

როგორც ჩანს მამოდულირებული¹⁰ რხევის ფუნქცია მზიდი რხევის ფუნქციის არგუმენტი შედის, რაც რხევის სპექტრის უსასრულო სიგანით გამოწვევს. ამ შემთხვევაში მოდულაცია ფაზის მოდულაციის ინდექსით - $\Delta\phi$ სიდიდით ხასიათდება. კიდურა სიხშირის ზოლის სიგანე მოდულირებული სიხშირისა და მოდულაციის კოეფიციენტის გაორკეცებული ნამრავლი განისაზღვრება: $2\Delta\phi \Omega$.

ერთი სიტყვით, ფაზა-მოდულირებული რხევის თავისებურება მდგომარეობს შემდეგში: სპექტრულ ხაზთა რიცხვი იგივე რჩება, რაც აქვს მზიდ სიგნალს, მხოლოდ მათ შორის მანძილი იცვლება მამოდულირებული რხევის სიხშირეზე დამოკიდებულებით.

PM-რხევის ვექტორულ დიაგრამას ისეთივე სახე აქვს, როგორც FM-რხევის შემთხვევაში გვექნა (იხ. ნახ. 22.1).

§24. იმპულსური მოდულაცია

მოდულაციის ცალკეულ სახეობას მიეკუთვნება იმპულსური მოდულაცია, რომლის დროსაც ხდება მიმდევრობითი ციფრული იმპულსების ერთ-ერთი მახასიათებელი პარამეტრის ცვლილება. იმპულსურ სიგნალებს ახასიათებენ სამი ძირითადი პარამეტრი: α - ამპლიტუდით, T - პერიოდით და τ - ხანგრძლივობით. ციფრული მოდულაციის დაწვრილებით შევსებით XV თავში, ამჯერად კი განვიხილოთ იმპულსური სიგნალების ანალოგური მოდულაციის სახეებს. განასხვავებენ სამი სახის იმპულსურ მოდულაციას, ესენია:

- ამპლიტუდა-იმპულსური (PAM – Puls Aplitude Modulation);
- განივ-იმპულსური მოდულაცია (PWM – Pulse Wide Modulation);
- დროით-იმპულსური მოდულაცია (PTM – Pulse Time Modulation).

განვიხილოთ თითოეული ცალ-ცალკე.

ამპლიტუდა-იმპულსური მოდულაცია (PAM – Pulse Amplitude Modulation)

როცა ცვლილებას ექვემდებარება იმპულსის ამპლიტუდა, მაშინ ადგილი აქვს ამპლიტუდა-იმპულსურ მოდულაციას (სურ. 24.1. ა).

ვთქვათ, u_0 იმპულსის ამპლიტუდაა $t = 0$ მომენტში, მას შეიძლება ვწოდოთ არამოდულირებული იმპულსის ამპლიტუდა. დავუშვათ, ამპლიტუდა $t \neq 0$ შუალედში, განიცდის პერიოდულ ცვლილებას კანონით:

$$a(t) = u_0 + K_p s(t), \quad (24.1)$$

K_p - მოდულირებულ რხევასა და იმპულსის ცვლილებას შორის პროპორციულობის კოეფიციენტი, $s(t)$ - ამ შემთხვევაში იმპულსის ფორმის აღმწერი ფუნქციაა. მაგალითად, მართკუთხა, სამკუთხა ან სხვა სახის იმპულსის შემთხვევაში ის შეიძლება ჩავენროთ გამოსახულებით (7.2)-(7.8) ფორმულებით (იხ. თავი II, §7). როგორც წესი, სასრული ხანგრძლივობის იმპულსებს, უმრავლეს შემთხვევაში, იმპულსებს წარმოადგენენ მართკუთხა ფორმით, ხოლო უსასრულოდ მცირე სიგანის (მეყსეული) იმპულსები შეიძლება წარმოადგენილი იქნას დირაკის δ -ფუნქციით. ასეთი მეყსეული იმპულსების მოდულაციას δ -მოდულაცია ეწოდება.

PAM-სას მუდმივი რჩება იმპულსის ხანგრძლივობა $\tau = const$ და პერიოდი $T = const$.

¹⁰ მამოდულირებული ეწოდება დაბალი სიხშირის (იგივე სასარგებლო) სიგნალს, რომლის მიხედვითაც იცვლება მაღალი სიხშირის (იგივე მზიდი) სიგნალის ერთ-ერთი პარამეტრი.

განვი-იმპულსური მოდულაცია (PWM – Pulse Wide Modulation)

როცა იმპულსის ამპლიტუდა ($a = const$) და პერიოდი ($T = const$) რჩება მუდმივი, მაგრამ იცვლება იმპულსის ხანგრძლივობა (სურ.24.1. ბ), ადგილი აქვს განვი-იმპულსურ მოდულაციას. იმპულსის ხანგრძლივობის ცვლილება ჩაწეროთ კანონით:

$$\tau(t) = \tau_0 + K_u s(t), \quad (24.2)$$

სადაც, τ_0 - არამოდულირებული იმპულსების ხანგრძლივობაა, K_u - მამოდულირებელ ძაბვასა და იმპულსის ხანგრძლივობის ცვლილებას შორის პროპორციულობის კოეფიციენტი.

PWM-სიგნალის მიერ საშუალო გადატანილი სიმძლავრის შემცირების ერთ-ერთი მეთოდია. დატვირთვაზე მიწოდებული საშუალო სიმძლავრის რეგულირება ხდება დატვირთვასა და კვების წყაროს შორის სწრაფი ჩართვა-გამორთვით. გადართვის სიჩქარე დამოკიდებულია დატვირთვაზე და დაახლოებით შეადგენს რამდენიმე ასეულ კილოჰერცს კომპიუტერული ტექნიკისა და მობილური ტელეფონების კვების წყაროებისათვის. **PWM-სიგნალს** ფართო პრაქტიკული გამოყენება აქვს იმის გამო, რომ კვების წყაროებში სიმძლავრის დანაკარგები ძალიან მცირეა.

PWM პერიოდული იმპულსური სიგნალის საშუალო ძაბვა შეიძლება გამოვთვალოთ ფორმულით:

$$\bar{u} = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt, \quad (24.3)$$

სადაც $s(t)$ - მართკუთხა პერიოდული იმპულსია, რომელიც განისაზღვრება გამოსახულებით:

$$s(t) = \begin{cases} u_{max}, & 0 < t < D \cdot T \\ u_{min}, & D \cdot T < t < T \end{cases} \quad (24.4)$$

სადაც D - შევსების კოეფიციენტი, ის განსაზღვრავს იმპულსის ციკლს. (24.4)-ის გათვალისწინებით (24.3) -ის მარჯვენა მხარეს ინტეგრალი დაიშლება ორი შესაყრების ჯამით:

$$\bar{u} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} s(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T s(t) dt = D \cdot u_{max} + (1 - D) \cdot u_{min}. \quad (24.5)$$

იმ შემთხვევაში, როცა $u_{min} = 0$, მაშინ $\bar{u} = D \cdot u_{max}$. როგორც ვხედავთ, სიგნალის საშუალო მნიშვნელობა დამოკიდებულია D ციკლის სიდიდეზე.

დროით-იმპულსური მოდულაცია (PDM – Pulse Density Modulation ან PTM – Pulse Time Modulation)

როცა იმპულსის ამპლიტუდა $a = const$ და ხანგრძლივობა $\tau = const$ მუდმივი რჩება, მაგრამ იცვლება იმპულსის პერიოდი, მაშინ მოდულაციის ამ შემთხვევას **დროით-იმპულსური მოდულაცია** ეწოდება. ზოგიერთ ლიტერატურაში მოდულაციის ამ სახეს იმპულსის სიმკვრივის მოდულაციას ეწოდებენ. თუ დავაკვირდებით **PTM-სიგნალს**, შევამჩნევთ უზნებს, რომელშიც იმპულსები მჭიდროდ არიან განლაგებული, ხოლო ზოგიერთ უბანში იმპულსებს შორის დამორება დიდია, შესაბამისად, სიმკვრივე მცირეა (ნახ.24.1. გ).

დროით-იმპულსური მოდულაციისსა იმპულსის პერიოდის ცვლილება ჩაწეროთ კანონით:

$$T(t) = T_0 + K_d s(t), \quad (24.6)$$

თავი V. ანალოგური სიგნალების მოდულაცია

სადაც, T_0 - არამოდულირებული იმპულსების პერიოდი, K_{ω} - პროპორციულობის კოეფიციენტი მოდულირებულ რხევებსა და იმპულსების სვლათა სიხშირების ცვლილებებს შორის.

იმპულსის პერიოდის ცვლილება შეიძლება გამოისახოს სიხშირის ან ფაზის ცვლილებით. მაგალითად, სიხშირე შეიძლება წარმოვადგინოთ ფორმით:

$$\omega(t) = \Delta\omega \cos(\omega_0 t), \quad (24.7)$$

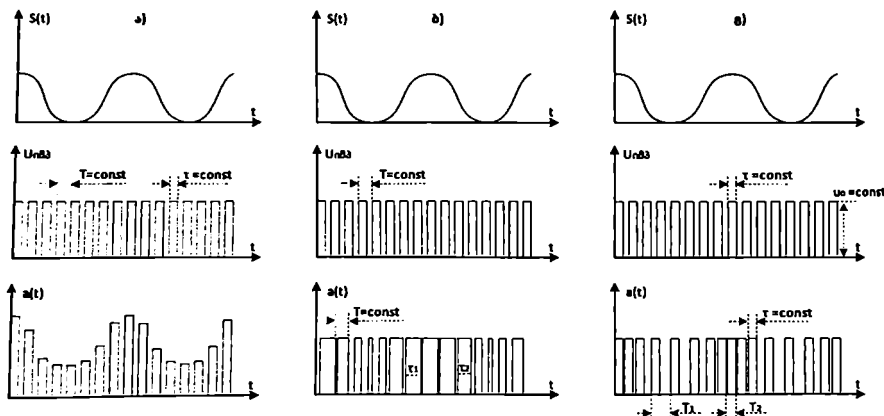
სადაც ω_0 - არამოდულირებული იმპულსების კუთხური სიხშირეა. ფაზის ცვლილება შეიძლება წარმოვადგინოთ კანონით:

$$\psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \int_0^t \Delta\omega \cos(\omega_0 t) dt = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \sin(\omega_0 t) = \beta \sin(\omega_0 t), \quad (24.8)$$

$\Delta\omega$ და β შესაბამისად, სიხშირის დევიაცია და მოდულაციის ინდექსია. ამ შემთხვევაში დროითი წანაცვლება გამოთვლება შემდეგნაირად:

$$\Delta t = T_0(\psi(t) - \psi_0) = \beta T_0 \sin(\omega_0 t), \quad (24.9)$$

ψ_0 - არის ფაზა $t = 0$ მომენტში და შესაბამეა არამოდულირებული იმპულსის ფაზას (საწყისი ფაზა). (24.7) და (24.8)-ის საფუძველზე ვადგენთ, რომ სიხშირე და ფაზა იცვლება ურთიერთსაპირისპირო ფაზაში. ორივე მათგანი განსაზღვრავს იმპულსის პერიოდის ცვლილებას. ამიტომ დროითი-იმპულსური მოდულაციიდან გამოყოფენ კიდევ ორ კერძო შემთხვევას, დროით-იმპულსურ სიხშირულ მოდულაციას (PTFM - Pulse Time Frequency Modulation) და დროით-იმპულსურ ფაზურ მოდულაციას (PTPM - Pulse Time Phase Modulation).



ნახ.24.1. იმპულსური მოდულაციის სახეები: ა) ამპლიტუდა-იმპულსური მოდულაცია, ბ) განივ-იმპულსური მოდულაცია, გ) დროით-იმპულსური მოდულაცია

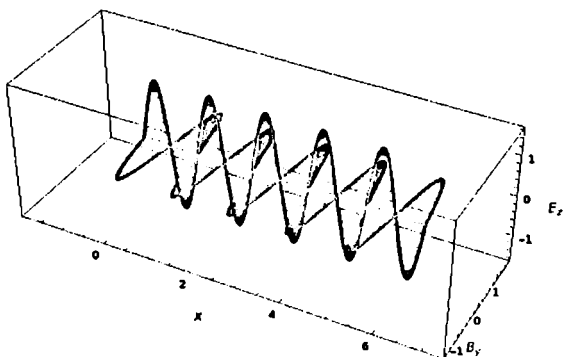
თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

§25. დამუხტული ნაწილაკი ელექტრომაგნიტურ ველში

ვიდრე ელექტროვაკუუმურ ან აირგანმუხტვადი ხელსაწყოების აგებულებას და მოქმედების პრინციპს განვიხილავდეთ, მნიშვნელოვანია განვიხილოთ ელექტრომაგნიტურ ველში დამუხტული ნაწილაკის მოძრაობა.

როგორც ვიცით, ელემენტარული მუხტის მქონე ნაწილაკებს მიეკუთვნება: ელექტრონი, პროტონი და პოზიტრონი. პირობითად მიღებულია, რომ ელექტრონის მუხტის ნიშანი უარყოფითია, პროტონის და პოზიტრონის კი დადებითი და რიცხობრივად ტოლია $1.6 \cdot 10^{-19}$ კ (კულონი). ელემენტარული მუხტის მქონე ნაწილაკები (შემდეგში მოვიხსენიებთ, როგორც ელემენტარულ მუხტებს) განუწყვეტილად მოძრაობენ, როგორც ატომის ბირთვის ირგვლივ წრიულ ორბიტებზე, ასევე საკუთარი ღერძის ირგვლივ. ამ მოძრაობებს სპინ-ორბიტალური მოძრაობები ეწოდება. ელემენტარული მუხტის ირგვლივ ყოველთვის არსებობს ელექტრომაგნიტური ველი. თუ ელემენტარულ მუხტს იძულებით გავაჩერებთ, მაშინ ის შეწყვეტს თავის არსებობას, თუმცა, ელექტრომაგნიტურ ველს შეუძლია იარსებოს დამუხტული ნაწილაკის გარეშე, რაც დასტურდება ფოტონის¹¹ აღმოჩენით.

ელექტრომაგნიტური ველი არის - მატერიის სახე, რომელიც წარმოადგენს სივრცეში ურთიერთობით მოქმედებას განთავსებული და ურთიერთდაკავშირებული ელექტრული და მაგნიტური ველების ერთობლიობას.



ნახ.25.1. ელექტრომაგნიტური ველის გრაფიკული წარმოდგენა სივრცეში

¹¹ ფოტონი არის სინათლის ნაწილაკი, რომელსაც არ გააჩნია მუხტი, რომლის უძრაობის მასა ნულის ტოლია, ხოლო მოძრაობის სიჩქარე სინათლის სიჩქარის ტოლია. ფოტონი წარმოიშობა მოლეკულების, ატომების, იონების და ატომის ბირთვების გადასვლისას აბზნებული მაღალი ენერგეტიკული დონიდან დაბალ ენერგეტიკულ დონეზე.

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

ნახ.25.1-ზე მოყვანილია ელექტრომაგნიტური ველის გრაფიკული წარმოდგენა სივრცეში. E_z - ცვლადი ელექტრული ველის მდგენელი ერთეულით 10^{-3} ვ/მ ნაჩვენებია ვერტიკალურ ღერძზე. შესაბამისი ცვლადი მაგნიტური ველი $B_y = E_z/c$ (ვ·წმ)/მ² მიმართულია y ღერძის გასწვრივ.

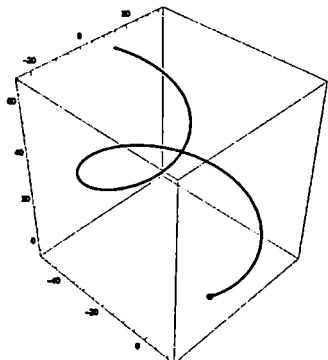
იხი როგორც ყველა ტალღა, ელექტრომაგნიტური ტალღაც ხასიათდება ტალღის სიგრძით λ (მ) და სიხშირით f (ჰც). კავშირი ტალღის სიგრძესა და სიხშირეს შორის მოიცემა დამოკიდებულებით: $c = \lambda f$. ელექტრომაგნიტური ტალღების სიხშირე ფართო დიაპაზონს მოიცავს, დაწყებული გრძელი რადიო ტალღებიდან (10^6 ჰც-დან) გამა სხივების ჩათვლით (10^{30} -ჰც-მდე). მაგალითად, ყველაზე პოპულარული FM - რადიოტალღების სიხშირე 10^8 ჰც-ის ფარგლებშია, AM - რადიოტალღების კი 10^6 ჰც-ის დიაპაზონშია, ხილული ელექტრომაგნიტური ტალღების - სინათლის რხევის სიხშირე დაახლოებით 10^{15} ჰც-ია და ა.შ. ერთი სიტყვით, ელექტრომაგნიტური გამოსხივება მოიცავს რადიოტალღებს, მიკროტალღებს, ინფრარითულ, (ხილულ) სინათლეს, ულტრაიისფერ, რენტგენის და გამა სხივებს. ყველა ეს ტალღა წარმოადგენს ელექტრომაგნიტური სპექტრის ნაწილს.

ელექტრომაგნიტური ტალღები გამოსხივდება დამუხტული ნაწილაკებით, რომლებიც განიცდიან აჩქარებას და ამ ტალღებს შეუძლიათ შემდგომში ურთიერთქმედება სხვა დამუხტულ ნაწილაკებთან. ელექტრომაგნიტური ტალღები ენერგიას და იმპულსს წყაროდან გადასცემენ მიმღებს. მართალია ელექტრომაგნიტური ველის წყაროს მოძრაობა მუხტებით წარმოადგენს, გარემოში ან ვაკუუმში მათი გავრცელება უკვე ამ მუხტებისაგან საკმაოდ მოშორებით ხდება, რადგან მაქსველის ელექტროდინამიკის თანახმად ელექტრომაგნიტური ტალღა თავისუფლად ავრცელებს თავის თავს ("ასხივებს") მათი წარმოქმნილი მოძრაობი მუხტების მდგომარეობის გარეშე. სწორედ ამიტომ, ელექტრომაგნიტურ გამოსხივებას ზოგჯერ შორეულ ველად მოიხსენიებენ. ახლო ველს კი მიეკუთვნება ელექტრომაგნიტური ველი უშუალოდ წყაროს (მოძრაობი მუხტების - ელექტრული დენის) მახლობლად. ცვლადი ელექტრული ველი ქმნის ცვლად მაგნიტურ ველს და ცვლადი მაგნიტური ველი - ცვლად ელექტრულ ველს მხოლოდ მაშინ, როცა ადგილი აქვს მათი ძალური მახასიათებლების $\vec{E}$ ელექტრული და $\vec{H}$ მაგნიტური ველების ცვლილებას, ე.ი.: $\frac{d\vec{E}}{dt} \neq 0, \frac{d\vec{H}}{dt} \neq 0$.

ელექტრომაგნიტურ გამოსხივებას კორპუსკულური და ტალღური ბუნება გააჩნია: ერთი მხრივ, მისი ტალღური თვისებებით აიხსნება ინტერფერენციის, დიფრაქციის, პლანარიზაციის მოვლენები, ხოლო მეორე მხრივ, კორპუსკულური თვისებებს გამოხატავს ფოტონების (ნაწილაკების) ნაკადი, რომლებიც დაბალ სიხშირეებზე გამოავლენენ ტალღურ თვისებებს, ხოლო მაღალზე კი - კორპუსკულურს.

თუ დამუხტული ნაწილაკი მოძრაობს ელექტრომაგნიტურ ველში, მაშინ მასზე ერთი მხრივ, ელექტრული ველი მოქმედებს კულონური ძალით, ხოლო მეორე მხრივ, მაგნიტური ველი ლორენცის ძალით:

$$\vec{F}_L = \vec{F}_e + \vec{F}_m = q\vec{E} + q[\vec{v}\vec{B}], \quad (25.1)$$



ნახ.25.2. დამუხტული ნაწილაკის მოძრაობის ტრაექტორია ელექტრომაგნიტურ ველში

ამ ძალას განზოგადოებული ლორენცის ძალა ეწოდება. განზოგადოებული ლორენცის ძალის ზემოქმედებით ნაწილაკი m მასით და q მუხტით ელექტრომაგნიტურ ველში იმოძრაებს სპირალზე. ელექტრული ველის ზემოქმედებით დამუხტული ნაწილაკი გადაადგილება ძალწირების გასწვრივ, ხოლო მაგნიტური ველი კი აიძულებს დამუხტულ ნაწილაკს იმოძრაოს წრეზე. მათი ერთობლივი მოქმედება ნაჩვენებია ნახ.25.2-ზე.

მაგნიტურ ველში ელექტრონზე მოქმედებს ლორენცის ძალა, რომელიც მაგნიტური ველის $\vec{B}$ ინდუქციის ვექტორის და ელექტრონის მოძრაობის $\vec{v}$ -ს პერპენდიკულარულია. მაგნიტური ველი არ მოქმედებს ელექტრონზე თუ ის უძრავია ან მოძრაობს ინდუქციის წირების გასწვრივ. თუ ელექტრონის მოძრაობის $\vec{v}$ სიჩქარე ინდუქციის $\vec{B}$ ვექტორთან ადგენს $\alpha \neq 0$ კუთხეს, მაშინ ელექტრონის ტრაექტორია არის მრუდი წირი. კერძოდ, როცა $\alpha = 90^\circ$ ტრაექტორია არის წრეწირი, ხოლო, როცა $0^\circ < \alpha < 90^\circ$, მაშინ ელექტრონის მოძრაობის ტრაექტორია სპირალის ფორმისაა. არცერთ შემთხვევაში ელექტრონსა და მაგნიტურ ველს შორის ენერგიის ურთიერთცვლას ადგილი არ აქვს.

ამრიგად, ელექტრონზე ელექტრული ველის მოქმედება იწვევს მისი სიჩქარის, ე. ი. კინეტიკური ენერგიის და მოძრაობის მიმართულების ცვლილებას. მაგნიტური ველი კი ცვლის მხოლოდ მისი მოძრაობის მიმართულებას.

ელექტრომაგნიტურ ველში დამუხტული ნაწილაკის მოძრაობას ეფუძნება ელექტროვაკუუმური და აირგანმუხტვის ხელსაწყოები, რომელთა განხილვაც არის მოცემული თავის მიხედვით.

§26. ელექტრონული ემისია

ელექტროვაკუუმური ეწოდება ხელსაწყო, რომელშიც ელექტრული დენი წარმოიქმნება ვაკუუმში ან აირში განმუხტვის შედეგად. ვაკუუმში ($10^{-8} - 10^{-4}$ პა) მუხტის გადამტანებია ელექტრონები, ხოლო აირში ($10^{-4} - 10^{-1}$ პა) ელექტრონები და იონები. ელექტროვაკუუმურ ხელსაწყოს ამზადებენ აირგუმტარი მინის, ლითონის ან ფაიფურის ბალონისგან, რომელშიც ჩარჩილულია ელექტროდები. ამ ელექტროდებიდან ერთ მათგანს, რომელიც დენის გავლის შედეგად თბება და რომელიც წარმოადგენს ელექტრონების წყაროს, კათოდს უწოდებენ, ხოლო მეორეს, რომელიც მიიზიდავს ელექტრონებს - ანოდს უწოდებენ. დანარჩენი სხვა ელექტროდები ცნობილია ბადის სახელწოდებით. ყველა ბადის ფორმის ელექტროდი მოთავსებულია კათოდსა და ანოდს შორის სივრცეში.

იმისათვის, რომ კათოდიდან ამოფრქვეული ელექტრონები მოძრაობდნენ ანოდისაკენ საჭიროა არსებობდეს ელექტრული ველი კათოდსა და ანოდს შორის სივრცეში. ამ ველს ქნიან კათოდის და ანოდის გარე კვების წყაროსთან მიერთებით. გარე კვების წყაროს უარყოფით პოლუსს მიუერთებენ კათოდს, დადებითს კი ანოდს. ანოდს და კათოდს შორის განლაგებული ელექტროდების (ბადეების) დანიშნულებათა ელექტრონების ნაკადის, ი. ე. ანოდური დენის მართვა.

ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები იყოფა: ელექტრონულ, ელექტრონულ-სხივურ, აირგანმუხტვის მილაკებად.

იმისათვის, რომ მყარი სხეულის ატომებიდან ელექტრონები ამოიფრქვას ვაკუუმში, საჭიროა სხეული გავათბოთ, ე. ი. მივანიჭოთ ენერგია, რომელიც საკმარისია მისი ზედაპირიდან ელექტრონების გამოსვლისათვის. მინიჭებული ენერგიის ხარჯზე უნდა შესრულდეს ელექტრონის გამოსვლის მუშაობა. მყარი სხეულის ის უბანი, რომლიდანაც თბება ელექტრონების ამოფრქვევა იწვევება დადებითად. ამიტომაც ელექტრონის გამოსვლის მუშაობა ორი მუშაობის ჯამის ტოლია: ატომის დადებითად დამუხტული არის (ატომბირთვი) მიზიდულობის ძალების დაძლევის მუშაობისა და კათოდ-

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

დის მახლობლად წარმოქმნილი ელექტრონული დრუბლის ველის დაძლევის მუშაობის ჯამი. ემიტერის¹² ზედაპირის მახლობლად არსებობს ელექტრონული დრუბელი. ემიტერის დადებითად დამუხტული არე ქმნის ბრტყელ კონდესატორის მსგავს სისტემას, რომლის შემონაფეხებს შორის მანძილი 10^{-8} სმ-ის რიგისაა.

ელექტროვაკუუმურ ხელსაწყოებში ელექტრონების აგზნების რამდენიმე მეთოდია ცნობილი. ელექტრონების აღგზნების მეთოდი განსაზღვრავს ემისიის სახეს.

ავტოელექტრული ემისია - ხორციელდება ძლიერი ელექტრული ველის მოქმედებით და გამოიყენება ციკათოდთან ელექტროვაკუუმურ ხელსაწყოებში.

თერმოელექტრული ემისია - ხორციელდება კათოდის (ემიტერის) გათბობის შედეგად. კათოდის გათბობისას იზრდება იმ ელექტრონების რიცხვი, რომელთა ენერგიაც საკმარისია გამოსვლის მუშაობისთვის. ემისიის ეს სახე გამოიყენება პირდაპირი და ირიბშემთბობიანი მილაკებში.

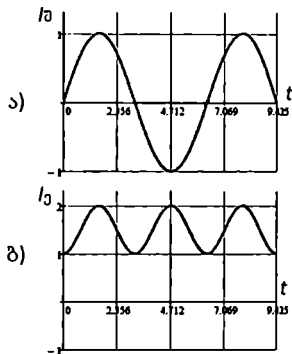
მეორადი ელექტრონული ემისია - წარმოიქმნება ამოფრქვეული ელექტრონების ემიტერის ზედაპირზე ხელმოვრედ დაჯახებისას, როცა ემიტერის ზედაპირიდან ასალი ელექტრონების ამოფრქვეა ხდება. მეორად ელექტრონულ ემისიას ადგილი აქვს მაგალითად, ფოტოელექტრულ მამრავლებში.

ფოტოელექტრული ემისია - წარმოიქმნება ემიტერის ზედაპირზე სინათლის კვანტის ზემოქმედებით. სინათლის კვანტის შთანთქმით ემიტერის ელექტრონი იძენს ენერგიას, რომელიც საკმარისი აღმოჩნდება ემიტერის ზედაპირიდან გამოსვლის მუშაობის შესასრულებლად. ემისიის ეს სახე გამოიყენება ფოტოელექტრონულ ხელსაწყოებში.

ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოების ნორმალურ რეჟიმში მუშაობისათვის საჭიროა ემიტერი აკმაყოფილებდეს შემდეგ პირობებს: **საიმედოობა, ეკონომიურობა, გამძლეობა** და ემისიის დიდი უნარი. ეს პირობები ხშირად ურთიერთგამომრიცხავია. ასე მაგალითად, ემიტერის ემისიურობის უნარის გაზრდა მოითხოვს მუშა ტემპერატურის გაზრდას, ეს კი თავის მხრივ ამცირებს ვარგისობასა და ეკონომიურობას.

თერმოელექტრული ემისიის მისაღებად საჭიროა, ემიტერის - კათოდის ტემპერატურა მივიყვანოთ ელექტრონული ემისიის ტემპერატურამდე. განვიხილოთ პირდაპირი და ირიბშემთბობიანი კათოდები.

პირდაპირი შემთბობიანი კათოდები მზადდება სპირალის ან ზონრის სახით, ისეთი ლითონებისაგან, რომლის დნობის ტემპერატურაც საკმაოდ მაღალია, მაგალითად, ვოლფრამისათვის დნობის ტემპერატურა $3127^{\circ}\text{C} = 3400\text{ K}$ -ს აღწევს. მილაკების ელექტროდების გამოყვანებს მანქველებს უწოდებენ. კათოდის გამოყვანას აერთებენ შემთბობის კვების წყაროსთან. პირდაპირი შემთბობის მქონე კათოდები გამოირჩევა დიდი ეკონომიურობით, მარტივი კონსტრუქციით, მუშა



ნახ.26.1. პირდაპირ შემთბობიანი კათოდის შემთბობისა და ემისიის დენები

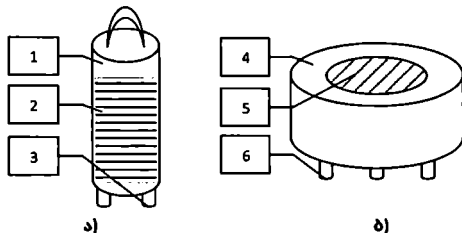
¹² ემიტერი ეწოდება ნივთიერებას რომლიდანაც ადგილი აქვს დამუხტული ნაწილაკების (ელექტრონების) ამოფრქვევას.

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

მდგომარეობაში გათბობისათვის საჭირო დროის სიმცირით, ე.ი. ნაკლები ინერტულობით. მათი კვებისათვის გამოიყენება მუდმივი დენი. ცვლადი დენით კვებისას გამოსავლის სიგნალში თავს იჩენს შემთბობის ძაბვის გაორკეცებული სიხშირის ფონი (ნახ.26.1), რაც მის ერთ-ერთ სერიოზულ ნაკლს წარმოადგენს.

გამოსავალ სიგნალში გაორკეცებული სიხშირის ფონი შეინიშნება იმიტომ, რომ კათოდის გათბობა და გაცივება პერიოდის განმავლობაში ხდება ორჯერ, ემისიური დენი კი იცვლის მნიშვნელობებს მაქსიმალურიდან მინიმალურს შორის.

ირიბშემთბობიანი კათოდი (ნახ.26.2) მზადდება ნიკელის ან მცირე სიმადლის ცილინდრისაგან.



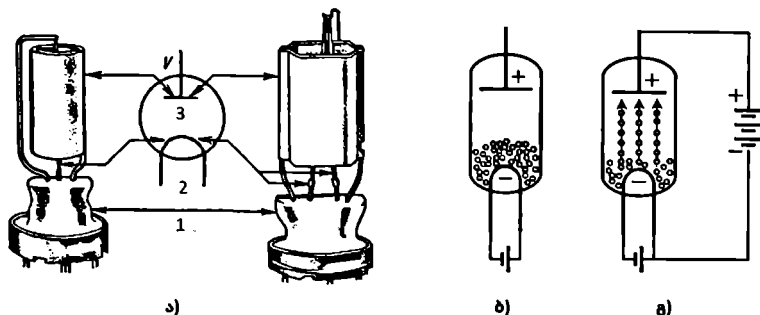
ნახ.26.2. ირიბშემთბობიანი კათოდები. ა) მილის ფორმის ირიბშემთბობიანი კათოდი; ბ) ცილინდრული ფორმის ირიბშემთბობიანი კათოდი. 1, 4 - მილის მილი; 2, 5 - ტუტეშიწათა ოქსიდებით დაფარული ზედაპირი; 3, 6 - მანქვლები

კათოდის მუშა ზედაპირის ემისიური უნარის გადიდების მიზნით მის ზედაპირს (1, 4) ფარავენ ტუტეშიწათა ლითონებით - ოქსიდებით (2, 5). ოქსიდნარევ შემთბობის ძაფს ათავსებენ კათოდის შიგნით (3, 6). ირიბშემთბობიანი კათოდები ხასიათდება მაღალი ემისიური უნარით, დიდი ვარგისობით, ეკონომიურობით. პირდაპირი შემთბობიანი კათოდისაგან განსხვავებით მათი კვება შესაძლებელია ცვლადი დენით. მათ ძირითად ნაკლს წარმოადგენს დიდი ინერტულობა.

§27. დიოდი და ტრიოდი

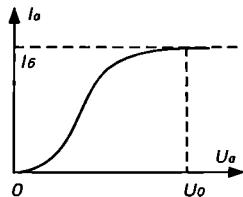
დიოდი წარმოადგენს ორ ელექტროდიან მილაკს. დიოდი შეიძლება იყოს ცილინდრული ან სხვა ფორმის (ნახ.27.1 ა). მის ძირითად ელემენტებს წარმოადგენს მიწის მყარი საღებში (1), კათოდი, ვარვარების სპირალით (2) და ანოდი (3). დიოდის კათოდზე მოდებულია უარყოფითი პოტენციალი, ანოდზე კი - დადებითი (ნახ.27.1 ბ). კათოდში (პირდაპირშემთბობიანი კათოდი) ან შემთბობში (ირიბშემთბობიანი კათოდი) დენის გავლისას კათოდი თბება. კათოდის გათბობისას იზრდება მისი შემადგენელი ელექტრონების ენერგია. გარკვეული დროის შემდეგ ელექტრონების ენერგია გადააჭარბებს გამოსვლის მუშაობას და ელექტრონები ამოიფრქვევა კათოდის მაზლობელ სივრცეში. ეს ელექტრონები კათოდსა და ანოდს შორის სივრცეში ველის არ არსებობისას, გროვდება კათოდის მაზლობელ სივრცეში და წარმოქმნის სივრცით მუხტს (ნახ.27.1. ბ) ელექტრონული დრუბელი თანდათან იზრდება, კათოდთან ამოფრქვეული ელექტრონების ხარჯზე. ელექტრონულ დრუბელში შედარებით ადრე მოხვედრილი ელექტრონების ტემპერატურა და მამასაღამე ენერგიაც მცირდება, ამიტომ ელექტრონები იწყებენ მილაკის ფუძეზე დაცვენას.

როდესაც კათოდთან ამოფრქვეული ელექტრონების რიცხვი გაუტოლდება მილაკის ფუძეზე დაცვნილი ელექტრონების რიცხვს მყარდება დინამიკური წონასწორობა.



ნახ.27.1. ორ ელექტროდიანი მილაკი - დიოდი. ა) მილის ან ცილინდრული ფორმის დიოდები და მისი ძირითადი ელემენტები. 1 - მილის მყარი საღებავი; 2 - კათოდი; 3 - ანოდი; ბ) ელექტრონული დრუბელი გავარკვებული (შემთხარე) კათოდის მახლობლად; გ) ელექტრონების მოწესრიგებული მოძრაობა ანოდზე პოტენციალის მინიჭებისას

კათოდსა და ანოდს შორის ამაქარებელი ელექტრული ველის არსებობისას ელექტრონები კათოდის მახლობელი არიდან იწყებენ მოწესრიგებულ მოძრაობას ანოდისაკენ, ე. ი. ანოდურ წრეღში გადის დენი (ნახ.27.1 გ). კათოდსა და ანოდს შორის პოტენციალთა სხვაობის გაზრდისას იზრდება ანოდური დენის ძალა. ანოდური დენი იზრდება დენის ძალის გარკვეულ მნიშვნელობამდე. განსაზღვრული მნიშვნელობის (ნაჯერობის ძაბვა) შემდეგ ძაბვის ზრდა არ იწვევს ანოდური დენის ძალის ზრდას. ძაბვის განსაზღვრული მნიშვნელობისას იწყება კათოდის მახლობელი სივრცეიდან ელექტრონების ზეგავრი სვლა ანოდისაკენ. ელექტრონების ზეგავრი სვლისას მათი ნაწილი ვერ ასწრებს ანოდზე გადასვლას და გროვდება ანოდის მახლობელ სივრცეში. ანოდის მახლობელ სივრცეში წარმოიქმნება ელექტრონული დრუბელი. ამიტომაც ძაბვის შემდგომი ზრდა არ იწვევს ანოდური დენის ზრდას. დენის ძალის ამ მნიშვნელობას ნაჯერობის დენს უწოდებენ. როგორც წესი, ნაჯერობის დენი საკმაოდ დაბალ ძაბვაზე მიიღება, რაც ამცირებს მილაკების გამოყენების სფეროს. ამ მოვლენის აღმოფხვრა ხდება კათოდის ოქსიდებით.



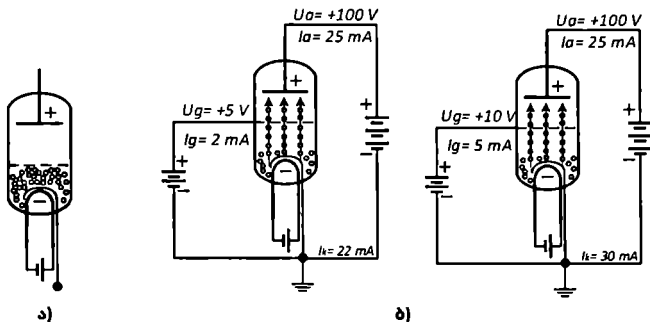
ნახ.27.2. დიოდის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

ძაბვის შემდგომი ზრდა იწვევს მილაკის მწყობრიდან გამოსვლას. დენის ძალა მკვეთრად იზრდება და დიოდი კარგავს თავის ფუნქციურ დანიშნულებას.

დიოდის ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელს აქვს ნახ.27.2-ზე მოცემული სახე.

თუ კათოდს მოვდებთ ანოდის მიმართ დადებით პოტენციალს, მაშინ კათოდი ემისირებულ ელექტრონებს უკანვე მიიზიდავს და არ იარსებებს სივრცითი მუხტი, ე. ი. არ იარსებებს ანოდური დენი - მილაკი ჩაკეტილია. კათოდის მახლობელ არეში სივრცითი მუხტი და მამასადამე, ანოდური დენი, იარსებებს მხოლოდ მაშინ, როცა კათოდის პოტენციალი ანოდის მიმართ არის უარყოფითი.

ამრიგად, დიოდს ხასიათდება გაღმზრვი გამტარებლობით. სწორედ, ამიტომ იგი ფართოდ გამოიყენება ცვლადი დენის გამართვის სქემაში. დიოდებს, რომლებიც გამოიყენება ცვლადი დენის გამართვის მიზნით კონტრონებს უწოდებენ.



ნახ. 27.3. ა) ტრიოდი; ბ) ტრიოდის წრედში ჩართვის სქემა, რომლითაც შეიძლება ანოდური მახასიათებლის გადასაღება

ორელექტროდიან მილაკში მესამე ელექტროდის, მმართველი ბადის დამატებით მიიღება სამელექტროდიანი მილაკი - ტრიოდი. ტრიოდში მესამე ელექტროდი, ბაღე (grid) მოთავსებულია კათოდთან ახლოს (ნახ.27.3 ა). როგორც წესი მისი პოტენციალი კათოდის პოტენციალის 1/3-ს შეადგენს. ბადის პოტენციალი კათოდის პოტენციალის მიმართ ყოველთვის დადებითია. თუ ბადის პოტენციალი +1, +2 ან +3 ვოლტია, მაშინ ბაღე ელექტრონებს აქჟარებს. იზრდება ანოდური დენი. თუ ბადის პოტენციალი -1, -2 ან -3 ვოლტია, მაშინ ადგილი აქვს ელექტრონების დამუხრუჭებას და ანოდური დენი მცირდება (ნახ.27.3 ბ). ბადის უარყოფითი პოტენციალის გადიდებისას, ელექტრონების გატარება ანოდისაკენ შეწყდება და მილაკი ჩაიკეტება. ბაღე, რომელსაც სშირად მმართველ ელექტროდს უწოდებენ საკმაოდ დიდ დიაპაზონში ცვლის ანოდური დენის მნიშვნელობას, კერძოდ ანოდური დენის ძალა იცვლება 0-დან ნაჯერობის მნიშვნელობამდე.

ბადის პოტენციალის ცვლილება უფრო მკვეთრად ცვლის ანოდურ დენის ძალას, ვიდრე ანოდური ძაბვის ცვლილება, ამიტომ ტრიოდში ანოდური და ბაღური დენის ძალები ორი ცვლადის ფუნქციებს წარმოადგენენ:

$$I_a = f(u_g, u_a) \quad I_g = \varphi(u_g, u_a).$$

ტრიოდის მუშაობისას განარჩევენ ორ რეჟიმს: სტატიკურს და დინამიკურს. მილაკის მუშაობის რეჟიმს ეწოდება სტატიკური, თუ მისი ერთ-ერთი ელექტროდის ძაბვა არის მუდმივი.

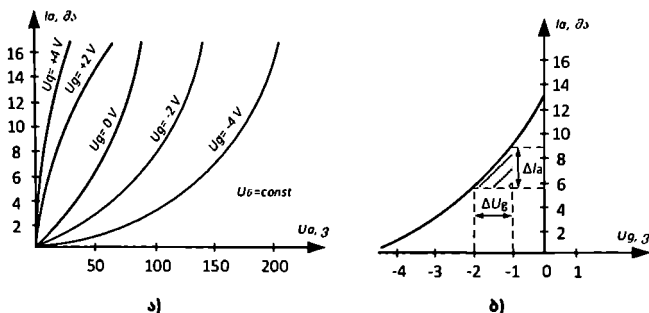
მილაკის მუშაობის რეჟიმს ეწოდება დინამიკური, თუ მის ელექტროდებზე ძაბვები ერთდროულად იცვლება, ე. ი. ანოდური დენის ძალის ცვლილებას იწვევს ბადისა და ანოდის ძაბვების ერთდროული ცვლილება.

ტრიოდის ანოდური მახასიათებლები ეწოდება ანოდური დენის ძალის ანოდურ ძაბვაზე დამოკიდებულებას, როცა ბადის ძაბვა არის მუდმივი.

$$I_a = f(u_a) \text{ როცა } u_g = \text{const.}$$

ბადის ძაბვის სხვადასხვა მნიშვნელობისათვის ანოდურ მახასიათებელთა ოჯახს აქვს შემდეგი სახე (ნახ.27.4 ა).

როცა $u_g = 0$ მრუდს ისეთი სახე აქვს, როგორც დიოდის ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელს, მას სშირად ტრიოდის ნულოვან მახასიათებელს უწოდებენ. ბადის პოტენციალის უარყოფითი მნიშვნელობა მახასიათებელს გადაადგილებს მარჯვნივ.



ნახ.27.4. ტრიოდის მახასიათებლები: ა) $I_a = f(u_a)$, $u_g = \text{const}$; ბ) $I_a = f(u_g)$, $u_a = \text{const}$

ანოდურ-ბადური მახასიათებელი $I_a = f(u_g)$ როცა $u_a = \text{const}$ წარმოდგენილია ნახ.27.6 ბ)-ზე. ანოდური ძაბვის ნებისმიერი მნიშვნელობისათვის ბადის ძაბვა უარყოფითია, ხოლო ბადის ძაბვის იმ მნიშვნელობას, რომლის დროსაც ანოდური დენის ძალა 0-ის ტოლი ხდება ჩამკეტი ძაბვა ეწოდება. ჩამკეტი ძაბვაზე მაღალი უარყოფითი ძაბვისას მილაკი ჩაკეტილია. ბადის უარყოფითი ძაბვის შემცირებისას ანოდური დენი ჯერ მდორედ იწყებს ზრდას, ხოლო შემდეგ კი სწრაფად იზრდება და მახასიათებელი თითქმის წრფე ხდება.

სტატიკურ რეჟიმში მილაკის ძირითად თვისებებს ახასიათებს სტატიკური პარამეტრები. ტრიოდის ძირითადი სტატიკური პარამეტრებია:

1. ანოდურ-ბადური მახასიათებლის S - დახრილობა;
2. R_i - დიფერენციალური ანუ შიგა წინაღობა;
3. μ - გაძლიერების სტატისტიკური კოეფიციენტი.

ტრიოდის ანოდური დენი არის ანოდური და ბადური ძაბვების ფუნქცია:

$$I_a = f(u_g, u_a).$$

ჩაწეროთ ანოდური დენი სრული დიფერენციალის სახით:

$$dI_a = \frac{\partial I_a}{\partial u_g} du_g + \frac{\partial I_a}{\partial u_a} du_a \quad (27.1)$$

ეს გამოსახულება მარტივ სახეს მიიღებს თუ ბადის ან ანოდის ძაბვებიდან ერთ-ერთი მუდმივია (სტატისტიკური რეჟიმში). ვთქვათ $u_a = \text{const}$, მაშინ მივიღებთ:

$$dI_a = \frac{\partial I_a}{\partial u_g} du_g,$$

სიდიდეს $S = \partial I_a / \partial u_g$, როცა $u_a = \text{const}$ ანოდურ-ბადური მახასიათებლის დახრილობა ეწოდება.

S დიფერენციალური პარამეტრის მიახლოებითი შეფასების მიზნით უსასრულოდ მცირე ნაზრდიდან გადავიღეთ სასრულ მცირე ნაზრდზე, მაშინ მახასიათებლის დახრილობისათვის გვექნება:

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta u_g}, \quad u_a = \text{const}. \quad (27.2)$$

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

დახრილობა ახასიათებს ანოდური დენის ცვლილების სისწრაფეს ბადის ძაბვაზე დამოკიდებული. იგი განისაზღვრება ბადური მახასიათებლის დახრილობის კუთხის ტანგენსით. ნახ.27.4 ბ)-ზე მოცემულია I_a -ის გრაფიკულად განსაზღვრის მაგალითი. თანამედროვე პირდაპირმემობიანი მილაკებისათვის:

$$1 \text{ მა/ვ} \leq S \leq 5 \text{ მა/ვ.}$$

ირიბმემობიანი მილაკებისათვის $S \geq 5 \text{ მა/ვ.}$ -ზე.

როცა $u_g = \text{const}$ (1) განტოლებიდან გვაქვს:

$$dI_a = \frac{\partial I_a}{\partial u_a} du_a = \frac{1}{R_l} du_a,$$

სადაც:

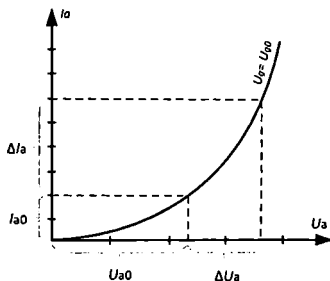
$$R_l = \frac{\partial u_a}{\partial I_a} \approx \frac{\Delta u_a}{\Delta I_a} \quad (27.3)$$

სიდიდეს ტრიოდის დიფერენციალური ან შიგა წინააღობას უწოდებენ. მცირე უბანზე მახასიათებელი შეიძლება წრფივად ჩაითვალოს, ე. ი. შეიძლება დაუშვათ, რომ დენის ძალა ძაბვის წრფივი ფუნქციაა, ამიტომ თუ ანოდურ წრედს, მუდმივ ძაბვასთან ერთად მოვლებთ სინუსოიდურ ცვლად ძაბვას, დენის ცვლილებაც იქნება სინუსოიდური $I_a = I_{am} \sin \omega t$.

დავუშვათ, ანოდური ძაბვის (მუდმივი) და დენის ცვლილებები ტოლია ცვლადი ძაბვისა და დენის ძალის ამპლიტუდების, ე. ი. $u_{am} \approx \Delta u_a$ და $I_{am} \approx \Delta I_a$ (ნახ.27.5), მაშინ შეგვიძლია ჩავწეროთ:

$$\frac{u_{am}}{I_{am}} = \frac{\Delta u_a}{\Delta I_a} = R_l.$$

ამრიგად, მილაკის შიგა წინააღობა არის წინააღობა ცვლადი დენის მიმართ, მცირე ამპლიტუდის დენებისას. ტრიოდის შიგა წინააღობა დამოკიდებულია მილაკის ტიპზე და იცვლება 1-100 კომის შუალედში.



ნახ.27.5. ტრიოდის $I_a = f(u_a)$ ანოდური მახასიათებელი

ტრიოდის სტატისტიკური გკ განისაზღვრება ტოლობით:

$$\mu = \frac{du_a}{du_g} \approx \frac{\Delta u_a}{\Delta u_g}. \quad (27.4)$$

ტრიოდებისათვის μ რამდენიმე ერთეულიდან ასეულებამდე აღწევს.

თუ ტრიოდის სამივე პარამეტრი განსაზღვრულია მახასიათებლის ერთ-ერთი რომელიმე უბნისთვის, მაშინ ისინი ერთმანეთთან დაკავშირებულია განტოლებით:

$$R_i S = \mu. \quad (27.5)$$

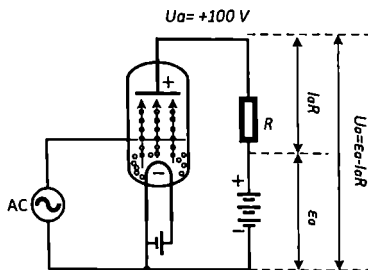
ამ განტოლებას მილაკის შიგა დიფერენციალურ განტოლებას უწოდებენ.

მილაკების სხვადასხვა რეჟიმში მუშაობისას (მაგ. გამაძლიერებელ სქემებში) ანოდურ წრედში კვების წყაროსთან ერთად რთავენ დატვირთვასაც. ნახ. 27.6-ზე მოცემულია სქემა, რომელშიც ჩართულია R რეზისტორი.

ბაღური ძაბვის ცვლილებისას იცვლება ანოდური ძაბვა. მილაკის სტატიკურ რეჟიმში მუშაობისას ანოდური ძაბვა ტოლია კვების წყაროს ემძ -ის და არ იცვლება ბადის ძაბვის ცვლილებისას. მილაკის დატვირთვის რეჟიმში მუშაობისას ანოდური ძაბვა ყოველთვის ნაკლებია კვების წყაროს ემძ-ზე, კერძოდ:

$$u_a = \varepsilon_a - I_a R.$$

მილაკის დატვირთვის რეჟიმში მუშაობისას სამივე u_g, u_a და I_a პარამეტრები ერთდროულად იცვლება. ასეთ რეჟიმს კი დინამიკური ეწოდება. ამ რეჟიმისას $I_a = f(u_g, u_a)$ დამოკიდებულებას დინამიკურ მახასიათებელს უწოდებენ, ხოლო I_a - კი დინამიკურ პარამეტრს.



ნახ. 27.6. ტრიოდის გამოყენება გამაძლიერებლის სახით. ანოდურ წრედში ჩართულია დატვირთვა

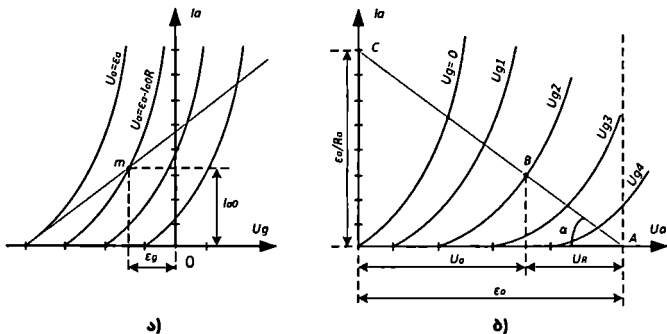
ანოდურ-ბაღური დინამიკური მახასიათებელია: $I_a = f(u_g)$, როცა $\varepsilon_a = \text{const}$ $R \neq 0$. აქ უკვე არ არის საჭირო u_a -ს მუდმივობის მოთხოვნა, რადგან u_g -ს ცვლილებისას იცვლება u_a -ც. ამასთან, u_a -ს და u_g -ს ცვლილება ხდება საპირისპირო ნიშნით. u_g -ს გაზრდა იწვევს I_a -ს გაზრდას და R დატვირთვაზე ძაბვის ვარდნას ($u_R = I_a R$), რაც იწვევს ანოდზე ძაბვის შემცირებას. ორი საპირისპირო სიდიდის მოქმედებით გამოწვეული ანოდური დენის ნაზრდი უფრო მცირეა, ვიდრე ის იყო დატვირთვის არ არსებობისას. ეს ნიშნავს რომ დინამიკური მახასიათებელი ბევრად უფრო მდორეა ვიდრე სტატიკური მახასიათებელი (ნახ. 27.7. ა). მახასიათებლის დახრილობა დამოკიდებულია დატვირთვის წინააღობაზე. რაც უფრო დიდია დატვირთვის წინააღობა მით უფრო მდორედ მიემართება დინამიკური მახასიათებელი.

ანოდური დენის ანოდურ ძაბვაზე დამოკიდებულებას აქვს შემდეგი სახე:

$$I_a = \frac{\varepsilon_a}{R} - \frac{u_a}{R}. \quad (27.6)$$

თავი VI. ელექტროკავშირული ხელსაწყოები

(27.6)-ე არის წრფის განტოლება, რომლის აბსცისთა ღერძთან შედგენილი კუთხის ტანგენსი $1/R$ -ის ტოლია. მახასიათებლის გადაღების მიზნით პოულობენ აბსცისთა და ორდინატთა ღერძებთან გადაკვეთის წერტილებს. დავუშთ, რომ (27.6) ტოლობაში $I_a = 0$ მაშინ $u_a = \epsilon_a$. დენის ღერძთან გადაკვეთის წერტილის პოვნა ხდება $u_a = 0$ პირობით $I_a = \frac{\epsilon_a}{R}$. ამ ორ წერტილზე გავლილი წრფე არის ღინამიკური მახასიათებელი და მას ხშირად დატვირთვის წრფესაც უწოდებენ. ნახ.27.7 ბ)-ზე მოცემულია სტატიკური მახასიათებელთა ოჯახი და დატვირთვის წრფე.



ნახ.27.7. ტრიოდის მახასიათებლები: ა) ღინამიკური მახასიათებელი; ბ) სტატიკური მახასიათებელი

ღინამიკური მახასიათებელი გვიჩვენებს, რომ ბადის ძაბვის გადიდებისას ანოდური დენი იზრდება და ამავე დროს მცირდება ანოდური ძაბვა. ღინამიკური მახასიათებლის დახმარებით ბადის ძაბვის ნებისმიერი მნიშვნელობისას შეიძლება განისაზღვროს ანოდური ძაბვა და ანოდური დენი.

ღინამიკური მახასიათებლის დახრილობა დამოკიდებულია დატვირთვის წინაღობაზე. (27.6)-ე განტოლებიდან გვაქვს:

$$dI_a = S du_g + \frac{1}{R_l} du_a.$$

გავითვალისწინებთ რა, რომ $du_a = R dI_a$ მივიღებთ:

$$dI_a = S du_g - \frac{R}{R_l} dI_a,$$

$$\left(1 + \frac{R}{R_l}\right) dI_a = S du_g,$$

აქედან:

$$S_g = \frac{dI_a}{du_g} \approx \frac{\Delta I_a}{\Delta u_g}, \quad \text{როცა } R = \text{const} \text{ და } \epsilon_a = \text{const}.$$

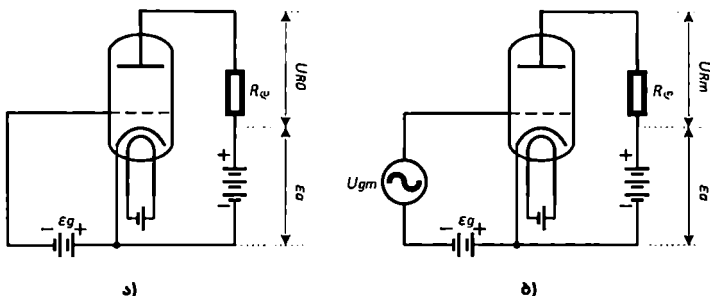
ამ გამოსახულებას უწოდებენ ღინამიკური მახასიათებლის დახრილობას, ან მოკლედ, ღინამიკურ დახრილობას. ცხადია:

$$S_g = \frac{dI_a}{du_g} = \frac{S}{1 + \frac{R}{R_l}}.$$

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

როგორც ვხედავთ $S_g < S$ -ზე და ეს პირობა მით უფრო მკაცრად სრულდება რაც უფრო დიდია დატვირთვის R წინააღობა. როცა $R = 0$ მაშინ $S_g = S$.

ტრიოდს უპირატესად სიგნალის გასაძლიერებლად იყენებენ. განვიხილოთ ტრიოდის მუშაობა გამაძლიერებელ სქემაში ($R_{\text{ფ}} \neq 0$).



ნახ.27.8. ტრიოდის ჩართვა გამაძლიერებლის რეჟიმში: ა) სტატიკური რეჟიმი, ბ) დინამიკური რეჟიმი

ვთქვათ მილაკი მუშაობს სტატიკურ რეჟიმში (იხ. ნახ.27.8 ა) u_{g0} და u_{a0} გარკვეული მნიშვნელობის დროს და ამ პირობებში ანოდურ წრედში გადის I_{a0} დენი, რომელიც $R_{\text{ფ}}$ (დატვირთვის წინააღობა) წინააღობაზე წარმოქმნის ძაბვის ვარდნას:

$$u_{R0} = I_{a0} R_{\text{ფ}}.$$

და ანოდის ძაბვა იქნება:

$$u_{a0} = \varepsilon_a - u_{R0} = \varepsilon_a - I_{a0} R_{\text{ფ}}.$$

ახლა დავუშვათ, რომ მილაკის ბაღეზე მოდებულია კიდევ სინისოიდური $u_{g\sim} = u_{gm} \sin(\omega t)$ ძაბვა. მაშინ, თუ მილაკი მუშაობს ანოდურ-ბადური მახასიათებლის წრფივ უბანზე, ანოდური დენის ცვლილება იქნება სინუსოიდური. შესაბამისად, მუდმივი ძაბვის ვარდნასთან ერთად თავს იჩენს ძაბვის ვარდნის ცვლადი მდგენელიც:

$$u_{R\sim} = I_{a\sim} R_{\text{ფ}}.$$

ამრიგად, ძაბვა დატვირთვაზე შეიძლება წარმოვადგინოთ მუდმივი და ცვლადი მდგენელების ჯამის სახით:

$$u_{R0} + u_{Rm} \sin(\omega t).$$

აქ განსაკუთრებით საინტერესოა ცვლადი მდგენელი, რადგან სწორედ მისი სიდიდე განსაზღვრავს გაძლიერების ეფექტს.

ტრიოდის დინამიკური კოეფიციენტი გამოისახება ტოლობით:

$$\mu_g = \frac{u_{Rm}}{u_{gm}}.$$

ეს ტოლობა შეიძლება გადავწეროთ შესაბამისი ძაბვის ნაზრდებით.

$$\mu_g = \frac{\Delta u_R}{\Delta u_g}.$$

სადაც: $\Delta u_R = \Delta I_a R_{\text{დ}}$, ამიტომ:

$$\mu_g = \frac{\Delta I_a R_{\text{დ}}}{\Delta u_g}.$$

$$S_g = \frac{\Delta I_a}{\Delta u_g},$$

გვაქვს:

$$\mu_g = R_{\text{დ}} S_g = \frac{R_{\text{დ}} S}{1 + \frac{R_{\text{დ}}}{R_i}} = \frac{R_i R_{\text{დ}} S}{R_{\text{დ}} + R_i}.$$

გავითვალისწინოთ, რომ: $\mu = R_i S$, მივიღებთ:

$$\mu_g = \frac{\mu}{1 + \frac{R_{\text{დ}}}{R_i}}. \quad (27.7)$$

(27.7)-დან ვადგენთ, რომ:

$$\mu_g < \mu.$$

§28. ტეტროდი და პენტოდი. მაგნეტრონი

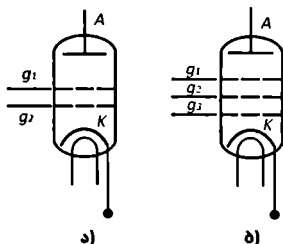
ტრიოდს გააჩნია ორი არსებითი ნაკლი, რომელიც ზღუდავს მათ გამოყენებას რადიოელექტრონულ აპარატურაში:

1. მცირე სტატიკური გაძლიერების კოეფიციენტი;
2. ელექტროდებს შორის შედარებით დიდი ტევადობა.

ეს უკანასკნელი წარმოქმნის ანოდურ და ბაღურ წრედს შორის ტევადურ უკუკავშირს. ცვლადი დენი ანოდური წრედიდან ამ ტევადობის გავლით მიემართება ბაღური წრედისაკენ. შესაბამისად, გამოსავლის ძაბვა ზემოქმედებს მილაკის შესასვლელზე, რაც არსებითად ცვლის მილაკის მუშაობას. ტევადური უკუკავშირი გავლენას ახდენს ტრიოდის გაძლიერების მაჩასიათებელზე. ეს ფაქტი განსაკუთრებით შესამჩნევია მაღალი სიხშირის სიგნალის გაძლიერებისას (რადგან ტევადური გამტარობა ტოლია $C\omega$).

ზემოთ ჩამოთვლილი ნაკლოვანება აღმოფხვრილია ოთხელექტროდიან მილაკში, სახელწოდებით ტეტროდი. ტეტროდის სქემატური გამოსახულება ნახ.28.1 ა)-ზე. ტეტროდში დამატებითი მეოთხე ელექტროდი არის ე. წ. კრანირებადი ბაღე, რომელიც მოთავსებულია მმართველ ბაღესა და ანოდს შორის. კრანირებად ბაღეს მიეწოდება ხოლმე, დადებითი $u_{\text{კ}}$ პოტენციალი, რომელიც ჩვეულებრივ u_a ანოდური პოტენციალის დაახლოებით 20-50 %-ს შეადგენს.

$u_{\text{კ}}$ ძაბვის შექმნისათვის შეიძლება გამოყენებული იქნეს სპეციალური ბატარეა, მაგრამ ხშირად მას მიეწოდება შემცირებული ანოდური ძაბვა. ამ მიზნით გამოიყენება ძაბვის დამყოფი ან ძაბვის დამაბალბელებელი წინაღობა. ამასთან, საყურადღებოა ის გარემოება, რომ მილაკის მუშაობისას კრანირებადი ბაღის ძაბვა უცვლელი უნდა დარჩეს.



ნახ.28.1. ა) ტეტროდი; ბ) პენტოდი

ტეტროდის დენი ძირითადად განისაზღვრება ეკრანირებადი ბადის პოტენციალით, რადგან ეს უკანასკნელი უფრო ახლოსაა კათოდთან, ამიტომ მილაკის მუშაობისას ანოდური ძაბვის გვლილება ანოდურ დენზე გავლენას არ მოახდენს. ეს კი გარკვეულ წილად აღმოფხვრის დინამიკური მახასიათებლის დაქვეითებას, რასაც ადგილი აქვს ტრიოდებში.

გარდა ამისა, ტეტროდში მეორე ბადის არსებობის გამო, მცირდება ელექტროდების შორის ტევადური კავშირი. მილაკში მეორე ბადე თითქმის „აეკრანებს“ (იგავს კათოდსა და მმართველ ბადეს ანოდის ელექტრული ველის გავლენისაგან.)

ტეტროდის გვ რამდენჯერმე მაღალია, ვიდრე ტრიოდის და აღწევს 1000-ს და, ზოგჯერ მეტსაც კი. მაგრამ მეოთხე ელექტროდის მოთავსება აუმაღლებს და უფრო მდგრადს ხდის მილაკის მუშაობას.

ტეტროდები ფართოდ გამოიყენება მაღალი სიხშირის რხევების გასაძლიერებლად, მაგრამ იგი არ შეიძლება გამოყენებული იქნეს დიდი ძაბვის ამპლიტუდის მქონე რხევების გასაძლიერებლად, მათში დინოტრონული ეფექტის გამო. ამ მოვლენის არსი შემდეგში მდგომარეობს:

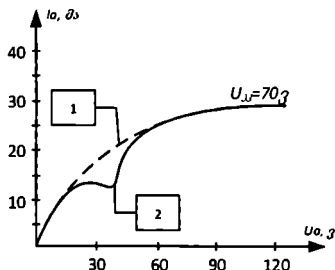
კათოდიდან ანოდისაკენ მიმავალი ელექტრონები ბომბავენ ანოდს და მისგან ამოგლეჯენ ე. წ. მეორად ელექტრონებს. ამასთან, ერთ ელექტრონს შეუძლია ამოაგდოს რამდენიმე. ამ მოვლენას მეორად ემისიას უწოდებენ და მას ადგილი აქვს ყველა მილაკში. თუმცა დიოდებსა და ტრიოდებში მას ზიანის მოტანა არ შეუძლია, რადგან მეორადი ელექტრონები მათი მცირე სიჩქარის გამო, ისევ უკან მიიზიდება ანოდისაკენ. სხვაგვარადაა საქმე ტეტრიოდში, როცა ადგილი აქვს მისი გამოყენებით დიდი ამპლიტუდის რხევების გაძლიერებას. ანოდურ წინაღობაზე (დატვირთვაზე) წარმოიქმნება დიდი ამპლიტუდის ძაბვა. რადგან ანოდზე და დატვირთვაზე ძაბვების ჯამი, ანოდური კვების წყაროს ემძ-ის ტოლია, ამიტომ დატვირთვაზე ძაბვის გაზრდა იწვევს ანოდის ძაბვის შემცირებას. იმ მომენტში, როცა ანოდის ძაბვა ნაკლებია ეკრანის ძაბვაზე, მეორადი ელექტრონები არ დაბრუნდებიან ანოდზე და მიიზიდებიან მაეკრანირებელ ბადეზე.

მეორადი ელექტრონების ნაკადი ეკრანის ბადეზე წარმოქმნის ელექტრონების საპირისპირო დენს, რომელიც ამცირებს მილაკში ძირითად დენს. ეს საპირისპირო დენი არღვევს მილაკის ნორმალური მუშაობის რეჟიმს, ამახინჯებს მახასიათებელს და ამცირებს გაძლიერების ეფექტურობას.

ნახ.28.2-ზე მრუდი 2 გამოსახავს ტეტროდის ანოდურ მახასიათებელს, რომელსაც დინოტრონული ვარდნის გამო გააჩნია ვარდნის უბანი. ანოდური ძაბვის გადიდებისას ანოდური დენი ჯერ იზრდება, შემდეგ კი მცირდება, ეკრანის ბადეზე საპირისპირო დენის გავლენით. ანოდური ძაბვის ეკრანის ძაბვამდე შემცირებისას ეკრანის ბადის საპირისპირო დენი მცირდება და ბოლოს უტოლდება 0-ს, როცა ანოდის ძაბვა გაუტოლდება ეკრანის ძაბვას. იმ მომენტისათვის, როდესაც ანოდის ძაბვა აღემატება ეკრანის ძაბვას, მეორადი ელექტრონები ბრუნდებიან უკან ანოდზე, ეკრანის ბადეზე საპირისპირო დენი 0-ის ტოლია და ადგილი არ აქვს დინოტრონულ ეფექტს. დინოტრონული ეფექტის

თავი VI. ელექტროვაკუუმი ხელსაწყოები

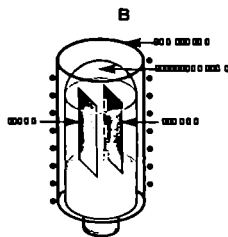
აღმოფხვრის მიზნით ტეტროდში შეყვავთ მესამე ბადე ანუ მეხუთე ელექტროდი (ნახ.28.1 ბ). ასეთ მილაკებს პენტოდს უწოდებენ. ეკრანსა და ანოდს შორის ათავსებენ ანტიდინოტრონულ ბადეს, რომელიც მიერთებულია კათოდთან და რომელიც ქმნის მასსა და ანოდს შორის ველს. ეს ველი მეორად ელექტრონებს აბრუნებს ანოდზე.



ნახ.28.2. ტეტროდის (მრუდი 1) და პენტოდის (მრუდი 2) ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

პენტოდის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელს ვარდნის უბანი არ გააჩნია (ნახ.28.2 მრუდი 1) პენტოდი ფართოდ გამოიყენება გამაძლიერებლებში მაღალი და დაბალი სიხშირის რხევების გასაძლიერებლად. გარდა ამისა პენტოდი გამოიყენება გენერატორებშიც, მაღალი სიხშირის რხევების გენერირებისათვის.

ელექტრონული მილაკის ერთ-ერთ გავრცელებულ სახეს წარმოადგენს მაგნეტრონი. მაგნეტრონი არის ელექტრონული მილაკი (ბრიტანულად სარქველი), რომელიც გამოიყენება მიკროტალღური გამოსხივების მისაღებად. მაგნეტრონებმა მნიშვნელოვანი წვლილი შეიტანა რადარების შემუშავებაში მეორე მსოფლიო ომის დროს. დღეს მაგნეტრონებს გამოიყენებენ მიკროტალღურ ღუმელებში. მაგნეტრონები მუშაობს ძალიან მაღალ ძაბვაზე. ნახ.28.3-ზე წარმოდგენილია მაგნეტრონის გამარტივებული ვერსია. იგი წარმოადგენს მოდიფიცირებულ დიოდურ ელექტრონულ მილაკს, რომელიც შევსებულია დაბალი წნევის ($\sim 10^{-7}$ ტორი) ინერტული აირით. ელექტრონები წარმოიქმნება მართკუთხა, ვოლფრამის კათოდიდან თერმოელექტრული ემისიის შედეგად ($800 - 1000^\circ\text{C}$). ანოდი ცვლადი დადებითი u ძაბვით დუბლობს ელექტრონების ნაკადს. მილაკი მოთავსებულია სოლენოიდში, რომელიც მილაკის ღერძის გასწვრივ ქმნის ერთგვაროვან $\vec{B}$ მაგნიტურ ველს. ანოდური I დენი დამოკიდებულია სოლენოიდის მაგნიტურ ველზე და მაშასადამე, მაგნიტური ველის ფუნქციას წარმოადგენს. u ძაბვისა და $\vec{B}$ მაგნიტური ველის სწორად შერჩევისას ელექტრონების ტრაექტორია მრუდდება და შეიძლება მათი უკან კათოდისაკენ მიმართვა, ამ დროს ანოდური დენი ნულს უტოლდება.



ნახ.28.3. მაგნეტრონის სტრუქტურული სქემა

მაგნეტრონის მნიშვნელოვან პარამეტრს წარმოადგენს ელექტრონის ხვედრითი მუხტი (e/m). m მასის და e მუხტის ელექტრონის მოძრაობის ტრაექტორია $\vec{E}$ ელექტრულ და $\vec{B}$ მაგნიტურ ველში ემორჩილება ლორენცის ძალას:

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

$$m \frac{d^2 \vec{r}}{dt^2} = -e(\vec{E} + [\vec{v} \vec{B}]). \quad (28.1)$$

ელექტრონის სიჩქარე ამაჩქარებელი u ძაბვისას განისაზღვრება გამოსახულებით:

$$\frac{1}{2} m v^2 = e u, \quad (28.2)$$

პერპენდიკულარული მაგნიტური ველი იწვევს ელექტრონის ტრაექტორიის გამრუდებას:

$$\frac{m v^2}{2} = e u B. \quad (28.3)$$

(28.2) და (28.3) განტოლებებიდან გამოვრიცხოთ v და განვსაზღვროთ ელექტრონის ხვედრითი მუხტი:

$$\frac{e}{m} = \frac{2u}{B^2 r^2}. \quad (28.4)$$

როცა $r \leq d$, სადაც d - არის მანძილი ანოდსა და კათოდს შორის, ანოდური დენი ნულამდე ეცემა. საბოლოოდ ელექტრონის ხვედრითი მუხტი შეიძლება ვიპოვოთ გამოსახულებით:

$$\frac{e}{m} = \frac{2u}{B^2 d^2}. \quad (28.5)$$

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

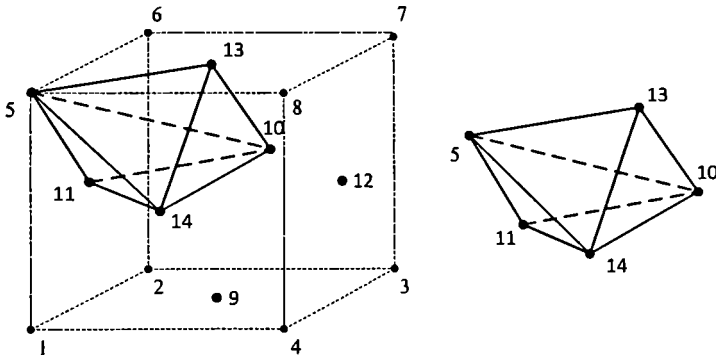
§29. ნახევარგამტართა ელექტროგამტარობა

ნივთიერებები ელექტრული დენის გამტარობის თვალსაზრისით იყოფა გამტარებად, დიელექტრიკებად და ნახევარგამტარებად.

გამტარებს გააჩნიათ მაღალი ელექტრო გამტარობა, დიელექტრიკები პრაქტიკულად არ არიან გამტარები, ხოლო ნახევარგამტარებს კი უჭირავთ გამტარება და დიელექტრიკებს შორის შუალედური მდგომარეობა.

ნახევარგამტარებისათვის დამახასიათებელია გამტარებლობის ტემპერატურაზე მკვეთრი დამოკიდებულება. ტემპერატურის შემცირებისას ნახევარგამტარის გამტარობა მცირდება, ხოლო გადიდებისას კი იზრდება.

დღეისათვის ყველაზე უფრო მეტად შესწავლილი და გავრცელებული ნახევარგამტარებია: გერმანიუმი (Ge), სილიციუმი (Si) და დარიშხანი (As). ამ ნახევარგამტარებს მოწესრიგებული კრისტალური მესერი გააჩნიათ. მათი ატომები განლაგებულია სივრცეში მკაცრად განსაზღვრული რიგით, რაც ქმნის სწორედ, კრისტალური მესერის მოწესრიგებულობას. იგი ანალოგიურია ალმასის კრისტალური მესერის, რომლის ფრაგმენტსაც აქვს ნახ.29.1-ზე წარმოდგენილი სახე.



ნახ.29.1. ნახევარგამტარული ნივთიერების კრისტალური მესერის ნიმუში

როგორც ნახაზიდან ჩანს, მოცემულ შემთხვევაში, კრისტალურ მესერს კუბის ფორმა აქვს. ატომები 1 - 8 მოთავსებულია კუბის წერტილებში, ხოლო ატომები 9-13 მისი წახნაგების შუა წერტილებში. თუ კუბის ერთ-ერთ წერტილში განლაგებულ ატომს ავიღებთ და შევაერთებთ კუბის წახნაგების შუა წერტილებთან მივიღებთ ტეტრაედს. ასეთი ტეტრაედი შეიძლება მიიღებოდა იქნას ატომთა სხვადასხვა კომბინაციით, ერთ-ერთი მათგანი წარმოდგენილია ნახ.29.1-ზე. ნახაზის მიხედვით, (5, 10, 11, 13, 14)

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყობი

მეზობელი ატომებით ქმნიან ტეტრაედს, რომლის წვეროშიც განთავსებულია ატომი ნომრით 14 (ნახ.29.1. ბ).

ნახევარგამტარის ატომები ერთმანეთთან დაკავშირებულია სავალენტო ელექტრონებით. ცენტრალური ატომი ოთხ მეზობელ ატომს უკავშირდება თავისი ოთხი სავალენტო ელექტრონით, მეორე მხრივ, ეს ატომები თავიანთი სავალენტო ელექტრონებით უკავშირდებიან ცენტრალურ ატომს, ე.ი. ატომებს შორის განხორციელებულია ორმაგი ელექტრონული კავშირი, რომელსაც კოვალენტური კავშირი ეწოდება.

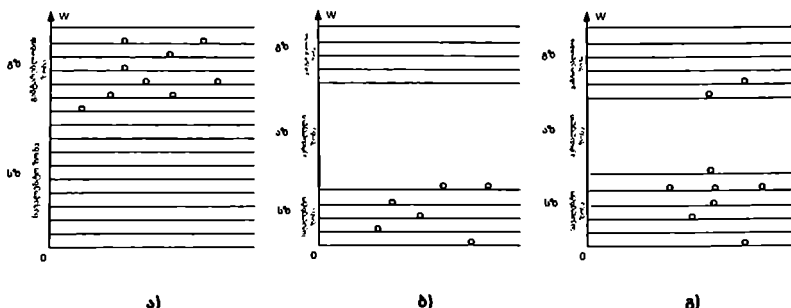
ტემპერატურის აბსოლუტურ ნულზე ყველა კოვალენტური კავშირი შევსებულია ელექტრონებით, ნივთიერებაში თავისუფალი ელექტრონები არ არის და, ამიტომ ნახევარგამტარი ისე იქცევა, როგორც დიელექტრიკი. ტემპერატურის გადიდებისას კრისტალური მესერის სითბური რხევები გადაეცემა სავალენტო ელექტრონებს, რომელთაგან ზოგიერთი, ტოვებს რა თავის კოვალენტურ ორბიტას, ხდება თავისუფალი.

ელექტრონისაგან განთავისუფლებულ კოვალენტურ ორბიტაზე ადგილი აქვს ელექტრონის ვაკანსიას. ეს ვაკანსია შეიძლება შეავსოს მეზობელი ატომების ნებისმიერმა სხვა ელექტრონმა. ამ ვაკანსიას განიხილავენ როგორც დადებითი მუხტის მატარებელს და მას უწოდებენ **ხვრელს**.

გარე ელექტრული ველის მოქმედებით ელექტრონები და ხვრელები იწყებენ ერთმანეთის შემხვედრ, ურთიერთსაპირისპირო მოძრაობას და წარმოქმნიან ელექტრულ დენს.

ამრიგად, ნახევარგამტარში ელექტრული დენი იქმნება მუხტის ორი სახის გადამტანებით ელექტრონებითა და ხვრელებით.

სუფთა ნახევარგამტარი¹³ თავისუფალი ელექტრონების წარმოქმნა თავისთავად ხდება. ელექტრონები გათავისუფლებიან რა ატომებისაგან, მათ ადგილზე წარმოიქმნება ხვრელი. მამასადაშე, თავისუფალი ელექტრონის გაჩენას აუცილებლად თან ახლავს ხვრელის წარმოქმნა. ამ პროცესს ეწოდება **ელექტრონ-ხვრელის გენერაცია**. თავისუფალი ელექტრონის გადასვლას ვაკანტურ კოვალენტურ ორბიტაზე ელექტრონული ანუ საკუთარი გამტარობა ეწოდება.



ნახ.29.2. ენერგეტიკული დონეების განლაგება ელექტრონული გადასვლებისას: ა) გამტარები, ბ) დიელექტრიკები, გ) ნახევარგამტარები

¹³ სუფთა ნახევარგამტარი ეწოდება ნახევარგამტარს, რომელიც არ შეიცავს მინარევებს და შედგება მხოლოდ ერთგვაროვანი ნივთიერებისაგან.

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

სხვადასხვა ნივთიერებათა ელექტროგამტარობას, ჩვეულებრივ, აღწერენ ენერგეტიკული ზონური დიაგრამით (ნახ.29.2. ა,ბ,გ), რომლის დროსაც კოორდინატთა ღერძზე ზომავენ სავალენტო ელექტრონების W ენერგიას. თუ სავალენტო ელექტრონები იმყოფებიან კოვალენტურ ორბიტალზე, მათი ენერგია შეესაბამება სავალენტო ზონის (სზ) ერთ-ერთ ღონეს. ელექტრონი, რომელსაც აქვს დამატებითი ენერგია, გადადის ამ ზონიდან მედარებით მაღალ ღონეზე, ან ტოვებს ატომს და თავისუფალი ხდება. ამ შემთხვევაში მისი ენერგია შეესაბამება გამტარებლობის ზონის (გზ) ერთ-ერთ ღონეს.

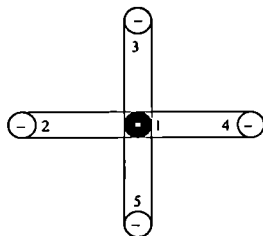
გამტარებში ელექტრონების გადასვლა სავალენტო ზონიდან გამტარებლობის ზონაში გამარტივებულია. 300 K ტემპერატურაზე, პრაქტიკულად, ყველა სავალენტო ელექტრონი მონაწილეობას იღებს ელექტრული დენის შექმნაში (ნახ.29.2 ა).

დიელექტრიკში სავალენტო ელექტრონების გადასვლა გამტარებლობის ზონაში გართულებულია, რადგან მისი სავალენტო ზონა გამტარებლობის ზონისაგან გამოყოფილია საკმარის სიგანის აკრძალული ზონით (აზ), ამიტომ სავალენტო ელექტრონი ვერ შეძლებს გადალახოს აზ და აღმოჩნდეს გზ-ში (ნახ.29.2. ბ).

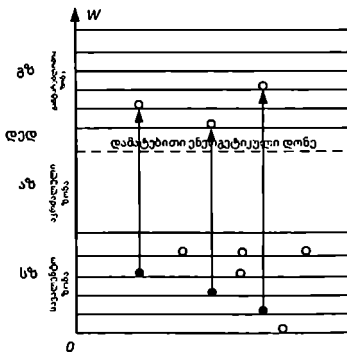
ნახევარგამტარებში აზ-ის სიგანე არ არის დიდი. მაგალითად, გერმანიუმსათვის (Ge) შეადგენს 0.803 ევ-ს , სილიციუმისათვის 1.12 ევ-ს , ხოლო გალიუმ-არსენიდისათვის ($GeAs$) - 1.43 ევ-ს . ჩვეულებრივ ტემპერატურაზე (დაახლოებით 300 K) ნახევარგამტარებს გააჩნიათ საკმარისი საკუთარი გამტარობა. ნახევარგამტარის გამტარობას ეწოდება საკუთარი, თუ ის მიიღება მუხტის თავისუფალი გამტარებით, n_i ელექტრონებით და p_i ხვრელებით. ჩვეულებრივ, ერთგვაროვანი ნახევარგამტარის თავისუფალი ელექტრონებისა და ხვრელების კონცენტრაცია ერთნაირია:

$$n_i = p_i.$$

ერთგვაროვანი ნახევარგამტარის მუხტის გადამტანების რიგში დამოკიდებულია მხოლოდ ტემპერატურაზე. ნახევარგამტარული ხელსაწყოს დამზადებისას, როგორც წესი, იყენებენ არა ერთგვაროვან ნახევარგამტარს, არამედ მინარევს. ნახევარგამტარული მინარევი ზრდის ნახევარგამტარის გამტარობას. განასხვავებენ n და p -ტიპის ნახევარგამტარულ მინარევს.



ა)



ბ)

ნახ.29.3. ა) კრისტალის კვანძებს შორის ელექტრონულ-ხვრელური განაწილება დონორული მინარევის შემთხვევაში; ბ) ენერგეტიკული ღონე დონორული მინარევის შემთხვევაში

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

დავუშვათ, n -ტიპის 4 ვალენტური ნახევარგამტარში (Si - სილიციუმში) რაღაც გზით შევიყვანეთ ხუთვალენტიანი დონორული მინარევი (მაგალითად: As - დარიზანი, P - ფოსფორი ან SB - სტიბიუმი), მაშინ მასში წარმოიქმნება ჭარბი ელექტრონების კონცენტრაცია. ასეთი მინარევის ატომი იკავებს რა ნახევარგამტარის კრისტალური მესერის ერთ-ერთ კვანძს, გარემოცული აღმოჩნდება მეზობელი ატომების ელექტრონებით (ნახ.29.3. ა). ნახევარგამტარის ზონურ დიაგრამაზე წარმოიქმნება დამატებითი - დონორული ენერგეტიკული დონე (დუდ), რომელიც განლაგებულია აზ-ში გზ-ის ფუძესთან ახლოს (ნახ.29.3. ბ).

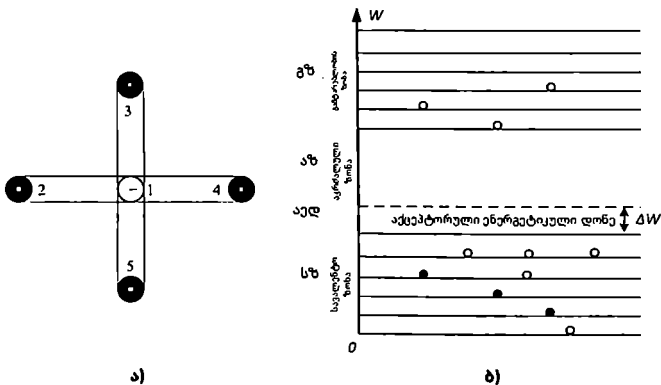
დუდ-ზე თავსდება მინარევის ხუთი ელექტრონიდან ერთ-ერთი, რომელსაც არ შეუძლია მონაწილეობა მიიღოს წყვილ კოვალენტურ კავშირებში, რადგანაც ყველა კავშირი დაკავებულია მეზობელი ატომების ელექტრონებით. აზ-სა და გზ-ს ფუძეს შორის მიიღება დუდ. დუდ-ის ΔW ენერგიის ინტერვალის აზ-ს ენერგეტიკულ ინტერვალთან შედარებით მცირეა, ამიტომ სავალენტო ელექტრონი ტოვებს დუდ-ს და გადადის გზ-ში.

ამგვარად, ნახევარგამტარში წარმოიქმნება ელექტრონების ჭარბი კონცენტრაცია, რომელსაც უწოდებენ მუხტის ძირითად გადამტანს. n -ტიპის ნახევარგამტარს დონორული ნახევარგამტარი ეწოდება.

n -ტიპის ნახევარგამტარისათვის სამართლიანია თანაფარდობა:

$$n_n p_n = n_i p_i,$$

სადაც n_n და P_n ელექტრონებისა და ხვრელების კონცენტრაციაა. მაშასადამე, დონორული მინარევის ელექტრონებისა და ხვრელების კონცენტრაციითა ნამრავლი, ძირითადი ნახევარგამტარის საკუთარი ელექტრონებისა და ხვრელების კონცენტრაციითა ნამრავლის ტოლია.



ნახ.29.4. ა) კრისტალის კვანძებს შორის ელექტრონულ-ხვრელური განაწილება აქცეპტორული მინარევის შემთხვევაში; ბ) ენერგეტიკული დონე აქცეპტორული მინარევის შემთხვევაში

ახლა განვიხილოთ შემთხვევა, როცა ოთხვალენტიანი p -ტიპის ნახევარგამტარში ლეგირების გზით, შეყვანილია სამვალენტიანი აქცეპტორული მინარევი. ამ შემთხვევაში, p - n გადასვლის მახლობლად, წარმოიქმნება ჭარბი ხვრელების კონცენტრაცია. p -ტიპის ნახევარგამტარის ატომს გააჩნია 4 სავალენტო ელექტრონი, რომელთაგან სამი ელექტრონი კოვალენტურ კავშირს დაამყარებს სამ

ვალენტუანი მინარევის რომელიმე ატომის სავალენტო ელექტრონებთან. წარმოიქმნება სამი კოვალენტური კავშირი, მაგრამ თავისუფალი დარჩა მხოტვე ელექტრონი, რომელიც მინარევის სხვა მეზობელი ატომის ელექტრონთან დაამყარებს კოვალენტურ კავშირს. ამ დროს, მეზობელი ატომის გარსში წარმოიქმნება ვაკანტური ადგილი, ე.წ. ხვრელი (ნახ.29.4. ა).

p -ტიპის ნახევარგამტარის ზონურ დიაგრამაზე, დამატებითი ენერგეტიკული ღონის სახით, ჩნდება აქცეპტორული ენერგეტიკული ღონე (აედ), რომელიც მოთავსებულია აზ-ში სზ-ის ქვერთან ახლოს (ნახ.29.4. ბ).

ამ შემთხვევაში აედ-ის ენერგიის ინტერვალში ΔW , აზ-ს ენერგიის ინტერვალთან შედარებით მცირეა, ამიტომ სავალენტო ელექტრონი ტოვებს სზ-ს, გადადის აედ-ზე და ავსებს მინარევის ატომის კოვალენტურ კავშირს, რის შედეგადაც სზ-ში წარმოიქმნება ხვრელი. p -ტიპის ნახევარგამტარში ხვრელები არის მუხტის ძირითადი გადამტანები, ელექტრონები კი - არაძირითადი გადამტანები.

p -ტიპის ნახევარგამტარისათვის სამართლიანია შემდეგი თანაფარდობა:

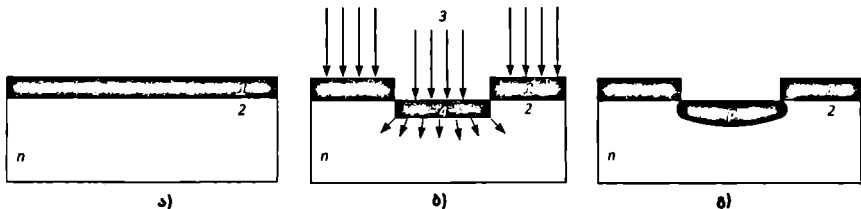
$$n_p p_p = n_i p_i,$$

სადაც n_p და p_p მინარევით გამოწვეული ელექტრონებისა და ხვრელების კონცენტრაციაა.

§30. ელექტრონულ-ხვრელური გადასვლა (p - n გადასვლა)

ერთი (p -ტიპის) გამტარობის არიდან მეორე (n -ტიპის) გამტარობის არეში ელექტრულ გადასვლას ელექტრონულ-ხვრელურ ან $p-n$ გადასვლას უწოდებენ. $p-n$ გადასვლის მისაღებად საჭიროა ერთმანეთთან შეიძრო კონტაქტში მოთავსდეს p და n ტიპის ნახევარგამტარები. ცნობილია, $p-n$ გადასვლის მიღებისას რამდენიმე ტექნოლოგია, რომელთა შორისაც შედარებით ფართოდ გავრცელებულია ე.წ. პლანარული¹⁴ მეთოდი.

პლანარული მეთოდით $p-n$ გადასვლის მიღება შემდეგი თანმიმდევრობით ხდება. n ტიპის ნახევარგამტარის (მაგალითად, სილიციუმის) ფირფიტზე (2), თერმული მეთოდით წარმოქმნიან თხელ (1 მკმ) სილიციუმის ოქსიდის (SiO_2) შერს (1), რომელიც წარმოადგენს საუკეთესო იზოლატორს (ნახ.30.1. ა).



ნახ.30.1. ელექტრონულ-ხვრელური გადასვლის შექმნისი

შემდეგ ფიტილიტოგრაფიის¹⁵ გამოყენებით SiO_2 -ის გარკვეულ ნაწილზე, წარმოქმნიან (4) ფანჯარას და დააფრქვევენ აქცეპტორულ მინარევს (3) (ნახ.30.1. ბ). ამ ნივთიერების ატომები

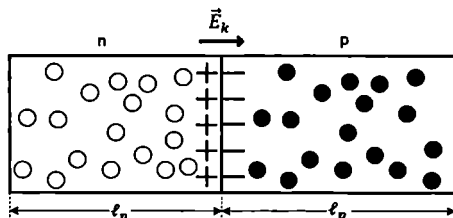
¹⁴ჰორიზონტალური (ბრტყელი).

¹⁵მასალაში თხელი ფენების დეპონირების მეთოდი.

დიფუნდირებენ¹⁶ n ფენაში და წარმოქმნიან p არეს. p და n არეებს შორის წარმოქმნება $p - n$ გადასვლა (ნახ.30.1. გ).

ელექტრონებისა და ხვრელების კონცენტრაცია $p - n$ არეების გამყოფი საზღვრის პერპენდიკულარული მიმართულებით მკვეთრად მატია, ვიდრე რომელიმე სხვა მიმართულებით. ადგილი აქვს მუხტის ძირითადი გადამტანების დიფუზიას. იწყება p არიდან ხვრელების დიფუნდირება n არისაკენ, ხოლო n არიდან ელექტრონების დიფუნდირება p არისაკენ. აღნიშნულის გამო p და n არის გამყოფ საზღვართან წარმოიქმნება სივრცითი მუხტი. ის ხვრელები, რომლებიც p არიდან ვერ შეაღწევენ n არეში, განლაგდება გამყოფი საზღვრის მახლობლად და წარმოქმნიან დადებით სივრცით მუხტს. ანალოგიურად, n არიდან დიფუნდირებული ელექტრონები p არის გამყოფ საზღვართან ქმნიან უარყოფით სივრცით მუხტს.

n და p არეების გამყოფ საზღვართან წარმოიქმნება u_k პოტენციალთა სხვაობა და E_k ელექტრული ველი (იხ.ნახ.30.2.). u_k პოტენციალთა სხვაობა აბრკოლებს ხვრელებისა და ელექტრონების დიფუზიას და წარმოქმნის პოტენციურ ბარიერს. სივრცითი მუხტებით შექმნილი E_k ელექტრული ველი მიმართულია ნახ.30.2-ზე ნაჩვენები მიმართულებით, მარჯვნიდან მარცხნივ. გამყოფი საზღვრის მარცხნივ და მარჯვნივ გვაქვს არეები, რომლებიც გადარიბებულია მუხტის ორი სახის გამტარებით (p არის მხარეს უპირატესად ელექტრონებითა, n არის მახლობლად კი - ხვრელები). თუ ამ არეების სისქეებს შესაბამისად, აღვნიშნავთ ℓ_n და ℓ_p -თი, მაშინ თანაბარი კონცენტრაციისას: $\ell_n = \ell_p$ და $p - n$ გადასვლას სიმეტრიული უწოდება. მაგრამ პრაქტიკაში გამოიყენება ასიმეტრიული $p - n$ გადასვლის მქონე ნახევარგამტარები. $p - n$ გადასვლა ასიმეტრიულია თუ: $\ell_n > \ell_p$ ან $\ell_n < \ell_p$.



ნახ.30.2. $p - n$ გადასვლა ნახევარგამტარული მინარეის საზღვარზე

E_k ელექტრული ველი, რომელიც შექმნილია სივრცითი მუხტით, აჩქარებს მუხტის არაძირითად გადამტანებს, მაგრამ ამუხრუჭებს მუხტის ძირითადი გადამტანებს. ელექტრული ველის მოქმედებით მუხტის არაძირითადი გადამტანები მიიზიდება p და n არეების გამყოფი საზღვრისაკენ და განიცდიან რეკომბინირებას.

ამრიგად, $p - n$ გადასვლის საზღვარზე გვაქვს ოთხი სახის დენი. ორი მათგანი არის დიფუზიური და ორიც დრეიფული¹⁷, ეს დენებია: i_{ndif} , i_{pdif} , i_{ndr} და i_{pdr} .

¹⁶ დიფუზიურად ერევიან.

¹⁷ ელექტრული ველის საშუალებით მუხტების არაძირითადი გადამტანებით შექმნილ დენს დრეიფულ დენს უწოდებენ.

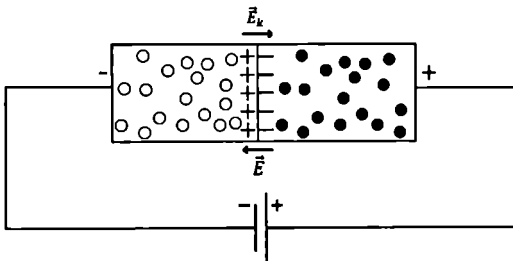
დიფუზიურ ღენებს ქმნიან მუხტების ძირითადი გადამტანები, კერძოდ p არეში ხვრელები, n არეში ელექტრონები. დრეიფულ ღენებს კი ქმნიან მუხტების არაძირითადი გადამტანები. მუხტის არაძირითად გადამტანებზე მოქმედებს E_k ველი, რაც ქმნის სწორედ დრეიფულ ღენებს.

p და n არის გამყოფ საზღვარზე წარმოქმნილი პოტენციური ბარიერი ბოლოს და ბოლოს წყვეტს დიფუზიას და $p - n$ გადასვლის დიფუზიური ღენის ძალები 0-ის ტოლი ხდება. დიფუზიური ღენების შენარჩუნების მიზნით ნახევარგამტარს უნდა მივეუბნოთო დაბვის წყარო. მუხტის ძირითადი გადამტანებით $p - n$ გადასვლის დიფუზიური ღენების მისაღებად, ნახევარგამტარული მინარევი დაბვის წყაროსთან უნდა ჩაირთოს შემდეგი თანმიმდევრობით: დადებით პოლუსი უნდა მივეუბნოთო $p - n$ ტიპის ნახევარგამტარს, ხოლო უარყოფითი პოლუსი კი $n -$ ტიპის ნახევარგამტარს (ნახ.30.3).

დაბვის წყარო ქმნის გარე ელექტრულ $\vec{E}$ ველს, რომელიც $p - n$ გადასვლის საზღვართან წარმოქმნილი სივრცითი მუხტების მიერ შემქნილი $\vec{E}_k$ ველის მიმართულების საპირისპიროა, ამიტომ გამყოფ საზღვარზე ჯამური ველი მცირდება:

$$\vec{E}' = \vec{E} + \vec{E}_k, \quad E' = E - E_k.$$

$\vec{E}'$ ჯამური ველი განაპირობებს ელექტრონების მოწესრიგებულ მოძრაობას n არიდან p არისაკენ, ხოლო ხვრელების კი პირიქით, p არიდან n არისაკენ. რადგან n არეში გვაქვს ელექტრონების სიჭარბე, ხოლო p არეში კი - ხვრელების, ამიტომ ვამბობთ, რომ ღენი შექმნილია მუხტის ძირითადი გადამტანებით. ნახევარგამტარში ღენს, რომელსაც ქმნის მუხტის ძირითადი გადამტანები პირდაპირი ღენი ეწოდება.



ნახ.30.3. წრედში $p - n$ ნახევარგამტარის ჩართვა პირდაპირი მიმართულებით

ასეა კი ნახევარგამტარული მინარევი გარე კვების წყაროსთან ჩავრთოთ საპირისპიროდ. $p -$ ტიპის ნახევარგამტარს მივეუბნოთო დაბვის წყაროს უარყოფითი პოლუსი, ხოლო $n -$ ტიპის ნახევარგამტარს კი - დადებითი. ამ შემთხვევაში, გარე ელექტრული $\vec{E}$ ველის მიმართულება ემთხვევა სივრცითი მუხტების, $\vec{E}_k$ ელექტრული ველის მიმართულებას. ჯამური $\vec{E}''$ ველი ძლიერდება:

$$\vec{E}'' = \vec{E} + \vec{E}_k, \quad E'' = E + E_k.$$

$p - n$ გადასვლის ღენს ქმნის მუხტის არაძირითადი გადამტანები და მხოლოდ ძლიერი გარე ველისას არის შესაძლებელი სუსტი ღენის მიღება. ნახევარგამტარში ღენს, რომელსაც ქმნის მუხტის არაძირითადი გადამტანები - უკუღენი ეწოდებენ. უკუღენი პირდაპირ ღენზე დაახლოებით 1000-ჯერ მცირეა.

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

როგორც ზემოთ აღვნიშნეთ, გარე ელექტრული ველის არ არსებობისას $p - n$ - გადასვლა არ გვაქვს. ამასთან, კონტაქტის მახლობელ შრეში არსებობს შიგა ელექტრული ველი და, შესაბამისად, p და n არებს შორის ადგილი აქვს კონტაქტურ u_k პოტენციალთა სხვაობას.

რადგან, ორივე ტიპის ნახევარგამტარის მოცულობითი წინაღობა ბევრად ნაკლებია ჩამკეტი ფენის წინაღობაზე, შეიძლება ჩავთვალოთ, რომ მთელი გარე ძაბვა მოდებულია ჩამკეტ ფენაზე, გარე ძაბვის დადებითი პოლარობისას მის მიერ შექმნილი ელექტრული ველი ჩამკეტ ფენაში მიმართულია შიგა ველის საპირისპიროდ. რის გამოც, ჯამური ველი მცირდება, ეს კი იწვევს დიფუზიური დენის მკვეთრ ზრდას (დიფუზიური დენი შექმნილია მუხტის ძირითადი გადამტანებით). ე.ი. $i_{\text{დიფ}} > i_{\text{დრ}}$ დიფუზიური დენი მკვეთრად მეტი ხდება $i_{\text{დრ}}$ დრეიფის დენზე:

$$i_{\text{დიფ}} > i_{\text{დრ}}.$$

მაშასადამე, მიიღება $p - n$ - გადასასვლის დენი, რომელიც პრაქტიკულად ტოლია მუხტის ძირითადი გამტარებით შექმნილი დენის:

$$i = i_{\text{დიფ}} - i_{\text{დრ}} \approx i_{\text{დიფ}} \approx i_{\text{ძირითადი}}.$$

ცხადია, რომ i - დენი მკვეთრად იზრდება გარე ძაბვის ზრდისას, მაგრამ გარე ძაბვის პოლარობის ცვლილებისას, შიგა ელექტრული ველის მიმართულება ემთხვევა გარე ველის მიმართულებას, რის გამოც, ჯამური ველი იზრდება. ამ დროს დიფუზიური დენი აღმოჩნდება დრეიფულ დენზე ნაკლები:

$$i_{\text{დიფ}} < i_{\text{დრ}}.$$

უკვე მცირე უარყოფითი ძაბვის დროსაც კი $p - n$ - გადასვლის უკუდენი განისაზღვრება მხოლოდ დრეიფული დენით, რომელიც იქმნება მუხტის არაძირითადი გადამტანებით. თუ გარკვეული $u < 0$ ძაბვის მნიშვნელობისას საკონტაქტო შრის ყველა მუხტის არაძირითადი გადამტანი $p - n$ - გადასვლას ასორიენილებს, მაშინ უკუდენი აღწევს ნაჯერობას. ე.ი. ძაბვის შემდგომი ზრდა არ იწვევს უკუდენის ზრდას, მაგრამ იწვევს ჩამკეტი შრის სიგანის ცვლილებას. ეს მოვლენა აიხსნება იმით, რომ უკუძაბვის გაზრდისას p და n არეს შორის პოტენციალთა სხვაობა ტოლი ხდება $u_k + u$ სიდიდის, რომელიც ასევე იზრდება.

ზემოთ აღვნიშნეთ, რომ ჩამკეტი ფენა გადარიბებულია ძირითადი გადამტანებით. მისი მოცულობითი მუხტი განპირობებულია დონორების ან აქცეპტორების იონიზებული ატომებით. თუ ნახევარგამტარის ტემპერატურა ისეთია, რომ მინარევის ყველა ატომი იონიზებულია, მაშინ მოცულობითი მუხტის კონცენტრაცია მუდმივია და ტოლია მინარევის მუხტის კონცენტრაციის. აქედან გამომდინარეობს, რომ ჩამკეტ ფენაში სრული მოცულობითი მუხტის გაზრდა შეიძლება მხოლოდ და მხოლოდ მისი (ჩამკეტი ფენის) სიგანის გადიდებით. სიმეტრიული $p - n$ - გადასვლისას, ჩამკეტი ძაბვის გადიდებით, ჩამკეტი ფენის საზღვრები წაინაცვლებს p და n არეთა სიდრმისაკენ სიმეტრიულად. ადგილი აქვს ჩამკეტი ფენის სისქის სიმეტრიულ გაფართოებას. რაც შეეხება არასიმეტრიულ გაფართოებას, მას ძირითადად იწვევს შედარებით დაბალ კონცენტრაციული მინარევის არე.

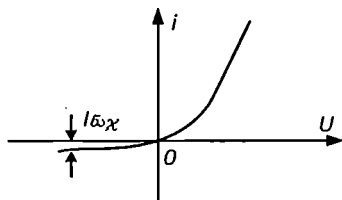
$p - n$ გადასვლის ორივე მხარეს სხვადასხვა მუხტების არსებობა ქმნის ბრტყელი კონდენსატორის ეკვივალენტურ სისტემას. მაშასადამე, შეიძლება ვისაუბროთ $p - n$ - გადასვლის ტევადობაზე, რომელსაც მუხტის ან ბარიერის (ჯებირის) ტევადობას უწოდებენ. ბარიერის (ჯებირის) ტევადობა დამოკიდებულია უკუძაბვაზე. $p - n$ გადასვლის დამზადების გარკვეული ტექნოლოგიის გამოყენებით ეს დამოკიდებულება შეიძლება გახდეს ძლიერი ან მართვადი. რაც ნიშნავს, რომ შეიძლება ბარიერის (ჯებირის) ტევადობის ელექტრულად მართვა (ცვლილება).

ნახევარგამტარების თეორიაში მტკიცდება, რომ იდეალური $p - n$ გადასვლის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი აღიწერება შოკლის განტოლებით:

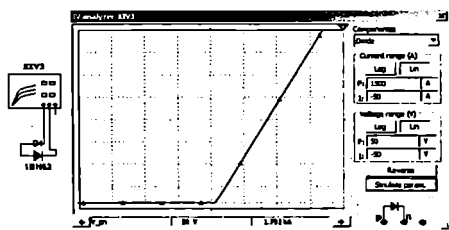
$$i(u) = i_{\max} \left[\exp \left(\frac{eu}{KT} \right) - 1 \right], \quad (30.1)$$

სადა e ელექტრონის მუხტია, K - ბოლცმანის მუდმივა, T - აბსოლუტური ტემპერატურაა. რადგან ოთახის ტემპერატურაზე $\frac{KT}{e} = 0.026$, ამიტომ დადებითი ძაბვისას, რომელიც აღემატება 0.1 ვოლტს, (30.1) განტოლებაში, მარჯვენა მხარეს, ფრჩხილებში, შეიძლება უგულებელვყოთ 1-ნი ექსპონენციალურ წევრთან შედარებით. უკუპოლარობისას კი პირიქით, შეიძლება ექსპონენციალური წევრის უგულებელყოფა 1-თან შედარებით. მივიღებთ, რომ უკუპოლარობისას უკუდენი, რომელიც შექმნილია მუხტის არაძირითადი გადამტანებით, პრაქტიკულად არ არის დამოკიდებული ძაბვის ცვლილებაზე და ტოლია ნაჯერობის დენის. მიღებულია გამოთქმა „პირდაპირი დენისას $p - n$ გადასვლა ღია“, რადგან მასში გადის შედარებით დიდი დენი. უკუძაბვისას, პირიქით დენი მცირეა და ამბობენ, რომ $p - n$ გადასვლა ჩაკეტილია. უკუძაბვის მნიშვნელობას, რომელზედაც უკუდენი ნულს უტოლდება ჩამკეტი ძაბვა ეწოდება.

უკუძაბვის გარკვეული მნიშვნელობისას შესაძლებელია $p - n$ გადასვლის ელექტრული გარღვევა. ნახ.30.4. ა)-ზე ნაჩვენებია $p - n$ გადასვლის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი. რომელიც არაწრფივია. მახასიათებელის არაწრფივობა ისეთია, რომ პირდაპირი და უკუდენები არსებითად განსხვავდება ერთმანეთისაგან. ეს ნიშნავს, რომ $p - n$ გადასვლის თვისებები მკვეთრად იცვლება გარე ძაბვის პოლარობის ცვლილებით. სხვა სიტყვებით, რომ ვთქვათ, $p - n$ გადასვლას გააჩნია ცალმხრივი გამტარობა.



ა)



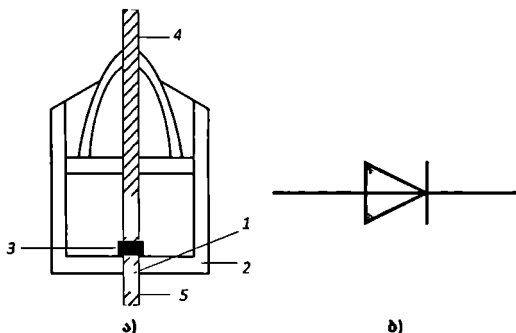
ბ)

ნახ.30.4. ა) ნახევარგამტარული დიოდის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი $p - n$ გადასვლისას, ბ) Toshiba-ს წარმოების დიოდის (1B62) ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი გადაღებული National Electronic-ის Multisim სიმულატორში

ნახევარგამტარს, არასიმეტრიული $p - n$ გადასვლით, ეწოდება ნახევარგამტარული დიოდი. ნახ.30.5. ა)-ზე ნაჩვენებია გერმანიუმის n - ტიპის ნახევარგამტარული დიოდის ქრილი. დიოდის საფუძველს წარმოადგენს $p - n$ გადასვლა, რომელშიც 1 - ბაზის როლს ასრულებს ფირფიტა. იგი ამოკვეთილია n ტიპის გერმანიუმის კრისტალისაგან. გარე 4 - გამოყვანი მიჩრჩილულია 3 - ინდიუმის ფენასთან. ინდიუმის მცირე ფენა გერმანიუმთან ლეგირებულია (პლანარული ან წერტილოვანი მეთოდით). 5 - გამოყვანი მიერთებულია კალის ფენასთან, რომელიც მოთავსებულია n - ტიპის გერმანიუმის ზედაპირზე. შევნიშნოთ, რომ კონტაქტები ინდიუმისა და მაღალი ლეგირების n - ტიპის გერმანიუმს, ასევე კალსა და n ტიპის გერმანიუმს შორის, ქმნიან ომურ წინაღობას. მთელი ეს კონსტრუქცია მოთავსებულია გერმეტულ 2 - კორპუსში. ანალოგიური მოწყობილობა გააჩნია სილიციუმის დიოდსა,

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

რომელიც უფრო ხშირად მზადდება დიფუზიური პლანალური მეთოდით. ნახევარგამტარული დიოდის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა მოცემულია ნახ.30.5. ბ)-ზე.



ნახ.30.5. ა) ნახევარგამტარული დიოდი არასიმეტრიული $p - n$ გადასვლით. 1 - ბაზა, 2 - ტიპის ნახევარგამტარი, 3 - კონტაქტი, 4 - ინდუქციის ფენა, 5 - გამომყვანები; ბ) ნახევარგამტარული დიოდის პირობითი აღნიშვნა

ნახევარგამტარული დიოდების კლასიფიკაციას ახდენენ სხვადასხვა ნიშნით, კერძოდ:

- ნივთიერების გვარობით (გერმანიუმი, სილიციუმი და სხვა);
- კონტაქტის სახის მიხედვით (შედუღება, წერტილოვანი კონტაქტი, დიფუზიური გადასვლა);
- დანიშნულების მიხედვით (გამმართველი, ძაბვის სტაბილიზატორი და სხვ.).

გამმართველი დიოდების დამზადებისათვის ჩვეულებრივ იყენებენ გერმანიუმისა და სილიციუმის ნახევარგამტარებს. გამმართველ დიოდებს გააჩნიათ შემდეგი პარამეტრები: უკუდენი, მაქსიმალური პირდაპირი ძაბვა, უკუძაბვა და საშუალო გამართული დენი. თითოეული დიოდისათვის ეს მონაცემები ჩვეულებრივ მოცემულია მის ტექნიკურ მახასიათებლებში.

მაღალი სიხშირის ნახევარგამტარული დიოდი განკუთვნილია მაგალითად, რს-ის დეტექტორებისათვის ან რს-ის არაწრფივი გარდაქმნისათვის. ისინი გამოიყენება წრედებში, რომლებშიც, როგორც წესი, ზემოქმედი სიგნალის სიმძლავრე არის მნიშვნელოვნად მცირე, მაგრამ ხელსაწყოსაგან მოითხოვება მცირე ინერტულობა. ამიტომ გამმართველი დიოდებისაგან განსხვავებით ამ დიოდებს აქვთ მცირე $p - n$ გადასვლის ფართობი (და მაშასადამე მცირე ტევადობა).

ნახევარგამტარული დიოდები წერტილოვანი კონტაქტებით ფართოდ გამოიყენება ზემოაღნიშნული რადიოტალღების გენერაციისას.

§31. ნახევარგამტარული დიოდების მარკირება

მარკირების საერთაშორისო სისტემას წარმოადგენს აქტიური კომპონენტების ევროპული Pro Electron კოდირების სისტემა, რომელიც დაინერგა 1966 წელს. ამ სისტემაში დიოდების მარკირება ითვალისწინებს სიმბოლოებს და რიცხვებს.

პირველი ელემენტი ასო ან რიცხვი - მიუთითებს ნახევარგამტარული მასალის ნივთიერების გვარობას. მაგალითად: A ან 1 - აღნიშნავს გერმანიუმს, B ან 2 - სილიციუმს, C ან 3 - დარიშხანს და ა. შ.

მეორე ელემენტი, ლათინური სიმბოლო ან რიცხვი - მიუთითებს დიოდის ზოგად ფუნქციას ან დანიშნულებას, მაგალითად: A - დაბალი სიმძლავრის/სიგნალის დიოდი, B - ცვლადი ტევადობის დიოდი, X - გამაძლიერებელი, Y - გამართველი და Z - ძაბვით შემოსაზღვრული დიოდი.

შეიძლება შევხვდეს დიოდები წარწერით:

AA - გერმანიუმის დაბალი სიმძლავრის/სიგნალის დიოდები

BA - სილიციუმის დაბალი სიმძლავრის/სიგნალის დიოდები

BY - სილიციუმის გამმართველი გამასწორებელი დიოდები

AZ - გერმანიუმის ძაბვის სტაბილიზატორები, ე.წ. სტაბილიტრონები, იგივე ზენერის დიოდები (მაგ., BZY88C4V7 4.7V Zener დიოდი)

მესამე ელემენტი, რიცხვი - ახასიათებს დიოდის დანიშნულებას ან მის ელექტრულ თვისებებს. მაგალითად: დაბალი სიხშირის დიოდებს მიკუთვნება დიოდები მესამე ელემენტის რიცხვით 101-399 და წარმოადგენენ გამმართველებს, ხოლო 401-499 რიცხვით დიოდებს უნივერსალურ დიოდები ეწოდება; 501-599 - წარმოადგენს იმპულსურ დიოდებს; 101-999 - ვარიკაპებს. დიოდებს, რომელთა მესამე ელემენტის ნომერი არის 101-699 მიკუთვნება ზემოაღნიშნული სიხშირის დიოდებს, ხოლო 101-199 - ფოტოდიოდებს. გვირაბული დიოდების კლასს შეიძლება მიკუთვნებოდეს: გამაძლიერებელი - 101-199, გენერატორი - 201-299, გამმართველი - 301-399, სტაბილიტრონი - 101-999.

მეოთხე ელემენტი, ლათინური სიმბოლო - გვიჩვენებს ნახევარგამტარული დიოდის ნაირსახეობას. ნახევარგამტარულ დიოდებს, რომლებსაც არ გააჩნიათ ნაირსახეობა მარკირების მეოთხე ელემენტი მითითებული არ აქვთ.

მიმოვიხილოთ ყველაზე ფართოდ გავრცელებული დიოდები და მოკლედ აღვწეროთ მათი ფუნქციონალური დანიშნულებები:

სტაბილიტრონი (ზენერის დიოდი - Zener Diode) - ეწოდება ნახევარგამტარულ დიოდს, რომელიც გამოიყენება კვების ძაბვის სტაბილიზაციისათვის. სტაბილიტრონი ყოველთვის ირთვება დატვირთვის წინააღობის პარალელურად. სტაბილიტრონი გამოიყენება ეტალონური ძაბვის შესაქმნელად. მის მახასიათებელ პარამეტრებს წარმოადგენს: სტაბილიზაციის ძაბვა; სტაბილიზაციის მინიმალური და მაქსიმალური დენი; ძაბვის ტემპერატურული კოეფიციენტი.

ვარიკაპი - არის ნახევარგამტარული დიოდი, რომლის ბარიერული ტევადობა დამოკიდებულია $p - n$ გადასვლის ძაბვაზე. ვარიკაპი გამოიყენება მართვადი ელექტრული კონდენსატორის როლში.

შოტკის დიოდი - წარმოადგენს ორკონტაქტიან ნახევარგამტარულ მოწყობილობას ელექტრონულ-ხერეულური გადასვლით, რომელშიც $p - n$ ტიპის ნახევარგამტარის ნაცვლად გამოყენებულია ლითონი. ფორმირდება გადასვლა ნახევარგამტარსა და ლითონს შორის, რომელსაც აქვს ძალიან მცირე გადასვლის ტევადობა. შოტკის დიოდის უპირატესობა ჩვეულებრივ დიოდთან იმაში მდგომარეობს, რომ ამ დიოდს შეუძლია მუშაობა საკმაოდ მაღალ სიხშირეებზე, ვიდრე ჩვეულებრივ ტიპური დიოდები მუშაობს. გარდა ამისა, შოტკის დიოდს ახასიათებს საკმაოდ მცირე გადასვლის დრო. შოტკის დიოდი მაღალი სიზუსტის ნახევარგამტარული ხელსაწყოა, რომელსაც სწრაფი გადართვის უნარი აქვს და შეუძლია მუშაობა 20 გჰც და უფრო მაღალ სიხშირეებზე.

გვირაბული დიოდი - ეწოდება დიოდს, რომლის მოქმედების პრინციპიც ემყარება ელექტრონების $p - n$ გვირაბული გადასვლის მოვლენას. გვირაბული დიოდის უპირატესობაა: მაღალი მუშა სიხშირე - 40 კმ-მდე; გადართვის მაღალი სიჩქარე; ხმაურის დაბალი დონე.

განის დიოდი (John Gunn) - წარმოადგენს გვირაბული დიოდის ნაირსახეობას, რომელიც ფუნქციონირებს ელექტრონულ-ხერეულური გადასვლის გარეშე. იგი დიოდად იწოდება გამომყვანი

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

მომჭერების (ორი) რაოდენობის გამო. განის დიოდი არის მიკროკრისტალი - გალიუმის მონოკრისტალი. ის გამოიყენება ზემადალსიზმირული რხევების (0.1-100 გჰც) გარდასაქმნელად. სხვა დიოდებისაგან განსხვავებით, განის დიოდის მოქმედების პრინციპი ეფუძნება არა $p - n$ გადასვლებს, არამედ თვით ნახევარგამტარული კრისტალის არაწრფივ თვისებებს. განის დიოდს ლიტერატურაში მოიხსენებენ აბრევიატურით TED (Transferred Electron Device - ელექტრონების გადატანის მოწყობილობა). განის დიოდის საფუძვალზე შეიქმნა გენერატორები, გამაძლიერებლები რიგი გამოშოში ტექნიკა.

იმპულსური დიოდები - ძირითადად გამოიყენება იმპულსურ სქემებში, იმ იმპულსებისათვის, რომელთა ხანგრძლივობაც ერთი ან რამდენიმე მუათელი მიკროწამის ტოლია.

ლიაკი - იგივე ორმხრივი დიოდი, წარმოადგენს ორკონტაქტიან ნახევარგამტარულ ფენებს, რომლებიც პარალელურად ინვერსირებულია და საშუალებას იძლევა დენი გაატაროს ნებისმიერი მიმართულებით. ის მუშაობს, როგორც ორი პარალელური შოკლის დიოდი, რომლებიც ერთმანეთის შემხვედრი მიმართულებითაა განლაგებული. ლიაკი ზღუდავს დენის გავლას ორივე მიმართულებით ვიდრე, ძაბვა ლიაკზე არ გადააჭარბებს გადართვის ძაბვას.

შოკლის დიოდი (William Shockley) - იგივე ოთხფენოვანი დიოდი, წარმოადგენს კრისტალს, რომელიც შედგება n და p - ტიპის ნახევარგამტარების თანმიმდევრული ფენებისაგან. სამი ფენის ნაცვლად ოთხფენოვანი შოკლის დიოდი ბევრად უფეტური აღმოჩნდა, ვიდრე ტრანზისტორი. ერთი მხრივ, ის გამოიყენება, როგორც გამმართველი, რომლის საშუალებითაც ცვლადი დენი გადაყავთ მუდმივში. მეორე მხრივ, ის იხსნება და იკეტება განსაზღვრულ ძაბვაზე, რომელიც ცნობილია, როგორც გარდევვის ძაბვა. შოკლის დიოდი წარმოადგენდა პირველ ინტეგრალურ სქემას, რადგან ის ასრულებდა ორი ტრანზისტორის, ორი რეზისტორის და დიოდის სამუშაოს, რომლებიც გაერთიანებული იყო ერთ კრისტალში. მაგრამ მათი დამზადება იმდენად რთული აღმოჩნდა, რომ საბოლოოდ სერიული გამოცემა ვერ მოხერხდა. და მაინც, დღეს გამოიყენება ოთხფენოვანი ნახევარგამტარები, რომლებიც ცნობილია ტირისტორების სახელწოდებით.

ნახ.31.1-ზე წარმოდგენილია ზოგიერთი ფართოდ გავრცელებული დიოდის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა.



დიოდი



გვირაბული დიოდი



ვარიკაპი



შებრუნებული დიოდი



მუდმივი დენის დიოდი



სტაბილიტრონი



ლიაკი



შოტკის დიოდი



იმპულსური დიოდი



შოკლის დიოდი



გამმართველი



ფოტოდიოდი

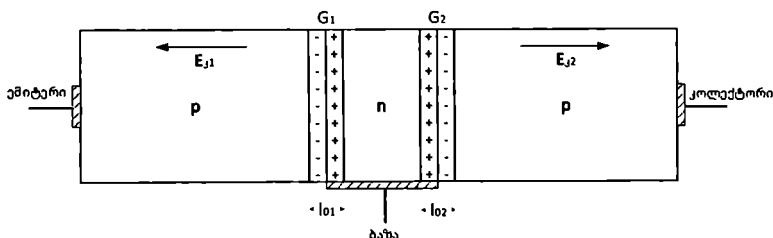
ნახ.31.1. სხვადასხვა სახის დიოდების პირობითი აღნიშვნები

§32. ტრანზისტორი. ბიპოლარული ტრანზისტორი

ტრანზისტორი წარმოადგენს ელექტრულ ხელსაწყოს, რომელიც მზადდება ნახევარგამტარული კრისტალის საფუძველზე. მას გააჩნია სამი (ან მეტი) გამომყვანი მომჭერი. ტრანზისტორი გამოიყენება ელექტრული რხევების გენერირებისა და გარდაქმნისათვის. ტრანზისტორი გამოგონებული იქნა 1948 წელს უ. შოლკის, უ. ბრატეინისა ჯ. ბარდინის მიერ, რისთვისაც მათ 1956 წელს მიენიჭათ ნობელის პრემია. ტრანზისტორებს ყოფენ ორ მსხვილ კლასად: უნიპოლარულ და ბიპოლარულ ტრანზისტორებად.

უნიპოლარულ ტრანზისტორებში დენის ძალა წარმოიქმნება ერთ-ერთი ნიშნის მუხტის გადამტანი ნაწილაკებით (ან ელექტრონებით, ან ხვრელებით) (იხ. §33. სავსე ანუ არსული ტრანზისტორი). ბიპოლარულ ტრანზისტორებში კი დენის წარმოქმნას განაპირობებს ორივე ნიშნის მუხტის გადამტანი ნაწილაკები. ბიპოლარულ ტრანზისტორებს სშირად უბრალოდ ტრანზისტორებს უწოდებენ.

თავდაპირველად განვიხილოთ ტრანზისტორის მოქმედების პრინციპი და მისი მახასიათებლები ბიპოლარული ტრანზისტორის მაგალითზე. ბიპოლარული ტრანზისტორი წარმოადგენს (ნახ.32.1.) მრავალკრისტალურ ნახევარგამტარულ სისტემას, რომელშიდაც განსაკუთრებული ტექნოლოგიური მეთოდებით შექმნილია ხვრელების (p) და ელექტრონების (n) სხვადასხვა გამტარობის მქონე სამი არე. ტრანზისტორში ნახევარგამტარული კრისტალების თანმიმდევრობის მიხედვით განასხვავებენ $p-n-p$ ტიპის და $n-p-n$ ტიპის ტრანზისტორებს. ტრანზისტორის შუა არეს, როგორც წესი, ძალიან თხელს ამზადებენ, დაახლოებით რამდენიმე მიკრომეტრის სისქით და ეწოდება ბაზა, ხოლო ორ კიდურა არეს ეწოდება ემიტერი და კოლექტორი. ბაზა ემიტერისა და კოლექტორისაგან გამოყოფილია ელექტრონულ-ხვრელური გადასვლებით, რომლებსაც შესაბამისად, ემიტერული და კოლექტორული გადასვლები ეწოდება.



ნახ.32.1. ბიპოლარული ტრანზისტორის სქემა

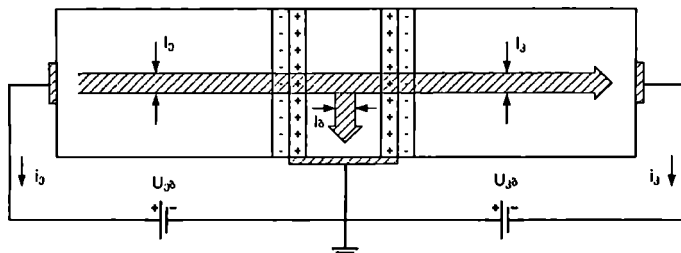
მინარევის კონცენტრაცია და მასსაღამე, მუხტის ძირითადი გადამტანები დიდი რაოდენობითაა ემიტერში და მინიმალურია ბაზაში. კოლექტორისა და ემიტერში მუხტების გადამტანი ნაწილაკების რიცხვი თანაბარია. ტრანზისტორის ბაზა, ემიტერთან და კოლექტორთან შედარებით ძალიან თხელია (რამდენიმე მკმ-ია).

როგორც აღვნიშნეთ, ბიპოლარულ ტრანზისტორს აქვს ორი $p-n$ გადასვლა: G_1 - ემიტერული და G_2 - კოლექტორული. გადასვლებთან შექმნილია ორი ჩამკეტი ფენა. ამ გადასვლების ძაბვები შესაბამისად, არის u_{j1} და u_{j2} , ხოლო მათი სიგანეები კი - l_{01} და l_{02} . ეს სიგანეები დამოკიდებულია u_{j2} ბაზის სიგანეზე.

ტრანზისტორებს შეუძლიათ იმუშაონ სამ რეჟიმში. ეს რეჟიმებია: აქტიური რეჟიმი, ნაჟერობის რეჟიმი და ჩამოკვეთის რეჟიმი.

აქტიურ რეჟიმში ტრანზისტორი გამოიყენება გამაძლიერებლის სახით. ამ რეჟიმში იგი, სიგნალის გაძლიერებისას, საშუალებას იძლევა მიღწეული იქნას მინიმალური დამახინჯება. აქტიურ რეჟიმში ტრანზისტორის G_1 - ემიტერულ და G_2 - კოლექტორულ გადასვლას მოსდებენ შესაბამისად, დადებით და უარყოფით პოტენციალს. ე.ი. ემიტერის გამოშვან მანქველს უერთებენ დენის წყაროს დადებით პოლუსს, ხოლო კოლექტორის მანქველს კი - უარყოფით პოლუსს.

ემიტერ-ბაზის ძაბვის მოქმედებით ემიტერის მუხტის ძირითადი გადამტანები (ხვრელები) გადალახავენ G_1 - ემიტერულ გადასვლას. მათ შესახვედრად ღიფუნდირებს ბაზის საკმაოდ მცირე რაოდენობის მუხტის ძირითადი გადამტანები (ელექტრონები). G_1 გადასვლის მახლობლობაში ხვრელების ნაწილი რეკომბინაციას განიცდიან ელექტრონებთან, ხოლო დანარჩენი კი ინექტირდება (შეიტყორცნება) ბაზის არეში.



ნახ.32.2. ტრანზისტორის ჩართვის სქემა

ბიპოლარული ტრანზისტორები ბაზაში დენის გატარების მექანიზმზე დამოკიდებულებით იყოფა ორ ჯგუფად: ღიფუნური და არაღიფუნური. არაღიფუნური ტრანზისტორისათვის დამახასიათებელია ბაზაში მინარევის თანაბარი განაწილება და, როგორც შედეგი, მასში არ არის ელექტრული ველი, ამიტომ ასეთ ტრანზისტორში ხვრელები ბაზას ტოვებს, ძირითადად, ღიფუნიით.

ღიფუნიურ ტრანზისტორებში ბაზის მინარევები თანაბრად არ არის განაწილებული, ემიტერული გადასვლის მოშორებით კონცენტრაცია მცირდება, ამიტომ ბაზაში არსებობს მუდმივად ელექტრული ველი. ეს ველი ქმნის მუხტის არაძირითადი გადამტანების დრეიფს ემიტერული გადასვლიდან კოლექტორული გადასვლისაკენ.

კოლექტორული გადასვლის გზაზე ემიტერის ხვრელების ნაწილი რეკომბინაციას განიცდიან ბაზის ელექტრონებთან (რეალურ ტრანზისტორში რეკომბინირებული ხვრელების რიცხვი, რომლებიც ტოვებს ემიტერს, სულ რაღაც 0.001-0.1-ია). დანარჩენები ახორციელებენ კოლექტორულ გადასვლას. ბაზა-კოლექტორის ურთიკბა გარკვეული აჩქარებით გადაადგილებს ხვრელებს კოლექტორში G_2 გადასვლის ველით (ნახ.32.2).

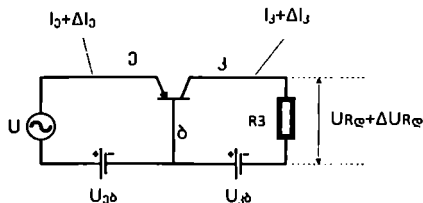
მუხტის ძირითადი გადამტანები, რომლებიც ტოვებენ ემიტერს ნაწილობრივ იკარგება G_1 გადასვლისას და ბაზაში რეკომბინაციის გამო. ეს დანაკარგი წარმოქმნის ბაზის $I_Б$ - დენს. დანარჩენი აღწევს კოლექტორს, რეკომბინირებენ ელექტრონებთან, რომლებიც მასში აღწევენ გარე წრედთან და ქმნიან $I_К$ - კოლექტორულ დენს. ხვრელების გადასვლა ემიტერული არიდან ბაზის არეში იცხება ელექტრონულ-ხვრელური წყვილის გენერაციით ემიტერში და ელექტრონების გარე წრედში $I_Э$ - დენის სახით გადადის.

აქტიურ რეჟიმში მომუშავე ტრანზისტორის დენები ერთმანეთთან დაკავშირებულია თანაფარდობით:

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

$$I_j = I_b + I_j \quad \text{ე.ი.} \quad \Delta I_j = \Delta I_b + \Delta I_j.$$

ემიტერის დენის ΔI_j სიდიდით ცვლილებისას, შესაბამისად, იცვლება ΔI_b - ბაზისა და ΔI_j - კოლექტორის დენებიც. ასე მაგალითად, თუ ემიტერულ გადასასვლას, გარდა მუდმივი $u_{\kappa\delta}$ ძაბვისა, მოვლბთ $\Delta u_{\kappa\delta}$ ცვლად ძაბვასაც (ნახ.32.3), მაშინ ემიტერულ წრედში გაჩნდება დენი: $I_j \pm \Delta I_j$.

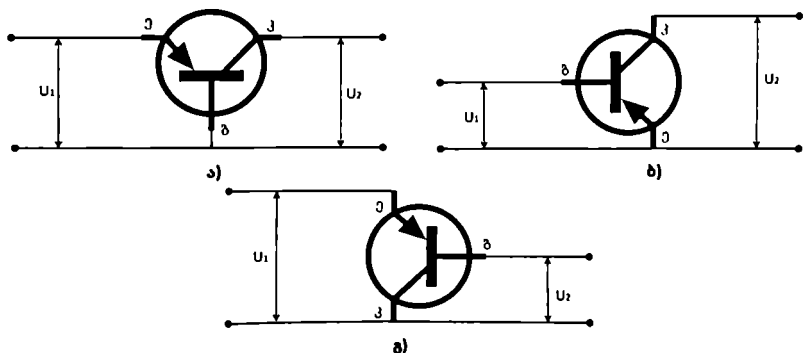


ნახ.32.3. ტრანზისტორის ჩართვა წრედში აქტურ რეჟიმში

კოლექტორის წრედში დატვირთვის წინააღობის ჩართვისას მასზე წარმოიქმნება ძაბვის ვარდნა $u_{R\kappa} \pm \Delta u_{R\kappa}$, რომლის ცვლადი $\Delta u_{R\kappa}$ მდგენელიც რამდენჯერმე მეტია $\Delta u_{\kappa\delta}$ შემავალ სიგნალზე. მაშასადამე, კოლექტორიდან შეიძლება მოვხსნათ გაძლიერებული სიგნალი. ტრანზისტორი ასრულებს გამაძლიერებლის ფუნქციას.

ნაჯერობის რეჟიმში პირდაპირი ძაბვა მოედება ტრანზისტორის ორივე გადასვლას და მისი წინააღობა თითქმის ნულამდე მცირდება. ამ რეჟიმში ტრანზისტორი ეკვივალენტურია ჩაკეტილი კონტაქტის მქონე ელექტრული რელეს.

ჩამოკვეთის რეჟიმში ტრანზისტორის ორივე გადასვლას მოსდებენ ძაბვას უკუ მიმართულებით, ე.ი. ტრანზისტორი ჩაკეტილია და გააჩნია მაღალი წინააღობა, ამ მდგომარეობაში იგი ეკვივალენტურია ღია კონტაქტიანი რელეს.



ნახ.32.4. ტრანზისტორის ჩართვის სქემები: ა) საერთო ბაზით; ბ) საერთო ემიტერით; გ) საერთო კოლექტორით

ნაჯერობისა და ჩამოკვეთის რეჟიმების მონაცვლეობით შეიძლება სხვადასხვა ელექტრული წრედების კომუტირება წრედის გაწყვეტის გარეშე. ნაჯერობისა და ჩამოკვეთის რეჟიმები გამოიყენება

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

იმპულსურ სქემებში. იმპულსურ სქემებში ტრანზისტორები მუშაობს ნაჯერობისა და ჩამოკვეთის რეჟიმებში, ხოლო რეჟიმიდან რეჟიმზე გადასვლისას, დროის მცირე შუალედში, ტრანზისტორი მუშაობს აქტიურ რეჟიმში.

ტრანზისტორული სქემებით მუშაობისას იყენებენ ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელთა ორ ოჯახს: გამოსვლისა და შესავლის მახასიათებლებს.

ტრანზისტორებს სქემებში რთავენ საერთო ბაზით, საერთო ემიტერით ან საერთო კოლექტორით (ნახ.32.4).

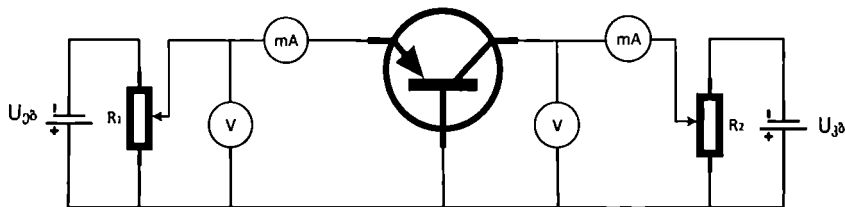
საერთო ბაზის სქემაში შესავლის სიგნალი მოედება ბაზა-ემიტერს, ხოლო გამოსავლის სიგნალი მოიხსნება ბაზა-კოლექტორიდან. საერთო ბაზის მქონე სქემებში ტრანზისტორის შესავლის მახასიათებლები წარმოადგენს ემიტერის დენის დამოკიდებულებას ემიტერ-ბაზის ძაბვაზე კოლექტორის ძაბვის მუდმივობისას:

$$I_e = f(u_{eb}), \quad \text{როცა} \quad u_{cb} = \text{const.}$$

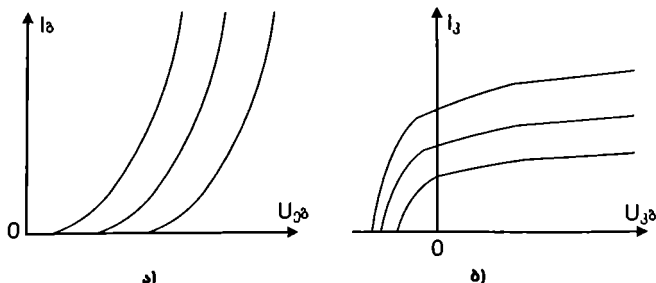
საერთო ბაზის სქემებისათვის ტრანზისტორის გამოსავლის მახასიათებელი არის კოლექტორის დენის დამოკიდებულება კოლექტორ-ბაზის ძაბვაზე. ემიტერის დენის მუდმივობისას:

$$I_c = f(u_{cb}), \quad \text{როცა} \quad I_e = \text{const.}$$

ამ სქემებისათვის ტრანზისტორის შესავლისა და გამოსავლის მახასიათებლის გადაღება ხდება შემდეგი სქემით (ნახ.32.5):



ნახ.32.5. ტრანზისტორის ჩართვა საერთო ბაზით შესავლისა და გამოსავლის მახასიათებლების გადაღება

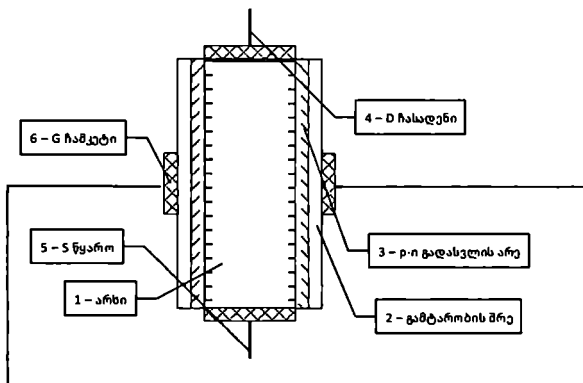


ნახ.32.6. საერთო ბაზით ჩართული ტრანზისტორის ა) შესავლის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი; ბ) გამოსავლის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

საერთო ბაზის წრედებში ტრანზისტორის შესავალისა და გამოსავლის მახასიათებელთა ოჯახს დაახლოებით ნახ.32.6 ა) და ბ)-ზე მოცემული სახე აქვს.

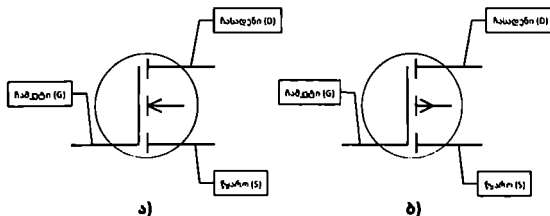
§33. საველე ანუ არხული ტრანზისტორი

საველე (უნიპოლარულ) ტრანზისტორებში, ბიპოლარული ტრანზისტორებისგან განსხვავებით, მუხტის გადამტანები არის მხოლოდ ელექტრონები ან მხოლოდ ხვრელები. მუხტის გადამტანთა სახეობა დამოკიდებულია არხის ნივთიერებაზე, კერძოდ, რომელი p თუ n - ტიპის ნახევარგამტარისაგან არის ის დამზადებული.



ნახ.33.1. საველე ანუ არხული ტრანზისტორის სქემატური გამოსახულება

ნახ.33.1-ზე მოცემულია ხვრელური გამტარობის ტრანზისტორი. 1 - არხის გვერდებთან მოთავსებულია 2 - გამტარობის ორი შრე; 1 - არხსა და 6 - ჩამკეტს (G - Gate) შორის შექმნილია 3 - p - n გადასვლის არე, რომლის გადარიბებული შრე მოთავსებულია 1 - არხის მოცულობაში. 3 - p - n გადასვლის არე არის მინარევი, რომელიც დამზადებულია დაბალი კონცენტრაციის ნივთიერებისაგან. არხიდან გაკეთებულია გამომყვანები: 4 - ჩასადენი (D - Drain) და 5 - წყარო (S - Sources).



ნახ.33.2. საველე - არხული ტრანზისტორი: ა) n - ტიპის ტრანზისტორი; ბ) p - ტიპის ტრანზისტორი

წყაროს როგორც წესი ამიწებენ, ხოლო ჩასადენს მოსდებენ ძაბვას, რომლის დროსაც მუხტის ძირითადი გადამტანები მიედინება არხით ჩასადენისკენ. როცა p - ტიპის არხული ტრანზისტორის 4 - ჩასადენს (D) მივაწვდით უარყოფით ძაბვას, ხოლო 6 - ჩამკეტს - დადებით, მაშინ ჩამკეტი-არხი გადასვლა დაკეტილია და დენს არ ატარებს.

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

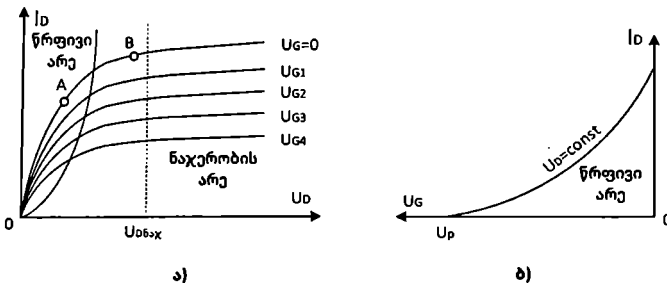
საველე ანუ არხული ტრანზისტორის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნები ნაჩვენებია ნახ.33.2-ზე. საველე - არხული ტრანზისტორის ჩასადენის, იგივე გამოსავლის დენი დამოკიდებულია u_D - ჩასადენსა და წყაროს შორის ძაბვაზე და u_D - ჩამკეტსა და წყაროს შორის ძაბვაზე: $I_D = f(u_D, u_G)$. ტრანზისტორი, როგორც ელექტრული მილაკი, ხასიათდება სტატიკური ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის ორი ოჯახით:

$$I_D = f(u_G), \text{ როგა } u_D = const,$$

$$I_D = f(u_D), \text{ როგა } u_G = const.$$

პირველი აღწერს ჩასადენი დენის ძალის ჩამკეტის ძაბვაზე დამოკიდებულებას, იგივე გასავლის ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელს, ხოლო მეორე ჩასადენის დენის ძალის დამოკიდებულებას ჩასადენის ძაბვაზე, იგივე გამოსავლის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელს.

გამოსავლის $I_D = f(u_D)$ ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის ოჯახი წარმოდგენილია ნახ.33.3 ა)-ზე. ნაჩვენებ გრაფიკაგან ყველაზე ზედა მრუდი შეესაბამება ჩამკეტზე ნულოვან ძაბვას: $u_G = 0$, მომდევნო მრუდები კი ჩამკეტზე უარყოფითი ძაბვის სხვადასხვა მნიშვნელობას. ამასთან, რაც უფრო იზრდება ჩამკეტზე უარყოფითი ძაბვის სიდიდე, გრაფიკი მით უფრო ქვემოთ ჩამოდის. გამოსავლის $I_D = f(u_D)$ მახასიათებლებზე შეიძლება გამოვყოთ სამი უბანი. საწყის OA უბანზე ჩასადენის დენის ძალა თითქმის წრფივადაა დამოკიდებული ჩასადენის ძაბვაზე. მისი დახრილობა განისაზღვრება არხის გამტარებლობით u_D -ს მოცემული მნიშვნელობისას. ჩასადენზე ძაბვის ზრდით ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი არაწრფივი ხდება და მას შეესაბამება AB უბანი. ადგილი აქვს ჩასადენის I_D დენის ძალის ზრდის ტემპის შემცირებას. როგა ჩასადენის ძაბვა იზრდება $u_{D6\chi}$ ნაჯერობის ძაბვამდე ჩასადენის დენის ძალა პრაქტიკულად აღარ არის დამოკიდებული ჩასადენის ძაბვაზე (გრაფიკზე შეესაბამება უბანი B-დან მარჯვნივ), მიიღება ნაჯერობის არე, ე.ი. ძაბვის შემდგომი ზრდა დენის ძალის ზრდას აღარ იწვევს.



ნახ.33.3. საველე - არხული ტრანზისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი ა) შესავლის მახასიათებელი, ბ) გასავლის მახასიათებელი

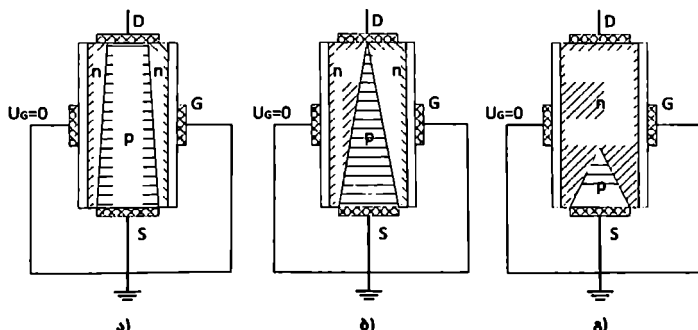
საველე ანუ არხული ტრანზისტორის გამოსავლის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი მსგავსია მილაკიანი პენტოდის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის. ამიტომ ზოგჯერ ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის იმ არეს, რომელშიდაც დენის ძალა ნაჯერობას აღწევს პენტოდის არეს უწოდებენ. პენტოდის არეში წყაროს დენი თითქმის არ არის დამოკიდებული მის ბოლოებზე მოღებულ ძაბვაზე, მაგრამ დამოკიდებულია მხოლოდ ჩამკეტის ძაბვაზე, ამიტომ როგა: $u_D > u_{D6\chi}$ ვოლტ-ამპერული მახასიათებ-

ლის მთელი ოჯახი გამოისახება მხოლოდ ერთი მახასიათებლით, რომელიც შეესაბამება წყაროს ნაჯერობის დენს და ნაჩვენებია ნახ.33.3 ბ)-ზე. ჩამკეტის დენი სავსე ტრანზისტორებში საგრძნობლად მცირეა, რადგან ის წარმოადგენს $p - n$ გადასვლის უკუდენს.

თვალსაჩინოებისათვის განვიხილოთ $n -$ ტიპის სავსე ანუ არხული ტრანზისტორის მოქმედების პრინციპი. ტრანზისტორის შიგნით, ბუნებრივია არ გვაქვს გამტარი არხი, მაგრამ მის შესაქმნელად საჭიროა არხს ჩამკეტი-წყარო მივანიჭოთ დადებითი ძაბვა. დადებითი ძაბვა მიიზიდავს თავისუფალ ელექტრონებს ჩამკეტის შიგა ზედაპირზე და ქმნის გამტარ არხს. ჩამკეტზე საჭიროა მიემართოს საკმარისი რაოდენობის ელექტრონები, რათა შესაძლებელი გახდეს მინარევის იონების დაძლევა. მინარევი სავსე ტრანზისტორის კორპუსზე არის ლეგირებული. იქმნება არე თავისუფალი გადამტანების გარეშე. ამ არეს გადარიბებული არე ეწოდება. ძაბვას, რომელზედაც გადარიბება ხდება სავსე ტრანზისტორის ბარიერის (ჯეზირის) ძაბვა ეწოდება. ძაბვის შემდგომი ზრდა ჩამკეტზე მიმართავს კიდევ უფრო მეტ ელექტრონს, რომლებსაც შეეძლებათ გააქტიურონ არხი წყაროდან ჩასაღენამდე. ამ პროცესს ეწოდება ინვერსია.

n -ტიპის გადარიბებულ არხში ჩამკეტი-წყაროს უარყოფითი ძაბვა იწვევს გადარიბებული არის გაფართოებას და არხის შევსებას. თუ აქტიური არე ფართოვდება, რათა მთლიანად დახუროს არხი, მაშინ არხის წინაღობა წყაროდან ჩასაღენამდე დიდი ხდება. სავსე ტრანზისტორი იკეტება. ამ მდგომარეობას ეწოდება ჩამოკვეთითა, რომელზედაც ეს მდგომარეობა მიიღება ეწოდება ჩამოკვეთის ძაბვა (pinch-off voltage). და პირიქით, ჩამკეტი-წყაროს დადებითი პოტენციალი ზრდის არხის ზომას და ელექტრონებს საშუალებას აძლევს მარტივად გადაადგილდნენ.

გადარიბებული არის არხში შედრევის სიღრმე და არხის მოცულობა, აგრეთვე, მისი განიკვეთი, განისაზღვრება ჩამკეტის ძაბვით, რომლის მართვაც ხდება ჩასაღენის დენით. როცა $u_c = 0$ და u_p მცირეა, არხი ნაწილობრივ დაფარულია გადარიბებული ფენით, ამიტომ მისი წინაღობა საწყისთან შედარებით იზრდება (ნახ.33.4 ა). ამ შემთხვევას შეესაბამება ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის წრფივი უბანი.



ნახ.33.4. გადარიბებული არის არხში შედრევის სიღრმის ცვლილება

ჩასაღენის ძაბვის ზრდით, გადარიბებული ფენის არხში შექრის სიღრმე იზრდება და ავსებს არხს ჩასაღენიდან წყარომდე. იზრდება უკუძაბვა ჩამკეტი არხის გადასვლაზე (ნახ.33.4 ბ). ამ შემთხვევას ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელზე შეესაბამება არაწრფივი უბნები.

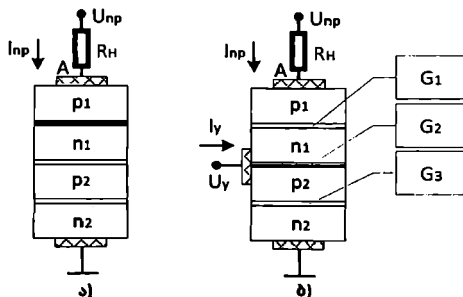
გარკვეული $u_{D\text{ნაჯ}}$ ძაბვისას, რომელსაც ნაჯერობის ძაბვა ვუწოდეთ, გადარიბებული ფენა ჩასადენის მახლობლად მთლიანად გადაფარავს არხს (ნახ.33.4 გ). ამ მომენტიდან ჩასადენის ღენი წყვეტს ზრდას. მიიღება ნაჯერობა. ამ შემთხვევას ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელზე შეესაბამება ნაჯერობის უბნები. ტრანზისტორის შიგა წინაღობა იზრდება რამდენიმე მეგაომამდე. ჩასადენის ღენის არსებობა აიხსნება არხიდან გადარიბებულ არეში მუხტის გადამტანების ინექციით (მსგავსად ბიპოლარულ ტრანზისტორებში მუხტის არაძირითადი გადამტანებისა, რომლებიც ბაზა - კოლექტორულ გადასვლას ახორციელებენ). ძაბვის შემდგომი ზრდა იწვევს მართვადი $p - n$ გადასვლის რღვევას, ჩასადენის ღენი მკვეთრად იზრდება და ტრანზისტორი გამოდის მწყობრიდან. u_D ძაბვის შემდგომი ზრდა იწვევს გადარიბებული ფენის შეხების წერტილების გადანაცვლებას წყაროს სიდრმისაკენ.

ამგვარად ბიპოლარული ტრანზისტორებისაგან განსხვავებით, რომელშიც გამოსავლის ღენი განისაზღვრება შესავლის ღენით, საველე ტრანზისტორებში გამოსავლის ღენი I_C დამოკიდებულია მმართველი ელექტროდის, ჩამკეტის u_C ძაბვაზე. $I_D(u_C)$ დამოკიდებულებას ტრანზისტორის გასავლის მახასიათებელი ეწოდება. ტრანზისტორის გასავლის მახასიათებლის გადაღება შეიძლება $u_D = const$ პირობებში (ნახ.33.4 ბ).

§34. ტირისტორი

ტირისტორი - ეს არის ნახევარგამტარული ხელსაწყო, რომელსაც გააჩნია სამი ან მეტი $p - n$ გადასვლა და მუშაობს ორ მდგრად მდგომარეობაში - ღია ან ჩამკეტ მდგომარეობაში.

დიოდური ტირისტორის სტრუქტურა (ე.წ. დინისტორი) კიდურა არეებიდან ორი გამომყვანით (ანოდური A კათოდური K) ნაჩვენებია ნახ.32.1. ა)-ზე:

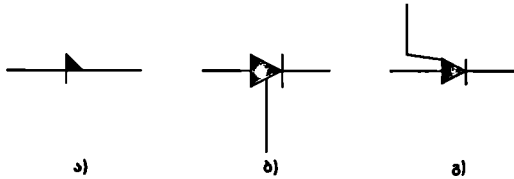


ნახ.34.1. ა) დინისტორი - ტირისტორი, კიდურა არეებიდან ორი გამომყვანით; ბ) ტრიოდული ტირისტორი

ხოლო ტრიოდული ტირისტორი სამი გამომყვანით (ანოდი A , კათოდური K და მართვადი ელექტროდი u_g) მოცემულია ნახ.34.1 ბ)-ზე. ამ ხელსაწყოების პირობითი აღნიშვნები მოცემულია ნახ.34.2.-ზე.

განვიხილოთ დინისტორის გადართვის პროცესი გამტარებლობის მდგომარეობაში. ძირითადი ძაბვა ნაწილდება G_1, G_2, G_3 გადასვლებზე. ამასთან, ძაბვის დიდი ნაწილი მოდის G_2 - გადასვლაზე, რადგან მისთვის ეს ძაბვა არის უკუძაბვა. u_{np} ძაბვის ზრდას თან ახლავს სამივე გადასვლის ძაბვათა ზრდა. u_{np} -ს გარკვეული მნიშვნელობისას G_1 , და G_3 - გადასვლებზე ძაბვა აღწევს ისეთ მნიშვნელობას, რომ მათი პირდაპირი ღენები იწვევს მუხტის არაძირითადი გადამტანების კონცენტრაციის მნიშვნელოვან ზრდას n_1 და p_2 არეებში და იზრდება G_2 გადასვლის უკუღენი. პროცესი ვითარდება ზვავრად და მთავრდება დინისტორის გადართვით გამტარებლობის მდგომარეობაში. ღია მდგომარეობაში

დინისტორის I_{np} დენი განისაზღვრება R_H დატვირთვის წინააღობით, რადგან მისი ძაბვა სულ რაღაც 1 – 2.5 ვოლტია, ხოლო u_{np} ძაბვა შეიძლება აღწევდეს რამდენიმე კილოვოლტს.



ნახ.34.2. სავულ-არხული ტრანზისტორების პირობითი აღნიშვნები. ა) დინისტორი; ბ) მართვადი გამმართველი; გ) გამმართველი ჩამკეტი ტრისტორით

ტრისტორი იმართება მართვის დენით, u_{np} ძაბვის ნებისმიერი მნიშვნელობისას. მართვადი დენის გაჩენა (ეს არის G_3 - გადასვლის პირდაპირი დენი) იწვევს p_2 არეში მუხტის არაძირითადი გადამტანების კონცენტრაციის ზრდას, რაც თავის მხრივ, განაპირობებს ამ გადასვლის წინააღობისა და მასზე ძაბვის ვარდნის მკვეთრ შემცირებას. შესაბამისად, იზრდება ძაბვათა ვარდნა G_1 და G_3 - გადასვლებზე, ე.ი. იქმნება ანალოგიური პირობები, რომლის დროსაც დინისტორის მუშაობა შეესაბამება ზეაქტურ პროცესს. ტრისტორის ძირითადი პარამეტრებია:

- ჩაკეტილ მდგომარეობაში დასაშვები მუდმივი ძაბვის მაქსიმუმი (u_{Rmax});
- ღია მდგომარეობაში დასაშვები მუდმივი დენის ნაქსიმუმი (I_{Lmax});
- დაკარგული სიმძლავრის მაქსიმუმი ($P_{გა max}$);
- მუდმივი უკუძაბვის მაქსიმუმი ($u_{კუ max}$);
- ღია მდგომარეობაში მუდმივი ძაბვა ($u_{ღ}$);
- შეკავების დენი ($I_{გ}$) - ანოდის უმცირესი დენი, რომელიც აუცილებელია ხელსაწყოს ღია მდგომარეობაში შეკავებისათვის.

თანამედროვე პირობებში ფართო გავრცელება ჰპოვეს ასევე სიმეტრიულმა ტრიოდულმა ტრისტორებმა, რომლებიც სიგნალის მიწოდებისას ირთვება როგორც პირდაპირი, ასევე უკუ მიმართულებით.

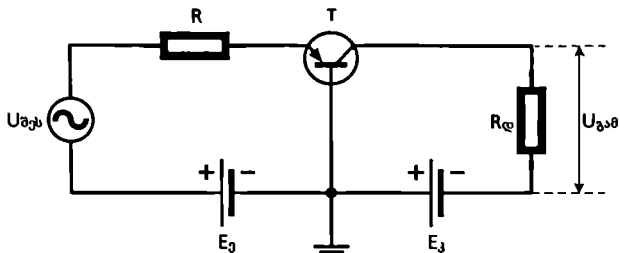
§35. ტრანზისტორის მუშაობის დინამიკური რეჟიმი

ტრანზისტორის ელექტრონულ წრედში დენი დამოკიდებულია ემიტერის ძაბვაზე. მაშასადამე, ტრანზისტორში შესაძლებელია ემიტერის ძაბვის ცვლილებით კოლექტორის დენის მართვა. ტრანზისტორის ეს თვისება საშუალებას გვაძლევს გამოვიყენოთ იგი ელექტრული რხევების გასაძლიერებლად.

ტრანზისტორის გამაძლიერებელი რხევების თვისებების რეალიზაციის მიზნით ძაბვის წყაროს რთვენ წრედის შესავალზე, ხოლო დატვირთვის წინააღობას კი გამოსავალზე. ტრანზისტორი გამაძლიერებელ კასკადში შეიძლება ჩაერთოს სხვადასხვანაირად, კერძოდ: საერთო ბაზით, საერთო ემიტერით და საერთო კოლექტორით.

განვიხილოთ გამაძლიერებელ კასკადში ტრანზისტორის მუშაობა, როცა ის ჩართულია საერთო ბაზით (ნახ.35.1.).

ტრანზისტორის მუშაობის რეჟიმს, როდესაც შესავლის ძაბვის ცვლილებისას იცვლება გამოსავლის წრედის ძაბვა და დენები დინამიკური რეჟიმი ეწოდება.



ნახ.35.1. T ტრანზისტორის ჩართვა საერთო ბაზით გამაძლიერებელ კასკადში

როგა ტრანზისტორის შესავალზე არ არის მოდებული ძაბვა ე.ი. $u_{გეს} = 0$, მაშინ ემიტერის წრედში მოქმედებს მხოლოდ მუდმივი $E_გ$ ძაბვა და გადის მუდმივი $I_გ$ დენი, რომელიც გაივლის რა ტრანზისტორის $R_დ$ დატვირთვაში წარმოქმნის მასზე ძაბვის ვარდნას:

$$u_გ = I_გ R_დ, \quad (35.1)$$

ამის გამო, კოლექტორის ძაბვა ნაკლებია კვების $E_კ$ ძაბვაზე სიდიდით:

$$\Delta u = \Delta I_კ R_დ. \quad (35.2)$$

თუ ემიტერის წრედში ჩავრთავთ ცვლად შესავლის ძაბვას, მაშინ ემიტერსა და ბაზას შორის იმოქმედებს ჯამური ძაბვა:

$$E_გ + u_{აგ} \sin(\Omega t). \quad (35.3)$$

შესავლის ძაბვის დადებითი ნახევარპერიოდისათვის ემიტერის დენი იზრდება $\Delta I_გ$ სიდიდით. ემიტერის $\Delta I_გ$ ნაზრდი იწვევს კოლექტორის დენის ნაზრდს:

$$\Delta I_კ = K_t \Delta I_გ.$$

შეფარდებას:

$$K_t = \frac{\Delta I_კ}{\Delta I_გ} \quad (35.4)$$

დენის მიმართ გამაძლიერების დინამიკური კოეფიციენტი ეწოდება. კოლექტორის დენი პრაქტიკულად განისაზღვრება ემიტერის დენით და თითქმის არ არის დამოკიდებული კოლექტორის ძაბვაზე. კოლექტორის დენის ნაზრდი წარმოქმნის დატვირთვის ბოლოებზე (წინააღმდეგობაზე) ძაბვის ვარდნას:

$$\Delta u_დ = \Delta I_კ R_დ. \quad (35.5)$$

დატვირთვაზე ძაბვის ნაზრდი აღემატება შესავლის ძაბვის ნაზრდს: $\Delta u_დ > \Delta u_{აგ}$, რადგან დატვირთვის წინააღმდეგობა მეტია შესავლის წინააღმდეგობაზე: $R_დ \gg R_{აგ}$. სწორედ ამ გარემოებას ეფუძნება ტრანზისტორის გამოყენება გამაძლიერებელ კასკადებში. სიდიდეს:

$$K_u = \frac{\Delta u_დ}{\Delta u_{აგ}} = \frac{\Delta I_კ R_დ}{\Delta I_გ R_{აგ}}, \quad (35.6)$$

ძაბვის მიმართ გაძლიერების დინამიკური კოეფიციენტი ეწოდება. $R_{ფ}$ - ტრანზისტორის შესავლის წრედის წინაღობაა. ე.ი. ის წარმოადგენს ტრანზისტორის ემიტერ-ბაზის წინაღობას.

რადგან $\Delta I_3 \approx \Delta I_0$, ამიტომ:

$$K_u = \frac{R_{ფ}}{R_{ფ3}}. \quad (35.7)$$

საერთო ბაზის მქონე წრედებისათვის ძაბვის მიმართ გვ 1-ზე მეტია: $K_u > 1$.

ტრანზისტორი, გამაძლიერებლის კასკადში, აღიწერება დინამიკური მახასიათებლებით. ტრანზისტორის დინამიკური მახასიათებლები გრაფიკულად გამოსახავს ტრანზისტორის ღენებისა და ძაბვების ურთიერთდამოკიდებულებას, როგა გამოსავლის წრედში ჩართულია დატვირთვა. მაშასადამე, მნიშვნელოვანია გამოსავლის დინამიკური მახასიათებლის აგება. იგი აიგება გამოსავლის სტატისტიკურ მახასიათებელთა ოჯახზე დატვირთვის წრფის საშუალებით. დატვირთვის წრფეს ავაგებთ, კოლექტორული წრედისათვის ჩაწერილი კინეზოფის მეორე წესის შესაბამისად:

$$u_3 = E_3 - I_3 R_{ფ}. \quad (35.8)$$

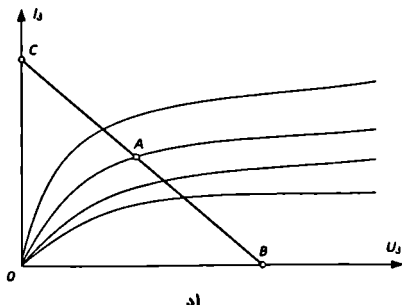
დინამიკური მახასიათებლის აგებისათვის დატვირთვის წრფეზე საჭიროა განისაზღვროს ორი წერტილი. გავეთვლებთ რა ღენის ძალას ნულს მივიღებთ B წერტილს (ნახ.35.2, B წერტილი). კერძოდ:

$$I_3 = 0 \rightarrow u_3 = E_3.$$

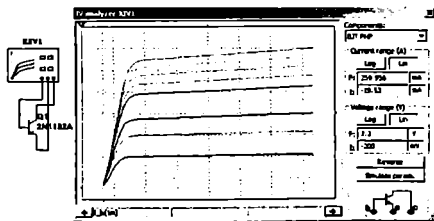
კოლექტორის ძაბვის ნულთან გატოლებისას, მივიღებთ მეორე C წერტილს (ნახ.35.2, C წერტილი). ე.ი.:

$$u_3 = 0 \rightarrow I_3 = \frac{E_3}{R_{ფ}}.$$

B და C წერტილებზე გამავალი წრფე არის დატვირთვის წრფე. ამ წრფის სტატისტიკურ მახასიათებლებთან გადაკვეთის გეომეტრიულ წერტილთა ერთობლიობას ეწოდება ტრანზისტორის გამოსავლის დინამიკური მახასიათებელი.



ა)



ბ)

ნახ.35.2. ა) ტრანზისტორის გამოსავლის დინამიკური მახასიათებელი, ბ) Generic-ის მიერ წარმოებული 2N1132A მარკის ტრანზისტორის დინამიკური მახასიათებელი გადაღებული National Electronic-ის Multisim სიმულატორში

ტრანზისტორის შესავლის დინამიკური მახასიათებელი მიიღება შესაბამისი წერტილების შესავლის სტატისტიკურ მახასიათებლებზე გადატანით.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

§36. გამმართველები

გამმართველები წარმოადგენენ მოწყობილობებს, რომლებიც უზრუნველყოფენ ცვლადი დენის გარდაქმნას მუდმივ დენად. მუდმივი დენი კი ფართოდ გამოიყენება სხვადასხვა დანიშნულებით, იქნება ეს, სატრანსპორტო საშუალებები, ელექტრომოწყობილობების კვების ბლოკები თუ სხვა.

გამმართველებში ცვლადი დენის მუდმივ დენად გარდაქმნისათვის გამოიყენება სხვადასხვა სახის ელექტრული სარქველები¹⁸, როგორიცაა: ვაკუუმური (კენოტრონები), ნახევარგამტარული და იონური (გაზოტრონები, ტირატრონები და სხვა) ელექტრული სარქველები. თითოეული სარქველი ძირითადად ხასიათდება:

- დენის ძალის ამპლიტუდით;
- დენის ძალის საშუალო მნიშვნელობით;
- უკუძაბვის ამპლიტუდით;
- შიგა წინააღობით.

ელექტრული სარქველის დენის ძალის ამპლიტუდა შეიძლება გაუტოლდეს ნაჯერობის დენის მნიშვნელობას, თუ მაგალითად, ვიყენებთ კენოტრონებს ვოლფრამის კათოდით, ან აღწევდეს კათოდის რღვევის მნიშვნელობას, თუ ვიყენებთ გაზოტრონებს ან ტირატრონებს, რომელთა კათოდიც დაფარულია ჟანგბადის ფენით.

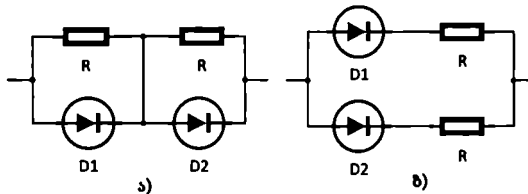
დენის ძალის საშუალო მნიშვნელობა განსაზღვრავს ელექტრული სარქველის სითბურ მოქმედებას, რადგან მისი ზრდა იწვევს სარქველის გაღახურებას. უკუძაბვის ამპლიტუდა წარმოადგენს ძაბვის ყველაზე დიდ მნიშვნელობას, რომელიც შეიძლება მოდებული იქნას ელექტრულ სარქველზე უკუმიმართულებით, ისე, რომ არ გამოიწვიოს ელექტრული სარქველის მწყობრიდან გამოსვლა. რაც შეეხება შიგა წინააღობას იგი განსაზღვრავს ენერგიის დანაკარგებს სარქველში. როგორც წესი, ელექტრული სარქველის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი არაწრფივია, ე.ი. მისი შიგა წინააღობა არ არის მუდმივი. რაც უფრო მცირეა სარქველის შიგა წინააღობა, მით უფრო ეკონომიურია გამმართველი, რადგან მცირეა ენერგეტიკული დანაკარგები.

დიდი სიდიდის დენის ძალის გამმართველებს ძირითადად სელენის სარქველები წარმოადგენს, რომლებიც პარალელურად არიან ჩართულნი ერთმანეთთან. მაღალი ძაბვის მისაღებად მათ პირიქით,

¹⁸ ელექტრული სარქველი (Electric valve) - ლიტერატურაში იშვიათად შევხვდებით ტერმინს ვენტილი, თუმცა ჩვენ შეუჯერდებით ტერმინზე სარქველი. ელექტრული ხელსაწყოები (მილაკები, დიოდები, ტრანზისტორები) ელექტრული დენის მიმართ სარქველის ფუნქციას ასრულებენ. ისინი გარკვეულ პირობებში რჩებიან ჩაკეტილი, როგორც სარქველი. ტრანზისტორს აქვს ორმაგი სარქველის ფუნქცია. ჩვეულებრივ ჩაკეტილია ბაზა-ემიტერის (ბაზის სარქველი) და კოლექტორი-ემიტერი (კოლექტორის სარქველი). თუ ბაზას ემიტერთან შედარებით ეწევა მაღალი პოტენციალი ისწავება ბაზის სარქველი, მაგრამ ამავედროულად ისწავება კოლექტორის სარქველი თითქმის ბაზისა და კოლექტორის სარქველი ხისტადაა ერთმანეთთან დაკავშირებული. ბაზა-ემიტერის დენს დავმატება კოლექტორი-ემიტერის უფრო ძლიერი დენი და მამასადაშე ტრანზისტორი, როგორც სარქველი მთლიანად გახსნილია.

თავი VIII. ელექტრული გარდაქმნელები

მიმდევრობით აერთებენ. პარალელურად შეიძლება შევართოთ ერთი კლასის ელექტრული სარქველები, რადგან მათი ვოლტ-ამპერული მახასიათებლები ერთმანეთს ემთხვევა, ხოლო მიმდევრობით შეიძლება შევართოთ ერთი კლასის საქრელი, რომელთა უკუძაბვის ემთხვევა ერთმანეთს.

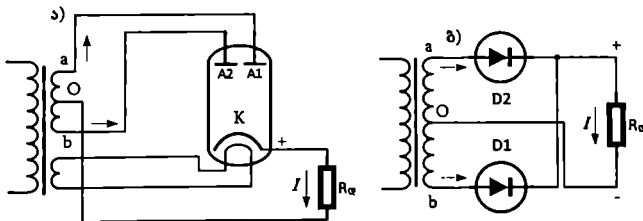


ნახ.36.1. გამმართველი სარქველების ჩართვის სქემები: ა) მიმდევრობითი შეერთება, ბ) პარალელური შეერთება

გამმართველის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი ძლიერ არის დამოკიდებული იმ ნახევარგამტარულ მასალაზე, რომლისგანაც ის არის დამზადებული. მაგალითად, გერმანიუმისა და სილიციუმის ნახევარგამტარულ გამმართველებს მკვეთრად განსხვავებული ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი აქვთ. ამასთან მათი მახასიათებლები ძლიერ იცვლება ტემპერატურის მიხედვით. ამიტომ სხვადასხვა კლასის გამმართველების მიმდევრობითი შეერთებისას უკუძაბვის გათანაბრების მიზნით იყენებენ მაშინტირებელ რეზისტორებს (ნახ.36.1 ა), ხოლო პარალელური შეერთებისას - დამატებით რეზისტორებს (ნახ.36.1 ბ).

გამმართველებში ელექტრული სარქველები შეიძლება ჩაირთოს განსაზღვრული სქემებით, რომლებიც გამმართველის გამოსავალზე ქმნიან გამართულ ძაბვას. ასეთი გამართველები შეიძლება განვასხვავოთ გამართვის ციკლების რაოდენობით. მაგალითად, ნახევარპერიოდული გამმართველი შეიცავს მხოლოდ ერთ დიოდს ან ერთ ანოდთან მილაკს. აღსანიშნავია, რომ ნახევარპერიოდული გამმართველები პრაქტიკაში თითქმის არ გამოიყენება რადიო ნაკლოვანებების გამო. სწორედ, ამიტომ ჩვენ განვიხილავთ ორნახევარპერიოდული გამმართველებს.

ნახ.36.2 ა)-ზე მოცემულია ორნახევარპერიოდული გამმართველი ორანოდის კენოტრონული მილაკით, ხოლო ნახ.36.2 ბ)-ზე კი ორნახევარპერიოდული გამმართველი ნახევარგამტარული დიოდებით.

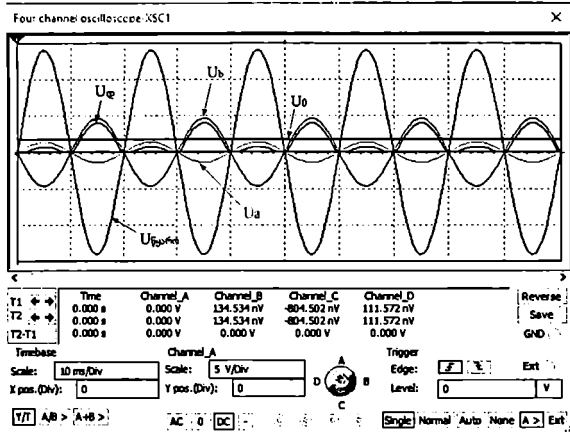


ნახ.36.2. ორნახევარპერიოდული გამმართველის სქემები: ა) მილაკიანი (კენოტრონი) გამმართველი, ბ) ნახევარგამტარული გამმართველი

პერიოდის ნახევარში მეორად გრავილიზმი აღძრული ემმ მიმართულია ქვემოდან ზემოთ. ა წერტილს (ნახ.36.2 ა) ან D1 დიოდს (ნახ.36.2 ბ) ექნება დადებითი პოტენციალი და დენი ა წერტილიდან A1 ანოდის (D1 დიოდის) გავლით მიადნებს $R_{\text{გ}}$ - დატვირთვას. წრელი შეიკრება O წერტილში. ემმ-ის მიმართულების შეცვლისას დენი b წერტილიდან A2 ანოდის (D2 დიოდის) გავლით მიადნებს $R_{\text{გ}}$ -

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

დატვირთვის წინადასას და წრედი კვლავ, შეიკრება 0 წერტილში. როგორც ვხედავთ დატვირთვაში დენი უცვლელი მიმართულებით მიედინება, თუმცა ტრანსფორმატორის მეორადი გრანგის a და b წერტილებში აღძრული ემძ-ები u_a და u_b წანაცვლებულია ფაზით (ნახევარი პერიოდით, იხ. ნახ.36.3), ხოლო ძაბვა დატვირთვაზე მთელი პერიოდის განმავლობაში იქნება დადებითი. იგი მიიღება ტრანსფორმატორის a და b წერტილებში აღძრული ემძ-ების დადებითი ნაწილებისაგან.



ნახ.36.3. ოსცილოგრაფის ჩვენება ძაბვის წყაროზე ($u_{ფარ}$), ორნახევარპერიოდიანი გამმართველის a (u_a) და b (u_b) წერტილებში და დატვირთვაზე (u_0). გამართული ძაბვის ამპლიტუდა ნაჩვენებია მუქანე გასაზღაოებული წრფით (u_0)

როგორც ვხედავთ, ძაბვა დატვირთვაზე მუდმივი არაა, იგი პულსირებს, ისევე როგორც დენის ძალა, თუმცა გამმართველმა შეძლო ძაბვის უარყოფითი მნიშვნელობების ჩამოცილება. ორნახევარპერიოდიანი გამმართველის წრელები მხოლოდ ერთ ანოდთან მილაკს ან მხოლოდ ორ დიოდს საჭიროებს, მაგრამ მას, ამ უპირატესობის მიუხედავად, აქვს რიგი ნაკლოვანებანი. კერძოდ, ადგილი აქვს ძაბვის ცვლადი მდგენლის დიდ მნიშვნელობას. აუცილებელია ტრანსფორმატორის მეორადი გრანგის მუანერტილის პოვნა, რათა პულსირებულ ამპლიტუდებს შორის განსხვავება არ გვექნოდეს. ასეთ გამმართველებში, როგორც წესი, ადგილი აქვს უკუძაბვის დიდ მნიშვნელობას:

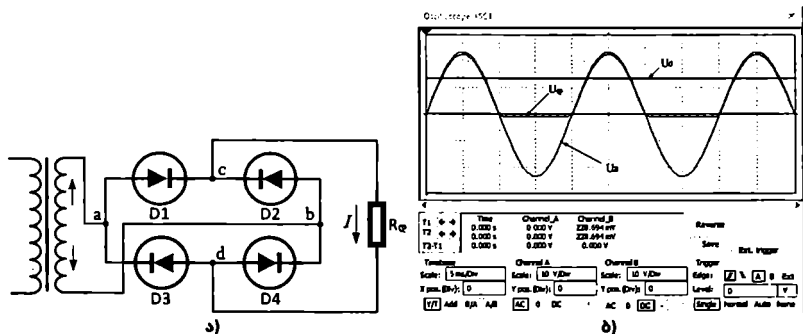
$$u_{კუ} = 2u_m = 3.14u_0, \quad u_m = 0.67u_0,$$

სადაც, 0.67 – პულსაციის კოეფიციენტი. დატვირთვაზე ძაბვის ცვლილების პერიოდი ორჯერ მცირეა წყაროზე ძაბვის ცვლილების პერიოდზე. შესაბამისად, დატვირთვაზე პულსაციების სიხშირე ორჯერ მეტია წყაროს სიხშირეზე.

პრაქტიკაში ეფექტურად იყენებენ ერთფაზიან გამმართველს, რომელიც შეიცავს ოთხ დიოდს. გამმართველის სქემა მოცემულია ნახ.36.4 ა)-ზე. გამმართველის ერთ დიაგონალურ ბოლოებზე (a და b წერტილებში) უერთდება მეორადი გრანგის კოქა, ხოლო მეორე დიაგონალის ბოლოებზე (c და d წერტილებში) კი დატვირთვა. როდესაც მეორად გრანგში წარმოიქმნება დენი ქვემოდაც ზემოთ (ნახაზზე ნაჩვენებია ლურჯი ისრით), ის გაივლის D1 დიოდს, R_0 დატვირთვას და გადანაწილდება D3

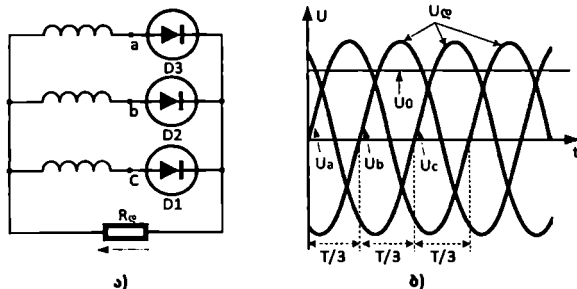
თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

და D4 დიოდებზე. ხოლო, როცა ტრანსფორმატორის მეორად გრაგნილში წარმოიქმნება დენი მიმართული ზემოდან ქვემოთ (ნახაზზე ნაჩვენებია მწვანე ფერით), მაშინ დენი გაივლის D2 დიოდს, R_{Σ} დატვირთვას და კვლავ გადანაწილება D3 და D4 დიოდებზე.



ნახ.36.4. ა) ერთფაზიანი დიოდური გამმართველი, ე.წ. დიოდური ბოგირი, ბ) ცვლადი ძაბვა ტრანსფორმატორის მეორად გრაგნილში ა) წერტილში u_a (წითელი მრუდი), გამართული ძაბვა დატვირთვაზე u_{Σ} (ლურჯი მრუდი), გამართული ძაბვის ამპლიტუდის მნიშვნელობა u_0 (მწვანე წრე)

ამრიგად, დატვირთვაში დენის მიმართულება არ იცვლება, მაგრამ იცვლება სიდიდე. ძაბვების დროში ცვლილების მრუდები ისეთივეა, როგორიც გვექნა ორნახევარპერიოდიანი გამმართველის შემთხვევაში (იხ. ნახ.36.3). დატვირთვის ძაბვის სიხშირე ორჯერ აღემატება წყაროს სიხშირეს $f_{\Sigma} = 2f$. დიოდური ბოგირის სქემაში საჭირო არ არის მეორადი გრაგნილის მუა წერტილის (ნულოვანი პოტენციალის) გამოყვანა. ამასთან, დიოდური ბოგირი, როგორც გამმართველის უკუძაბვის მნიშვნელობა მცირეა, ვიდრე ორნახევარპერიოდიანი გამმართველის სქემისას: $u_{\Sigma} = u_m = 1,57u_0$, რაც მის უპირატესობად შეიძლება ჩაითვალოს, მაგრამ აქვს ერთი ნაკლი, საჭიროებს ოთხ დიოდს.



ნახ.36.5. ა) გამმართველის სამფაზიანი სქემა, ბ) სამფაზიანი ტრანსფორმატორის მეორად გრაგნილებში ძაბვის ცვლილება: ა წერტილში - u_a (წითელი მრუდი), ბ წერტილში - u_b (მწვანე მრუდი), ც წერტილში - u_c (ლურჯი მრუდი), გამართული ძაბვის ამპლიტუდა - u_0 (ისიფერე წრე)

გამმართველის სამფაზიან სქემაში (ნახ.36.5 ა) სამი სარქველი შეერთებულია მეორად გრაგნილებთან, ხოლო ბოლოები საერთო წერტილით უერთდება დატვირთვას. სამფაზიანი ტრანსფორმატორის მეორად გრაგნილებში ძაბვის ამპლიტუდა ერთმანეთს უტოლდება, ისინი მხოლოდ ფაზით

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

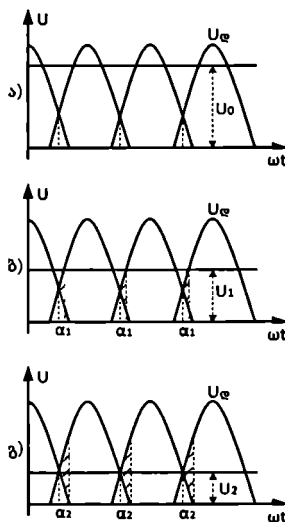
არიან წანაცვლებულნი $T/3$ პერიოდით (ნახ.36.5 ბ). დატვირთვაზე დაბვის ცვლილების პერიოდი სწორედ $T/3$ -ის ტოლია, ხოლო სიხშირე შესაბამისად, იქნება $3f$. დატვირთვაზე ცვლადი დაბვის პულსაციის ამპლიტუდა არის: $u_{m-} = 0.25u_0$, რომელიც დაახლოებით 2.5-ჯერ მცირეა, ვიდრე ორნახევარპერიოდიანი გამმართველის (ნახევარგამტარული ბოგირის) შემთხვევაში. სამფაზიანი გამმართველის შემთხვევაში უკმაბაა არის: $u_{კკ} = 2.1u_0$. თუ სამფაზიანი გამმართველი შეიცავს მართვად სარქველებს, მაშინ დატვირთვაზე შეიძლება დაბვის რეგულირება. არარეგულირებადი სარქველი დენს მხოლოდ ერთი მიმართულებით ატარებს. რეგულირებადი სარქველი, შეიძლება მაშინაც კი იყოს ჩაკეტილი, როცა შესავალს უფრო მაღალი პოტენციალი მიეწოდება გამოსავალთან შედარებით, ვიდრე პოტენციალი არ მიადნებს განსაზღვრულ მნიშვნელობას.

როგორც წესი, არარეგულირებად სარქველს მიეკუთვნება დიოდი, ხოლო რეგულირებადი სარქველია მაგალითად - ტირისტორი. თუ სამფაზიანი გამმართველში დიოდების ნაცვლად ტირისტორებს ჩავრთავთ და შევცვლით მათი გახსნის დროის მომენტებს, მაშინ ცხადია, გამართული დაბვა შეიცვლება. პერიოდის იმ ნაწილს, რომლის განმავლობაშიც ტირისტორი ჯერ კიდევ ჩაკეტილია, მიუხედავად იმისა, რომ მის შესავალზე პოტენციალი აღემატება გამოსავალზე პოტენციალს, ეწოდება რეგულირების კუთხე: $\alpha = \omega t$.

არარეგულირებადი დიოდების შემთხვევაში $\alpha = 0$ და თითოეული სარქველი იხსნება მაშინვე, როგორც კი დიოდების შესასვალზე წარმოიქმნება დადებითი პოტენციალი (ნახ.36.6 ა). რეგულირების კუთხის გაზრდით $\alpha_1 > 0$, სარქველი, პერიოდის იმ ნაწილში სანამდე არ მიადნებს რეგულირების კუთხის ამ მნიშვნელობას $\alpha \rightarrow \alpha_1$, იქნება ჩაკეტილი (ნახ.36.6 ბ). დატვირთვაზე გამართული დაბვა მცირდება და ნაცვლად u_0 -ისა ხდება $u_1 < u_0$. რეგულირების კუთხის კვლავ გაზრდით $\alpha_2 > \alpha_1$ (ნახ.36.6 გ), დატვირთვაზე დაბვა, ასევე, მცირდება: $u_2 < u_1 < u_0$. როცა $\alpha \rightarrow \pi$, გამართული დაბვა დატვირთვაზე მიისწრაფვის ნულისაკენ $u_d = 0$.

დატვირთვაზე დაბვის ის ამ გზით რეგულირება ეკონომურია, რადგან არ საჭიროებს დამატებით ენერგიას, თუმცა დაბვის რეგულირებით ძლიერ იზრდება დატვირთვაზე დაბვის პულსაციები. გამართული დაბვა მიიღება u_0 დაბვის მუდმივი და ცვლადი მდგენელებისაგან. ცვლადი მდგენელის u_{m-} ამპლიტუდაც და f_{-} სიხშირეც დამოკიდებულია გამმართველის სქემაზე. პრაქტიკა აჩვენებს, რომ დაბვის ცვლადი მდგენელის ამპლიტუდა და სიხშირე გამოისახება თანაფარდობებით:

$$u_{m-} = \frac{2u_0}{n^2 - 1}, \quad f_{-} = nf, \quad (36.1)$$



ნახ.36.6. რეგულირებადი გამართული დაბვის მრუდები: ა) როცა $\alpha = 0$, ბ) როცა $\alpha_1 > 0$, გ) როცა $\alpha_2 > \alpha_1 > 0$

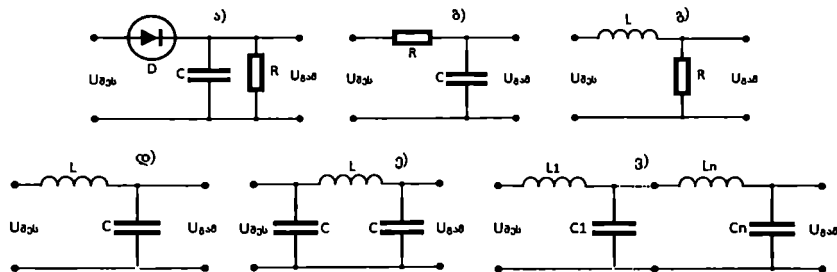
თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

სადაც π - ფაზათა რიცხვია. მაგალითად, ორფაზიანი, ორნახევარპერიოდისანი გამმართველი სქემებისათვის (ასევე, დიოდური ბოგირის შემთხვევაში): $u_{m-} = 0.67u_0$, $f_- = 2f$, სამფაზიანი სქემებისათვის: $u_{m-} = 0.25u_0$, $f_- = 3f$. ეს დამოკიდებულება არ გამოდგება ერთნახევარპერიოდისანი სქემებისათვის, რომლებისათვისაც ძაბვის ცვლადი მდგენელის სიდიდე მნიშვნელოვანია: $u_{m-} = 1.57u_0$, $f_- = f$.

ცვლადი ძაბვის პულსაციები უარყოფით გავლენას ახდენს გამართულ ღენზე. ზრდის დანაკარგებს, ქმნის ელექტრულ ხმაურს და ა.შ. ამიტომ გამართული ძაბვა, როგორც წესი, პირდაპირ არ მიეწოდება მომხმარებელს. საჭიროა ძაბვის პულსაციების შემცირება, რისთვისაც გამოიყენება ე.წ. გამწმენდი ფილტრები. გამწმენდი ფილტრების ხარისხი განისაზღვრება გაწმენდის კოეფიციენტით, რომელიც ფილტრის შესავალზე ძაბვის ცვლადი მდგენელის ამპლიტუდის, გამოსავალზე ძაბვის ამპლიტუდასთან შეფარდების ტოლია:

$$q = \frac{u_{ფეს, m-}}{u_{გამოს, m-}}. \quad (36.2)$$

გამწმენდი ფილტრები შეიძლება იყოს სამი სახის: ტევადური, ინდუქციური და ტევადურ-ინდუქციური. ნახ.36.7 ა)-ზე წარმოდგენილია ტევადური ფილტრი, რომელშიდაც ტევადობა ჩართულია დატვირთვის პარალელურად. ძაბვა დატვირთვის და კონდენსატორის ბოლოებზე ერთი და იგივეა. როცა, ტრანსფორმატორის მეორად გრადენილზე ძაბვა აღემატება დატვირთვაზე ძაბვას $u_2 > u_{დ}$, მაშინ D სარქველი ღიაა და მისი გავლით გადის ღენი: $i_D = i_C + i_{დ}$, რომელიც ნაწილდება კონდენსატორში და დატვირთვაზე. i_C - მუხტავს კონდენსატორს, ხოლო $i_{დ}$ - კვებას დატვირთვას. კონდენსატორის დამუხტვისას $u_{დ}$ - იზრდება. როცა: $u_2 < u_{დ}$, სარქველი იკეტება, მაგრამ იწყება კონდენსატორის გან-მუხტვა დატვირთვაზე (ძაბვა დატვირთვაზე და კონდენსატორის ბოლოებზე მცირდება).



ნახ.36.7. გამწმენდი ფილტრების სქემები: ა) ტევადური, ბ) რეზისტორულ-ტევადური, გ) ინდუქციურ-ტევადური, დ) Π-მსგავსი ინდუქციურ-ტევადური, ე) მრავალკვანძოვანი ინდუქციურ-ტევადური

ორნახევარპერიოდისანი სქემებისათვის ფაზის მუშაობის ხანგრძლივობა მცირეა პერიოდის ნახევარზე და დამოკიდებულია, როგორც კონდენსატორის ტევადობაზე, ასევე დატვირთვის წინააღობაზე. კონდენსატორის ჩართვისას გამართული ძაბვის პულსაციები მცირდება. ეს შემცირება უფრო საგრძნობი იქნება, რაც უფრო დიდი იქნება კონდენსატორის ტევადობა.

მცირე სიმძლავრის გამმართვებში ძირითადად გამოიყენება RC ფილტრები (ნახ.36.7 ბ). გამწმენდის კოეფიციენტი ამ შემთხვევაში არის:

$$q = \frac{u_{ფეს, m-}}{u_{გამოს, m-}} = n\omega RC, \quad (36.3)$$

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

სადაც π - გამმართველის ფაზათა რიცხვია, $\omega = 2\pi f$ - წყაროს კუთხური სიხშირეა.

ინდუქციურ ფილტრებში (ნახ.36.7 გ) ძაბვის პულსაციების გაწმენდა შესაძლებელია, მხოლოდ მაშინ, როცა კოქას ინდუქციური წინაღობა მნიშვნელოვნად აღემატება დატვირთვის წინაღობას:

$$\pi\omega L \gg R_{\text{დ}}.$$

ინდუქციურ-ტევადური ფილტრები (ნახ.36.7 დ) შედარებით ხშირად გამოიყენება. ამ ფილტრების გამოყენების აუცილებელი პირობაა უტოლობა:

$$\pi\omega L \gg \frac{1}{\pi\omega C}.$$

ე.ი. ძაბვის ცვლადი მდგენელისათვის კოქას ინდუქციური წინაღობა ბევრად მეტი უნდა იყოს ტევადობის წინაღობაზე. LC - ფილტრებისათვის გაწმენდის კოეფიციენტი გამოისახება გამოსახულებით:

$$q = (\pi\omega)^2 LC - 1. \quad (36.4)$$

ნახ.36.7 ე)-ზე წარმოდგენილია Π-მსგავსი ინდუქციურ-ტევადური ფილტრი. ეს ფილტრი პრაქტიკულად არის ორკვანძოვანი. პირველ კვანძს წარმოადგენს ტევადური ფილტრი (მას ასრულებს ტევადობა შესავლის წრედში), ხოლო მეორე კვანძს წარმოადგენს ინდუქციურ ტევადური ფილტრი.

გამართული დენისაღმეტი ძალიან მკაცრი მოთხოვნების შემთხვევაში შეიძლება გამოყენებული იქნას მყისიერად გაწმენდი ფილტრები (ნახ.36.7 ვ). ასეთი ფილტრები წარმოადგენს მრავალკვანძოვან ფილტრებს, რომელთა გაწმენდის კოეფიციენტი მიიღება ცალკეული კვანძის გაწმენდის კოეფიციენტის ნამრავლით ერთმანეთზე:

$$q = q_1 q_2 \dots q_n.$$

სადაც N კვანძების რაოდენობაა.

§37. ძაბვის სტაბილიზატორები

ელექტრომომხარებელი ხელსაწყოები ძალიან მგრძნობიარეა ძაბვის ცვლილებისადმი. ამ ცვლილებებს განაპირობებს ძაბვის პულსაციები, ამიტომ საჭიროა უზრუნველყოფილი იქნას ძაბვის სტაბილიზაცია გარკვეული სიზუსტით. განასხვავებენ პარამეტრული სტაბილიზატორების შემდეგ სახეებს: აირგანმუხტვად მილაკიან და ნახევარგამტარულ (უზრავლეს შემთხვევაში სილიციუმის) სტაბილიტრონებს.

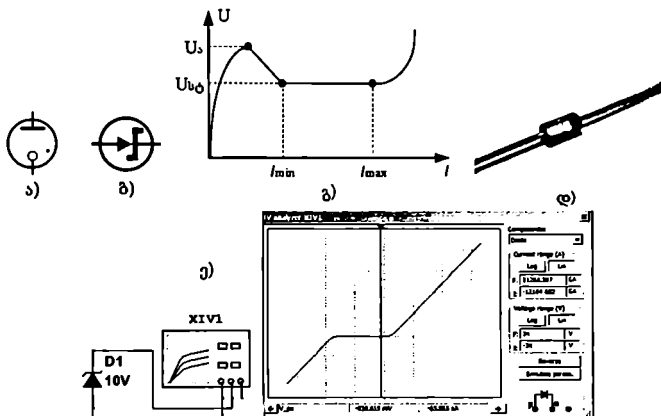
აირგანმუხტვადი სტაბილიტრონები წარმოადგენს მინის მილს, რომელიც სავსეა აირით, როგორიცაა ვერცხლისწყლის ორთქლისა და ნეონის ან ვერცხლისწყლის ორთქლისა და ჰელიუმის ნარევი, ან სხვა. მილის შიგნით მოთავსებულია ორი ელექტროდი, ანოდი და კათოდი.

აირგანმუხტვადი სტაბილიტრონის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა მოცემულია ნახ.37.1 ა)-ზე, ნახევარგამტარული სილიციუმის სტაბილიტრონის პირობითი აღნიშვნა მოცემულია ნახ.37.1 ბ)-ზე. სტაბილიტრონის ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელს ისეთივე სახე აქვს, როგორიც ნებისმიერ აირგანმუხტვადი მოწყობილობის ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელს (ნახ.37.1 გ).

სტაბილიტრონი ხასიათდება: სტაბილიზაციის ძაბვით $u_{\text{სტ}}$, ანთების ძაბვით $u_{\text{კ}}$, იონიზაციის მინიმალური და მაქსიმალური დენის ძალით i_{min} და i_{max} (იონიზაციის მაქსიმალური დენის ძალის სიდიდეს გადჭარბების შემთხვევაში იწყება კათოდის რღვევა), მუშა რეჟიმში ($i_{\text{min}} - i_{\text{max}}$) დინამიკური წინაღობით.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

ნახევარგამტარული სილიციუმის სტაბილიტრონები წარმოადგენს ნახევარგამტარული დიოდების ნაირსახეობას (პირობითი აღნიშვნა მოცემულია ნახ.37.1 ბ). მასში მუხტის გადამტანების რაოდენობა მუდმივად რეგულირებული დიოდში. ამ დიოდებს ხშირად ზენერის (Zener) დიოდს უწოდებენ, ამერიკელი მეცნიერის კლარენს ზენერის (Clarence Zener) პატივსაცემად, რომელმაც პირველად აღმოაჩინა ელექტრული იზოლატორების რღვევის ეფექტი. მოგვიანებით ეს თვისება საფუძვლად დაედო ზენერის დიოდების დამზადებას. ზენერის დიოდს ახასიათებს უკუგარდევის ნომინალური ძაბვა, რომელსაც ზენერის ძაბვა ეწოდება (U_{z}). ზენერის დიოდი, იგივე სტაბილიტრონი, პირდაპირი მიმართულებით ატარებს მხოლოდ დაახლოებით 0,7 ვ ძაბვას, როგორც ჩვეულებრივი სილიციუმის დიოდი. გარდევის არეში, ნულსა და გარდევის ზენერის ძაბვას შორის, დიოდს აქვს მხოლოდ უმნიშვნელო უკუდენი. ზენერის ძაბვის მახლობლად დენი მკვეთრად, თითქმის ვერტიკალურად იზრდება.



ნახ.37.1 ა) აირგანმუხტავი სტაბილიტრონის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა, ბ) აირგანმუხტავი - სტაბილიტრონის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა, გ) სტაბილიტრონის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი, დ) ზენერის დიოდის ფოტოგამოსახულება, ე) ნახევარგამტარული სტაბილიტრონის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი გადღებული Multisim სიმულატორში IV Analyzer - ანალიზატორის გამოყენებით

აირგანმუხტავი და ნახევარგამტარული სტაბილიტრონების ჩართვის სქემები მოცემულია ნახ.37.2-ზე. სილიციუმის სტაბილიტრონებისათვის ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელზე მუშა უბანს წარმოადგენს უკუძაბვის უბანი, რომელიც თითქმის პარალელურია დენის ძალის დერძის და მოთავსებულია ($I_{min} - I_{max}$) შუალედში (ნახ.37.2 ბ).

ძაბვის სტაბილიზატორის შესავალზე მოქმედებს $u_{გვ}$ ძაბვა. ამ ძაბვასა და სტაბილიტრონს შორის მოთავსებულია $R_გ$ ჩამხშობი რეზისტორი. სტაბილიტრონი დატვირთვისადმი პარალელურად ირთვება, ამიტომ ძაბვა სტაბილიტრონზე და ძაბვა დატვირთვაზე ერთმანეთის ტოლია:

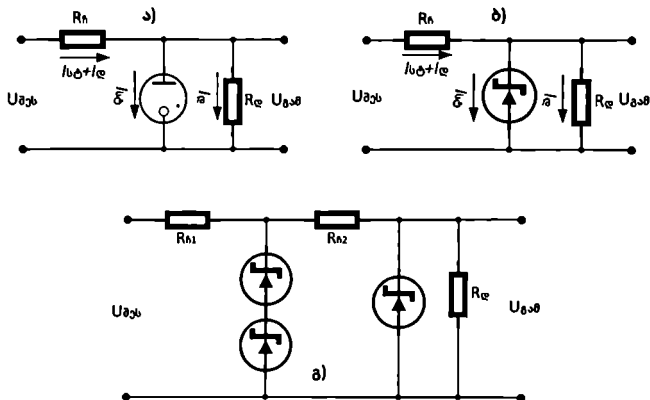
$$u_{ტ} = u_{გ} = u_{გვ} - u_გ,$$

სადაც: $u_გ = R_გ(I_{ტ} - I_{გ})$ - ძაბვის ვარდნა ჩამხშობ რეზისტორზე. სტაბილიტრონის შესავალზე ძაბვის ცვლილებისას. მაგალითად, $u_{გვ}$ - ის გაზრდისას, გაიზრდება ძაბვა სტაბილიტრონზე, რაც იწვევს

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

დენის ზრდას, როგორც სტაბილიტრონში, ასევე ჩამხშობ წინაღობაზე და შესაბამისად, იზრდება ძაბვის ვარდნა ჩამხშობ წინაღობაზე. პირიქით, $u_{გყ}$ -ის შემცირებისას, ადგილი ექნება ჩამხშობ რეზისტორზე ძაბვის ვარდნის შემცირებას.

როგორც აირგანმუხტვადი, ისე ნახევარგამტარული სტაბილიტრონები შეიძლება ჩაირთოს ერთმანეთისადმი მიმდევრობით, რათა მივიღოთ სხვადასხვა ძაბვა დატვირთვაზე (ნახ.37.2 გ). სტაბილიტრონების პარალელურ ჩართვას აზრი არ აქვს, რადგან მათი ვოლტ-ამპერული მახასიათებლები ერთმანეთს არ ემთხვევა და სტაბილიზაციის დიაპაზონში ისინი არ იმუშავებენ.



ნახ.37.2. სტაბილიტრონების ჩართვის სქემები: ა) აირგანმუხტვადი სტაბილიტრონის ჩართვის სქემა, ბ) ნახევარგამტარული (სილიციუმის) სტაბილიტრონის ჩართვის სქემა, გ) ორკასკადიანი სტაბილიტრონის ჩართვის სქემა

სტაბილიზატორების ერთ-ერთი ძირითადი მახასიათებელია სტაბილიზაციის კოეფიციენტი. სტაბილიზაციის კოეფიციენტი ეწოდება სტაბილიზატორის შესავალზე ძაბვის ფარდობითი ცვლილების ფარდობას გამოსავალზე ძაბვის ფარდობით მნიშვნელობასთან:

$$K_{სტ} = \frac{\frac{\Delta u_{გყ}}{u_{გყ}}}{\frac{\Delta u_{გაფ}}{u_{გაფ}}} = \frac{\Delta u_{გყ}}{\Delta u_{გაფ}} \cdot \frac{u_{გაფ}}{u_{გყ}} \quad (37.1)$$

ძაბვის სტაბილიზაციისადმი მკაცრი მოთხოვნების შემთხვევაში, სტაბილიზატორები რამდენიმე საფეხურს - კასკადს მოიცავს, ისე, რომ სტაბილიზატორის სტაბილიზაციის კოეფიციენტი ტოლი იქნება ცალკეული კასკადის სტაბილიზაციის კოეფიციენტის ნამრავლის.

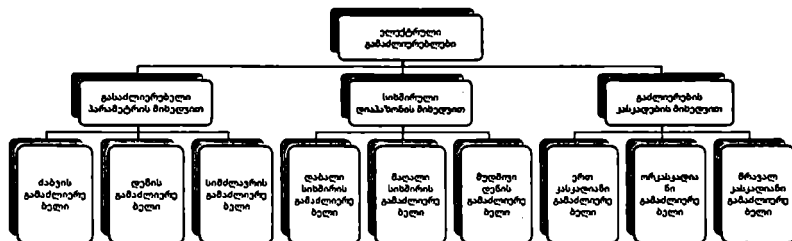
სტაბილიზატორებს, კერძოდ, სტაბილიტრონებს აქვს მაღალი სტაბილიზაციის კოეფიციენტი (რამდენიმე ათეული) და დაბალი მარტივი ქმედების კოეფიციენტი (მქკ). აირგანმუხტვადი და ნახევარგამტარული (სილიციუმის) სტაბილიტრონები გამოიყენება ცვლადი დენის ძაბვის სტაბილიზაციისათვის, რომელთა ფორმაც გამოსავალზე მართკუთხედის ფორმასთან ახლოსაა.

§38. გამაძლიერებლის ძირითადი ტიპები და მათი მახასიათებლები

ელექტრული გამაძლიერებლები განკუთვნილია ძაბვის, დენის ან სიმძლავრის გასაძლიერებლად. სუსტი ელექტრული რხევების გასაძლიერებლად შეიძლება გამოყენებული იქნას აირგანმუხტვადი მილაკები ან ნახევარგამტარული ტრანზისტორები.

ელექტრული გამაძლიერებლები კლასიფიცირდება: გასაძლიერებელი სიდიდის მიხედვით, სიხშირული დიაპაზონის მიხედვით ან გაძლიერების კასკადების (საფეხურების) რიცხვის მიხედვით (დიაგრამა 38.1).

დიაგრამა 38.1. ელექტრული გამაძლიერებლის კლასიფიკაცია



გამოსავლის რხევები შეიძლება გაძლიერდეს ძაბვის, დენის ან სიმძლავრის გამაძლიერებლით. გამაძლიერებლების ძირითადი პარამეტრებია:

- გაძლიერების კოეფიციენტი (გკ);
- გასაძლიერებელი სიხშირული დიაპაზონი;
- გამოსავლის ძაბვა ან სიმძლავრე;
- გამაძლიერებლის მარგი ქმედების კოეფიციენტი (მქკ).

ელექტრული გამაძლიერებელი არის აქტიური ოთხპოლუსა. ოთხპოლუსას წრფივობა აუცილებელია სიგნალის დაუმახინჯებელი გადაცემისათვის.

გამაძლიერებელი ხასიათდება ძაბვის, დენის და სიმძლავრის გაძლიერების კოეფიციენტებით:

$$K_u(\omega) = \frac{U_{\text{გამ}}(\omega)}{U_{\text{შეს}}(\omega)} = K_u(\omega)e^{j\varphi_u(\omega)}, \quad (38.1)$$

$$K_I(\omega) = \frac{I_{\text{გამ}}(\omega)}{I_{\text{შეს}}(\omega)} = K_I(\omega)e^{j\varphi_I(\omega)}, \quad (38.2)$$

$$K_P(\omega) = \frac{P_{\text{გამ}}(\omega)}{P_{\text{შეს}}(\omega)} = K_P(\omega)e^{j\varphi_P(\omega)}. \quad (38.3)$$

$K_u(\omega)$, $K_I(\omega)$ და $K_P(\omega)$ კომპლექსური ფუნქციებია. ე.ი. ისინი ინფორმაციას იძლევიან, როგორც ამპლიტუდის ცვლილების, ისე გამაძლიერებლის გამოსავალზე სიგნალის ფაზის ცვლილების შესახებ.

გამაძლიერებლის მქკ განისაზღვრება გამაძლიერებლის გამოსავლის სიმძლავრის ფარდობით გამაძლიერებლის ყველა კასკადის ჯამურ სიმძლავრესთან:

$$\eta = \frac{P_{\text{გამ}}(\omega)}{P_{\text{გაბური}}(\omega)}. \quad (38.4)$$

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

მრავალკასკადიანი გამაძლიერებლის გკ არის ცალკეული კასკადის გაძლიერების კოეფიციენტის ურთიერთნამრავლი. აღსანიშნავია, რომ კასკადებს შორის კავშირის მიხედვით გამაძლიერებელი შეიძლება იყოს:

- გაღვანური კავშირით;
- რეზისტორულ-ტევადური კავშირით;
- ტრანსფორმატორული კავშირით.

გამაძლიერებლებს ედება ერთი შეუზღუდავ, რომ გაძლიერების დიპაზონში გაძლიერების კოეფიციენტი ცვლილება არ უნდა აღემატებოდეს დასაშვებ ნორმებს.

გაძლიერების კოეფიციენტი, ფარდობითი ერთეულის გარდა, ხშირად ზომიან ღეციბელებშიც. აკუსტიკური მოვლენების შესწავლამ გვიჩვენა, რომ ადამიანის ყურის აღქმა შეიძლება შეფასებული იქნას ლოგარითმით ინტენსივობათა შეფარდებიდან¹⁹. ათჯერადი გაძლიერება ყურის მიერ აღიქმება, როგორც ხმამაღლობის ორჯერ გაძლიერება. ლოგარითმული ფორმით გამოსახული პარამეტრების ერთეული არის ბელი (1 ბელი = 10 დეციბელს. იხ.დანართი 2).

დეციბელში გამოსახული გაძლიერების კოეფიციენტი, ძაბვის, დენის ძალისა და სიმძლავრის მიხედვით, ჩაიწერება გამოსახულებით:

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{U_{\text{გაძ}}}{U_{\text{გკ}}} \right) \text{ დბ, } G = 10 \log_{10} \left(\frac{I_{\text{გაძ}}}{I_{\text{გკ}}} \right) \text{ დბ, } G = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{გაძ}}}{P_{\text{გკ}}} \right) \text{ დბ.} \quad (38.5)$$

გამაძლიერებელში გავლისას ელექტრული სიგნალის ფორმა ირღვევა სიხშირული, ამპლიტუდის თუ ფაზის მოდულაციით გამოწვეული დამახინჯებების გამო. ამიტომ შემოაქვთ მახასიათებლები, რომლებიც ასახავს ამ დამახინჯებებს. სიგნალის დამახინჯების ერთ-ერთი მიზეზი აიხსნება იმით, რომ სქემები რომლებშიც ჩართულია ხელსაწყო, ხშირად შეიცავს, როგორც აქტიურ ისე რეაქტიულ წინაღობებს, ტევადობას ან ინდუქციურობას. გარდა ამისა, თვით ელექტრონულ ხელსაწყოს ყოველთვის გააჩნია პარაზიტული წინაღობა, რომელიც დამოკიდებულია სიხშირეზე, ამიტომ გაძლიერების კოეფიციენტი, ასევე არის სიხშირეზე დამოკიდებული. გამაძლიერებლის მუშა სიხშირეებზე მახასიათებლის არაწრფივობისას გამოსავლის სიგნალის სხვადასხვა სპექტრული კომპონენტი სხვადასხვაგვარად ძლიერდება, რაც იწვევს გამოსავლის სიგნალის ფორმის ცვლილებას შესავალი სიგნალის ფორმასთან შედარებით. დამახინჯება, რომელიც გამოწვეულია სქემაში რეაქტიული წინაღობის არსებობით, იწვევს მისი მახასიათებლის არაწრფივობას. ასეთ დამახინჯებას სიხშირული ან წრფივი დამახინჯება ეწოდება.

სიხშირული დამახინჯება ფასდება სიხშირული დამახინჯების კოეფიციენტით, რომელიც გვიჩვენებს, რამდენჯერ გადაიხრება გაძლიერების კოეფიციენტი კონკრეტულ f სიხშირეზე, შუალედურ სიხშირეზე გაძლიერების კოეფიციენტისაგან:

$$M = \frac{K_{\text{საფ}}}{K_f}, \quad (38.6)$$

სადაც $K_{\text{საფ}}$ - საშუალო სიხშირეებზე გაძლიერების კოეფიციენტი, ხოლო K_f - გასაძლიერებელ f - სიხშირეზე გაძლიერების კოეფიციენტი. ჩვეულებრივ, სიხშირული დამახინჯების კოეფიციენტი $M = 1.25$ -ის ტოლია.

¹⁹ ლოგარითმი ბგერის ინტენსივობისა და ადამიანის სმენადომის მინიმალურ ზღვართან შეფარდებიდან.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

ამპლიტუდური ანუ არაწრფივი დამახინჯება გამოწვეულია ელექტრული მილაკების, ტრანზისტორებისა და დატვირთვის წინაღობის არაწრფივობით და განაპირობებს გასაძლიერებელი სიგნალუბის ფორმების დამახინჯებას.

რაც შეეხება ფაზურ დამახინჯებას, ის განისაზღვრება რა გამოშვალვი სიგნალის ფაზის ცვლილების ფარდობით შემავალი სიგნალის ფაზის ცვლილებასთან, წარმოიქმნება წრედის რეაქტიული ელემენტებით (ინდუქციურობის კოჭა, ტევადობა).

გამაძლიერებლებში გამოსავალ სიგნალს აკავშირებენ შესავალ სიგნალთან და ამ კავშირს უკუკავშირის უწოდებენ. თუ გამაძლიერებლის გამოსავალზე სიგნალი ფაზით ემთხვევა შესავალზე სიგნალს, მაშინ გვ გაიზრდება და უკუკავშირი არის დადებითი, ხოლო პირიქით, როცა მათი ფაზები სხვადასხვაა, მაშინ უკუკავშირის ეწოდება უარყოფითი და გვ მცირდება. აღსანიშნავია, რომ უარყოფითი უკუკავშირი უფრო სტაბილურს ხდის გამაძლიერებლის მახასიათებლებს, ამცირებს რა არაწრფივ დამახინჯებებს, რაც აიხსნება იმით, რომ ყოველი პარამონიკი, რომელიც სიგნალის ფორმას ამახინჯებს, გაძლიერების შემდეგ ხდება უკუკავშირის წრედში და მოედება გამაძლიერებლის შესავალს საწინააღმდეგო ფაზით, რაც იწვევს დამახინჯების კომპენსაციას.

ელექტრულ მილაკზე აგებული გამაძლიერებლის შემთხვევაში, აუცილებელია, რომ მილაკის ბადეს ჰქონდეს უარყოფითი პოტენციალი კათოდის მიმართ, რადგან დადებითი პოტენციალის შემთხვევაში ბადეზე წარმოიქმნება ე.წ. ბადური წერტილები, რომლებიც ამახინჯებენ გასაძლიერებელ სიგნალს.

ზოგად შემთხვევაში გამაძლიერებლის ასმ წარმოდგენილია ნახ.38.1-ზე. ნახაზიდან ჩანს, რომ მახასიათებელს აქვს არაწრფივი ab , cd უბნები და bc წრფივი უბანი. მახასიათებელს უკიდურეს სიხშირეებზე აღენიშნება მკვეთრი დახრილობა. რაოდენობრივი დახასიათების მიზნით, გამოყოფენ გაძლიერების კოეფიციენტებს გამაძლიერებლის მუშაობის ქვედა და ზედა სიხშირეებზე:

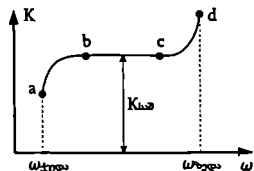
$$M_{\text{ქვედა}} = \frac{K_{\text{საზ}}}{K_{\text{ქვედა}}}, \quad M_{\text{ზედა}} = \frac{K_{\text{საზ}}}{K_{\text{ზედა}}}, \quad (38.7)$$

სადაც $K_{\text{ქვედა}}$ და $K_{\text{ზედა}}$ შესაბამისად, ქვედა და ზედა სიხშირეებზე გაძლიერების კოეფიციენტებია. ზოგად შემთხვევაში $K_{\text{ქვედა}}$ და $K_{\text{ზედა}}$ კოეფიციენტები ერთზე ნაკლებია, თუმცა შესაძლებელია ერთზე მეტიც იყოს.

როცა $M_{\text{ქვედა}} > 1$ ან $M_{\text{ზედა}} > 1$ გამაძლიერებლის $K(\omega)$ ასმ-ს აქვს „ვარდნა“ და მას ნახაზზე შეესაბამება ab უბანი. თუ $M_{\text{ქვედა}} < 1$ ან $M_{\text{ზედა}} < 1$, ამპლიტუდურ მახასიათებელს გააჩნია ზევით აწეული ნაწილი (ნახ.38.1, cd უბანი).

გარდა სიხშირული დამახინჯებისა გამაძლიერებელ სქემაში შეიძლება აღდგილი ჰქონდეს არაწრფივ დამახინჯებას. როგორც აღვნიშნეთ, არაწრფივი დამახინჯების მიზეზია ელექტრული ხელსაწყობები, როგორიცაა მაგალითად, მართვადი რეზისტორი ან წრედის რეაქტიული ელემენტები (ინდუქციურობის კოჭა, ტევადობა).

გამაძლიერებლის სქემაში სიხშირეზე დამოკიდებული არაწრფივი ახალი კომპონენტის გაჩენა განაპირობებს არაწრფივი დამახინჯებების წარმოქმნას. გამოშვალვი სიგნალის დამახინჯების ხარისხს, რომელიც გამოწვეულია გამაძლიერებლის გამოსავალზე სიგნალის ახალი კომპონენტის



ნახ.38.1. გამაძლიერებლის ამპლიტუდურ-სიხშირული მახასიათებელი (ასმ)

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

გაჩენით, ხასიათდება არაწრფივი დამახინჯების კოეფიციენტით, რომელსაც ხშირად ჰარმონიკების კოეფიციენტებს უწოდებენ. არაწრფივი დამახინჯების კოეფიციენტი განისაზღვრება გამოსახულებით:

$$K_{\text{დფ}} = \frac{\sqrt{\frac{u_{2m}^2(2\omega) + u_{3m}^2(3\omega) + u_{4m}^2(4\omega) + \dots}{u_{1m}^2(\omega)}}}{\sqrt{\frac{P_2(2\omega) + P_3(3\omega) + \dots}{P_1(\omega)}}}, \quad (38.8)$$

სადაც u_{1m} და P_1 - გამაძლიერებლის გამოსავალზე სასარგებლო სიგნალის ძაბვა და სიმძლავრეა, ხოლო u_{2m} , P_2 , u_{3m} , P_3 და ა.შ., შესაბამისი ჰარმონიკების ძაბვები და სიმძლავრეებია. არაწრფივი დამახინჯების კოეფიციენტი დამოკიდებულია ხელსაწყოს მუშაობის რეჟიმზე.

არაწრფივი დამახინჯების შეფასებისას უმრავლეს შემთხვევაში შემოიფარგლებიან მხოლოდ მეორე და მესამე ჰარმონიკებით, რადგან უფრო მაღალი ჰარმონიკები მცირე გავლენას ახდენს სიგნალის სიმძლავრეზე.

ზოგად შემთხვევაში, მრავალკასადური გამაძლიერებლისათვის არაწრფივი ჯამური კოეფიციენტი განისაზღვრება ცალკეული კასადის დამახინჯების კოეფიციენტების ჯამით:

$$K_{\text{დფ}} = K_{\text{დფ}1} + K_{\text{დფ}2} + \dots + K_{\text{დფ}n},$$

არაწრფივი დამახინჯება დამოკიდებულია შემაჯავლი სიგნალის ამპლიტუდაზე და არ არის დამოკიდებული მის სიხშირეზე. გამომავალი სიგნალის ფორმის დამახინჯების შესამცირებლად შემაჯავლი სიგნალს უნდა ჰქონდეს მცირე ამპლიტუდა. ამიტომ მრავალკასადიან გამაძლიერებლებში არაწრფივი დამახინჯება ძირითადად წარმოიქმნება ბოლოსწინა და ბოლო კასადში, რომლის შესასვლელშიმდე მოქმედებს სიგნალი დიდი ამპლიტუდით.

ბევრითი სიხშირის გამაძლიერებლებში დამახინჯებები გამომავალ სიგნალზე თავს ავლენს „ხრიზინის“ ან „ხრამუნის“ სახით. ბევრითი სიხშირის გამაძლიერებლებში დამახინჯების კოეფიციენტის მნიშვნელობისას $K_{\text{დფ}} < 2 \dots 3\%$, „ხრიზინი“ ან „ხრამუნი“ თითქმის შეუმჩნეველია. მაღალი ხარისხის ბევრითი სიხშირის გამაძლიერებლებში დამახინჯების კოეფიციენტი $K_{\text{დფ}} < 0.2\%$. მრავალ-არხიანი კავშირის გამაძლიერებლებში დამახინჯება ბევრად მცირე უნდა იყოს $K_{\text{დფ}} < 0.001 \dots 0.01\%$, რათა გამოირიცხოს არხების ურთიერთდამახინჯება.

ელექტრული ხელსაწყოების ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის არაწრფივობა თავს იჩენს კიდევ იმაში, რომ გამოსავლის ძაბვის ამპლიტუდის დამოკიდებულება შესავლის ძაბვის ამპლიტუდაზე, ზოგად შემთხვევაში, არაწრფივია. მხოლოდ შესავლის სიგნალის ძაბვის მეზღუდულ პირობებში, როცა ის მოთავსებულია შუალედში: $|u_{m \text{ შეს } \max} - u_{m \text{ შეს } \min}|$, გამოსავლის ძაბვა შეიძლება ჩაითვალოს შესავლის ძაბვის პროპორციულად:

$$u_m \text{ გამ} = K u_m \text{ შეს}. \quad (38.9)$$

ერთი სიტყვით, გამაძლიერებლის D - დინამიკური დიაპაზონი განისაზღვრება გამოსახულებით:

$$D = 20 \lg \left(\frac{u_m \text{ შეს } \max}{u_m \text{ შეს } \min} \right) \text{დბ}. \quad (38.10)$$

გამაძლიერებლის დინამიკური დიაპაზონი განსაზღვრავს გატარების სიხშირულ დიაპაზონს და წარმოადგენს ზღვრული სიხშირეების სხვაობას: $f_{\text{ფელ}} - f_{\text{ჰვდ}}$. ამ დიაპაზონში გამაძლიერებლის გზ იცვლება განსაზღვრული კანონით და მოცემული სიხშირით. გაძლიერების კოეფიციენტის დასაშვები ცვლილება დინამიკურ დიაპაზონში (გატარების ზოლში) არ უნდა აღემატებოდეს 3 დბ-ს. გამაძლიერებლის გატარების სიხშირული ზოლი არ შეიძლება იყოს გასაძლიერებელი სპექტრის

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

სიგანეზე მცირე. გატარების სიხშირული ზოლი დამოკიდებულია აპარატურის კლასზე და ხარისხზე. გატარების სიხშირული ზოლის გაფართოებით იზრდება აპარატურის ფასი, რთულდება აპარატურის კონსტრუქცია, ამავე დროს იზრდება სხვადასხვა სახის დაბრკოლებების გავლენა გამაძლიერებელზე. პრაქტიკაში გატარების სიხშირულ ზოლს კუმშავენ იმ მინიმალურ ზღვრამდე, რომელიც უზრუნველყოფს გამაძლიერებლის მუშაობის ხარისხს.

შესავლის მინიმალურ სიგნალად მიღებულია ისეთი სიგნალი, რომელიც გამაძლიერებლის გამოსავალზე ქმნის ძაბვას, რომელიც ელექტრული ხმაურის ძაბვის ტოლია:

$$K_u u_m \text{ ზეს } min = u_{ხმაური \text{ გამ}} \quad (38.11)$$

გამაძლიერებლის გამოსავალზე ხმაურის ძაბვა გამოწვეულია, **ხმაურის როგორც გარე, ისე შიგა წყაროებით. ხმაურის გარე წყარო** არის შემთხვევითი სიგნალები (ე.წ. ხელშემძლელი სიგნალები), რომლებიც მოქმედებენ სასარგებლო სიგნალზე. გარე ხმაურის წყაროს შეიძლება ქმნიდეს სამრეწველო ნაგებობები (გენერატორები, გადამცემები, მიმღები მოწყობილობები და ა.შ.), ატმოსფერული მოვლენები (ქექა-ქუხილი, წვიმა, თოვლი), ატმოსფეროს სითბური გამოსხივება, კოსმოსური გამოსხივება. გარე ხმაურის ინტენსივობა და როლი სიხშირეთა სხვადასხვა დიაპაზონში განსხვავებულია. მაგალითად, გრძელ და საშუალო ტალღებზე არსებითია ატმოსფეროს ხმაური და ინდუსტრიული დამახინჯებები. ულტრამოკლე ტალღებზე იგი მცირდება, მაგრამ იზრდება კოსმოსური ხმაური.

რაც შეეხება შიგა ხმაურს, აქ უნდა გამოვყოთ ორი ფაქტორი: ე.წ. „**სითბური ხმაური**“ და „**კვანტური ხმაური**“. სითბური ხმაური წარმოიქმნება თავისუფალი ელექტრონების ქაოსური მოძრაობის შედეგად, რომლებიც ბროუნის ნაწილაკის ანალოგიას წარმოადგენს. ელექტრონების ასეთი მოძრაობა, განაპირობებს ელექტრული მუხტის სპონტანურ ფლუქტუაციებს, რაც თავის მხრივ, იწვევს წინააღმდეგობის ბოლოებზე დამატებითი პოტენციალთა სხვაობის წარმოქმნას. პრაქტიკულად სითბური ხმაური, თავისუფალი ელექტრონების სპონტანური ფლუქტუაციების შედეგია. სითბური ხმაურის ძაბვის კვადრატის საშუალო განისაზღვრება ნაიკვისტის ფორმულით:

$$u_{\text{გ}}^2 = 4kTR\Delta f, \quad (38.12)$$

სადაც k -ბოლცმანის მუდმივაა, T -აბსოლუტური ტემპერატურაა, R -წინააღმდეგობაა, Δf -სიხშირეთა დიაპაზონია, რომელსაც არეგისტრირებს ხელსაწყო.

რაც შეეხება **კვანტურ** (ე.წ. „**საფანტისებურ**“) **ხმაურს**, ის გამაძლიერებელ მოწყობილობებში დაკავშირებულია ელექტრული მუხტის დისკრეტულობასთან. კვანტური ხმაური იგივეა, რაც **ჰუასონის ხმაური**, რომელიც წარმოადგენს ხმაურის ტიპს, რომლის მოდელირებაც შესაძლებელია ჰუასონის პროცესით. ელექტრონიკაში კვანტური ხმაური წარმოიქმნება ელექტრული მუხტის დისკრეტული ბუნებიდან. კვანტური ხმაური, ასევე გვხვდება ფოტონების მთვლელ ოპტიკურ მოწყობილობებში, სადაც ის ასოცირდება სინათლის ნაწილაკების ბუნებასთან. ნახევარგამტარულ მოწყობილობებში კვანტური ხმაური გამოწვეულია იმ შემთხვევითი პროცესებით, რომლებსაც შედეგად ახლავს ელექტრონ-ხვრელი წყვილის რეკომბინაცია. ფლუქტუაციების თეორიაში მტკიცდება, რომ დაბალი სიხშირეების არეში დენის საშუალო კვადრატული ფლუქტუაციები არის სწორედ კვანტური ხმაურის შედეგი:

$$\overline{I^2} = eI\Delta f, \quad (38.13)$$

სადაც, e - ელექტრონის მუხტია, I - დენის ძალა ნახევარგამტარში, Δf - მუშა სიხშირული დიაპაზონი. პრაქტიკაში კვანტური ხმაური შეიძლება გამოისახოს ელექტრონული მოწყობილობების კვივალენტური ხმაურის წინააღმდეგობა $R_{\text{გ}}$, რომელიც უერთდება იდეალური (ხმაურის გარეშე) გამაძლიერებლის

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

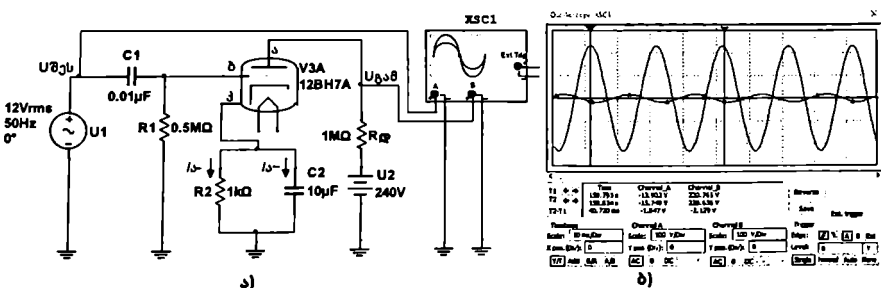
შესასვლელს. R_{Σ} - ხმაურის წინაღობა ისეთია, რომ გამაძლიერებლის შესასვლელზე სითბური ხმაურის სიმძლავრე გაუტოლდეს რეალური გამაძლიერებლის გამოსავალზე კვანტური ხმაურის სიმძლავრეს. ხმაურის (სითბური ან/და კვანტური ხმაურის) არსებობა ზღუდავს ისეთი სუსტი სიგნალების გაძლიერების შესაძლებლობას, რომელთა სიმძლავრეც ხმაურის სიმძლავრის ტოლფასია. ასეთი სუსტი სიგნალების გასაძლიერებლად გამოიყენება სპეციალური გამაძლიერებლები, რომლებსაც ახასიათებთ საკუთარი ხმაურის დაბალი დონე.

§39. გამაძლიერებელი ელექტრულ მილაკზე

ელექტრული მილაკის ბაღზე კათოდის მიმართ უარყოფითი პოტენციალის შესაქმნელად, შეიძლება გამოყენებული იქნას დამოუკიდებელი დენის წყარო (ბატარეა). რა თქმა უნდა, დენის წყაროს გამოყენებით გამაძლიერებლის ზომები, მასა და შესაბამისად, ფასიც იზრდება. ამიტომ იყენებენ ბაღური ძაბვის ავტომატური წანაცვლების მეთოდს, რომელსაც გამაძლიერებლის კათოდის წრედში ჩართული R_2 რეზისტორით მართავენ (ნახ.39.1. ა).

I_a ანოდური დენის მუდმივი მდგენელი გადის R_2 რეზისტორში, ქმნის ძაბვის ვარდნას $u_{R2} = I_a \cdot R_2$ და ბაღის პოტენციალი კათოდის პოტენციალთან შედარებით ავტომატურად მცირდება u_{R2} ძაბვით. I_a ანოდური დენის ცვლადი მდგენელი კომპენსირდება მაშუნიტირებადი C_2 კონდენსატორით, რომელიც R_2 - წანაცვლების წინააღობისაღმე პარალელურად არის ჩართული. C_2 კონდენსატორის წინააღობა დენის ცვლადი მდგენელისათვის უნდა იყოს ბევრად მცირე, ვიდრე R_2 წინააღობა. ეს საჭიროა იმისათვის, რომ ანოდური დენის ცვლადი მდგენელის ვარდნა R_2 წინააღობაზე, გავლენა არ მოახდინოს ბაღის ძაბვაზე.

ბაღზე ძაბვის უარყოფითი წანაცვლება ხდება R_1 წინააღობის გავლით. ამ წინააღობის გავლით ელექტრონები ხვდებიან რა ბაღზე გაედინებიან კათოდისაკენ. თუ გავთვინავთ R_1 წინააღობას, მაშინ ბაღზე დაგროვდება ელექტრონების ნაკადი, რომელთა ჯამურმა მუხტმა შეიძლება ჩაქეტოს მილაკი. R_1 რეზისტორის მოშვებებზე მიეწოდება ძაბვა გასაძლიერებელი, შემავალი სიგნალის წყაროდან. R_1 რეზისტორის წინააღობა საკმარისად დიდი უნდა იყოს (დაახლოებით 0.5 – 1 მეგომი), რომ გამაძლიერებლის შემავალი წინააღობა სტაბილური იყოს.



ნახ.39.1. ა) მილაკიანი გამაძლიერებლის სქემა, ბ) ოსცილოგრაფის ჩვენება. ნაჩვენებია შემავალი (წითელი) და გამომავალი (ლურჯი) სიგნალების წანაცვლება და გაძლიერება

გამაძლიერებლის შემავალი ძაბვა $u_1 = u_{გვ}$, მოდებულია, მილაკის კათოდსა და ბაღს შორის წრედში ჩართულ R_1 რეზისტორზე, რის შედეგადაც ბაღის უარყოფითი წანაცვლება იცვლება. $u_1 = u_{გვ}$

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

-ის დადებითი ნახევარტალღის შემთხვევაში ბაღეზე უარყოფითი წანაცვლება მცირდება ($u_{\text{გო}} - u_1$) და მილაკის ანოდური დენი I_a იზრდება.

შემაჯალი სიგნალის უარყოფითი ნახევარტალღის შემთხვევაში წანაცვლება ბაღეზე იზრდება ($u_{\text{გო}} + u_1$), ხოლო ანოდური დენი მცირდება.

ანოდური ძაბვა არის ძაბვა მილაკის გამოსავალზე: $u_a = u_{\text{გო}} = u_2 - u_{\text{დ}}$. ანოდური ძაბვა და შესაბამისად, ძაბვა გამოსავალზე იცვლება შემავალზე ძაბვის მიმართ საწინააღმდეგო ფაზით.

ამრიგად, გამაძლიერებლის გამოსავალზე, აქტიური დატვირთვისას, ადგილი აქვს ძაბვის π ფაზით ცვლილებას.

ზემოთ განხილულ სქემაში შემაჯალი ძაბვის უმნიშვნელო ცვლილებას იწვევს ბადის პოტენციალის მცირე და ანოდური დენის ცვლილება (ნახ.39.1. ბ). გამაძლიერებლის გამოსავალზე მიიღება მნიშვნელოვნად დიდი სიმძლავრის სიგნალი. გაძლიერებული სიგნალი მით უფრო ძლიერი იქნება, რაც უფრო დიდია ელექტრული მილაკის ანოდურ-ბაღური მახასიათებლის დახრილობა.

§40. აპერიოდული (რეზისტორული) ძაბვის გამაძლიერებელი (ტრანზისტორული გამაძლიერებელი)

გამაძლიერებელს, რომლის გამოსავლის წრედში ჩართულია R რეზისტორი, ეწოდება აპერიოდული ან რეზისტორული. რეზისტორული გამაძლიერებელი ფართოდ გამოიყენება ძაბვის გასაძლიერებლად ბგერით სიხშირეებზე და თითქმის არ გამოიყენება მაღალ სიხშირეებზე. კასკადების რიცხვი დამოკიდებულია გაძლიერების საჭირო კოეფიციენტზე. გამაძლიერებელი კასკადი შეიძლება შეიცავდეს ერთი ტიპის ელექტრულ ხელსაწყოებს ან იყოს კომბინირებული.

გამაძლიერებლისადმი ერთ-ერთი ძირითადი მოთხოვნაა სიგნალის გაძლიერება დამახინჯების გარეშე სიხშირეთა მოცემულ დიაპაზონში. წრფივი გაძლიერება არის შემთხვევა, როცა სწორადაა პერჩეული გამაძლიერებლის მუშაობის რეჟიმები.

განვიხილოთ ერთკასკადიანი გამაძლიერებლის სქემა ბიპოლარულ ტრანზისტორზე (ნახ.40.1 ა). როგორც ცნობილია, ტემპერატურის მატება მნიშვნელოვან გავლენას ახდენს ნახევარგამტარული ტრანზისტორის გამტარობაზე. ზრდის მასში დენის ძალას და ცვლის ტრანზისტორის მუშაობის რეჟიმს. სწორედ ამიტომ, ტემპერატურული გავლენის შესაძიერებლად, გამოიყენებენ ტემპერატურულ სტაბილიზაციას. ტემპერატურული სტაბილიზაციის სახით შეიძლება გამოყენებული იქნას R_1 რეზისტორის დავრთვა კოლექტორთან, რომელიც ნახ.40.1 ა-ზე ნაჩვენებია წვეტილი საზით. ამ შემთხვევაში, ტემპერატურის გაზრდა იწვევს I_c კოლექტორის დენის ზრდას და იზრდება კოლექტორულ დატვირთვაზე ძაბვის ვარდნა, რაც ამცირებს კოლექტორის დენს საწყის მნიშვნელობამდე. ტემპერატურული გავლენა ტრანზისტორის უარყოფითი მხარეა, მაგრამ ამის გარდა, ტრანზისტორის კიდევ ერთ ნაკლოვანებად ითვლება, გამაძლიერებლის ფუნქციის რდევვა სიხშირის ზრდასთან ერთად. მუხტის არაძირითადი გადამტანები ბაზას გადიან დაყოვნებით (არა მყესუღად) და კოლექტორში ხვდებიან სხვადასხვა დროს, რაც იწვევს ამპლიტუდის შემცირებას და შემაჯალი სიგნალის დამახინჯებას. სიხშირის ზრდასთან ერთად, კოლექტორულ და ემიტერულ დენებს შორის ფაზური წანაცვლება წარმოიქმნება, რის გამოც, კოლექტორული გადასვლის შენტირებას ახდენენ წინადობით (ნახაზზე წარმოდგენილია R_2 რეზისტორით).

მოცემულ სქემაში $R_{\text{დ}}$ - არის დატვირთვის წინადობა. ბიპოლარული ტრანზისტორი სქემაში ჩართულია საერთო ემიტერით. ტრანზისტორის ნორმალური მუშაობის მიზნით, მის R_1 და R_2 ძაბვის დამყოფის საშუალებით მოედება ბაზის წანაცვლების $u_{\text{გო}}$ ძაბვა.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

როდესაც ტრანზისტორი მუშაობს ტემპერატურის ფართო დიაპაზონში, გამოიყენება სტაბილიზაციის სქემები წანაცვლების რეჟიმისათვის, რომელიც ავტომატურად იცვლება ტემპერატურის ცვლილებისას ან თვით ამ ტრანზისტორის ჩანაცვლებისას სხვა ტიპური ტრანზისტორით. მაგალითად, ნახ.40.1 ტრანზისტორული გამაძლიერებლის სქემაში რეჟიმის სტაბილიზაციისათვის ემიტერის წრედში გამოყენებულია R_2 წინაღობა. ამ წინააღობამ გავლენა რომ არ მოახდინოს ცვლად ღებზე მას მუხტირებენ C_2 ტევადობის კონდესატორით, რომლის წინააღობაც უნდა აკმაყოფილებდეს უტოლობას:

$$\frac{1}{\omega_{კვად} C_2} \ll R_2,$$

სადაც $\omega_{კვად}$ - გასაძლიერებელი ძაბვის უკიდურესი ქვედა სიხშირეა. ნახ.40.1-ის მიხედვით, ტრანზისტორის ბაზაზე ძაბვის წანაცვლება შეიძლება გამოვსახოთ ტოლობით:

$$u_{ბო} = I_{ბო} R_2 - I_1 R_1, \quad (40.1)$$

სადაც, $I_{ბო}$, $I_{კო}$, $I_{ბო}$, $u_{ბო}$, $u_{კო}$, $u_{ბო}$ - შესაბამისად, ემიტერის, კოლექტორის და ბაზის ღებები და ძაბვებია ტემპერატურის ცვლილებამდე, I_1 - ბაზის ღენის ნაწილია, რომელიც ნაწილდება R_1 წინააღობაზე.

ტემპერატურული სტაბილიზაცია ხორციელდება შემდეგნაირად. ვთქვათ, ტემპერატურის ცვლილებებისას ემიტერის $I_{ბო}$ და მასსადაზე, კოლექტორის $I_{კო}$ ღენიც იზრდება, მაშინ იზრდება R_2 ემიტერის წინააღობაზე ძაბვა და (40.1)-ი ტოლობის თანახმად მცირდება $u_{ბო}$ ბაზის ძაბვა. ეს კი იწვევს ბაზის $I_{ბო}$ ღენის შემცირებას, ასევე მცირდება $I_{კო}$ კოლექტორის ღენიც. ე.ი. აღდილი აქვს კოლექტორული ღენის სტაბილიზაციას.

ამრიგად, ემიტერის წრედში R_2 წინააღობის არსებობა, ხელს უწყობს უარყოფით უკუკავშირის ბაზასთან მუდმივი ღენით და ახდენს ტრანზისტორის მუშაობის სტაბილიზაციას.

კოლექტორის უძრავობის $I_{კო}$ ღენი და $u_{კო}$ ძაბვა განისაზღვრება კვების წყაროს ძაბვითა და R_2 ემიტერის რეზისტორით. კირხჰოფის მორე წესის თანახმად, ეს სიდიდეები ერთმანეთთან დაკავშირებულია შემდეგი დამოკიდებულებით:

$$\epsilon_3 = I_{კო} R_2 + u_{კო} + I_{ბო} R_2. \quad (40.2)$$

გამაძლიერებლის დასვენების რეჟიმი უზრუნველყოფილია ნახ.40.1. სქემაზე ნაჩვენები ელემენტებით, ამიტომ თუ შესავალი სიგნალი შეიცავს მუდმივ მდგენელს, მაშინ მისი შეკავება ხდება შემკავებული C_1 კონდენსატორით. გამაძლიერებლის გამოსავალზე ღენის მუდმივი მდგენლის ჩასახშობად გამოყენებულია C_3 კონდენსატორი. კონდენსატორის წინააღობა დამოკიდებულია სიხშირეზე:

$X_{C_3} = \frac{1}{\omega C_3}$, ამიტომ სიგნალის დაბალი სიხშირის მდგენელს ექნება დიდი ტევადური წინააღობა და შექმნის მაღალ შემკავებელ ძაბვას C_1 და C_3 კონდენსატორებზე. ეს კი ამცირებს გამოსავლის ძაბვას ამ სიხშირეზე. ცხადია ტევადური წინააღობები მაქსიმალური იქნება გასაძლიერებელი დიაპაზონის ქვედა სიხშირეებზე (რადგან სიხშირე ტევადური წინააღობის მნიშვნელობა), შესაბამისად, შემკავებული კონდენსატორების ჩართვა სქემაში იწვევს სიხშირული დამახინჯებების წარმოქმნას გასაძლიერებელი დიაპაზონის ქვედა სიხშირეებზე.

ტრანზისტორული გამაძლიერებლები ხშირ შემთხვევაში გვხვდება საერთო ემიტერით (ნახ.40.1. ა), რადგან სწორედ ეს სქემა განაპირობებს საკმარისად დიდ შემავალ წინააღობას და მაღალ გაძლიერების კოეფიციენტს. პრაქტიკულად ნახ.40.1. ა)-ზე წარმოდგენილი სქემა ეკვივალენტურია მილაკიანი გამაძლიერებლის სქემის.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

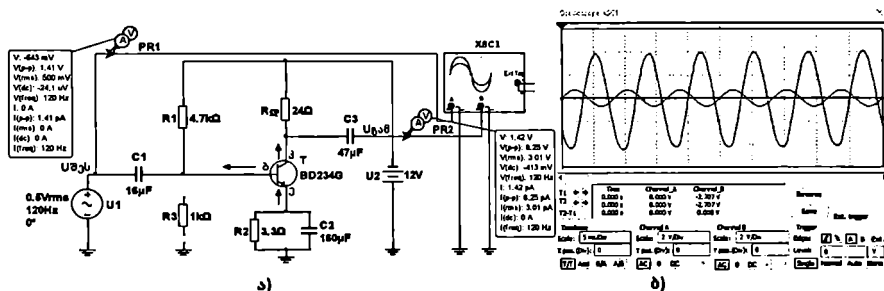
$u_1 = u_{\text{გეს}}$ შესავალი სიგნალის ძაბვის ცვლილებით ბაზის პოტენციალის ცვლილება იწვევს, როგორც კოლექტორული I_c დენის, ასევე $u_{\text{კკ}}$ ემიტერ-კოლექტორის ძაბვის ცვლილებას. $u_{\text{კკ}}$ - წარმოადგენს გამოსავლის ძაბვას. ამ სქემაში ძაბვის, დენისა და სიმძლავრის გაძლიერების კოეფიციენტები განისაზღვრება შესაბამისად, გამოსახულებით:

$$K_u = \frac{\Delta u_{\text{გამ}}}{\Delta u_{\text{გეს}}}, \quad (40.3)$$

$$K_I = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}, \quad (40.4)$$

$$K_P = K_u K_I = \frac{\Delta P_{\text{გეს}}}{\Delta P_{\text{გამ}}}. \quad (40.5)$$

ტრანზისტორის ნორმალური მუშაობისათვის აუცილებელია ემიტერსა და ბაზას შორის ძაბვის მუდმივი წანაცვლება გვექონდეს, დაახლოებით 0.1 ვოლტის ოდენობით. სქემაში ბაზაზე ძაბვის წანაცვლების მისაღებად გამოყენებულია R_1 რეზისტორი. იგი ჩართულია ბაზასა და u_c კოლექტორის ძაბვის წყაროს უარყოფით პოლუსს შორის.



ნახ.40.1. ა) ტრანზისტორული გამაძლიერებლის სქემა, ბ) ოსცილოგრაფის ჩვენება: ნაჩვენებია შემაჯავლი (წითელი) და გამოშავალი (ლურჯი) სიგნალების წანაცვლება და გაძლიერება

სიხშირის ზრდასთან ერთად მცირდება გამაძლიერებლის დენის ძალის გაძლიერების კოეფიციენტი. ტრანზისტორული გამაძლიერებელი შემოსაზღვრულია სიხშირით. სიხშირეს, რომელზედაც $K_I = 0,707$, ზღვრული სიხშირე ეწოდება.

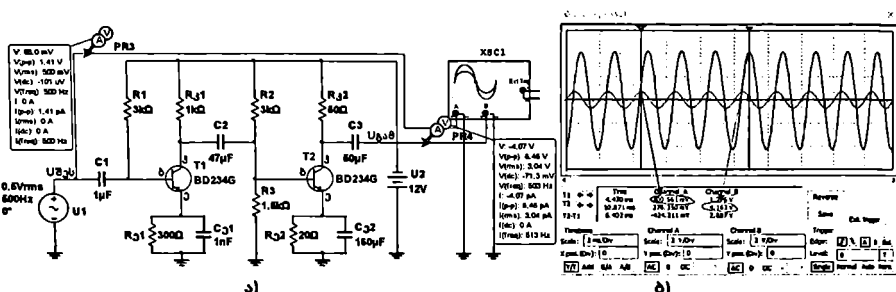
§41. მრავალკასკადიანი ტრანზისტორული გამაძლიერებელი

თუ გაძლიერების კოეფიციენტის მნიშვნელობა არასაკმარისია, მაშინ იყენებენ კასკადურ ტრანზისტორულ სქემებს. ნახ.41.1. ა)-ზე წარმოდგენილია ორკასკადიანი ტრანზისტორული გამაძლიერებლის სქემა. გამოყენებულია ორი ტრანზისტორი თითოეული კასკადისათვის და კასკადებს შორის რეზისტორულ-ტევადური კავშირები.

დამყოფი კონდენსატორი C_2 - განკუთვნილია კვების u_1 წყაროდან ბაზის ძაბვის წანაცვლების მუდმივი მდგენელის გამოსაყოფად. პირველი T_1 ტრანზისტორის ბაზის ძაბვის წანაცვლება ხდება R_1 რეზისტორით.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

პირველი და მეორე კასკადის ტემპერატურული სტაბილიზაცია ხორციელდება R_{j1} და R_{j2} ემიტერული რეზისტორებით (ემიტერული სტაბილიზაცია). ეს რეზისტორები ქმნიან უკუკავშირს მუდმივი დენით. თუ ტემპერატურის მატებისას იზრდება ტრანზისტორების დენები, მაშინ იზრდება ძაბვის ვარდნა R_{j1} და R_{j2} რეზისტორებზე, რის გამოც, მცირდება ემიტერების პოტენციალები და მცირდება ბაზის ძაბვის წანაცვლება და ტრანზისტორული დენები.



ნახ.41.1. ა) ორკასკადიანი ტრანზისტორული სქემა რეზისტორულ-ტევადური კავშირით, ბ) ოსცილოგრაფის ჩვენება: ნაჩვენებია შემაჯავლი (წითელი) და გამომავალი (ლურჯი) სიგნალების წანაცვლება და გაძლიერება

კოლექტორულ დატვირთვებს წარმოადგენს R_{j1} და R_{j2} რეზისტორები. C_2 კონდენსატორი პირველ და მეორე კასკადებს შორის გამყოფი კონდენსატორია. მეორე კასკადი განსხვავდება პირველისაგან იმით, რომ მეორე ტრანზისტორის ბაზაზე ძაბვის წანაცვლება ფიქსირდება R_2 და R_3 ძაბვის დამყოფების საშუალებით. C_3 კონდენსატორი აყვავებს კოლექტორული წრედის დენის მუდმივ მდგენელს მეორე კასკადის გამოსავალზე - დატვირთვაზე. თუ დავაკვირდებით ორკასკადიანი ტრანზისტორული გამაძლიერებლის შესავალსა და გამოსავალზე ინდიკატორების მნიშვნელობებს (ნახ.41.1.ა), პიკური მნიშვნელობების მიხედვით ($V(p-p)$ და $I(p-p)$) შეიძლება განვსაზღვროთ, რომ: $K_{u(p-p)} = 6$, $K_{I(p-p)} = 6$, $K_{P(p-p)} = 36$. სიგნალის სიმძლავრე პიკური მნიშვნელობის მიხედვით თითქმის 36-ჯერ იზრდება, მაშინ როდესაც ერთკასკადიანი ტრანზისტორული გამაძლიერებლის β ოდნავ მცირია: $K_{u(p-p)} = 5.86$, $K_{I(p-p)} = 5.85$, $K_{P(p-p)} = 34.4$.

§42. სიგნალების გენერატორები

მაღალი სიხშირის ცვლადი დენის მისაღებად გამოიყენება მილაკიანი გენერატორები, რომლებიც გარდაქნიან მუდმივი დენის ენერგიას ცვლადი დენის ენერგიაში. რხევების აღძვრის საშუალებების მიხედვით გენერატორები იყოფა ორ ჯგუფად: გენერატორები დამოუკიდებელი აგზებით და გენერატორები თვითაგზებით, ე.წ. ავტოგენერატორები.

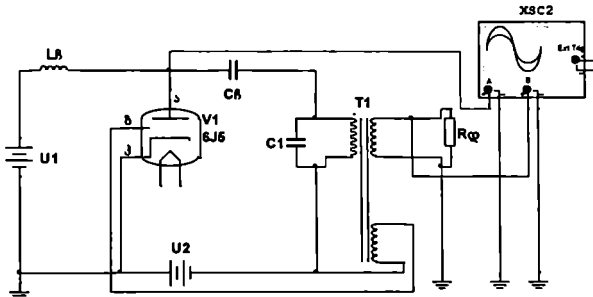
გენერატორები დამოუკიდებელი აგზებით, მოცემული სიხშირის ცვლადი დენი წარმოიქმნება მუდმივი დენიდან. გენერატორის მიერ ფორმირებული ელექტრული რხევები შეიძლება სხვადასხვა იყოს. თუ გენერატორი წარმოქმნის სინუსოიდალურ რხევებს, მას **სინუსოიდური ან ჰარმონიული რხევების გენერატორი** ეწოდება, მაგრამ თუ გენერირებული სიგნალის რხევები განსხვავდება სინუსოიდურისაგან, მაშინ მათ **იმპულსური ან რელაქსაციური** ეწოდებათ.

რაც შეეხება გენერატორებს თვითაგზებით, ამ შემთხვევაში, მიღებული რხევები წარმოიქმნება გამომავალი წრედის მოქმედებით შემაჯავლი წრედზე დადებითი უკუკავშირის გზით. ავტოგენერატორის

თავი VIII. ელექტრული გარდაქმნელები

სქემა შეიცავს გამაძლიერებელს. ფართოდ გამოიყენება ორი ტიპის გამაძლიერებელი: გამაძლიერებელი რეზონანსული რხევითი კონტურით და გამაძლიერებელი რეზისტორულ-ტევადური ელემენტებით. გენერატორს, რომელიც RC რეზისტორულ-ტევადურ ელემენტებს შეიცავს RC - გენერატორი ეწოდება. გენერატორები, რომლებიც LC რხევით კონტურს შეიცავს LC - გენერატორები ეწოდება. LC - გენერატორებში 15-20 კვ სიხშირეზე მცირე რხევების გენერირება გართულებულია, ამიტომ დაბალსიხშირულ დიაპაზონში გამოიყენება RC - გენერატორები. ამ უკანასკნელ გენერატორებს, შეუძლიათ სტაბილური სინუსოიდური რხევების გენერირება სიხშირეთა ფართო დიაპაზონში (0.1 ჰც-100 კჰც), ამასთან, მათ მცირე გეომეტრიული ზომები და მასა გააჩნიათ, ვიდრე LC რეზონანსულ რხევით კონტურზე აგებულ გენერატორებს. თუმცა, ხაზგასმით უნდა აღვნიშნოთ, რომ RC - გენერატორების უპირატესობა ვლინდება დაბალსიხშირულ დიაპაზონში.

ნახ.42.1.-ზე წარმოდგენილია მილაკიანი გენერატორის სქემა თვითაგზნებით, იგი შეიცავს LC რხევით კონტურს. თუ C კონდენსატორს დავშუხტავთ და მოვახდენთ შენტირებას L ინდუქციურობის კოჭათი, კონდენსატორი პერიოდულად დაიმუხტება და განიმუხტება - მიიღება LC რხევითი კონტური. წარმოიქმნება დენის ელექტრული რხევები $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ სიხშირით. ამ შემთხვევაში ω_0 - რხევის საკუთარი კუთხური სიხშირეა.



ნახ.42.1. LC - გენერატორის სქემა სამელეტროდიან მილაკზე - ტრიოდზე

ცხადია, რომ LC რხევით კონტურში ადიცრება მიღვეადი რხევები, რადგან კონტურში ადგილი აქვს ენერგიის დანაკარგს. იმისათვის, რომ მივიღოთ მიუღვეადი რხევები, საჭიროა პერიოდულად განსაზღვრული სიხშირით შევავსოთ ენერგიის დანაკარგი. სწორედ ამისათვის გამოიყენება სამელეტროდიანი მილაკი - ტრიოდი. ტრიოდი არის სწრაფმოქმედი ელექტრული მოწყობილობა, რომელიც რხევით კონტურში ენერგიის შესავსებად გამოიყენება. ცვლადი დენი, რომელიც LC რხევით კონტურში წარმოიქმნება, გადის რა L ინდუქციურობის კოჭას, აღძრავს მასში ცვლად მაგნიტურ ველს, რომელიც აღძრავს ცვლად E ემძ-ს რხევითი კონტურის სიხშირით. თავის მხრივ, აღძრული E ემძ მოქმედებს მილაკის ბაღუზე და მართავს ანოდურ დენს.

რადგან E ცვლადია, ამიტომ მას ქნება, როგორც დადებითი, ასევე უარყოფითი მნიშვნელობა. E ემძ-ის დადებითი მნიშვნელობის შემთხვევაში, მცირდება ბადის ძაბვის უარყოფითი წანაცვლება: $u_{b\gamma} - E$, ხოლო ანოდური დენი იზრდება. E ემძ-ის უარყოფითი მნიშვნელობისას: $u_{b\gamma} + E$, შესაბამისად, ანოდური დენი მცირდება.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

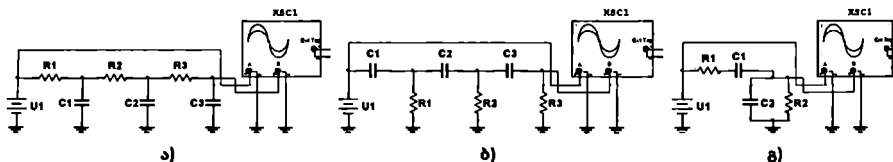
ამრიგად, მილაკის ანოდური დენი პულისირებს ε ემძ-ის სიხშირით, რხევითი კონტურის სიხშირით. ანოდური დენი მაქსიმალურ მნიშვნელობას იღებს, როცა ε ემძ-ს აქვს მაქსიმალური დადებითი მნიშვნელობა და უარყოფითს მიიღებს, როცა ანოდური დენი და რხევითი კონტურში ინდუცირებული ემძ ერთმანეთს ემთხვევა ფაზით - ამ დროს ვამბობთ, რომ უკუკავშირი არის დადებითი.

ანოდური დენის მუდმივი მდგენელი რხევით კონტურში ვერ გავივლის, რადგან მას აკავებს გამყოფი (ჩამკეტი) კონდენსატორი C_0 , რომელიც ჩართულია ანოდურ წრედში. იმისათვის, რომ ანოდური დენის ცვლად დენსა და დენის წყაროს შორის არ მოხდეს მოკლე ჩართვა, წრედში ჩართულია L_0 ინდუქციურობით.

მაღალი სიხშირეებისას დამყოფი ინდუქციურობის წინააღმდეგობა $\omega_0 L_0$ დიდია და ის ეწინააღმდეგება ანოდური დენის ცვლადი მდგენელის გავლას დენის წყაროს მიმართულებით. მიუხედავად რხევების მისაღებად აუცილებელია, რომ ანოდური დენის ცვლადი მდგენელის მნიშვნელობა იყოს საკმარისი, რომ მოხდეს რხევითი კონტურში ენერგიის დანაკარგის კომპენსირება. წინააღმდეგ შემთხვევაში, რხევები იქნება მიღევადი და გენერატორი არ იმუშავებს.

საბოლოოდ მაგნიტური კავშირით (ტრანსფორმატორული ან ავტოტრანსფორმატორული) ენერგია მიეწოდება დატვირთვისთან დაკავშირებულ ინდუქციურობის კოქსს L_0 , რომლის გავლითაც მიეწოდება R_0 წინააღმდეგობის დატვირთვას.

ავტოგენერატორები შეიძლება იყოს როგორც ინდუქციური, ასევე ტევადური უკუკავშირით, რომელიც განვიხილეთ §18-ში შეკავშირებული რხევითი კონტურების შესწავლისას.



ნახ.42.2. RC - გენერატორების სქემები: ა) და ბ) Π -ტიპის გენერატორები, გ) ვინის ბოგირი

RC - გენერატორების ყველაზე გავრცელებული სქემები წარმოდგენილია ნახ.42.2-ზე, რომელზეც ა) და ბ) სქემებს Π -ტიპის RC - გენერატორებს უწოდებენ, ხოლო გ)-ზე წარმოდგენილ სქემას ე.წ. ვინის ბოგირი ეწოდება.

როგორც ნახ.42.2. ა) და ბ)-დან ჩანს Π -ტიპის გენერატორები შეიცავს RC რხევითი კონტურების სამ კვანძს. ერთნაირი ელემენტების შემთხვევაში $R_1 = R_2 = R_3 = R$, $C_1 + C_2 + C_3 = C$, ეს კვანძები უზრუნველყოფს სიგნალის ფაზის წანაცვლებას $\pi/3$ ფაზით, შედეგად გამომავალი სიგნალი შემავალი სიგნალისაგან იქნება π -ფაზით წანაცვლებული. მაშასადამე გამომავალი სიგნალი იქნება ინვერტირებული, ხოლო გენერატორები უნდა იყოს ინვერტორები.

RC - გენერატორების სიხშირე განისაზღვრება RC წრედების მახასიათებელი მუდმივი დროით. მაგალითად, Π -ტიპის გენერატორების სიხშირე, როცა $R_1 = R_2 = R_3 = R$, $C_1 + C_2 + C_3 = C$, ნახ.42.2. ა) და ბ) სქემისათვის განისაზღვრება შესაბამისად:

$$f_{0a} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} = \frac{0.39}{RC}, \quad f_{0b} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} = \frac{0.065}{RC}.$$

ამალიტუდებს შორის ბალანსის უზრუნველსაყოფად გენერატორის გვ მიღევის კოეფიციენტის ტოლი უნდა იყოს. გამოთვლები აჩვენებს, რომ მოცემული სქემებისათვის მიღევის კოეფიციენტი 210-

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

ის ტოლია. შესაბამისად, ნახაზზე წარმოდგენილ სამკვანძიან გენერატორებს შეუძლია დააგენერიროს სინუსოიდური რხევები, მხოლოდ იმ შემთხვევაში, როცა ω იქნება 210.

ნახ.42.2. გ)-ზე წარმოდგენილია ე.წ. ვინის ბოგირი, რომელიც შეიცავს მხოლოდ ორ RC კვანძს. პირველი კვანძი შედგება მიმდევრობით შეერთებულ R_1 და C_1 ელემენტებს. შესაბამისად, ამ კვანძის წინაღობა იქნება:

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{1 + j\omega C_1 R_1}{j\omega C_1}.$$

მეორე კვანძი შეიცავს პარალელურად ჩართულ R_2 და C_2 ელემენტებს, ამიტომ:

$$Z_2 = \frac{\frac{R_2}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}.$$

კვანძებს შორის დადებითი უკუკავშირის გადაცემის კოეფიციენტი გაიანგარიშება ფორმულით:

$$K = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}.$$

შესაბამისად, იმ შემთხვევაში, როცა $R_1 = R_2 = R_3 = R$, $C_1 + C_2 + C_3 = C$, ვღებულობთ:

$$K = \frac{j\omega RC}{1 - (\omega RC)^2 + 3j\omega RC}.$$

თუ სრულდება პირობა: $1 - (\omega RC)^2 = 0$, მაშინ ფაზური წანაცვლება კვანძებს შორის ნულის ტოლი იქნება და $K = 1/3$, ამიტომ ვინის ბოგირი კავშირეზონანსულ სიხშირეზე არ ქმნის ფაზურ წანაცვლებას, აქვს $1/3$ -ის ტოლი მილევის კოეფიციენტი და ის გენერატორში უნდა ჩართოს დადებითი უკუკავშირით. აღსანიშნავია, რომ ღია წრედის შემთხვევაშიც კი ω უნდა იყოს არანაკლებ 3. აქედან გამომდინარე, ერთ კასკადიან გამაძლიერებლის სქემების გამოყენება გენერატორებში შედეგს არ იძლევა.

ამრიგად, ერთკასკადიანი გამაძლიერებლის სქემებზე აგებული გენერატორები, რომელთა ω 1-ზე ნაკლებია, არ იმუშავენ. რის გამოც, გენერატორებში ხშირად გამოიყენებენ გამაძლიერებლის სქემებს ნახევარგამტარულ ტრანზისტორზე საერთო ბაზით ან საერთო ემიტერით, რადგან მათ გააჩნიათ ძალიან დაბალი შემავალი წინაღობა, რომელიც უკუკავშირის შემთხვევაში აზნატირებს გამოსავალს და მცირდება გადაცემის კოეფიციენტი. ერთი სიტყვით, ბალანსის შენარჩუნება საკმაოდ რთული საკითხია, ამიტომ გენერატორის აგებისას ხშირად ეყრდნობიან ორკასკადიან გამაძლიერებელს.

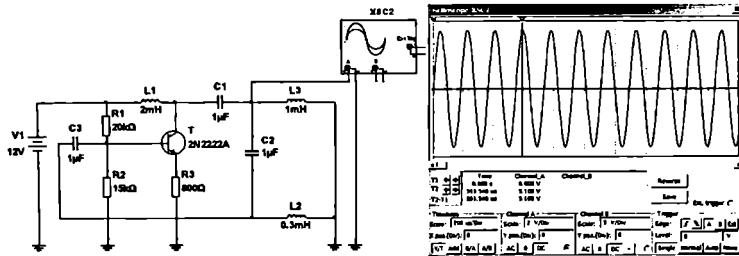
ორკასკადიანი გამაძლიერებელი შედარებით მარტივად იგება ვინის ბოგირით, ოპერაციული გამაძლიერებლის გამოყენებისას (იხ. §43. ოპერაციული და პარამეტრული გამაძლიერებლები (გენერატორები)).

განვიხილოთ ინდუქციურ-ტევადური გენერატორის სქემა, რომელიც წარმოდგენილია ნახ.42.3-ზე. ამ გენერატორისათვის ნიშანდობლივია ძაბვის ინდუქციური დაყოფა, რომელიც ხორციელდება L_1 და L_2 ინდუქციურობის კოჭებით. ინდუქციური ძაბვის დამყოფები ქმნიან უკუძაბვას რხევების შესაწარმუნებლად, ხოლო LC რხევითი კონტური გამოიზიდავებს რხევის სიხშირეს: $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. როგორც

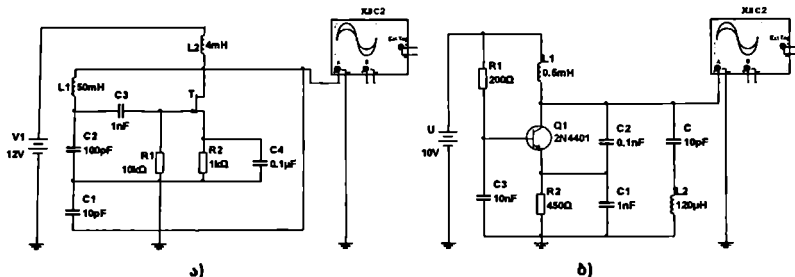
თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

ყველა ინდუქციურ-ტევადური გენერატორი, მოცემული გენერატორიც უნდა აკმაყოფილებდეს კრიტერიუმს, რომ რხევების შესანარჩუნებლად ბიპოლარული $n - p - n$ ტიპის ტრანზისტორი აძლიერებს რხევებს იმავე სიდიდით, რა სიდიდითაც სუსტდება ის უკუკავშირის წრედში.

შედარებით უფრო მაღალი სიხშირეების გენერირება (1-500 მჰც) შეიძლება ე.წ. ტევადური გენერატორით, რომელშიდაც ძაბვის დაყოფა ხდება C_1 და C_2 ტევადობებით (ნახ.42.4. ა). გენერატორის C_1 და C_2 კონდენსატორები წარმოადგენს ძაბვის დამყოფებს და გამოიყენება უკუკავშირის მხარდაჭერისათვის. როგორც ნახაზიდან ჩანს, მოცემულ შემთხვევაში გამოყენებულია N ტიპის საველ ტრანზისტორი (JFET), ამით მნიშვნელოვნად არის შემცირებული დატვირთვის გავლენა შესავლის სიგნალზე მაღალი შესავლის იმპედანსის გამო.



ნახ.42.3. ერთკასკადიანი ინდუქციურ-ტევადური გენერატორი და გენერირებული სინუსოიდური რხევების ჩვენება ოსცილოგრაფზე



ნახ.42.4. ა) ერთკასკადიანი ტევადური გენერატორი, ბ) ერთკასკადიანი ტევადური მდგრადი გენერატორი დამატებითი ელემენტებით - კლასის გენერატორი

რხევების წარმოსაქმნელად უნდა დამყარდეს კრიტერიუმი, რომ გასავლის წრედში დანაკარგები კომპენსირებული უნდა იქნას საველ ტრანზისტორის გაძლიერების კოეფიციენტით²⁰. ძაბვის აბსოლუტური მნიშვნელობა ღია წრედში უნდა იყოს გაცილებით დიდი ან ტოლი ძაბვის დამყოფი კონდენსატორების ტევადობათა ფარდობის: $\frac{C_1}{C_2}$, მაშასადამე ტრანზისტორმა უნდა გააძლიეროს უკუსიგნალი $\frac{C_2}{C_1}$ ჯერ, ისე რომ რხევის სიხშირე იყოს:

²⁰ ამ კრიტერიუმს ზოგჯერ ბარკჰაუზერის კრიტერიუმს უწოდებენ.

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}.$$

ნახ.42.4 ა)-ზე წარმოდგენილი სქემაზე მიმდევრობით ჩართულია C_1 და C_2 ძაბვის დამყოფი კონდენსატორები. ეს სქემა ძალიან გავს კოლპიტას გენერატორს, მაგრამ თუ დამატებით C – კონდენსატორს მიმდევრობით ჩავრთავთ L_2 – ინდუქციურობასთან (ნახ.42.4 ბ), მაშინ მივიღებთ უნიკალურ გენერატორს, რომელიც მდგრადი ხდება ელექტრული შეშფოთებისადმი და შიგა ტრანზისტორული ტევადობებისადმი. მიიღება მდგრადი და ზუსტი რხევები, რის გამოც, ამ ტიპის გენერატორს პრაქტიკაში საკმაოდ ფართო გამოყენება აქვს. მას ხშირად კლასის გენერატორის სახელწოდებით მოიხსენებენ. რხევის სიხშირე დამოკიდებულია C ტევადობის შერჩევაზე. წრედში ჩართულია სამი ტევადობა, რომლებიც ეკვივალენტურ სქემაზე შეიძლება ჩავანაცვლოთ ერთი ეკვივალენტური ტევადობით:

$$C_{\text{ახ}} = \frac{1}{\frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}}.$$

შესაბამისად, გენერატორის რხევის სიხშირე იქნება:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\text{ახ}} C_{\text{ახ}}}}.$$

§43. ოპერაციული და პარამეტრული გამაძლიერებლები (გენერატორები)

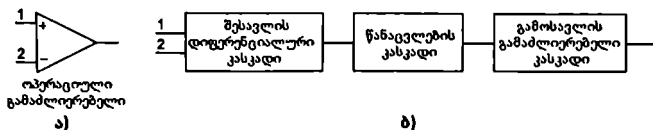
გამაძლიერებლებისა და გენერატორების მრავალფეროვანი კლასი არსებობს. მათი მრავალი ნაირსახეობა, ცხადია, აიხსნება ნახევარგამტარული ტექნიკის ფართო კლასით. გარდა იმისა, რაც ზემოთ განვიხილეთ, ყველაზე ხშირად ხვდებით ოპერაციულ და პარამეტრულ გამაძლიერებლებს, რომლებიც ამავე დროს შეიძლება ელექტრული გენერატორების სახით იქნას განხილული. განვიხილოთ თითოეული მათგანის ფიზიკური საფუძვლები ცალ-ცალკე.

ოპერაციული გამაძლიერებელი (გენერატორი)

მუდმივი დენის გამაძლიერებელს (გენერატორს) ოპერაციული გამაძლიერებელი (გენერატორი) ეწოდება, თუ მას აქვს მუდმივი ძაბვის გადამცემის მაღალი კოეფიციენტი და დიდი შესავლის წინააღობა.

ოპერაციული გამაძლიერებლის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა მოცემულია ნახ.43.1. ა)-ზე. ოპერაციულ გამაძლიერებელს აქვს ორი შესავალი და ერთი გამოსავალი. შესავალი „1“ - ინვეტირებადი შესავალია, გამოსავალზე გაძლიერებული სიგნალის ფაზა შესავლის საპირისპიროა. შესავალი „2“ არაინვეტირებადია, გამოსავალზე სიგნალის ფაზა ემთხვევა შესავლის ფაზას. ოპერაციულ გამაძლიერებელს შეიძლება ჰქონდეს მინიმალური სამი გამომყვანი მანქველი, თუმცა პრაქტიკაში მას დამატებით გამოუმყანებსაც უკეთებენ, რითაც ახორციელებენ ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლის კორექტირებას, კვების წყაროს ჩართვას და ა.შ.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები



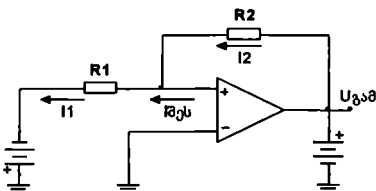
ნახ.43.1. ა) ოპერაციული გამაძლიერებლის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა, ბ) ოპერაციული გამაძლიერებლის სტრუქტურული სქემა

ოპერაციული გამაძლიერებლის (გენერატორის) სტრუქტურული სქემა წარმოდგენილია ნახ.43.1. ბ)-ზე. იგი მოიცავს შესავლის დიფერენციალური კასკადის სქემას, ფაზის წანაცვლების კასკადის სქემას და გამოსავლის გამაძლიერებელი კასკადის სქემას.

იდეალური ოპერაციული გამაძლიერებლის შესავლის წინაღობა უსასრულოდ დიდია $R_{\text{შეს}} \rightarrow \infty$, ამიტომ $I_{1\text{შეს}} = I_{2\text{შეს}} = 0$. გამოსავლის წინაღობა ნულის ტოლია $R_{\text{გამ}} = 0$, შესაბამისად, გამოსავლის ძაბვა არის: $u_{\text{გამ}} = K_0(u_{2\text{შეს}} - u_{1\text{შეს}})$. როცა $u_{1\text{შეს}} = u_{2\text{შეს}} = 0$, მაშინ $u_{\text{გამ}} = 0$ და გვ უსასრულოდ დიდია $K_0 \rightarrow \infty$. პრაქტიკაში იდეალური ოპერაციული გამაძლიერებელი არ არსებობს, მაგრამ ეს დაშვებები ამარტივებს მათემატიკურ გამოთვლებს.

ოპერაციული გამაძლიერებლის ძირითად კასკადს წარმოადგენს შესავლის დიფერენციალური წრედი, რომელიც განსაზღვრავს შესავლის სიგნალების სხვაობას ($u_{2\text{შეს}} - u_{1\text{შეს}}$). დიფერენციალური გამაძლიერებელი კასკადის საფუძველზე შესაძლებელია შერჩეული იქნას ესა თუ ის უარყოფითი უკუკავშირი და განხორციელდეს რხევების გაძლიერება, შეკრება, ინტეგრირება, დიფერენცირება, გენერირება და ფილტრაცია. დიფერენციალურ კასკადს აქვს ორი შესავალი, რომელზედაც ხდება დამოუკიდებელი სიგნალების მოღება.

გამოსავლის კასკადი უზრუნველყოფს სიმძლავრის გაძლიერებას, მან უნდა შექმნას სასურველი ძაბვა და დენის ძალა დატვირთვაზე, შეამციროს დატვირთვის გავლენა შესავლის და წანაცვლების კასკადებზე. ოპერაციული გამაძლიერებლის სქემა უარყოფითი უკუკავშირით ნაჩვენებია ნახ.43.2-ზე.



ნახ.43.2. ოპერაციული გამაძლიერებელი უარყოფითი უკუკავშირით

იდეალური ოპერაციული გამაძლიერებლისათვის $I_{\text{შეს}} = 0$. შესაბამისად,:

$$I_1 = I_2, \quad I_1 = \frac{u_{R1}}{R_1} = \frac{\varepsilon - u_{\text{შეს}}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{u_{R2}}{R_2} = \frac{u_{\text{შეს}} - u_{\text{გამ}}}{R_2}, \quad (43.1)$$

$$u_{\text{შეს}} = -\frac{u_{\text{გამ}}}{K_0}. \quad (43.2)$$

(43.1) გადავწეროთ შემდეგი სახით:

$$R_1 \left(-\frac{u_{\text{გამ}}}{K_0} - u_{\text{გამ}} \right) = R_2 \left(\varepsilon + \frac{u_{\text{გამ}}}{K_0} \right). \quad (43.3)$$

აქედან:

$$K = \frac{u_{\text{გამ}}}{\varepsilon} = - \frac{R_2}{R_1 + \frac{R_2}{K_0}}, \quad (43.4)$$

ამ შემთხვევაში, K - წარმოადგენს ოპერაციული გამაძლიერებლის გაძლიერების კოეფიციენტს უარყოფითი უკუკავშირით. ცხადია, როცა $K_0 \rightarrow \infty$, მაშინ:

$$K = - \frac{R_2}{R_1}. \quad (43.5)$$

(43.5) გამოსახულება გვიჩვენებს, რომ გარკვეულ პირობებში K ზღვარს აღემატება და უკუკავშირის წრედის R_1 და R_2 პარამეტრებზე.

პრაქტიკაში $K = 100$ უკუკავშირის გაძლიერების კოეფიციენტის მნიშვნელობის მისაღებად, საჭიროა თვით ოპერაციული გამაძლიერებლის K_0 იყოს $K_0 \geq 10000$. გაძლიერების კოეფიციენტი მცირდება სიხშირის ზრდასთან ერთად. (43.5) განისაზღვრება ზღვრული მინიმალური სიხშირე განისაზღვრება პირობით: $K_0 = 1$.

პარამეტრული გამაძლიერებელი (გენერატორი)

რადიოტექნიკურ მოწყობილობას, რომელშიდაც სიგნალის სიმძლავრის გაძლიერება ხორციელდება გარეშე წყაროს ენერგიის ხარჯზე (ე.წ. მტუმბავი გენერატორით) ეწოდება პარამეტრული. პარამეტრული გამაძლიერებლის (გენერატორის) არაწრფივი რეაქტიული ელემენტის ტევადობა ან ინდუქციურობა პერიოდულად იცვლება.

პარამეტრულ გამაძლიერებლებს ძირითადად გამოიყენებენ რადიოასტრონომიაში, შორეული კოსმოსური კავშირებისა და შორეული ობიექტების რადიოლოკაციაში. მას ახასიათებს მცირე სითბური ხმაური, ამიტომ შეუძლია გააძლიეროს სუსტი სიგნალები. ზემადალ სიხშირეებზე პარამეტრული გამაძლიერებელი ელექტრონულ-სხივურ მილაკებთან ერთად გამოიყენება ძალიან სუსტი დაბალი სიხშირის ბგერების გასაძლიერებლად. სანტიმეტრულ დიაპაზონში ცნობილია პარამეტრული გამაძლიერებლები, რომლებიც ინარჩუნებენ პირველადი სიგნალის სიხშირეს. პარამეტრული გამაძლიერებლები გამოიყენება აგრეთვე ტალღამატარებში, გრძელ გადამცემ ხაზებში მცირე რხევების მისაღებად და გასაძლიერებლად და ა.შ.

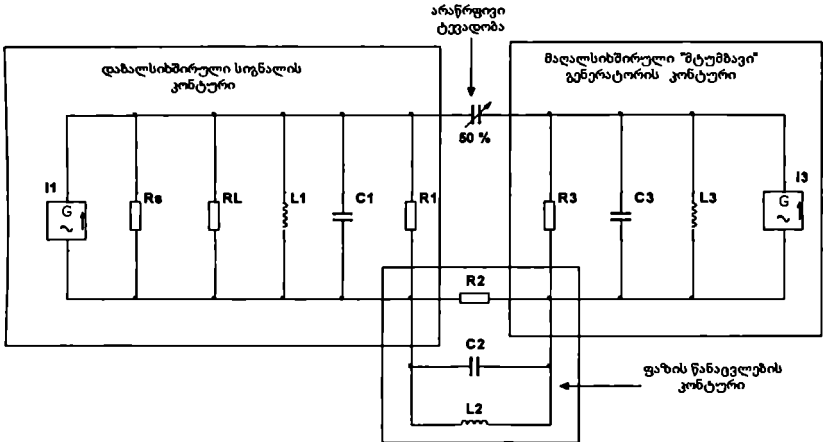
პარამეტრული გამაძლიერებლის მოქმედება ეფუძნება უარყოფითი უკუკავშირის პრინციპს. ასეთი უარყოფითი გამტარებლობის მქონე მოწყობილობა, მაგალითად, გვირაბული დიოდი, რომელიც შეიძლება გამოყენებული იქნას პარამეტრული გამაძლიერებლის ან გენერატორის დასაშუალებლად. აღსანიშნავია, რომ ლაზერი, ასევე კლასიფიცირებულია, როგორც უარყოფითი გამტარებლობის ოსცილატორი. არსებობს გამაძლიერებლებისა და გენერატორების კიდევ ერთი კლასი, რომელთა მოქმედება ეფუძნება არაწრფივ გამტარობას და ცნობილია, როგორც პარამეტრული გამაძლიერებლის (გენერატორის) სახელწოდებით. მაგალითად, $p - n$ კუვდაცასვლას აქვს არაწრფივი ვოლტამპერული მახასიათებელი, რადგან $p - n$ გადასვლის შიგა ტევადობა დამოკიდებულია ძაბვაზე.

პარამეტრული გამაძლიერებლის მოქმედების პრინციპი შემდეგში მდგომარეობს: მაღალ-სიხშირული გენერატორი ე.წ. მტუმბავი და დაბალსიხშირული გენერატორი ე.წ. სიგნალი ჩართულია არაწრფივ ელემენტთან. წარმოიქმნება სიხშირეთა სხვაობა, რომელიც იწვევს უარყოფით უკუგამტარობას სიგნალის კონტრუმში. უარყოფითი გამტარობა იზრდება მტუმბავი გენერატორის მაღალსიხშირული სიგნალის დონის (ამპლიტუდის) ზრდით ან გამაძლიერებლის გატარების სიხშირული ზოლის

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

შემგირებით. ვიწრო სიხშირულ ზოლს დამატებითი უპირატესობა აქვს იმ თვალსაზრისით, რომ კიდურა სიხშირეებზე მოსული ენერგია კიდევ უფრო მცირდება და პარამეტრული გამაძლიერებელი ძალიან სუსტი სიგნალების გაძლიერებასაც ასწრებს.

პარამეტრული გამაძლიერებლის ეკვივალენტური სქემა მოცემულია ნახ.43.3.-ზე. ის შეიძლება არაწრფივ კონდენსატორს, რომელიც შემოსაზღვრულია სამი პარალელური RLC კონტურით. ერთი მათგანი წარმოადგენს დაბალსიხშირული სიგნალის კონტურს, მეორე შუალედური ფაზის წანაცვლების კონტურია (მას ზოგჯერ უშუალოდ კონტურის სახელწოდებით მოიხსენიებენ), ხოლო მესამე წარმოადგენს მაღალსიხშირული ე.წ. „ტუმბავი“ გენერატორის კონტურს. მუხტი არაწრფივ კონდენსატორზე დამოკიდებულია მის მოქმედებაზე დაბვის სიდიდესზე, რომელიც იცვლება და მაშასადამე იცვლება კონდენსატორის მუხტიც. ეს ცვლილება არაწრფივია.



ნახ.43.3. პარამეტრული გამაძლიერებლის ეკვივალენტური სქემა

ტიელიორის მწკრევის გამოყენებით კონდენსატორის მუხტი შეიძლება გამოვსახოთ მწკრევად:

$$q(t) = a_1u(t) + a_2u^2(t) + a_3u^3(t) + \dots \tag{43.6}$$

როდესაც მწკრევის ყველა კოეფიციენტი გარდა პირველი და მეორე წევრისა ძალიან მცირეა და შეიძლება ნულის ტოლად ჩავთვალოთ, მაშინ მუხტი იცვლება კვადრატული კანონით:

$$q(t) = Cu(t) + a_2u^2(t). \tag{43.7}$$

სადაც $a_1 = C$ ჩანაცვლებულია წრფივი ტუვადობით. ამ შემთხვევაში დენი, რომელიც მიედინება არაწრფივ კონდენსატორში არის:

$$i(t) = \frac{dq(t)}{dt} = C \frac{du(t)}{dt} + 2a_2u(t) \frac{du(t)}{dt}. \tag{43.8}$$

არაწრფივი კონდენსატორის დაბვა მიიღება სამი დაბვის ჯამისაგან. ესენია: დაბვა სიგნალის გენერირების ქსელში, შუალედური ქსელის და ტუმბოს წრედის დაბვა. შესაბამისად თითოეულის რხევის სიხშირეა: ω_1 , ω_2 და ω_3 :

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) + u_3(t) = \\ = U_{01} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_{02} \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + U_{03} \cos(\omega_3 t + \varphi_3) . \quad (43.9)$$

(43.9) ტოლობაში:

$$\omega_3 = \omega_1 + \omega_2 , \quad (43.10)$$

$$\omega_l = \frac{1}{\sqrt{L_l(C_l + C)}} . \quad (43.11)$$

(43.9) გავითვალისწინოთ (43.8)-ში:

$$i(t) = i_1(t) + i_2(t) + i_3(t), \quad (43.12)$$

სადაც:

$$i_1(t) = -\omega_1 C U_{01} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) - \omega_1 a_2 U_{02} U_{03} \sin(\omega_1 t + \varphi_3 - \varphi_2) , \quad (43.13)$$

$$i_2(t) = -\omega_2 C U_{02} \sin(\omega_2 t + \varphi_2) - \omega_2 a_2 U_{01} U_{03} \sin(\omega_2 t + \varphi_3 - \varphi_1) , \quad (43.14)$$

$$i_3(t) = -\omega_3 C U_{03} \sin(\omega_3 t + \varphi_3) - \omega_3 a_2 U_{01} U_{02} \sin(\omega_3 t + \varphi_1 + \varphi_2) . \quad (43.15)$$

(43.13)-(43.15) შეიძლება გადაწერილი იქნას შემდეგი ფორმით:

$$i_1(t) = C \frac{du_1(t)}{dt} + \frac{a_2 U_{02} U_{03}}{U_{01}} \left\{ \cos(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1) \frac{du_1(t)}{dt} - \omega_1 u_1(t) \sin(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1) \right\} , \quad (43.16)$$

$$i_2(t) = C \frac{du_2(t)}{dt} + \frac{a_2 U_{01} U_{03}}{U_{02}} \left\{ \cos(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1) \frac{du_2(t)}{dt} - \omega_2 u_2(t) \sin(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1) \right\} , \quad (43.17)$$

$$i_3(t) = C \frac{du_3(t)}{dt} + \frac{a_2 U_{01} U_{02}}{U_{03}} \left\{ \cos(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1) \frac{du_3(t)}{dt} - \omega_3 u_3(t) \sin(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1) \right\} , \quad (43.18)$$

შევასრულოთ (43.16)-(43.18) გამოსახულებების ფურიეს გარდაქმნა:

$$\frac{I_1(\omega)}{U_1(\omega)} = j\omega_1 C + j\omega_1 a_2 \frac{U_{02} U_{03}}{U_{01}} e^{j(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1)} , \quad (43.19)$$

$$\frac{I_2(\omega)}{U_2(\omega)} = j\omega_2 C + j\omega_2 a_2 \frac{U_{01} U_{03}}{U_{02}} e^{j(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1)} , \quad (43.20)$$

$$\frac{I_3(\omega)}{U_3(\omega)} = j\omega_3 C + j\omega_3 a_2 \frac{U_{01} U_{02}}{U_{03}} e^{j(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1)} , \quad (43.21)$$

ვოლტ-ამპერული დამოკიდებულება მოცემული სამი წრედისათვის საბოლოოდ ჩაიწერება გამოსახულებით:

$$I_1(\omega) = \left\{ j\omega_1 C + j\omega_1 a_2 \frac{U_{02} U_{03}}{U_{01}} e^{j(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1)} \right\} U_1(\omega) , \quad (43.22)$$

$$0 = \left\{ j\omega_2 C + j\omega_2 a_2 \frac{U_{01} U_{03}}{U_{02}} e^{j(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1)} \right\} U_2(\omega) , \quad (43.23)$$

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

$$i_3(\omega) = \left\{ j\omega_3 C + j\omega_3 a_2 \frac{U_{01}U_{02}}{U_{03}} e^{j(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1)} \right\} U_3(\omega), \quad (43.24)$$

$i_1(\omega)$ და $i_3(\omega)$ წარმოადგენს შესავალი სიგნალის და ტუმბოს წრედის დენის ძალების ფურიეს გარდაქმნებს. (43.22) განტოლებიდან (43.23) და (43.24) განტოლებების საფუძველზე გამოვირცხოთ U_{02} და U_{03} . საბოლოოდ, მივიღებთ:

$$\frac{i_1(\omega)}{U_1(\omega)} = j\omega_1 C - j \frac{\omega_1 a_2^2}{\omega_3^2 C^3} \frac{|i_3(\omega)|^2}{\left[1 + j \frac{a_2^2 U_{01}}{\omega_3 C^3} \right]^2}. \quad (43.25)$$

როგორც ვხედავთ, უარყოფითი გამტარობა წარმოიქმნება კონდენსატორის არაწრფივობის გამო, რომელიც აღიგზნება ω_3 ტუმბოთი. თუ U_{01} აკმაყოფილებს პირობას:

$$\frac{a_2^2 U_{01}}{\omega_3 C^3} \ll 1,$$

ამ დროს უარყოფითი გამტარობა არ არის დამოკიდებული შესავალ სიგნალზე და ადგილი აქვს წრფივ პარამეტრულ გაძლიერებას.

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

§44. Y, H და Z პარამეტრები

ელექტრული მილაკები და ტრანზისტორები ხშირად გამოიყენება მართვადი ელემენტების სახით ელექტრულ წრედებში. ისინი ძირითადად გამმართველებისა და გამაძლიერებლის სქემებში გვხვდება. გამმართველი და გამაძლიერებელი სქემები, რომლებიც შეიცავენ წრედის არაწრფივ ელემენტებს, ზოგად შემთხვევაში, შეიძლება წარმოვადგინოთ ოთხპოლუსას სახით.

დავუშვათ ოთხპოლუსას შესასვლელზე მიეწოდება სიგნალი პარამეტრებით (I_1, U_1) , ხოლო გამოსავალზე კი ვღებულობთ სიგნალს (I_2, U_2) პარამეტრებით. გამოსავალზე სიგნალი არაწრფივად და დამოკიდებული შესავალზე მოდებულ სიგნალზე, ამასთან, მათი რხევის ფაზები ერთმანეთს არ ემთხვევა. გვაქვს ოთხი ცვლადი სიდიდე, რომელთაგან ნებისმიერ ორს შორის დამოკიდებულება შეიძლება დავადგინოთ, თუ ჩავთვლით, რომ დანარჩენი ორი დამოუკიდებელი ცვლადებია. დამოუკიდებელ ცვლადებად შეიძლება ჩავთვალოთ ძაბვები ოთხპოლუსას შესასვლელზე და გამოსავალზე, მაშინ დენები ოთხპოლუსას შესასვლელზე და გამოსავალზე იქნება მათი ფუნქციები:

$$I_1 = f_1(U_1, U_2), \quad I_2 = f_2(U_1, U_2). \quad (44.1)$$

ჩაწეროთ ეს ფუნქციები სრული დიფერენციალების სახით:

$$dI_1 = \frac{\partial I_1}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_1}{\partial U_2} dU_2, \quad dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2. \quad (44.2)$$

დავუშვათ, ოთხპოლუსას შესავალსა და გამოსავალზე, მუდმივი დენებისა და ძაბვების გარდა, გვაქვს ცვლადი დენებიც, შესაბამისად, (i_1, u_1) და (i_2, u_2) . თუ ეს ცვლადი დენები იმდენად მცირე ამპლიტუდისაა, რომ მათი ცვლილების ფარგლებში (44.1) ფუნქციები შეიძლება აპროქსიმირებული იქნას როგორც წრფივი ფუნქციები, მაშინ (44.2) ფორმულებში კერძო წარმოებულები შეიძლება ჩავთვალოთ მუდმივ სიდიდეებად. ამ შემთხვევაში, დენებისა და ძაბვების სრული წარმოებულები შეიძლება შევცვალოთ კომპლექსური ამპლიტუდებით: (I_1, U_1) და (I_2, U_2) :

$$i_1 = \frac{\partial I_1}{\partial U_1} U_1 + \frac{\partial I_1}{\partial U_2} U_2, \quad i_2 = \frac{\partial I_2}{\partial U_1} U_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} U_2. \quad (44.3)$$

დაშვების თანახმად, (44.3) ფორმულაში კერძო წარმოებულები მუდმივი იქნება შესავალზე ან გამოსავალზე მუდმივი ძაბვების შემთხვევაში. მაგალითად, როცა $U_2 = \text{const}$ ნიშნავს, რომ ოთხპოლუსას გამოსავალზე არ გვაქვს ცვლადი სიგნალი, რაც მათემატიკურად შეიძლება ჩაწეროთ ასე:

$$u_2(t) = 0, \text{ ან } \dot{U}_2 = 0,$$

$$\left. \frac{\partial I_1}{\partial U_1} \right|_{U_2=\text{const}} = \left. \frac{\partial I_1}{\partial U_1} \right|_{u_2(t)=0} = \left. \frac{\partial I_1}{\partial U_1} \right|_{U_2=0}. \quad (44.4)$$

$\dot{U}_2 = 0$ პირობა სრულდება მხოლოდ მაშინ, როცა ოთხპოლუსას გამოსავლის მოკლე ჩართვას აქვს ადგილი ცვლადი დენის მიხედვით. როცა $\dot{U}_2 = 0$, (44.3)-დან ვღებულობთ, რომ ეს შეფარდება

თავი IX. გვერდულ-ტრუსების და პარამეტრები

ტოლია ოთხპოლუსას შესასვლელზე დენის კომპლექსური ამპლიტუდის ფარდობისა ძაბვის კომპლექსურ ამპლიტუდასთან, როცა გამოსავალზე გვაქვს მოკლე ჩართვა ცვლადი დენის მიხედვით:

$$\left. \frac{\partial I_1}{\partial U_1} \right|_{U_2=const} = \left. \frac{I_1}{U_1} \right|_{U_2=0} = Y_{11}. \quad (44.5)$$

ზოგად შემთხვევაში Y_{11} კომპლექსური სიდიდეს აქვს წინაღობის შებრუნებული სიდიდის - გამტარებლობის განზომილება, რომელიც შეიძლება წარმოვადგინოთ რეალური და კომპლექსური ნაწილებით:

$$Y_{11} = g_{11} + j\omega C_{11}. \quad (44.6)$$

Y_{11} - წარმოადგენს ოთხპოლუსას შემავალ გამტარობას, გამოსავლის მოკლე ჩართვისას. (44.3)-ის მეორე განტოლებიდან ვღებულობთ:

$$\left. \frac{\partial I_2}{\partial U_2} \right|_{U_1=const} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{U_1=0} = Y_{22}. \quad (44.7)$$

$$Y_{22} = g_{22} + j\omega C_{22}. \quad (44.8)$$

Y_{22} - წარმოადგენს ოთხპოლუსას გამოსავლის გამტარობას შესავალის მოკლე ჩართვისას. ანალოგიური არის გააჩნია (44.3) გამოსახულებაში დარჩენილ ორ კერძო წარმოებულებასაც:

$$\left. \frac{\partial I_1}{\partial U_2} \right|_{U_1=const} = \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{U_1=0} = Y_{12}. \quad (44.9)$$

$$\left. \frac{\partial I_2}{\partial U_1} \right|_{U_2=const} = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{U_2=0} = Y_{21}. \quad (44.10)$$

Y_{12} - წარმოადგენს უკუგამტარობას შესავლის მოკლე ჩართვისას, ხოლო Y_{21} - კი, პირდაპირგამტარობას შესავლის მოკლე ჩართვისას.

(44.5), (44.7), (44.9) და (44.10)-ის გათვალისწინებით (44.3)-ში, ვღებულობთ წრფივ განტოლებათა სისტემას:

$$I_1 = Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2, \quad I_2 = Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2. \quad (44.11)$$

Y_{ik} - პარამეტრები განსაზღვრავს ელექტრული მოწყობილობის სპეციფიკას და მას Y -პარამეტრებს უწოდებენ. Y -პარამეტრები განისაზღვრება შესაბამისი კომპლექსური ამპლიტუდების ფარდობით ოთხპოლუსას შესავლებსა და გამოსავლებზე, შესაბამისად, გამოსავალზე და შესავალზე ცვლადი დენის მიხედვით მოკლე ჩართვისას. გამოსავალზე (ან შესავალზე) ცვლადი დენის მიხედვით, მოკლე ჩართვის რეჟიმის განხორციელება შესაძლებელია გამოსავლის (ან შესავლის) გამომყვან მანქანებზე მაღალი ტევადობის კონდენსატორის ჩართვით, ისე, რომ შესრულდეს უტოლობა:

$$\frac{1}{\omega C} \ll R_{\text{გა}}, \quad R_{\text{გა}} \approx \frac{1}{|Y_{22}|}, \quad (44.12)$$

$$\frac{1}{\omega C} \ll R_{\text{გვ}}, \quad R_{\text{გვ}} \approx \frac{1}{|Y_{11}|}, \quad (44.13)$$

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

სადაც ω - ოთხპოლუსაზე მოქმედი ცვლადი დენის სიხშირეა, $R_{ფეს}$, $R_{გაგ}$ - ოთხპოლუსას შესავლისა და გამოსავლის წინაღობებია.

Y-პარამეტრების ექსპერიმენტული განსაზღვრისას შესაძლო გართულებების თავიდან ასაცილებლად, ხშირად ტრანზისტორის, როგორც ოთხპოლუსას აღწერისას, დამოუკიდებელი პარამეტრების სახით იღებენ შემავალ დენს I_1 და გამომავალ ძაბვას U_2 . ამ შემთხვევაში, კავშირი დენის ძალისა და ძაბვის კომპლექსურ ამპლიტუდებსა და დამოუკიდებელ ცვლადებს შორის ჩაიწერება გამოსახულებით:

$$\dot{U}_1 = \dot{H}_{11}I_1 + \dot{H}_{12}\dot{U}_2, \quad I_2 = \dot{H}_{21}I_1 + \dot{H}_{22}\dot{U}_2. \quad (44.14)$$

ტრანზისტორი, როგორც ოთხპოლუსა, ხშირად აღიწერება H-პარამეტრებით, რომელთა ფიზიკური არსი განისაზღვრება (44.13) ფორმულიდან:

$$\dot{H}_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{I_1} \right|_{\dot{U}_2=0} - \text{შესავლის წინააღობაა, გამოსავალზე მოკლე ჩართვისას};$$

$$\dot{H}_{22} = \left. \frac{I_2}{\dot{U}_2} \right|_{I_1=0} - \text{გამოსავლის გამტარობაა შემავალზე სიგნალის არ არსებობისას};$$

$$\dot{H}_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right|_{I_1=0} - \text{ძაბვის უკუკავშირის კოეფიციენტია შემავალზე სიგნალის არ არსებობისას};$$

$$\dot{H}_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{\dot{U}_2=0} - \text{დენის გადაცემის კოეფიციენტია გამოსავალზე მოკლე ჩართვისას}.$$

H-პარამეტრების ექსპერიმენტულად განსაზღვრისათვის საჭიროა მოკლე ჩართვის შექმნა გამოსავალზე და უქმი სვლა (შემავალი სიგნალის გარეშე) შესავალზე. ექსპერიმენტულად ცხადია H-პარამეტრების განსაზღვრა უფრო მარტივია, ვიდრე Y-პარამეტრების, ამიტომ H-პარამეტრებს, პრაქტიკული თვალსაზრისით, გააჩნია გარკვეული უპირატესობა, მაგრამ ზოგიერთი ელექტრული წრედის მახასიათებლების გაანგარიშებისას მოსახერხებელია Y-პარამეტრებით სარგებლობა, ამიტომ ზოგჯერ საჭირო ხდება Y და H-პარამეტრებს შორის კავშირის დადგენა.

გამოვსახოთ Y-პარამეტრები H-პარამეტრებით. (44.3)-ის პირველი განტოლებით გამოვსახოთ I_1 და ჩავსვათ (44.14)-ის მეორე განტოლებაში, ხოლო (44.14)-ის პირველი განტოლებიდან განვსაზღვროთ I_1 :

$$I_1 = \frac{1}{\dot{H}_{11}} \dot{U}_1 - \frac{\dot{H}_{12}}{\dot{H}_{11}} \dot{U}_2, \quad I_2 = \frac{\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{11}} \dot{U}_1 + \left(\dot{H}_{22} - \dot{H}_{21} \frac{\dot{H}_{12}}{\dot{H}_{11}} \right) \dot{U}_2. \quad (44.15)$$

(44.15)-ი შევადაროთ (44.3)-ს. მივიღებთ:

$$\dot{Y}_{11} = \frac{1}{\dot{H}_{11}}, \quad \dot{Y}_{12} = -\frac{\dot{H}_{12}}{\dot{H}_{11}}, \quad \dot{Y}_{21} = \frac{\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{11}}, \quad \dot{Y}_{22} = \dot{H}_{22} - \dot{H}_{21} \frac{\dot{H}_{12}}{\dot{H}_{11}}. \quad (44.16)$$

ან პირიქით:

$$\dot{H}_{11} = \frac{1}{\dot{Y}_{11}}, \quad \dot{H}_{12} = -\frac{\dot{Y}_{12}}{\dot{Y}_{11}}, \quad \dot{H}_{21} = \frac{\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{11}}, \quad \dot{H}_{22} = \dot{Y}_{22} - \frac{\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{11}}. \quad (44.17)$$

(44.16) და (44.17) გამოსახავს კავშირს Y და H-პარამეტრებს შორის.

თუ დამოუკიდებელი პარამეტრების სახით ავირჩევთ შესავალსა და გამოსავალზე I_1 და I_2 დენებს, მაშინ მივიღებთ ახალ Z-პარამეტრებს:

$$\dot{U}_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} I_1 + \frac{\partial U_1}{\partial I_2} I_2, \quad \dot{U}_2 = \frac{\partial U_2}{\partial I_1} I_1 + \frac{\partial U_2}{\partial I_2} I_2. \quad (44.18)$$

$$\dot{U}_1 = \dot{Z}_{11} I_1 + \dot{Z}_{12} I_2, \quad \dot{U}_2 = \dot{Z}_{21} I_1 + \dot{Z}_{22} I_2, \quad (44.19)$$

სადაც:

$$\dot{Z}_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{I_1} \right|_{I_2=0}, \quad \dot{Z}_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{I_2} \right|_{I_2=0}, \quad \dot{Z}_{21} = \left. \frac{\dot{U}_2}{I_1} \right|_{I_1=0}, \quad \dot{Z}_{22} = \left. \frac{\dot{U}_2}{I_2} \right|_{I_1=0}. \quad (44.20)$$

როგორც ვხედავთ Z-პარამეტრები წარმოადგენს კომპლექსურ წინაღობებს ოთხპოლუსას შესა-
ვალსა და გამოსავალზე, შესაბამისად, გამოსავალზე და შესავალზე სიგნალის არ არსებობისას.

ცხრილი 44.1. ოთხპოლუსას Y, H და Z პარამეტრების მნიშვნელობები

Y-პარამეტრები	H-პარამეტრები	Z-პარამეტრები
$\dot{Y}_{11} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} \right _{\dot{U}_2=0}$	$\dot{H}_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right _{\dot{U}_2=0}$	$\dot{Z}_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right _{\dot{U}_2=0}$
$\dot{Y}_{12} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \right _{\dot{U}_1=0}$	$\dot{H}_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right _{\dot{U}_1=0}$	$\dot{Z}_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} \right _{\dot{U}_2=0}$
$\dot{Y}_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} \right _{\dot{U}_2=0}$	$\dot{H}_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \right _{\dot{U}_2=0}$	$\dot{Z}_{21} = \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} \right _{\dot{U}_1=0}$
$\dot{Y}_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right _{\dot{U}_1=0}$	$\dot{H}_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right _{\dot{U}_1=0}$	$\dot{Z}_{22} = \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} \right _{\dot{U}_1=0}$

ელექტრული ხელსაწყოების დასახასიათებლად უფრო ხშირად იყენებენ Y და H-პარამეტრებს,
ხოლო Z-პარამეტრებით იშვიათად სარგებლობენ.

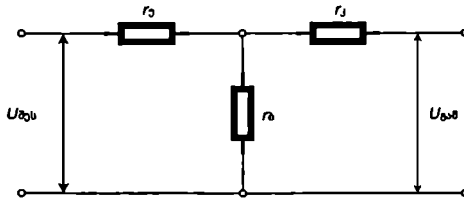
მართვი სარგებლობისათვის ცხრილი 44.1-ში მოცემულია Y, H და Z-პარამეტრების მნიშვნელო-
ბები. დანართ 3 -ზე წარმოდგენილია კავშირი Y, H და Z-პარამეტრებს შორის.

§45. ტრანზისტორის ეკვივალენტური სქემები და მისი პარამეტრების სისტემა

ტრანზისტორის გამაძლიერებელ რეჟიმში მუშაობის ანალიზისათვის იყენებენ ეკვივალენტურ
სქემებს. ამ სქემებში ტრანზისტორი წარმოადგენს წრფივ აქტიურ ოთხპოლუსას. როგორც ვიცით,
წრფივი აქტიური ოთხპოლუსა ეწოდება ისეთ ელექტრულ წრედს, რომელიც შედგება პასიური L, R, C
ელემენტებისა და დენის ეკვივალენტური გენერატორისაგან ან ძაბვის გენერატორისაგან ორი
შესავლისა და ორი გამოსავლის მომქერებით.

ტრანზისტორი ზოგადად არაწრფივი ელემენტია, თუმცა მცირე სიგნალების შემთხვევაში იგი
შეიძლება წრფივ ელემენტად ჩავთვალოთ. ვისარგებლოთ ოთხპოლუსას თეორიით და განვსაზღვროთ
ტრანზისტორის, როგორც წრფივი ოთხპოლუსას პარამეტრები.

ეს პარამეტრები იყოფა ორ ჯგუფად: პირველადი და მეორადი. პირველადი (ფიზიკური ან მინა-
განი) პარამეტრები ახასიათებს თვით ტრანზისტორს და არ არის დამოკიდებული მისი ჩართვის
სქემაზე. მაგალითად T – მაგვარი ტრანზისტორის ეკვივალენტურ სქემას საერთო ბაზით აქვს შემდეგი
ნახ.45.1-ზე მოცემული სახე.



ნახ.45.1. T – მაგვარი ტრანზისტორის საერთო ბაზით ჩართვის ეკვივალენტური სქემა

რადგან სქემა შედგენილია დაბალი სიხშირეებისათვის, ამიტომ რეაქტიული პარამეტრებისათვის ტევადობა და ინდუქციურობა უგულებელყოფილია. დაბალი სიხშირის დიაპაზონში ტრანზისტორის მახასიათებელი პარამეტრებია: აქტიური წინააღობა R , ემიტერული გადასვლის r_e წინააღობა, ბაზური არის r_b წინააღობა და კოლექტორული გადასვლის r_c წინააღობა.

ძაბვის ეკვივალენტური გენერატორი, რომელიც ჩართულია გამოსავლის წრედში კოლექტორის მიმდევრობით, განაპირობებს ტრანზისტორის, როგორც გამაძლიერებლის ფუნქციონირებას. გენერატორის ემძ პროპორციულია შესავლის I_b დენის. კერძოდ:

$$E_{გამ} = I_b r_b.$$

პარამეტრებს r_e , r_b , r_c და r_g ტრანზისტორის შიგა პარამეტრები ეწოდება. ეს პარამეტრები არ არის დამოკიდებული ტრანზისტორის ჩართვის სქემაზე. ამ პარამეტრებს პირველად პარამეტრებად უწოდებენ. მათ რიცხვს მიეკუთვნება აგრეთვე დენის მიმართ გაძლიერების α და β კოეფიციენტებიც.

პირველადი პარამეტრების ნაკლს წარმოადგენს ის, რომ ამ პარამეტრთაგან ზოგიერთი არ ექვემდებარება უშუალოდ გაზომვას.

რაც შეეხება ტრანზისტორის მეორად პარამეტრებს, რომლებსაც მახასიათებელ პარამეტრებად უწოდებენ, ისინი ამყარებენ კავშირს დენებასა და ძაბვებს შორის. მახასიათებელი პარამეტრები არის სიდიდეები, რომლებიც განსაზღვრავენ ტრანზისტორს, როგორც ოთხპოლუსას.

როგორც §44-ში განვიხილეთ Y, H და Z-პარამეტრების მიხედვით შეიძლება გამოვყოთ დამოუკიდებელი და დამოკიდებული პარამეტრები და ავაგოთ განტოლებათა სისტემა, რომელიც შედგება ექვსი განტოლებისაგან. მაგალითად, Z-პარამეტრების სისტემას უქმი სვლის პარამეტრების სისტემას უწოდებენ, რადგან ყველა მათგანი განისაზღვრება უქმი სვლის რეჟიმში. დამოუკიდებელ ცვლადებს წარმოადგენს შესავლის და გამოსავლის დენის ძალები, ხოლო ძაბვები ამ ცვლადებზე დამოკიდებული ფუნქციებია:

$$u_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (45.1)$$

$$u_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (45.2)$$

დაბალი სიხშირეების და მცირე სიმძლავრის სიგნალებისას, როცა რეაქტიული ელემენტები შეიძლება უგულებელვყოთ და ჩავთვალოთ, რომ ტრანზისტორი, როგორც ოთხპოლუსა შეიგავს მხოლოდ აქტიურ წინააღობას (45.1) და (45.2) შეიძლება გადავწეროთ შემდეგი სახით:

$$u_1 = r_{11}I_1 + r_{12}I_2 \quad (45.3)$$

$$u_2 = r_{21}I_1 + r_{22}I_2 \quad (45.4)$$

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

სადაც:

$$r_{11} = \frac{u_1}{I_1} - \text{შესავლის წინაღობაა ღია გამოსავლისას};$$

$$r_{12} = \frac{u_1}{I_2} - \text{უკუკავშირის წინაღობაა ღია გამოსავლისას};$$

$$r_{21} = \frac{u_2}{I_1} - \text{პირდაპირი გადაცემის წინაღობაა, როცა } I_2 = 0;$$

$$r_{22} = \frac{u_2}{I_2} - \text{გამოსავლის წინაღობაა, } I_1 = 0.$$

ვსარგებლობთ რა T - მაგვარი ეკვივალენტური სქემით, მახასიათებელი პარამეტრები $r_{11}, r_{12}, r_{21}, r_{22}$ შეიძლება გამოისახოს შიგა პარამეტრებით:

$$r_{11} = r_g + r_b; \quad r_{12} = r_b + r_g; \quad r_{21} = r_b; \quad r_{22} = r_g + r_b.$$

Y პარამეტრების სისტემას ეწოდება მოკლე ჩართვის პარამეტრების სისტემა. ამ შემთხვევაში დამოუკიდებელ ცვლადებს წარმოადგენს შესავლისა და გასავლის ძაბვები, ხოლო შესაბამისი დენის ძალები კი ამ დამოუკიდებელ ცვლადებზე დამოკიდებული ფუნქციებია:

$$I_1 = \dot{Y}_{11}u_1 + \dot{Y}_{12}u_2, \quad (45.5)$$

$$I_2 = \dot{Y}_{21}u_1 + \dot{Y}_{22}u_2. \quad (45.6)$$

მცირე სიხშირეებისას ეს განტოლებები ასე გადაიწერება:

$$I_1 = g_{11}u_1 + g_{12}u_2, \quad (45.7)$$

$$I_2 = g_{21}u_1 + g_{22}u_2. \quad (45.8)$$

სადაც:

g_{11} - შესავლის გამტარობაა, როცა $u_2 = 0$;

g_{12} - უკუკავშირის გამტარობაა, როცა $u_1 = 0$;

g_{21} - პირდაპირი გადაცემის გამტარობაა, როცა $u_2 = 0$;

g_{22} - გამოსავლის გამტარობაა.

როგორც აღვნიშნეთ, Y პარამეტრების სისტემა დაბალი სიხშირეებისას იშვიათად გამოიყენება, რადგან შესავლის წრედის მოკლე ჩართვის რეჟიმი თითქმის არ გამოიყენება.

დაბალი სიხშირეებისას შედარებით ფართო გამოყენება ჰპოვა H პარამეტრების სისტემამ. დამოუკიდებელ ცვლადებს ამ შემთხვევაში წარმოადგენს შესავლის დენის ძალა და გამოსავლის ძაბვა, ხოლო შესავლის ძაბვა და გამოსავლის დენის ძალა ამ დამოუკიდებელ ცვლადებზე დამოკიდებული ფუნქციებია:

$$U_1 = H_{11}I_1 + H_{12}U_2, \quad (45.9)$$

$$I_2 = H_{21}I_1 + H_{22}U_2. \quad (45.10)$$

H პარამეტრები განისაზღვრება შესავლის, უკმი სვლისა და გამოსავლის მოკლე ჩართვისას (იხ. §44).

პრაქტიკაში ხშირად იყენებენ სპეციფიკურ აღნიშვნებს, მაგალითად: საერთო ბაზის მქონე სქემებისათვის $H_{21} = \alpha$, ხოლო საერთო ემიტერის სქემებში კი $H_{21} = \beta$.

H პარამეტრების სისტემებში ერთი პარამეტრი არის წინაღობა, ერთი გამტარობა, ხოლო ორი უგანზომილებო სიდიდეა. H პარამეტრების განსაზღვრა სტატიკურ მახასიათებელზე ხდება მახასიათებელი სამუთხედის აგებით. ამ მიზნით მახასიათებელზე ირჩევენ სასურველ M წერტილს

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

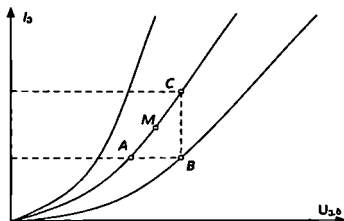
(ნახ.45.2). მახასიათებლის A წერტილიდან ატარებენ აბსცისთა ღერძის პარალელურ მონაკვეთს, ხოლო C წერტილიდან დაუშვებენ მართობს. მათი გადაკვეთის წერტილი არის B . ე.ი. $\triangle ABC$ არის მართკუთხა, ამასთან, AB მონაკვეთი არის ბაზისა და ემიტერის ძაბვის ნაწარდი $\Delta U_{\text{გ.}} BC$ მონაკვეთი კი ემიტერის დენის ΔI_e ნაწარდი.

ტრანზისტორის ძირითადი პარამეტრები საერთო ბაზის, საერთო ემიტერის და საერთო კოლექტორის სქემებისათვის მოცემულია ცხრილში 45.1.

ცხრილი 45.1. ტრანზისტორის რაოდენობრივი მახასიათებლები			
პარამეტრი	ჩართვის სქემა		
	საერთო ბაზით	საერთო ემიტერით	საერთო კოლექტორით
$R_{\text{ფეხ}}$	20-120 ომი	0.15-1.5 კომი	10-500 კომი
$R_{\text{გაფ}}$	1-1.5 ომი	10-100 კომი	10-100 კომი
K_u	30-300	50-2000	<1
K_f	<1	10-250	10-250
K_p	30-500	1000-250000	10-250

როგორც ცხრილიდან ჩანს, საუკეთესო პარამეტრები გააჩნია ტრანზისტორის საერთო ემიტერით, რადგან შესავლისა და გამოსავლის წინაღობათა მახლობელი მნიშვნელობები ამარტივებს სიმძლავრის გაძლიერების კასკადის შეთანხმებას და ამცირებს გამაძლიერებელ კასკადთა რიცხვს.

მიუხედავად იმისა, რომ ტრანზისტორი საერთო ბაზით შედარებით ცუდი პარამეტრებით გამოირჩევა, ეს სქემები კარგად მუშაობს მაღალი სიხშირეებისას, მაშინ როდესაც საერთო ემიტერით ტრანზისტორული სქემები არ მუშაობს. საერთო ბაზის სქემებს გააჩნიათ არსებითი უპირატესობა, კერძოდ დიდი შესავლისა და მცირე გამოსავლის წინაღობა, ხელსაყრელია შევთანხმოთ მაღალ ომიანი გამოსავლის კასკადი დაბალ ომიან შესავლის კასკადთან და დატვირთვასთან.



ნახ.45.2. ტრანზისტორის სტატიკური მახასიათებელი. H პარამეტრის განსაზღვრა

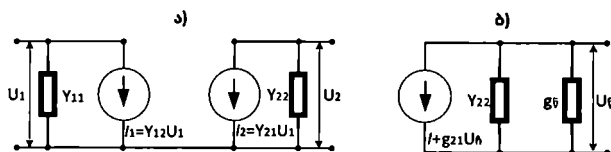
546. გამაძლიერებლის ეკვივალენტური სქემები

ეკვივალენტური სქემები გამოსახავს ოთხპოლუსას, რომლის შესავალზე და გამოსავალზე შესაძლებელია მცირე სიგნალების განსაზღვრა. წინა პარაგრაფში ვნახეთ, რომ ძირითადად ელექტრონულ მოწყობილობებში მისი ელემენტები, როგორიცაა: ტრანზისტორები ან მილაკები შეიძლება წარმოადგინოთ ეკვივალენტური სქემების სახით, რომელიც, თავის მხრივ, წარმოადგენს წრფივ ოთხპოლუსას, რომლის გამოყვანებზე (შესავალსა და გამოსავალზე) შეიძლება განსაზღვრული იქნას ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელთა ჯგუფი. თუმცა მხედველობაში უნდა მივიღოთ, რომ ნებისმიერი ელექტრონული მოწყობილობის (გამმართველი, გამაძლიერებელი, გენერატორი) ჩანაცვლება შეიძლება ეკვივალენტური სქემით, რომელიც იდენტური იქნება ამ ელექტრული მოწყობილობის. რა

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

თქმა უნდა, ეკვივალენტური ოთხპოლუსას შიგნით მიმდინარე პროცესები შეიძლება განსხვავდებოდეს რეალურ მოწყობილობებში მიმდინარე პროცესებისაგან.

ეკვივალენტური სქემების ასაგებად, როგორც §44-ში განვიხილეთ, შეიძლება გამოყენებული იქნას Y , H და Z -პარამეტრები. ნახ.46.1 ა)-ზე წარმოდგენილია გამაძლიერებლის ეკვივალენტური სქემა Y -პარამეტრებით. დამოუკიდებელ პარამეტრებს წარმოადგენს შესავლისა და გამოსავლის ძაბვები U_1 და U_2 . (44.11)-ის პირველი განტოლების თანახმად, შესავალი დენი I_1 წარმოადგენს ორი კომპონენტის ჯამს. მათგან პირველი $Y_{11}U_1$ - არის დენი, რომელიც გადის შესავლის Y_{11} წინააღობაში, U_1 შესავლის ძაბვის მოქმედებით. მეორე წევრი $Y_{12}U_2$ - ითვალისწინებს გასავლის ძაბვის გავლენას შესავალ დენზე. ანალოგიურად, (44.11)-ის მეორე განტოლების თანახმად, გამოსავალი დენი იშლება ორ კომპონენტად. პირველი $Y_{21}U_1$ - პასუხობს შესავალი დენის გავლენას გასავალ დენზე, ხოლო მეორე - $Y_{22}U_2$ აღწერს გამოსავალ დენს Y_{22} გამოსავლის წინააღობაზე. სამი ტერმინი გამოიყენეთ: შესავალი, გასავალი და გამოსავალი. შესავალი და გამოსავალი ოთხპოლუსას შესავალსა და გამოსავალზე მოდებული სიგნალების პარამეტრების განსაზღვრისათვის გამოგვადგება, ხოლო ტერმინი გასავალი აღწერს შუალედურ რგოლს შესავალსა და გამოსავალს შორის, რომელიც ითვალისწინებს უკუკავშირს გამოსავალ სიგნალსა და შესავალ სიგნალს შორის.



ნახ.46.1. ეკვივალენტური სქემები: ა) ოთხპოლუსას ეკვივალენტური სქემა აგებული Y - პარამეტრებით, ბ) ტრანზისტორის ეკვივალენტური სქემა აგებული Y - პარამეტრებით

საველე ტრანზისტორის ან ელექტროვაკუუმი ტრიოდის ან პენტოდის შემთხვევაში, ეკვივალენტური სქემა შეიძლება გავამარტივოთ. ამ მოწყობილობებისათვის, როგორც აღვნიშნეთ, გვაქვს მხოლოდ გამოსავლის წრედი, მაშასადამე, შეიძლება ჩავთვალოთ, რომ: $Y_{11} \approx 0$, $Y_{12} \approx 0$. რეალურად:

$$Y_{11} = Y_{gs} = g_{gs} + j\omega C_{gs}, \quad (46.1)$$

სადაც $g_{gs} = \frac{1}{R_{gs}}$ - შესავლის გამტარობაა და წარმოადგენს შესავლის აქტიური წინააღობის შეზღუდვას. სიდიდეს, ხოლო $j\omega C_{gs} = \frac{1}{j\omega C_{gs}}$ - შესავლის რეაქტიული გამტარებლობაა და შესავლის რეაქტიული წინააღობის შეზღუდვას სიდიდეს წარმოადგენს. საველე ტრანზისტორისათვის, ისევე როგორც მილაკისათვის შესავლის წინააღობა ძალიან დიდია, რადგან ჩამკეტის დენის ძალა (ან მართვადი ბადის დენის ძალა) ნულის ტოლია. ე.ი. მათ ნულოვანი შესავლის გამტარობა გააჩნიათ. საველე ტრანზისტორისა და მილაკის შესავლის ტევადობა არ არის დიდი და მცირე სიხშირეებზე შეიძლება მისი უგულებელყოფა.

რაც შეეხება Y_{21} და Y_{22} პარამეტრებს დაბალ სიხშირეებზე ისინი შეიძლება ჩავთვალოთ წრედის აქტიურ ელემენტებად, მაგალითად, საველე ტრანზისტორისათვის ეს პარამეტრები განისაზღვრება გამოსახულებებით:

$$\dot{Y}_{21} = \frac{\partial I_2}{\partial U_1} \Big|_{U_2=\text{const}} = \frac{\partial I_{\bar{6}}}{\partial U_{\bar{6}}} \Big|_{U_{\bar{6}}=\text{const}} \approx S, \quad (46.2)$$

$$\dot{Y}_{22} = \frac{\partial I_2}{\partial U_2} \Big|_{U_1=\text{const}} = \frac{\partial I_{\bar{6}}}{\partial U_{\bar{6}}} \Big|_{U_{\bar{6}}=\text{const}} = g_{\bar{6}} = g_i = \frac{1}{R_{\bar{6}}} = \frac{1}{R_i}. \quad (46.3)$$

სადაც S - წყარო-ჩამქვების მახასიათებელია, ხოლო $R_i = R_{\bar{6}}$ წყარო-ჩამქეტი არხის დიფერენციალური წინაღობაა.

ანალოგურად, ელექტროვაკუუმური პენტოდისათვის გვაქვს:

$$\dot{Y}_{21} = \frac{\partial I_2}{\partial U_1} \Big|_{U_2=\text{const}} = \frac{\partial I_s}{\partial U_s} \Big|_{U_s=\text{const}} \approx S, \quad (46.4)$$

$$\dot{Y}_{22} = \frac{\partial I_2}{\partial U_2} \Big|_{U_1=\text{const}} = \frac{\partial I_s}{\partial U_s} \Big|_{U_s=\text{const}} = g_i = \frac{1}{R_i}. \quad (46.5)$$

ამ შემთხვევაში S - ანოდურ-ბადურ მახასიათებელს განსაზღვრავს, ხოლო R_i - ნათურის შიგა დიფერენციალური წინაღობაა.

მარტივად ვადგენთ, რომ ტრანზისტორის ეკვივალენტურ სქემას აქვს ნახ.46.1 ბ)-ზე წარმოდგენილი სახე (ანალოგურად გამოისახება ელექტრული მილაკის ეკვივალენტური სქემაც).

როგორც ვხედავთ, ბიპოლარული, საველე ტრანზისტორის ან ტრიოდის (პენტოდის) ეკვივალენტური სქემების გათვალისწინებით მხედველობაში ვიღებთ მხოლოდ გამოსავლის წრედის ეკვივალენტურ სქემას. მაგრამ ზოგად შემთხვევაში, ნებისმიერი ელექტრული ხელსაწყო შემთხვევაში, იქნება ეს გარდამქმნელი, გამაძლიერებელი თუ გენერატორი, შიგაელექტროდული ტევადობების არსებობის გამო მახასიათებელი Y , H და Z -პარამეტრები კომპლექსურია და გვიწევს გავითვალისწინოთ, როგორც შესავლის, ასევე გამოსავლის მახასიათებლებიც.

ტრანზისტორული გამაძლიერებელი შეიცავს ტრანზისტორს, რომლის ელექტროდებს შორის დიდი შიგა ტევადობის გამო, გამაძლიერებლის გამოსავლის Y_{21} და Y_{22} პარამეტრები, განისაზღვრება გამოსახულებით:

$$\dot{Y}_{21} = g_{21} + j\omega C_{21}, \quad (45.6)$$

$$\dot{Y}_{22} = g_{22} + j\omega C_{22}, \quad (46.7)$$

სადაც g_{21} და g_{22} შესაბამისად, არის გამაძლიერებლის გასავლისა და გამოსავლის გამტარობა, C_{21} და C_{22} - მისი გასავლის და გამოსავლის ტევადობა. C_{21} ტევადობა, ჩვეულებრივ, არ არის დიდი და გამოთვლების გამარტივების მიზნით ხშირად მას უგულებელყოფენ და უშვებენ, რომ გასავლის გამტარობა არის აქტიური და არ შეიცავს კომპლექსურ ნაწილს:

$$\dot{Y}_{21} = g_{21}.$$

ამის გათვალისწინებით გამაძლიერებელი კასკადის ეკვივალენტური სქემას აქვს ნახ.46.2 ა) -ზე წარმოდგენილი სახე.

ამ სქემაში $g_{\bar{e}} = \frac{1}{R_{\bar{e}}}$ - დატვირთვის გამტარობაა, $g_j = \frac{1}{R_j}$ რეზისტორის გამტარობაა. g_j ჩართულია კოლექტორულ წრედში, C_p დამყოფი კონდენსატორის ტევადობა. $C_{\bar{a}}$ დატვირთვის პარალელურად

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

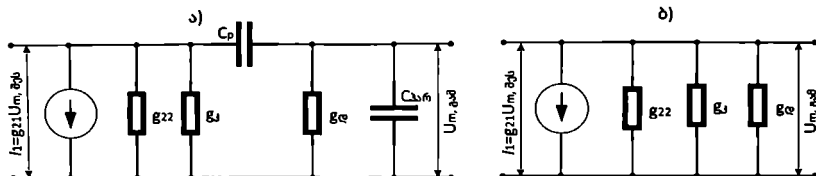
ჩართული ყველა კონდენსატორის ეკვივალენტური ტევადობაა. მათ რიცხვს მიეკუთვნება გამოსავლის C_{22} ტევადობაც და მომდევნო კასკადის შესავლის ტევადობა.

ძაბვის მიმართ კასკადის გკ სინშირეთა ფართო დიაპაზონში მიზანშეწონილია გამოითვალოს სამი კერძო შემთხვევისათვის.

პირველი შემთხვევა შეეხება სინშირეთა ისეთ ინტერვალს (საშუალო სინშირეები), რომლისთვისაც სრულდება პირობა:

$$\frac{1}{\omega_{\text{საშ}} C_p} \ll R_{\text{დ}}, \quad \frac{1}{\omega_{\text{საშ}} C_{\text{კარ}}} \gg R_{\text{დ}}.$$

ამ დროს შეიძლება ორივე ტევადობა უგულებელვყყო და გამაძლიერებელი კასკადის ეკვივალენტური სქემა მიიღებს ნახ.46.2 ბ)-ზე წარმოდგენილ სახეს.



ნახ.46.2. ა) გამაძლიერებელი კასკადის ეკვივალენტური სქემა; ბ) გამაძლიერებელი კასკადის ეკვივალენტური სქემა ტევადობების უგულებელყოფის შემდეგ

რადგან ეს სქემა არ შეიცავს რეაქტიულ ელემენტებს, ამიტომ მისი გადაცემის კოეფიციენტი არ არის სინშირეზე დამოკიდებული. ნახაზის თანახმად:

$$U_{m\text{კარ}} = \frac{I_1}{g_{\text{კკ}}} = \frac{g_{21} U_{m\text{ზეს}}}{g_{\text{კკ}}},$$

სადაც $g_{\text{კკ}} = g_{22} + g_{\text{კ}} + g_{\text{დ}}$ – ეკვივალენტური გამტარობაა გამოსავალზე, ამიტომ გადაცემის კოეფიციენტი:

$$K = \frac{U_{m\text{კარ}}}{U_{m\text{ზეს}}} = \frac{g_{21}}{g_{\text{კკ}}} = \frac{g_{21}}{g_{22} + g_{\text{კ}} + g_{\text{დ}}}. \quad (46.8)$$

მეორე შემთხვევას შეესაბამება ქვედა სინშირეთა ის ინტერვალ, სადაც დამყოფი კონდენსატორის წინააღობის უგულებელყოფა არ შეიძლება, რადგან იგი ტოლფასია დატვირთვის წინააღობის:

$$\frac{1}{\omega_{\text{დ}} C_p} \sim R_{\text{დ}}.$$

$C_{\text{კარ}}$ – ტევადობა კვლავ შეიძლება უგულებელვყყო, რადგან:

$$\frac{1}{\omega_{\text{დ}} C_{\text{კარ}}} \gg R_{\text{დ}}.$$

გამაძლიერებლის ეკვივალენტური სქემა ქვედა სინშირეებისათვის წარმოდგენილია ნახ.46.3 ა)-ზე. გამოსავლის ძაბვის ამპლიტუდა შეიძლება ჩაწეროს გამოსახულებით:

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

$$\dot{U}_{m \text{ გაზის}} = \dot{U}_{m1} \frac{\dot{G}_1}{g_{\text{ფ}}} . \quad (46.9)$$

სადაც $\dot{U}_{m1}$ - ძაბვის ამპლიტუდა $C_p g_{\text{ფ}}$ მიმდევრობით წრედში:

$$\dot{Y}_{21} = \frac{g_{\text{ფ}} j \omega C_{\text{პარ}}}{g_{\text{ფ}} + j \omega C_{\text{პარ}}} . \quad (46.9)$$

$\dot{G}_1$ არის ამ წრედის სრული გამტარობა. ზემოთ მიღებული დასკვნების საფუძველზე $\dot{U}_m$ შეიძლება გამოისახოს $\dot{U}_{m \text{ ფეს}}$ -ის საშუალებით:

$$\dot{U}_m = \frac{g_{21}}{g_{22} + g_3 + \dot{Y}_1} \dot{U}_{m \text{ ფეს}} . \quad (46.10)$$

ჩავსვათ (46.10)-ი (46.9)-ში, მივიღებთ:

$$\dot{U}_{m \text{ გაზ}} = \frac{g_{21}}{g_{22} + g_3 + \dot{Y}_1} \cdot \frac{\dot{G}_1}{g_{\text{ფ}}} \dot{U}_{m \text{ ფეს}} . \quad (46.11)$$

შესაბამისად, განსახილველი სქემების გადაცემის კოეფიციენტი:

$$\dot{K}_j = \frac{\dot{U}_{m \text{ გაზ}}}{\dot{U}_{m \text{ ფეს}}} = \frac{g_{21} \dot{G}_1}{g_{\text{ფ}} (g_2 + \dot{G}_1)} , \quad (46.12)$$

სადაც $g_2 = g_{22} + g_3$. $\dot{K}_j$ სიდიდეს აქვს კომპლექსური ხასიათი, რაც განპირობებულია სქემაში C_p კონდენსატორის არსებობით. ჩავსვათ (46.9)-ე (46.12)-ში, მივიღებთ:

$$\dot{K}_j = \frac{K}{1 + \frac{1}{j \omega C_p} \left(\frac{1}{g_2} + \frac{1}{g_{\text{ფ}}} \right)} . \quad (46.13)$$

შესაბამისად, გაძლიერების კოეფიციენტის მოდული:

$$|\dot{K}_j| = \frac{K}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 C_p^2 (R_2 + R_{\text{ფ}})}}} . \quad (46.14)$$

აქედან ჩანს, რომ გვქვდა სიხშირეებზე მცირდება სიხშირის შემცირებასთან ერთად.

შესაბამისად შეესაბამება ზედა სიხშირეებს. სიხშირეთა ამ დიაპაზონში, ისე როგორც საშუალო სიხშირეებზე, სრულდება უტოლობა:

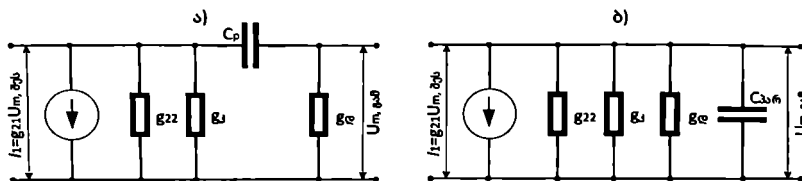
$$\frac{1}{\omega C_p} \ll R_{\text{ფ}} ,$$

ამიტომ გამოთვლებისას C_p შეიძლება არ გავითვალისწინოთ. $C_{\text{პარ}}$ -ტევადობის გათვალისწინება კი აუცილებელია, რადგან მისი წინააღობა სიხშირის ზრდისას შეიძლება დატვირთვის წინააღობის ტოლი გახდეს:

$$\frac{1}{\omega C_{\text{პარ}}} \sim R_{\text{ფ}} .$$

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

მესაბამისად, ეკვივალენტურ სქემას აქვს ნახ.46.3. ბ)-ზე წარმოდგენილი სახე.



ნახ.46.3. ა) გამაძლიერებელი კასკადის სქემა ქვედა სიხშირეებზე, ბ) გამაძლიერებელი კასკადის სქემა ზედა სიხშირეებზე

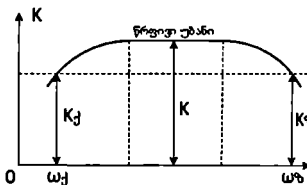
ზემოთ ჩატარებული გამოთვლების ანალოგიურად მივიღებთ:

$$K_{\Phi} = \frac{K}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2 C_{\text{პარ}}^2}{g_{33}^2}}} \quad (46)$$

(46.15)-დან ჩანს, რომ ზედა სიხშირეების დიაპაზონში გადაცემის კოეფიციენტი არის სიხშირის მიმართ კლებადი ფუნქცია.

გაძლიერების კოეფიციენტის სიხშირეზე დამოკიდებულებას აქვს ნახ.46.4. წარმოდგენილი სახე.

ქვედა სიხშირეებზე $K(\omega)$ - დამოკიდებულების კლებადობას განაპირობებს C_p - ტევადობა. ზედა სიხშირეებზე კი $C_{\text{პარ}}$ - ტევადობა. ზედა და ქვედა სიხშირეებზე გაძლიერების კოეფიციენტის არათანაბრობა რაოდენობრივად ფასდება სიხშირული დამახინჯების კოეფიციენტებით:



ნახ.46.4. გამაძლიერებლის გაძლიერების კოეფიციენტის ამპლიტუდა-სიხშირულ მახასიათებელი (ასმ)

$$M_{\text{კ}} = \frac{K}{K_{\text{კ}}} = \sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 C_p^2 (R_2 + R_{\Phi})}} \quad (46)$$

$$M_{\Phi} = \frac{K}{K_{\Phi}} = \sqrt{1 + \frac{\omega^2 C_{\text{პარ}}^2}{g_{33}^2}} \quad (46)$$

სიხშირული დამახინჯების დასაშვები მნიშვნელობა დამოკიდებულია გამაძლიერებლის გამების სიხშირულ დიაპაზონზე. მაგალითად, ადამიანის ყური საერთოდ ვერ აღიქვამს სიხშირე დამახინჯებას, რომელიც 30%-ს არ აღემატება. ამ ზღვრული სიხშირული მნიშვნელობების გარდა რად სარგებლობენ გაძლიერების კოეფიციენტებით, რომლებიც მცირდება $\sqrt{2}$ - ჯერ საშუალო მნიშვნელობასთან შედარებით:

$$K_{\Phi, \text{კ}} = K_{\Phi, \Phi} = \frac{K}{\sqrt{2}}, \quad M_{\Phi, \text{კ}} = M_{\Phi, \Phi} = \sqrt{2} \quad (46)$$

ზღვრული სიხშირეები განისაზღვრება თანაფარდობებით:

$$f_{\text{ზღ}} = \frac{1}{2\pi C_p(R_2 + R_{\text{ფ}})}, \quad f_{\text{ზღ}} = \frac{g_{\text{ფ}}}{2\pi C_{\text{პარ}}} \quad (46.19)$$

რეზისტორულ გამაძლიერებელში ითვლება რომ დამახინჯება მცირეა და შეიძლება მისი უგულებელყოფა, რაც აიხსნება იმით, რომ მის შესავალზე მიეწოდება დაბალი ამპლიტუდის სიგნალი. საჭიროების შემთხვევაში გაძლიერების კოეფიციენტის წრფივი უბნის საზღვრების დადგენა შესაძლებელია გამაძლიერებლის ამპლიტუდური მახასიათებლის საფუძველზე $U_{m, \text{გაძ}} = f(U_{m, \text{გზ}})$.

გამაძლიერებლებს ბიპოლარულ ტრანზისტორებზე აქვს გარკვეული თავისებურებები, ვიდრე გამაძლიერებლებს სავალე ტრანზისტორებზე ან მილაკებზე. კერძოდ, კოლექტრული დენის მართვა ხდება ბაზის დენის ცვლილებით, რომელსაც შედარებით დიდი მნიშვნელობა აქვს (კოლექტორის დენის 0.01-0.1 ნაწილი), ამიტომ ბიპოლარულ ტრანზისტორზე აგებული გამაძლიერებლის შესავლის წინააღობა მცირეა, ვიდრე სავალე ტრანზისტორზე (ან მილაკზე) აგებულ გამაძლიერებელს აქვს. მცირე შესავლის წინააღობის გამო, შესავლის წინააღობას ძლიერ აშუქებენ გამაძლიერებლის წინა კასკადი ან თუნდაც დენის წყარო. მუნიტრების გასანეიტრალებლად მრავალკასკადიან გამაძლიერებლებში ახორციელებენ კასკადურ შეთავსებადობას.

არსებობს ტრანზისტორის ჩართვის სხვადასხვა სქემა. ცხრილი 46.1-ზე წარმოდგენილია გამაძლიერებლის ძირითადი მახასიათებლების მნიშვნელობები, როგა მასში გამოყენებულია ბიპოლარული ტრანზისტორი ჩართული საერთო ემიტერით, საერთო კოლექტორით და საერთო ბაზით.

ცხრილი 46.1. ბიპოლარულ ტრანზისტორზე აგებული გამაძლიერებლის ძირითადი რაოდენობრივი მახასიათებლები

მახასიათებლები	ბიპოლარულ ტრანზისტორზე გამაძლიერებლის აგების სქემები		
	საერთო ემიტერით	საერთო კოლექტორით	საერთო ბაზით
$R_{\text{გზ}}$	10 – 1000 ომი	1-100 კომი	10 – 100 ომი
$R_{\text{გაძ}}$	10 – 100 კომი	10 - 100 ომი	100 – 9000 კომი
K_U	10 – 90	0.1 – 1	100 – 900
K_I	100 – 900	10 – 100	0.1 – 1
K_P	1000 – 9000	10 – 100	100 – 900
ჩართვის სქემა	ზოგადი სქემა	გამაძლიერებლის დაბალმოიანი გამოსავლის მაღალმოიანი შესავალთან შეთანხმებისას	მაღალმოიანი გამაძლიერებლებში, მაღალ დატვირთვაზე მუშაობისას

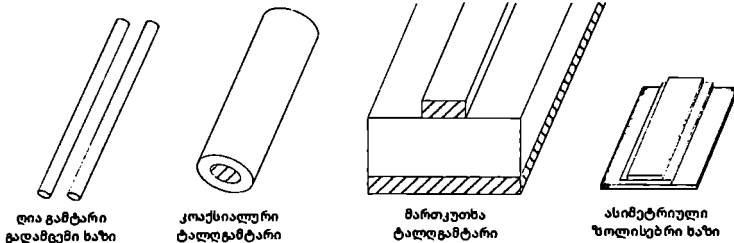
თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები

§47. გადამცემი ხაზები

მოცემულ თავში განვიხილავთ რადიოტექნიკურ წრელებს გავრცელებული პარამეტრებით. მათ რიცხვს მიეკუთვნება გრძელი გადამცემი ხაზები, ანტენურ-ფიდერული მოწყობილობები და დიფერენციალური და სანტიმეტრული დიპაზონის ტალღებისათვის განკუთვნილი რხევითი სისტემები.

რადიოტექნიკურ წრედს, რომელთა ზომებიც მნიშვნელოვნად აღემატება, მასში გავრცელებული ელექტრომაგნიტური ტალღის სიგრძეს ($l \gg \lambda$) გადამცემი ხაზი ეწოდება. გადამცემი ხაზები იყოფა მასში გავრცელებული ტალღის სიხშირული დიპაზონის და ენერგიის გადაცემის მეთოდის მიხედვით. გადამცემი ხაზები შეიძლება იყოს:

- დია წვეილი გამტარი (ნახ.47.1. „დია გამტარი გადამცემი ხაზი“),
- სხვადასხვა ფორმის ტალღგამტარი (ნახ.47.1. „კოაქსიალური ტალღგამტარი“, „მართკუთხა ტალღგამტარი“),
- სიმეტრიული ან ასიმეტრიული ზოლისებრი ხაზი (ნახ.47.1. „ასიმეტრიული ზოლისებრი ხაზი“).



ნახ.47.1. გადამცემი ხაზები

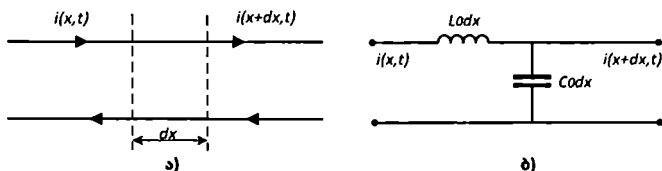
გადამცემი ხაზი წარმოადგენს წრედს, რომლის პარამეტრებიც მთელს სიგრძეზეა გავრცელებული. უმარტივესი გადამცემი ხაზი წარმოადგენს ორ პარალელურ ცილინდრულ გამტართა სისტემას (დია გამტარი გადამცემი ხაზი) ან კონცენტრირებულ ცილინდრულ გამტარებს (კოაქსიალური ტალღგამტარი).

კოაქსიალური ხაზის მაგალითს წარმოადგენს ფიდერი, რომელიც ტელევიზორს აერთებს სატელევიზიო ანტენასთან (ნახ.47.2.ა). კოაქსიალურ ხაზებს შორის სივრცეს, ჩვეულებრივ, ავსებენ დიელექტრიკით. რადგან გადამცემი ხაზის სიგრძე აღემატება ტალღის სიგრძეს, აუცილებელია გათვალისწინებული იქნას სიგნალის დაყოვნება. ეს ნიშნავს, რომ გამტარებში დენის ძალა და მათ შორის ძაბვა დამოკიდებულია არა მხოლოდ დროზე, არამედ კოორდინატზეც:

$$i = i(x_1, t), \quad u = u(x_1, t).$$

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები

ხაზის სიგრძის ერთეულის ინდუქციურობა აღვნიშნოთ L_0 -ით, ტევადობა კი C_0 -ით. უგულებელვყთ გამტარის წინააღობა და დიელექტრიკის გამტარობა. წარმოვადგინოთ გადამცემი ხაზის სქემა L_0 - ინდუქციურობისა და C_0 ტევადობის საშუალებით. ტევადობა ჩაირთვება პარალელურად, კოაქსიალურ გამტარებს შორის, ხოლო ინდუქციურობა მიმდევრობით (ნახ.47.2. ბ). ხაზის უსასრულოდ მცირე მონაკვეთი აღვნიშნოთ dx -ით.



ნახ.47.2. ა) გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელის უბნის ნიშნში კოაქსიალური კაბელის სახით; ბ) გადამცემი ხაზის სიგრძის ელემენტში ინდუქციურობისა და ტევადობის განაწილება

რადგან i და u უწყვეტი ფუნქციებია, ამიტომ შეიძლება ჩავწეროთ:

$$i(t_1, x + dx) - i(t_1, x) = \frac{\partial i}{\partial x} dx; \quad u(t_1, x + dx) - u(t_1, x) = \frac{\partial u}{\partial x} dx. \quad (47.1)$$

მეორე მხრივ, კირხჰოფის პირველი წესის თანახმად, დენების სხვაობა ტოლია კონდენსატორში გამავალი დენის (ნახ.47.2. ბ). ხაზის dx ელემენტის ტევადობაა $C_0 dx$, ამიტომ:

$$\frac{\partial i}{\partial x} dx = -C_0 dx \frac{\partial u}{\partial t},$$

აქედან:

$$\frac{\partial i}{\partial x} = -C_0 \frac{\partial u}{\partial t}, \quad (47.2)$$

ხაზის dx ელემენტის ძაბვის ცვლილება ტოლია $L_0 dx$ ინდუქციურობის კოჭაზე ძაბვის ვარდნის ე.ი.:

$$\frac{\partial u}{\partial x} dx = -L_0 dx \frac{\partial i}{\partial t}, \quad \frac{\partial u}{\partial x} = -L_0 \frac{\partial i}{\partial t}. \quad (47.3)$$

აღსანიშნავია, რომ (47.2) და (47.3) განტოლებები პირველად მიღებული იქნა გამტარიანი ტელეგრაფის შექმნისას, ამიტომ მათ ტელეგრაფის განტოლებებს უწოდებენ.

გავადიფერენციალოთ (47.2) განტოლება x -ით, ხოლო (47.3)-ე t -თი, მივიღებთ:

$$\frac{d^2 i}{dx^2} = -C_0 \frac{d^2 u}{dx dt},$$

$$\frac{d^2 u}{dx dt} = -L_0 \frac{d^2 i}{dt^2}.$$

უკანასკნელი ტოლობები, განვიხილოთ როგორც განტოლებათა სისტემა და გამოვრიცხოთ u ძაბვის კომპონენტი, ვღებულობთ:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} = \frac{1}{L_0 C_0} \frac{d^2 i}{dx^2}. \quad (47.4)$$

ანალოგიურად (47.2) გავაწარმოთ t -თი, (47.3)-ე კი x -ით:

$$\frac{d^2 i}{dx dt} = -C_0 \frac{d^2 u}{dt^2},$$

$$\frac{d^2 u}{dx^2} = -L_0 \frac{d^2 i}{dt dx}.$$

ამჯერად, მიღებული განტოლებათა სისტემიდან i - დენის კომპონენტის გამორიცხვით, მივიღებთ განტოლებას u ძაბვისათვის:

$$\frac{d^2 u}{dt^2} = \frac{1}{L_0 C_0} \frac{d^2 u}{dx^2}. \quad (47.5)$$

(47.4) და (47.5) განტოლებები მათემატიკურად ერთმანეთის ეკვივალენტურია. ადვილად შეიძლება დავწმენდეთ, რომ ამ განტოლებებს, ამონახსნის სახით, აკმაყოფილებს $f(t \pm x/v)$ ფუნქცია, სადაც:

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}. \quad (47.6)$$

$f(t \pm x/v)$ ფუნქციაში ნიშანი „მინუსი“ შეესაბამება შემთხვევას, როცა ტალღა ვრცელდება x ღერძის დადებითი მიმართულებით v სიჩქარით (მიმართულება წყაროდან), ხოლო ნიშანი „პლუსი“ კი, პირიქით - x ღერძის საწინააღმდეგო მიმართულებას (მიმართულება წყაროსკენ). ტალღის გავრცელება დამოკიდებულია ხაზებს შორის მანძილზე და ნივთიერებაზე, რომელიც შეიძლება ავსებდეს ხაზებს შორის სივრცეს.

ღია ხაზისათვის ინდუქციურობა და ტევადობა განისაზღვრება ფორმულებით:

$$L_0 = \frac{\mu \mu_0}{\pi l_n da}, \quad C_0 = \frac{\pi \epsilon \epsilon_0}{l_n da}, \quad (47.7)$$

სადაც a - გამტარებს შორის მანძილია, d - გამტარის დიამეტრი.

კოაქსიალური ხაზისათვის:

$$L_0 = \frac{\mu \mu_0}{\pi} l_n \frac{D}{d}, \quad C_0 = \frac{\pi \epsilon \epsilon_0 d}{l_n D}. \quad (47.8)$$

D - გამტარის გარე დიამეტრია, ხოლო d - გამტარის შიგა დიამეტრია.

L_0 - ისა და C_0 -ის მნიშვნელობები, რომლებიც განსაზღვრულია (47.7) ან (47.8) ფორმულებით, გავითვალისწინოთ (47.6)-ში. ტალღის გავრცელების v სიჩქარისათვის მივიღებთ:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \epsilon_0 \mu \mu_0}}. \quad (47.9)$$

ასეთივე შედეგი მიიღება ნებისმიერი ფორმის გადამცემი ხაზისათვის. მაშასადამე, ელექტრომაგნიტური ტალღა გრძელ ხაზში ვრცელდება იმავე სიჩქარით, რა სიჩქარეც აქვს ერთგვაროვან იზოტროპულ დიელექტრიკში და არ არის დამოკიდებული ხაზის ფორმაზე. ხაზის გამტარები ამ შემთხვევაში ასრულებს არსის როლს, რომელიც ელექტრომაგნიტურ ენერგიას გადასცემს ერთი მიმართულებით და არ აძლევს მას გაბნევის საშუალებას.

გრძელ ხაზში ტალღური პროცესის თავისებურება აღიწერება $f(t \pm x/v)$ ფუნქციით. ამ ფუნქციის ცხადი სახე დამოკიდებულია ტალღის აგზნების პირობაზე. ასე მაგალითად, თუ ხაზის ერთ ერთ

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები

ბოლოში (ვთქვათ, მარცხენა ბოლოში) ჩართულია მაღალი სიხშირის სინუსოიდური რხევების გენერატორი, ხოლო ხაზი უსასრულოდაა გაჭიმული, მაშინ მასში იარსებებს სინუსოიდური ელექტრომაგნიტური ტალღა, რომლის სიხშირეც განისაზღვრება გენერატორის რხევის სიხშირით. ამ შემთხვევაში დენის მსრბოლ ტალღას აქვს სახე:

$$i = I_m \sin(\omega t - kx), \quad (47.10)$$

სადაც $k = \omega/t = 2\pi/\lambda$ - ტალღური რიცხვია.

(47.10) → (47.2) და მიღებული განტოლება გავაწარმოთ t დროით, ფიქსირებული x -სათვის, მივიღებთ:

$$u = I_m \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \sin(\omega t - kx). \quad (47.11)$$

(47.10) და (47.11) ტოლობების შედარებით ვადგენთ, რომ სუფთა მსრბოლი ტალღისას დენის ძალა და ძაბვა ხაზში იცვლება სინფაზურად²¹. შესაბამისად, u/i სიდიდე დროის ნებისმიერ მომენტში ერთნაირია:

$$\frac{u}{i} = \frac{U_m}{I_m} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = Z_0, \quad (47.12)$$

სადაც:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}. \quad (47.13)$$

Z_0 დამოკიდებულია ხაზის გეომეტრიაზე. იგი გადამცემა ხაზის ერთ-ერთი მნიშვნელოვანი პარამეტრია და მას ტალღური წინაღობა ეწოდება.

ტალღური წინაღობა განსაზღვრავს პერიოდის განმავლობაში გადატანილი ტალღის საშუალო სიმძლავრეს. ამ სიმძლავრის ტალღა გადააქვს ელექტრომაგნიტურ ტალღას მაღალი სიხშირის გენერატორიდან ხაზის გასწვრივ. მართლაც, პერიოდის განმავლობაში გადატანილი ტალღის სიმძლავრე, ზოგად შემთხვევაში, განისაზღვრება ინტეგრალით:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T i u dt. \quad (47.14)$$

(47.14)-ში ჩავსვათ (47.10) და (47.11). მოვახდინოთ, მარტივი ინტეგრალური გარდაქმნა, მივიღებთ:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T I_m \sin(\omega t - kx) \cdot I_m \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cdot \sin(\omega t - kx) dt = \frac{I_m^2}{T} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \int_0^T \sin^2(\omega t - kx) dt = \\ &= \frac{1}{2T} I_m^2 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \int_0^T \{1 - \cos[2(\omega t - kx)]\} dt = \frac{1}{2} I_m^2 Z_0. \end{aligned} \quad (47.15)$$

²¹ იცვლება ერთი და იგივე ფაზით.

(48.15) ტოლობიდან გამომდინარეობს, რომ თუ გადამცემი ხაზის ბოლოში (ჩვენს შემთხვევაში მარჯვნივ ბოლოში) ჩავრთავთ აქტიურ დატვირთვას, მაშინ: $Z_0 = R$. რაც იმას ნიშნავს, რომ ელექტრომაგნიტური ტალღის მთელი სიმძლავრე შთაინთქმება დატვირთვის მიერ. მაშასადამე, ხაზში იარსებებს სუფთა მსრბოლი ტალღა. დატვირთვას, რომელიც სრულად მოიხმარ გენერატორის ენერგიას შეთანხმებული დატვირთვა ეწოდება.

შეთანხმებული დატვირთვისას, ადგილი აქვს ენერგიის მხოლოდ ნაწილის შთანქმას, ხოლო ნაწილი კი აირეკლება დატვირთვიდან. გადამცემ ხაზში მსრბოლ ტალღასთან ერთად ჩნდება მდგარი ტალღაც. ხაზის შემაობის ეს რეჟიმი რეაღიზდება თუ დატვირთვის წინააღობა ნულის ტოლია (მოკლე ჩართვის რეჟიმი) ან თუ უსასრულოდ დიდია (უქმი სვლის რეჟიმი).

უქმი სვლის რეჟიმის მაგალითს წარმოადგენს ℓ სიგრძის გრძელი ხაზი, რომლის ერთი ბოლოც გახსნილია, ხოლო მეორე ბოლოში ჩართულია მაღალი სიხშირის გენერატორი. დეტალურად უქმი სვლისა და დატვირთვის რეჟიმებს განვიხილავთ მომდევნო პარაგრაფში.

§48. ტალღამატარი გამზომი ხაზი

ტალღამატარი გამზომი ხაზი (measuring line) წარმოადგენს ხელსაწყოს, რომელიც გამოიყენება გავრცელებული პარამეტრების გასაზომად. მისი საშუალებით იკვლევენ ისეთ მოწყობილობებს, როგორიცაა: ანტენურ-ფიდერული სისტემები, ტალღამატარები და სხვა. გამზომი ხაზის საშუალებით შეიძლება ნაპოვნი იქნას მდგარი ტალღების კოეფიციენტი და კვანძების (კონების) ელექტრული ველის დაძაბულობის წანაცვლება გამზომი ხაზის გასწვრივ. გამზომი ხაზის მახასიათებელი პარამეტრებია: სრული წინააღობა, ამპლიტუდა, ფაზა, არეკვლის კოეფიციენტი და სხვა. ეს მახასიათებლები განისაზღვრება მდგარი ტალღების კოეფიციენტითა და კვანძებს შორის ელექტრული ველის დაძაბულობის წანაცვლების საშუალებით. გამზომი ხაზის ცდომილება დაახლოებით 2-5% შეადგენს.

გამზომ ხაზს უწოდებენ გადაცემის ხაზის მონაკვეთს (კოაქსიალურს ან ტალღამატარს), რომელიც ირთვება სიგნალის წყაროსა (გენერატორი) და დატვირთვის შემავრთებელ ხაზში. გამზომი ხაზის საშუალებით შეიძლება განსაზღვრული იქნას დაძაბულობის, დენისა ან ველის განაწილება გამოკვეთვ ხაზში.

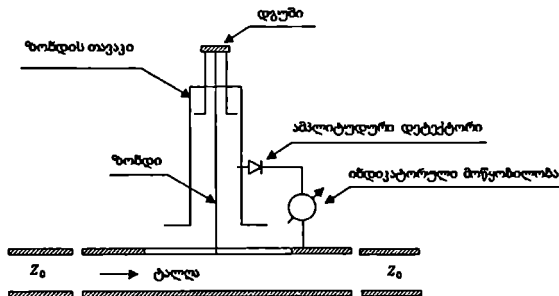
ზემადალსიხშირული ტრაქტის ძირითადი პარამეტრების გაზომვის მრავალფეროვანი მეთოდებია ცნობილი. მათ შორისაა გამზომი ხაზი, რომელიც ზემადალი სიხშირის ტექნიკაში, დღესაც წარმოადგენს ერთ-ერთ მნიშვნელოვან მეთოდს. გამზომი ხაზი საშუალებას გვაძლევს ვაწარმოოთ მრავალი სახის გაზომვა. გამზომი ხაზი ფართოდ გამოიყენება ხელსაწყოს უნივერსალუბრის, სიზღელობის, შედეგების შემოწმების სიმარტივისა და იმის გამო, რომ ცდომილების წყარო შეიძლება დავიკვანოთ 2-3 მარტივად კონტროლირებად პარამეტრზე. ამავე მიზეზით ის არის პრაქტიკულად შეუცვლელი ზემადალსიხშირული ტალღების ახალი დიაპაზონებისა და გადაცემის ახალი კონფიგურაციების შესწავლის დროს. სწორედ ამიტომ, ახალი მეთოდებისა და აპარატურის შექმნასა და გაუმჯობესებასთან ერთად, რომლებიც განსაზღვრავენ პარამეტრების გაზომვის სიზუსტეს, უწყვეტობასა და სისწრაფეს, ასევე აუზიკობესებენ გამზომ ხაზს, მის გაზომვის სიზუსტეს, კონსტრუქციულ და ტექნოლოგიურ ხარისხს.

ზემადალსიხშირული დატვირთვის პარამეტრების გაზომვა გამზომი ხაზის გამოყენებით დაიყვანება დატვირთვის სრული წინააღობისა და გადამცემი ტრაქტის ტალღური წინააღობის შედარებით ანალიზზე. მაშასადამე, გადამცემი არხის ტალღური წინააღობა ($Z_0 = \sqrt{L_0/C_0}$) ეტალო-

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები

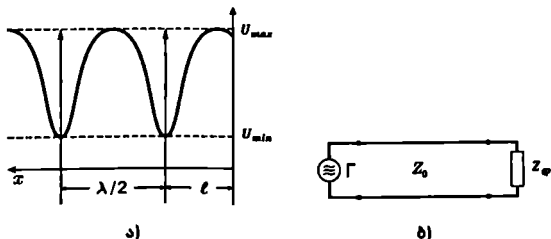
ნური წინააღობაა. დატვირთვის სრული წინააღობისა და გადამცემი არხის ტალღური წინააღობის შედარება უფუძვნება გაშვოში არხის გადამცემი ტრაქტის მიგნით მდგარი ტალღების სურათის გამოკვლევას ზონდის გამოყენებით. ზონდი შეგვყავს ველში ტრაქტის მონაკვეთზე არსებულ ხერხელში. ხერხელის გასწვრივ ზონდის გადაადგილება საშუალებას გვაძლევს განვსაზღვროთ მდგარი ტალღის ველის გავრცელება ხაზში და ველის ფარდობითი ამპლიტუდები. ამ მონაცემების მიხედვით გამოითვლება მაღალსიხშირულ მოწყობილობების პარამეტრები, რომლებიც შეერთებულნი არიან გაშვოში ხაზთან დატვირთვის სახით.

ზონდი დაკავშირებულია დეტექტორულ დიოდთან. დიოდის მიერ გამართული დენი გარკვეულ თანაფარდობაშია მოღებულ ემძ-ს სიდიდესთან. ემძ დამოკიდებულია ელექტრული ველის დაძაბულობასა და ზონდის ჩაძირვის სიღრმეზე, ამიტომ ველის განაწილების გაზომვისას ზონდი უნდა გადავაადგილოთ მკაცრად განსაზღვრული მუდმივ ჩაძირვის დონეზე. დეტექტორული დიოდი უერთდება ინდიკატორულ მოწყობილობას. გაშვოში ხაზის პრინციპული სქემა წარმოდგენილია ნახ.48.1-ზე.



ნახ.48.1. ტალღამტარი გაშვოში ხაზის პრინციპული სქემა

ზონდის გადაადგილება საშუალებას გვაძლევს განვსაზღვროთ ძაბვის მაქსიმუმი და მინიმუმი. გაზომვისას იგულისხმება, რომ ხაზი არის ერთგვაროვანი და ზონდი არ მოქმედებს ხაზში ძაბვისა და დენის გავრცელებაზე. ზონდს აქვს რეზონანსული პარამეტრები ნებისმიერ მუშა სიხშირეზე.



ნახ.48.2. ელექტრომაგნიტური ველის პარამეტრები გაშვოში ხაზში შეთანხმებული დატვირთვისას. ა) ძაბვის განაწილება გაშვოში ხაზის გასწვრივ, ბ) შემაღალსიხშირულ ტრაქტში დატვირთვის ჩართვის სქემა

ნახ.48.2.-დან შეგვიძლია განვსაზღვროთ ძაბვის მნიშვნელობები U_{max} და U_{min} , აგრეთვე ℓ მანძილი დატვირთვის ჩართვის ადგილიდან ძაბვის პირველ კვანძამდე. U_{max} , U_{min} და ℓ პარამეტრებით

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები

ცნობილი ტალღური წინააღობის Z_0 —ისას, შეგვიძლია გამოვითვალოთ დატვირთვის წინააღობის სიდიდე, როგორც ანალიზურად, ასევე სპეციალური გრაფიკის დახმარებით, რომელსაც წრიული დიაგრამა ეწოდება (იხ. წრიული დიაგრამა).

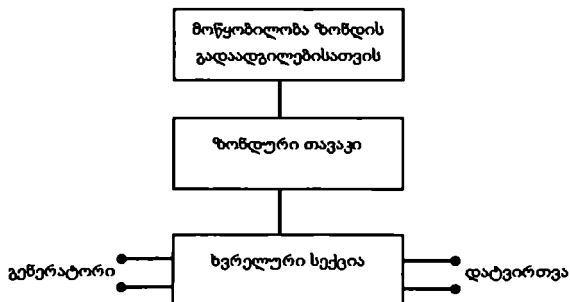
გაშუოში ხაზის ძირითადი კომპონენტებია:

- გადამცემი ტრაქტის ხერხეულური სექცია;
- ზონდის თავი;
- ზონდის თავის გადაადგილების მექანიზმი;
- ათვლის ხელსაწყო ზონდის გადაადგილების ხაზის გასწვრივ. დაწვრილებით განვიხილოთ ეს ელემენტები.

ერთ-ერთი ძირითადი კომპონენტია ხერხელი, რომელიც წარმოადგენს გაშუოში ხაზის ტალღამტარში ქრილის სახით. ეს ქრილი ძირითადად განსაზღვრავს ხელსაწყო მთლიან კონსტრუქციას (ნახ.48.3.).

ხაზის სიგრძე, ჩვეულებრივ, შეირჩევა პირობით: $l > \lambda_{max}$, სადაც λ_{max} - შეესაბამება ტალღის მაქსიმალურ სიგრძეს და რომელზედაც არის გაანგარიშებული გაშუოში ხაზი. თუ $l < \lambda/4$, მაშინ სრული წინააღობის რიგ მნიშვნელობებისას პირველი მინიმუმის მდებარეობის განსაზღვრა (იგულისხმება დატვირთვის მახლობელი პირველი მინიმუმი) შეუძლებელია.

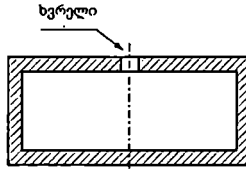
გრძელი გაშუოში ხაზები, რომლებიც აკმაყოფილებენ პირობას $l < 3\lambda$ არ გამოიყენება პრაქტიკაში, რადგან მათი დამზადება დაკავშირებულია დიდ სირთულეებთან.



ნახ.48.3. გაშუოში ხაზის სტრუქტურული სქემა

გაშუოში ხაზების კონსტრუქციები მკვეთრად განსხვავდება ერთმანეთისგან მუშა სიხშირის დიაპაზონისა და გადამცემი ტრაქტის ტიპის მიხედვით. სასურველია, რომ ხაზის გეომეტრიული კვეთის ზომები იდენტური იყოს გამოსაკვლევი ხელსაწყო მადალისიხშირული ტრაქტის კვეთის. ტალღამტარი გაშუოში ხაზებისთვის ეს მოთხოვნა შესრულებადია. გაშუოში ხაზებს აქვთ შემავრთველი ბოლოები, რომლებიც ისეა დამზადებული, რომ არ არღვევენ სისტემის ერთგვაროვნებას.

რაც შეეხება ხაზის ხერხელურ სექციას, ის ისე უნდა გაითვალისწინოს, რომ მუშა სიხშირეზე არსებობდეს რხევების მხოლოდ საჭირო ტიპი. რამდენადაც ტალღამტარი წარმოადგენს მართკუთხა პარალელ-პიპედის ფორმის მქონე მილს, ამიტომ ხერხელური სექცია დაზადდება მართკუთხა კვეთებისგან. გადამცემი ხაზის გასწვრივ იქნება ხერხელი, რომლის გასწვრივაც გადაადგილდება ზონდი (იხ. ნახ.48.4.).



ნახ.48.4. ტალღამატარის კვთაში ხერელის მდებარეობა

ხერელი ძალიან სენსიტიურად მოქმედებს გამზომი ხაზის ტალღურ წინაღობაზე. აღსანიშნავია, რომ ხერელის დასაშვები სიგანე არის სიხშირისა და ხაზის კვეთის ზომების ფუნქცია. ხერელის სიგანის მერჩევა, ჩვეულებრივ, ხდება ექსპერიმენტულად, ამიტომ ხერელის გამოქრა ხორციელდება განსაკუთრებული სიზუსტით.

იმისათვის, რომ გამზომი ხაზის კავშირი გარე სამყაროსთან იყოს მინიმალური, ე.ი. ხერელი თითქმის არანაირ გავლენას არ ახდენდეს გამზომი ხაზის ტალღურ წინაღობაზე, საჭიროა ხერელი არ კვეთდეს ღენის ძალწირებს. ხერელის სისქედ ირჩევენ 1-3 მმ-ს.

გამზომ ხაზებში ხერელებს მეუძლიათ ადფრან ასალი ტიპის რხევები, ე.წ. **ხერელური ტალღები**. ხერელური ტალღები არ ჩნდებიან, თუ ხერელი გაკეთებულია იდეალური სიმეტრიით, თუმცა პრაქტიკაში ყოველთვის არსებობს სიმეტრიისგან მცირე გადახრა. ხერელური ტალღების მცირე ადფრასაც კი მეუძლია ძლიერი დამახინჯებები გამოიწვიოს მდგარი ტალღის გაზომვის შედეგებში.

ხერელური ტალღის ადფრის შესაძლებლობის აღმოსაფხვრელად ზონდი ეკრანირდება. ეკრანი შედგება ორი ლითონის ფირფიტისაგან, რომლებიც ჩაძირულნი არიან ხერელში და ზონდის საჯალ არხთან ერთად წარმოადგენენ ერთ მთლიან ნაწილს.

ზონდის თავაკი შედგება კავშირის ელემენტისაგან, რხევითი კონტურისაგან (ჩვენს შემთხვევაში რეზონატორისაგან) და დეტექტორული დოლისგან.

გამზომ ხაზსა და რხევითი კონტურის ველებს შორის კავშირის ელემენტს წარმოადგენს ზონდი. ყველა გავრცელებულ გამზომ ხაზში გამოიყენება მოცულობითი ტიპის ზონდი - ღერო, რომელიც რეაგირებს ელექტრულ ველზე. გამზომ ხაზსა და რხევით კონტურს შორის კავშირის სიდიდეს ვირჩევთ გაზომვების სიზუსტისა და მგრძნობიარობის მოსაზრებიდან. ძალიან სუსტ კავშირს მიეყვართ გამტარობის, მგრძნობიარობის და სიზუსტის დაქვეითებისკენ, ხოლო ძალიან ძლიერი კავშირი, ზონდის მაშუშტირებელი მოქმედების გამო, განაპირობებს ცდომილების სიდიდის ზრდას. ამიტომ მართკუთხა განიკვეთის მქონე ტალღამატარ ხაზებში ზონდის ჩაძირვის სიღრმე არ უნდა აღემატებოდეს ტალღამატარის სიმაღლის 10-15 %-ს.

ერთ-ერთ ძირითად პირობას წარმოადგენს ზონდის რხევითი კონტურის ეკრანირების აუცილებლობა. ჩვეულებრივ, ზონდს ათავსებენ ხერელის მთელ სიმაღლეზე იზოლირებული საფენის გამოყენებით, უხეშ ეკრანში. ზონდის ეკრანს უნდა ჰქონდეს ელექტრული კავშირი გარე ხაზთან, ამ უკანასკნელის შესრულება წარმოადგენს განსაკუთრებულ ამოცანას, რომლის გადაწყვეტა შესაძლებელია სხვადასხვანაირად, ხაზის კონსტრუქციის ტიპისა და სიხშირის მუშა დიაპაზონის მიხედვით.

ყველაზე ხშირად გადაწყვეტილი ხერელური სექციის კორპუსსა და ზონდის საჯალ არხს ე.წ. „უტლს“ შორის (რომელზეც დამონტაჟებულია ზონდური თავაკი) წარმოიქმნება საკმაოდ დიდი სიღრმე, რომელიც უზრუნველყოფს გამყოფი კონტურის გამოსავალში დაბად იმპედანსს (ზონდი-ეკრანი-გარე მოწყობილობა). მნიშვნელოვანია, რომ ეს სიღრმე, გამზომი ხაზის მუშა დიაპაზონში, ხაზის კონსტრუქციის ელემენტებთან უნდა ქმნიდეს რეზონანსურ კონტურს. რეზონანსის დამყარება ფართო სიხშირულ

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები

დიაპაზონში პრაქტიკულად შეუძლებელია. უმრავლეს შემთხვევაში, ზონდის კვანძში დამატებით ათავსებენ ფხვნილისებურ მასალას დიდი დანაკარგებით (მაგალითად, ეს შეიძლება იყოს დაპრესილი რკინის ფხვნილი). ეს მასალა საშუალებას იძლევა თავი ავარიდოთ არასასურველ რეზონანსებს და ასევე დამატებით დავიცვათ ზონდის კონტური გარეშე ხელშემშლელი ზემოქმედებისაგან.

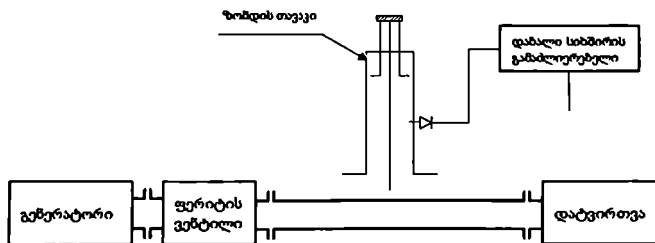
რეზონატორი ზონდის კონტურში გამოიყენება იმ რხევების გასაძლიერებლად, რომლებიც მოდიან გამზომი საზიდან ზონდზე.

ამპლიტუდური დეტექტორი წარმოადგენს მაღალსიხშირულ დეტექტორულ დიოდს. ჩვეულებრივ, გამოიყენება დეტექტორი კვადრატული მახასიათებლებით, რაც ძალიან ამარტივებს შედეგების დამუშავებას. დეტექტორის გამოსასვლელში აყენებენ დაბალი სიხშირის გამაძლიერებელს.

დეტექტორული კამერა (რეზონატორი) ჩვეულებრივ, წარმოადგენს ზონდის თავაკის შემადგენელ ნაწილს. მასში მოთავსებული ზემაღალსიხშირული დიოდი უნდა იყოს სანდოდ კვანძიერებული გარეშე ხელშემშლელი სიგნალებისაგან. დენის მაღალსიხშირული შემადგენლის მუნიტორებისათვის დიოდის დამაკავშირებელში, ასევე უნდა შეიქმნას კონსტრუქციული სიღრუე. ეს პროცესი უნდა შესრულდეს ისე, რომ მუშა დიაპაზონში არ წარმოიქმნას არასასურველი პარაზიტული რეზონანსები.

ყოველი გამზომი საზისთვის ინდიკატორის როლში შეიძლება გამოვიყენოთ მიკროამპერმეტრი, სინათლის მაჩვენებლების ოსცილოგრაფები ან გამზომი გამაძლიერებლები.

ნახ.48.5-ზე მოცემულია ტალღამატარ ტრაქტში გამზომი საზის ჩართვის სქემა. გენერატორის, რომელიც გამოიყენება მაღალი სიხშირის რხევების წყაროდ, უყენებენ სერიოზულ მოთხოვნებს, კერძოდ ის უნდა გვადლევდეს მუდმივი სიხშირის რხევებს, ამასთან, გენერატორის გამოსასვლელში არ უნდა არსებობდეს პარაზიტული პარმონიული მდგენელები. გენერატორის გამოყენებისას აუცილებელია, რომ ამპლიტუდურ მოდულაციას თან არ ახლდეს პარაზიტული სიხშირული მოდულაციები. წინააღმდეგ შემთხვევაში მდგარი ტალღების მინიმუმის მდებარეობა ტალღამატარში შეიცვლება.



ნახ.48.5. ტალღამატარ ტრაქტში გამზომი საზის ჩართვის სქემა

ზონდის გადაადგილების მექანიზმს ვირჩევთ იმის გათვალისწინებით, რომ დაკმაყოფილდეს შემდეგი პირობები:

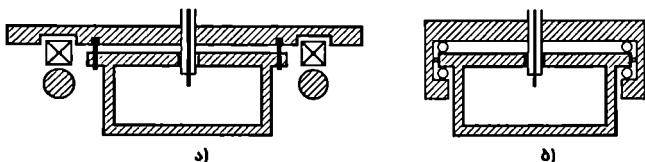
- სიმეტრიის ღერძის მიმართ შენარჩუნებული უნდა იქნას ზონდის ჩაძირვის სიღრმე და გადაადგილების მდგომარეობა.
- აუცილებელია შენარჩუნებული იქნას ზონდის მდებარეობის მაღალი სიზუსტე საზის კიდის მიმართ.

ზონდის ჩაძირვას აქვს კრიტიკული ზღვარი. ტალღის სანტიმეტრული სიგრძის გამზომ საზებში საკმარისია ჩაძირვის სიღრმის ცვლილება რამდენიმე მიკრომეტრითაც კი, რომ ის იწვევს ცდომილებას, რომელსაც ავითვლით პროცენტებში.

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედები

მნიშვნელოვანია ზონდის ზუსტი გადაადგილების უზრუნველყოფა ორი სიბრტყის გადაკვეთის ღერძზე, რომელთაგან ერთი - ვერტიკალური სიბრტყე წარმოადგენს ხვრელზე გამავალ სიბრტყეს, ხოლო მეორე - ჰორიზონტალური სიბრტყე კი მისი პერპენდიკულარულია.

პრაქტიკაში არსებობს რიგი გამშოში ხაზებისა, რომელთათვისაც ზონდის გადაადგილების რთული კონსტრუქციულ-ტექნოლოგიური პრობლემა გადაწყვეტილია. ერთ-ერთი მათგანია, ზონდის „ეტლის“ გადაადგილება სპეციალური ფორმის საკიდებულების გამოყენებით (ნახ.48.6. ა). მეორე მეთოდია, ზონდის „ეტლის“ გადაადგილება ფოლადის ბურთულების მეშვეობით (ნახ.48.6 ბ).

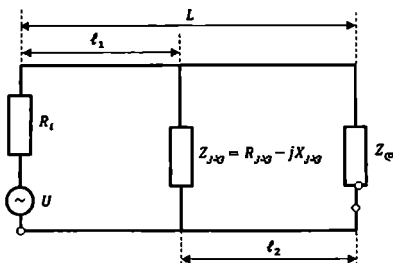


ნახ.48.6. ზონდის გადაადგილების შექანიზმის კონსტრუქცია: ა) საკიდებულებით; ბ) ფოლადის მოხრიალე ბირთვებით

დეტექტორული კამერის კონსტრუქცია საშუალებას გვაძლევს შევცვალოთ ზონდის ველთან კავშირი. კერძოდ, ეს კავშირი იცვლება ზონდის ტალღამატარში ჩაძირვის რეგულირებით.

ზონდის საში ზუსტი მდებარეობის ათვლა ერთ-ერთი ყველაზე მნიშვნელოვანი პირობაა, რომ ფაზური გაზომვები იყოს ზუსტი. ზონდის წერტილების ადგილმდებარეობის ფიქსაციის მაღალი გარჩევისუნარიანობა იზრდება ტალღის სიგრძის შემცირებისას. ზონდის „ეტლისა“ და თვით ზონდის მდებარეობა განისაზღვრება სკალით, რომელიც სკალირებულია ნონიუსის სიზუსტით²², გაზომვის სიზუსტის ასამაღლებლად.

ზემაღალი სიხშირის ტრაქტში ჩართული გამშოში ხაზის ეკვივალენტური სქემა მოცემულია ნახ.48.7-ზე.



ნახ.48.7. ზემაღალი სიხშირის ტრაქტში ჩართული გამშოში ხაზის ეკვივალენტური სქემა

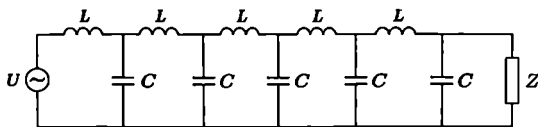
ეკვივალენტურ სქემაზე, U - ზემაღალსიხშირული გენერატორის ემძ-ა, R_t - გენერატორის შიდა წინაღობა, $Z_{კვ}$ - კავშირის ელემენტის წინაღობა (იგი გამშოში ხაზთან მიერთებულია პარალელურად), $Z_{დ}$ - დატვირთვის წინაღობა.

²² ნონიუსი - 16-ე საუკუნის პორტუგალიელი მათემატიკოსის საპატივცემულოდ ასე ეწოდა გამშოში მოწყობილობებში გაზომვის მეთოდს. მისი საშუალებით ძირითადი შკალის დანაყოფის დაზუსტება ხდება 0.02-მმ სიზუსტით.

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრეები

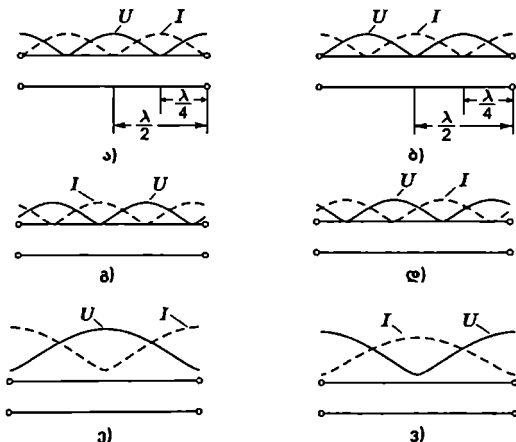
გადამცემი ხაზები, როგორც ცნობილია, წარმოადგენს გავრცელებულ პარამეტრებიან წრედებს. გამზომ ხაზში ველის განაწილება ემორჩილება სწორედ გრძელ ხაზებში ელექტრომაგნიტურ თეორიას, ამიტომ განვიხილოთ გრძელი გადამცემი ხაზების თეორიის რიგი თავისებურებები.

ნახ.48.8-ზე მოცემულია გამზომი ხაზის ეკვივალენტური სქემა, რომელიც წარმოადგენს გრძელ ხაზს თანაბრად განაწილებული L - ინდუქციურობით და C - ტევადობითა და Z - დატვირთვის წინაღობით.



ნახ.48.8. გამზომი ხაზის ეკვივალენტური სქემა

ეკვივალენტური სქემის აგებისას შეიძლება უგულებელვყყო დანაკარგები აქტიურ წინააღობაზე, რადგან ჩვეულებრივ: $R \ll \omega L$ და $G \ll \omega C$, სადაც R და G - შესაბამისად, დანაკარგის განაწილებული წინააღობა და გამტარობაა.



სურ.48.9. ძაბვისა და დენის განაწილება გრძელ ხაზში

განვსაზღვროთ ძაბვისა და დენის განაწილების სურათი კერძო შემთხვევებისთვის.

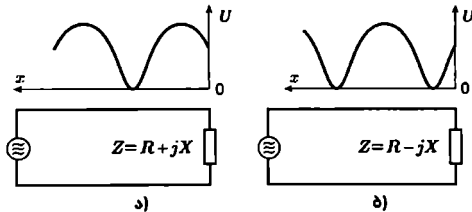
- 1) ნახ.48.9 ა) შეესაბამება გახსნილ - ჩაუკეტავ ხაზს $Z = \infty$. ხაზის ბოლოზე ჩნდება ძაბვის კონა და დენის კვანძი. ბოლოდან $\lambda/4$ მანძილზე კი - პირიქით. $\lambda/4$ მანძილზე Z წინააღობა არის ნულის ტოლი. $\lambda/2$ მანძილზე დენის მნიშვნელობა ისევ 0-ია და ძაბვა მისიწრაფის უსასრულობისკენ. $\lambda/4$, $\lambda/2$ და $3\lambda/4$ მანძილების შუალედებში წინააღობა აქრის ინდუქციური.
- 2) ნახ.48.9 ბ) შეესაბამება მოკლე ჩართვის შემთხვევას $Z = 0$. ხაზის ბოლოზე ჩნდება დენის კონა და ძაბვის კვანძი. განაწილება ანალოგიურია, მხოლოდ ფაზა იცვლება $\lambda/4$ -ით.
- 3) ნახ.48.9 გ) -ზე ნაჩვენებია შემთხვევა, როცა ხაზი დატვირთულია ტევადური წინააღობით $Z = 1/j\omega C$. ამ შემთხვევაში ძაბვის კვანძი უფრო ახლოსაა ხაზის ბოლოსთან, ვიდრე დენის კვანძი.

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედები

- 4) ნახ.48.9 დ) -ზე მოცემულია შემთხვევა, როცა საზი დატვირთულია ინდუქციური წინააღობით $Z = j\omega L$. დენის კვანძი უფრო ახლოსაა საზის ბოლოსთან, ვიდრე ძაბვის კვანძი.
- 5) ნახ.48.9 ე) -ზე ნაჩვენებია შემთხვევა, როცა საზი დატვირთულია ტალღური წინააღობით $Z = Z_0$. ამ შემთხვევაში საზი ეკვივალენტურია უსასრულოდ სიგრძის გადამცემი ხაზის. მასთან მისული ნებისმიერი ენერგია ვრცელდება მის გასწვრივ მსრბოლი ტალღის სახით და იფანტება დატვირთვის წინააღობაში $R = Z_0$. საზის ყოველი წერტილი ერთნაირია დენისა და ძაბვის განაწილების სურათთან მიმართებაში.
- 6) ნახ.48.9 ვ) შეესაბამება შემთხვევას, როცა საზი ჩაქტილია აქტიურ წინააღობაზე (მამასადამე რეაქტიული წინააღობა ნულია $X = 0$). თუ $R \neq Z_0$ საზში წარმოიქმნება მსრბოლი და მდგარი ტალღები, როცა $R < Z_0$, საზის ბოლოზე არის ძაბვის მინიმუმი და დენის მაქსიმუმი და როცა $R > Z_0$, პირიქით, ძაბვის მაქსიმუმი და დენის მინიმუმი.

იმ შემთხვევაში, როცა საზის ბოლოში ჩართულია კომპლექსური წინააღობა, მაშინ მდგარი ტალღის კვანძები და კონები წაინაცვლებს ნებისმიერი მიმართულებით. ნახ.48.10. ა)-ზე ნაჩვენებია ძაბვის განაწილება საზის გასწვრივ, როცა: $Z = R + jX$, ხოლო ნახ.48.10 ბ)-ზე მოცემულია შემთხვევა, როცა: $Z = R - jX$.

თუ საზის ბოლოზე მოკლე ჩართვის რეჟიმს დავამყარებთ ვნახავთ, რომ მინიმუმი წანაცვლებს ℓ მანძილით. ℓ წანაცვლება ითვლება დადებითად, თუ მინიმუმი წაინაცვლებს გენერატორისკენ დტვირთვის შემთხვევაში მინიმუმის მიმართ. ℓ წანაცვლება ითვლება უარყოფითად თუ მინიმუმი წაინაცვლებს დატვირთვისკენ.



ნახ.48.10. ძაბვის განაწილება კომპლექსური წინააღობით დატვირთული საზის გასწვრივ

გამზომ საზებთან მუშაობისას არ არის მიზანშეწონილი მინიმუმამდე მანძილი გაეზომოთ დატვირთვიდან. მოსახერხებელია განისაზღვროს მდგარი ტალღის ნებისმიერი მინიმუმის მდებარეობა და შემდეგ გაიზომოს მისი მდებარეობის წანაცვლება.

შეიძლება გავაკეთოთ დასკვნა, რომ გამზომი საზის ბოლოში ჩართული დატვირთვის წინააღობის მიხედვით, დენისა და ძაბვის მინიმუმები წაინაცვლებს ხან ერთ ხან მეორე მხარეს. შესაბამისად გამზომ საზში მსრბოლი ტალღა იცვლება მდგარი ტალღით ან პირიქით.

§49. მდგარი ტალღები. მდგარი ტალღების მახასიათებლები

გაშოშ ხაზში გენერატორიდან დატვირთვისაკენ ენერგიის გადაცემისას, გაშოში ხაზის გასწვრივ რეზულტირებული ძაბვა მიიღება ორი ძაბვის ჯამის სახით, რომელთაგან ერთი წარმოადგენს გენერატორიდან დატვირთვისაკენ გავრცელებული ენერგიის შედეგად მიღებული ძაბვის მდგენელს, რომელსაც ვუწოდოთ დაცემული ტალღის კომპონენტი $U_{დგ}$, ხოლო მეორე წარმოადგენს დატვირთვიდან არეკვლილ და გენერატორისაკენ გავრცელებული ენერგიას, რომელსაც ვუწოდოთ არეკვლილი ტალღის კომპონენტი $U_{არ}$. დაცემული და არეკვლილი ტალღები გვაძლევს მდგარ ტალღას. მდგარი ტალღის ძაბვის U_{max} მაქსიმუმის შეფარდებას მის U_{min} მინიმუმთან ეწოდება მდგარი ტალღის კოეფიციენტი:

$$\rho = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{U_{დგ} + U_{არ}}{U_{დგ} - U_{არ}}, \quad (49.1)$$

ამ პარამეტრის გარდა შემოვიტანოთ, აგრეთვე არეკვლის კოეფიციენტი:

$$\Gamma = \frac{U_{არ}}{U_{დგ}}. \quad (49.2)$$

გამოვსახოთ არეკვლის კოეფიციენტი მდგარი ტალღის კოეფიციენტით და პირიქით:

$$|\Gamma| = \frac{\rho - 1}{\rho + 1}, \quad \rho = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}. \quad (49.3)$$

თუ გავითვალისწინებთ, რომ ზემოაღსანიშნული დეტექტორული დიოდის მახასიათებელი მცირე დენის დროს (100 მკა რიგის ან უფრო მცირე დენის შემთხვევაში) არის კვადრატული, პრაქტიკულად ითვალისწინებთ უფრო ხელსაყრელია ვისარგებლოთ გამოსახულებით:

$$\rho = \sqrt{\frac{I_{d\ max}}{I_{d\ min}}}, \quad (49.4)$$

სადაც $I_{d\ max}$ და $I_{d\ min}$ - ინდიკატორული ხელსაწყოთა მარკენებლებია, რომლებიც შეესაბამება დენის ძალის მაქსიმუმს და მინიმუმს. მდგარი ტალღების კოეფიციენტის ცვლილების ზღვარი არის 1-დან ზემოთ, რადგან არეკვლის კოეფიციენტი Γ იცვლება 0-დან 1-მდე. სრულ არეკვლას შეესაბამება უსასრულოდ დიდი ρ . დატვირთვისთან იდეალურად შეთანხმებული რეჟიმი შეესაბამება შემთხვევას, როცა $\rho = 1$.

შეთანხმებული რეჟიმის უზრუნველყოფა არის ერთ-ერთი ყველაზე მნიშვნელოვანი ამოცანა ზემოაღსანიშნულ ტექნიკაში.

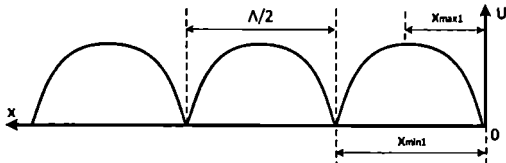
მდგარი ტალღის მინიმუმის წერტილების განსაზღვრა

გაშოში ხაზის გამოყენებისას უნდა განვსაზღვროთ მინიმუმების წერტილები. მინიმუმის წერტილების განსაზღვრისათვის ინდიკატორული ხელსაწყოთა ზონდი უნდა იყოს გადაადგილებული მდგარი ტალღის კვანძში X_{min1} (ნახ.49.1).

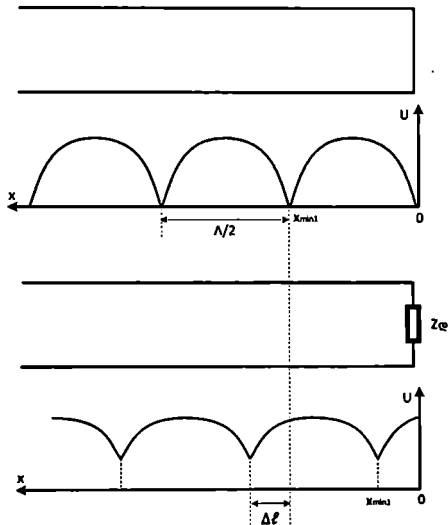
ორ მეზობელ მინიმუმსა ან მაქსიმუმს შორის მანძილი ყოველთვის უდრის ტალღის სიგრძის ნახევარს $\lambda/2$, მაგრამ X_{min1} მნიშვნელობა შეიძლება გაეზოგოდეს უფრო დიდი სიზუსტით, ვიდრე X_{max1} მაქსიმუმები. ყველაზე გამოყვითილი მინიმუმები არის მოკლე ჩართვის ან უქმი სვლის რეჟიმებში. ეს რეჟიმები უზრუნველყოფენ გაშოშების სიზუსტეს.

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები

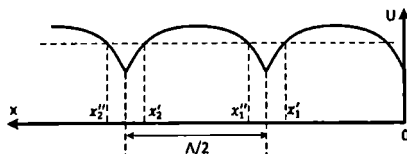
თუ შეუძლებელია X_{min1} გაზომვა, მაშინ ვზომავთ მდგარი ტალღის კვანძების წანაცვლებას. იგი იზომება მოკლე ჩართვის რეჟიმში, სოლო შემდეგ ვიკვლევთ დატვირთვის (ნახ.49.2): $X_{min1} = \ell$.



ნახ.49.1. გაზომვითი მდგარი ტალღების მინიმუმის წერტილების და ტალღის სიგრძის განსაზღვრა



ნახ.49.2. მდგარი ტალღების კვანძების წანაცვლების განსაზღვრა



ნახ.49.3. ტალღის სიგრძის განსაზღვრა გაზომვითი ორმაგი ათვლის მეთოდით

წანაცვლების ათვლას ვიწყებთ ნებისმიერი კვანძიდან გაზომვითი ხაზის მოკლე ჩართვის რეჟიმში. იზომება მანძილი უახლოეს კვანძამდე გენერატორის მიმართულებით.

თუ გაზომვითი ხაზის დატვირთვა ცნობილია, მაშინ რეკომენდებულია მინიმუმის მდებარეობის განსაზღვრა ორმაგი ათვლის მეთოდით, კერძოდ ნახ.49.3-ზე ნაჩვენები სქემის შესაბამისად.

არეკვლის კოეფიციენტის ფაზური კუთხე განისაზღვრება ფორმულით:

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები

$$\Gamma = |\Gamma|e^{j\phi},$$

$$\phi = \pi + \frac{4\pi}{\lambda} X_{min1} = \pi + \frac{4\pi}{\lambda} \ell, \quad (49.5)$$

სადაც, ℓ - არის მანძილი დატვირთვიდან პირველივე მინიმუმამდე (მდგარი ტალღის მინიმუმამდე).

ფაზური კუთხე უმჯობესია განვსაზღვროთ არა მანძილით დატვირთვიდან პირველ მინიმუმამდე, არამედ მინიმუმთა $\Delta\ell$ წანაცვლებით. მინიმუმთა $\Delta\ell$ წანაცვლებას, ასევე მოკლე ჩართვის რეჟიმში ვსომავთ. $\Delta\ell$ - წანაცვლება ჩაითვლება დადებითად, თუ მოკლე ჩართვის რეჟიმში მინიმუმი, დატვირთვის რეჟიმში მინიმუმთან შედარებით წანაცვლებულია გენერატორისაკენ. წინააღმდეგ შემთხვევაში $\Delta\ell$ - ჩაითვლება უარყოფითად.

ტალღის სიგრძის განსაზღვრა გამზომ ხაზში

ტალღის სიგრძის განსაზღვრას გამზომ ხაზში ვახდენთ მდგარი ტალღების სურათის საშუალებით. თუ გამზომ ხაზს მივეურთხებ ნებისმიერ დატვირთვას, მაშინ მინიმუმების განსაზღვრა რეკომენდებულია ორმაგი ათვლის მეთოდით (იხ. ნახ.49.3) .

ტალღის სიგრძე ჩავწეროთ გამოსახულებით:

$$\Lambda = (x'_2 + x''_2) - (x'_1 + x''_1). \quad (49.6)$$

ათვლის დონე შეიძლება იყოს ნებისმიერი, მაგრამ გაზომვის სიზუსტე იზრდება, თუ ის მღებარეობს $U(x)$ მრუდის სიმრუდის არეში. კვადრატულ დეტექტორულ დიოდზე ამ წერტილს შეესაბამება დენი:

$$I_d \approx I_{d,min} \left(\frac{1 + \rho^2}{2} \right). \quad (49.7)$$

Λ -ტალღის სიგრძე შეფასოთ ანალიზურად. მაგალითად, საპერო ორმავთულიანი და კოაქსიალური ხაზებისათვის ის ტოლია პერში ტალღის სიგრძის:

$$\Lambda = \lambda = \frac{c}{f}, \quad (49.8)$$

როცა მავთულებს შორის მოთავსებულია ნივთიერი $\varepsilon \neq 1$ დიელექტრიკული შეღწევადობით, მაშინ:

$$\Lambda = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon}}, \quad (49.9)$$

სადაც, c - სინათლის სიჩქარეა, ხოლო f - გენერატორის სიხშირეა.

პერით შევსებული მართკუთხა ტალღამატარისათვის, ტალღის სიგრძე განისაზღვრება ფორმულით:

$$\Lambda = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}, \quad (49.10)$$

სადაც, a - ტალღამატარის სიგანეა. აღსანიშნავია, რომ ამ შემთხვევაში $\Lambda > \lambda$. მართკუთხა ტალღამატარის ტალღური წინააღობა მოცემული ტიპის რხევებისათვის არის:

$$Z_0 = \frac{\Lambda}{c} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Lambda}{2a}\right)^2}}. \quad (49.11)$$

დატვირთვის სრული წინაღობა

ვთქვათ, Z_0 ტალღური წინაღობის ხაზი დატვირთულია $Z_{\text{ფ}}$ წინაღობით. დავუშვათ, რომ დატვირთვაზე „დაცემულ“ ტალღას აქვს სახე: $U_{\text{დფ}} e^{-j\beta x}$ (x -ის დადებით მიმართულებას წარმოადგენს მიმართულება გენერატორიდან დატვირთვისაკენ), სადა $\beta = 2\pi/\Lambda$ - გავრცელების მუდმივაა. ძაბვა x -ის ნებისმიერ წერტილში წარმოადგენს დაცემული და არეკვლილი ტალღების ჯამს:

$$U(x) = U_{\text{დფ}} e^{-j\beta x} + U_{\text{არ}} e^{j\beta x}. \quad (49.12)$$

ანალოგიურად, ჩაიწერება გამოსახულება დენისათვის, იმის გათვალისწინებით, რომ არეკვლილი მდგენელს საწინააღმდეგო მიმართულება ექნება:

$$I(x) = \frac{1}{Z} (U_{\text{დფ}} e^{-j\beta x} - U_{\text{არ}} e^{j\beta x}). \quad (49.13)$$

ცხადია, დატვირთვის წინაღობა ჩაიწერება შემდეგი სახით:

$$Z_{\text{ფ}} = \frac{U(0)}{I(0)} = \frac{U_{\text{დფ}} + U_{\text{არ}}}{U_{\text{დფ}} - U_{\text{არ}}} Z_0 = \frac{1 + \frac{U_{\text{არ}}}{U_{\text{დფ}}}}{1 - \frac{U_{\text{არ}}}{U_{\text{დფ}}}} Z_0 = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} Z_0, \quad (49.14)$$

აქედან:

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{ფ}} - Z_0}{Z_{\text{ფ}} + Z_0}. \quad (49.15)$$

წინაღობა x - მანძილზე, დატვირთვიდან გენერატორისაკენ შეიძლება ასე გამოვთვალოთ:

$$Z_x = \frac{U(-x)}{I(-x)} = \frac{U_{\text{დფ}}(e^{j\beta x} + \Gamma e^{-j\beta x})}{U_{\text{დფ}}(e^{j\beta x} - \Gamma e^{-j\beta x})} Z_0 = \frac{e^{j\beta x} + \Gamma e^{-j\beta x}}{e^{j\beta x} - \Gamma e^{-j\beta x}} Z_0, \quad (49.16)$$

(49.16)-ში ჩავსვათ (49.15), მივიღებთ სრული წინაღობის სიდიდეს დატვირთვიდან ნებისმიერ x მანძილზე:

$$Z_x = Z_0 \frac{Z_{\text{ფ}} + jZ_0 \tan(\beta x)}{Z_{\text{ფ}} - jZ_0 \tan(\beta x)}, \quad (49.17)$$

x - არის მანძილი გამზომი ხაზის გასწვრივ დატვირთვიდან გენერატორისაკენ გაზომვის წერტილამდე.

ამ უკანასკნელი გამოსახულებიდან შესაძლოა ვიპოვოთ დატვირთვის წინაღობა, თუკი ვიცით ნებისმიერ x წერტილში წინაღობა:

$$Z_{\text{ფ}} = Z_0 \frac{Z_x + jZ_0 \tan(\beta x)}{Z_0 - jZ_x \tan(\beta x)}. \quad (49.18)$$

მდგარი ტალღის მინიმუმის წერტილში წინაღობა აღვნიშნოთ R_{min} , რომელიც დაცემული და არეკვლილი ტალღების შეკრების თანახმად იქნება აქტიური წინაღობა და ჩაიწერება ფორმულით:

$$R_{min} = \frac{U_{min}}{I_{min}} = \frac{Z_0(U_{დგ} - U_{არ})}{U_{დგ} + U_{არ}} = \frac{Z_0}{\rho}. \quad (49.19)$$

დავუშვებთ, რომ მდგარი ტალღის $x = \ell$ წერტილში: $R_{min} = Z_x$, მაშინ (49.18)-დან დატვირთვის Z_{ℓ} წინააღობა შეიძლება გამოვსახოთ მდგარი ტალღის ρ კოეფიციენტით:

$$Z_{\ell} = Z_0 \frac{1 - j\rho \operatorname{tg}(\beta\ell)}{\rho - j\operatorname{tg}(\beta\ell)} = Z_0 \frac{\rho(1 + \operatorname{tg}^2(\beta\ell)) - j(\rho^2 - 1)\operatorname{tg}(\beta\ell)}{\rho^2 + \operatorname{tg}^2(\beta\ell)}. \quad (49.20)$$

(49.20) ფორმულა საშუალებას გვაძლევს გამოვთვალოთ დატვირთვის სრული წინააღობა მდგარი ტალღების ρ კოეფიციენტის და მინიმუმის წერტილის ℓ მდგომარეობით.

(49.20) გამოსახულებიდან გამოვყოთ R_{ℓ} აქტიური (რეალური) და X_{ℓ} რეაქტიული (კომპლექსური) მდგენელები:

$$Z_{\ell} = R_{\ell} + jX_{\ell},$$

$$R_{\ell} = Z_0 \frac{\rho(1 + \operatorname{tg}^2(\beta\ell))}{\rho^2 + \operatorname{tg}^2(\beta\ell)}, \quad (49.21)$$

$$X_{\ell} = -Z_0 \frac{(\rho^2 - 1)\operatorname{tg}(\beta\ell)}{\rho^2 + \operatorname{tg}^2(\beta\ell)}. \quad (49.22)$$

სადაც, $\beta = 2\pi/\lambda$ - გავრცელების მუდმივა; $\beta\ell$ - ფაზური კუთხე; Z_0 - ხაზის ტალღური წინააღობა; λ - ტალღის სიგრძეა ტალღამტარში; ρ - მდგარი ტალღების კოეფიციენტი.

დატვირთვის სრული წინააღობის მოდული შეიძლება გამოვიანგარიშოთ ფორმულით:

$$|Z_{\ell}| = \sqrt{R_{\ell}^2 + X_{\ell}^2} = Z_0 \sqrt{\frac{[1 + \rho^2 \operatorname{tg}^2(\beta\ell)][\rho^2 + \operatorname{tg}^2(\beta\ell)]}{[\rho^2 + \operatorname{tg}^2(\beta\ell)]^2}} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + \rho^2 \operatorname{tg}^2(\beta\ell)}{\rho^2 + \operatorname{tg}^2(\beta\ell)}}. \quad (49.23)$$

წრიული დიაგრამა (სმიტის დიაგრამა)

გადამგმ ხაზებთან დაკავშირებული პრობლემების გადაწყვეტა ხშირად უფრო მოსახერხებელია გრაფიკული მეთოდებით. შესაძლებელია მარტივად გამოვიყენოთ გრაფიკული ინფორმაცია საქირო სიდიდეებს შორის თანაფარდობის დასადგენად.

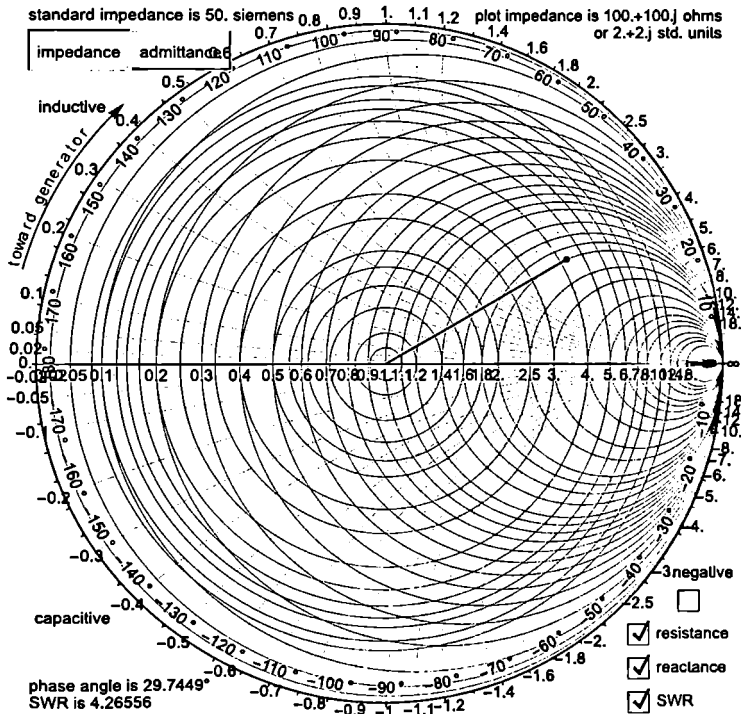
გრძელ ან რაც იგივეა გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედებში სრული წინააღობის გამომსახველი რიგი გრაფიკული მეთოდი არსებობს, თუმცა გამოვიყენოთ ერთ-ერთ მათგანს, რამე თუ ის შედარებით ფართოდ გამოიყენება - ეს არის ნახევარსფერული კოორდინატების დიაგრამა, რომელსაც **წრიული დიაგრამა** ეწოდება.

მდგარი ტალღების ρ - კოეფიციენტის და $\beta\ell$ - კომპლექსური წინააღობის ფაზური კუთხის მიხედვით შესაძლებელია ძალიან მარტივად და, რაც მთავარია, საკმარისად ზუსტად განსაზღვრული იქნას კავშირი მათ შორის. წრიული დიაგრამა პირველად შემოთავაზებული იქნა ამერიკელი მეცნიერის ფ.ხ. სმიტის მიერ. წრიულ დიაგრამას ზოგიერთ ლიტერატურაში **სმიტის დიაგრამის** სახელწოდებით მოიხსენიებენ (იხ.დანართი 4).

წრიული დიაგრამა წარმოადგენს რამდენიმე კონცენტრულ წრეწირს (ნახ.49.4), რომლებიც სხვადასხვა ფიზიკურ სიდიდეს შეესაბამება. დიაგრამა მოიცავს ორთოგონალურ წრეთა ორ ოჯახს, რომლებიც წარმოადგენს ნორმირებულ აქტიურ და რეაქტიულ წინააღობებს: $R/Z_0 = \cos t$, $X/Z_0 = \cos t$. ნორმირებული აქტიური წინააღობა წარმოდგენილია ლურჯი კონცენტრული წრეწირების სახით,

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები

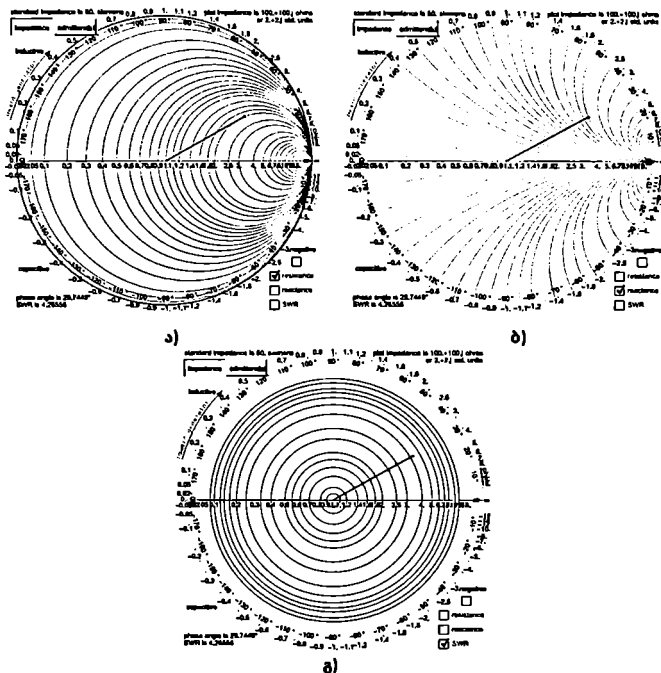
რომლის სათავეც ნულოვან წინააღობას შეესაბამება და იზრდება უსასრულობამდე. ნორმირებული აქტიური წინააღობის წრეებს აქვს რადიუსი: $\frac{1}{1+R}$ (ნახ.49.5. ა), ხოლო ნორმირებული რეაქტიული წინააღობა წარმოდგენილია მწვანე კონცენტრული წრეწირის (რკალების) ნაწილების სახით. ჰორიზონტალური მწვანე ხაზი შეესაბამება ნულოვან რეაქტიულ წინააღობას. წირები ეხება ნულოვანი რეაქტიული წინააღობის წრფეს და ეხება წერტილებს უსასრულო წინააღობით. (ნახ.49.5. ბ). რაც შეეხება მდგარი ტალღის კოეფიციენტს, მას შეესაბამება წითელი კონცენტრული წრეწირები, რომლის ცენტრიც მოთავსებულია გენერატორსა და დატვირთვის შორის, შესაბამისად, წრითი დიამეტრის ცენტრში. ამ წირების რადიუსებია: $\frac{p-1}{p+1}$ სადაც $p \geq 1$ მდგარი ტალღის კოეფიციენტი (ნახ.49.5. გ).



ნახ.49.4. წრითი დიამეტრა მზრუვაი სახაზავით. მდგარი ტალღის კოეფიციენტი (SWR²³): $p = 4.26556$, ფაზური კუთხე (Phase angle): $\beta \ell \approx 29.7^\circ$, ნორმირებული აქტიური წინააღობა: $\frac{R}{Z_0} = 0.7$, ნორმირებული რეაქტიული წინააღობა: $\frac{X}{Z_0} = 0.7$, $R = 100$ ომი, $X = 100$ ომი, $Z_0 = \sqrt{R^2 + X^2} \approx 144$ ომი

²³ მდგარი ტალღის კოეფიციენტი - SWR (Standing Wave Ratio), განისაზღვრება (49.1) ფორმულით.

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები



ნახ.49.5. ა) ნაჩვენებია მხოლოდ წარმომადგენელი აქტიური წინააღმდეგობის წრეები: $R/Z_0 = const$, ბ) ნაჩვენებია მხოლოდ წარმომადგენელი რეაქტიული წინააღმდეგობის წრეები: $X/Z_0 = const$, გ) ნაჩვენებია მხოლოდ მდგარი ტალღის კოეფიციენტის წრეები: $\rho = const$

ნახ.49.4-ზე წარმოდგენილია ყველა კონვენტრული წრეწირი. ფაზური კუთხე βl აითვლება წრიული დიაგრამის ცენტრიდან, საათის ისრის საწინააღმდეგო მიმართულებით.

გენერატორისაკენ მიმართული წარმომადგენელი წრეწირები იმართება იმაზე, თუ როგორ გავლენას ახდენს გენერატორის მიმართ ხაზის შორეულ ბოლოში დატვირთვის იმპედანსი გადამცემი ხაზის მეორე, ახლო ბოლოზე. რადგან სიგნალი მიდის გენერატორიდან შორეულ ბოლოში, ხოლო შემდეგ ბრუნდება გადამცემისაკენ (გენერატორისაკენ), ამიტომ ხაზის სიგრძე იზომება გადასაყვანი სიგნალის ტალღის სიგრძით, რომელიც შეიძლება წარმოდგენილი იქნას ტალღის ფარდობითი სიჩქარით. მაგალითად, ვაკუუმში ტალღის ფარდობითი სიჩქარე 1-ის ტოლია, ჰაერში ძალიან ახლოსაა ერთთან, ხოლო ტიპურ კოაქსიალურ სადენებში დაახლოებით 0.7-ია. ამიტომაც, ასეთი კოაქსიალური ხაზის შორეული დია ბოლო (დატვირთვის გარეშე) გენერატორის მიერ აღიქმება, როგორც მოკლე ჩართვა.

წარმომადგენელი წინააღმდეგობის გამოყენება საშუალებას გვაძლევს გამოვიყენოთ დიაგრამა სრული წინააღმდეგობის განსაზღვრისათვის, წრეში ჩართული გრძელი ხაზებისათვის (ტალღური წინააღმდეგობის ნებისმიერი მნიშვნელობისათვის). შედარებით დიდ ან გარე წრეებზე საათის ისრის მიმართულებით გადაზომილია უგანჯომილებო სიდიდე ℓ/λ , რომელიც ფაზური კუთხის პროპორციულია, ხოლო მცირე წრეებზე იგივე სიდიდეა გადაზომილი, ოდონდ საათის ისრის საწინააღმდეგო მიმართულებით.

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები

გამჭვირვალე სახაზავის მოძრაობის მიმართულება (ჩვენს შემთხვევაში, მას შეესაბამება შავი წრფე დიაგრამის ცენტრიდან კონკრეტულ წერტილამდე იხ.ნახ.49.4 ან ნახ.49.5) შეირჩევა შემდეგნაირად: თუ მოკლე ჩართვის რეჟიმში მინიმუმი, დატვირთვის რეჟიმში მინიმუმთან შედარებით წანაცვლებულია გენერატორისკენ, მაშინ გამჭვირვალე სახაზავის ბრუნვის მიმართულება შეესაბამება საათის ისრის ბრუნვის მიმართულებას (მაგალითად ინდუქციური გამტარის შემთხვევაში დადებითია), წინააღმდეგ შემთხვევაში საათის ისრის საწინააღმდეგო მიმართულებით უნდა ვაბრუნოთ (მაგალითად, ტევადური გამტარის შემთხვევაში უარყოფითია).

ნორმირებული რეაქტიული X/Z_0 წინაღობა დიაგრამის ქვედა ნაწილში - უარყოფითია, ხოლო ზედა ნაწილში კი დადებითია. $R/Z_0 = 1$ წერტილი შეესაბამება დიაგრამის ცენტრს.

პრაქტიკაში, წრიული დიაგრამით სარგებლობისას, გაზომვებს ატარებენ გამჭვირვალე სახაზავით (ჩვენს შემთხვევაში, როგორც აღვნიშნეთ, სახაზავი ჩანაცვლებულია შავი მბრუნავი წრფით), რომლის ქვედა ბოლო დამაგრებულია $R/Z_0 = 1$ ცენტრში, სახაზავზე დატანილია მდგარი ტალღის ρ კოეფიციენტის და $|Γ|$ არეკვლის კოეფიციენტის მნიშვნელობები.

ამ წრეებით აითვლიან მდგარი ტალღების კოეფიციენტს და არეკვლის კოეფიციენტის მოდულის მნიშვნელობებს. ნორმირებული აქტიური წინაღობის სკალა მოთავსებულია 0-დან 1-მდე ინტერვალში, ის აშავდროულად წარმოადგენს არეკვლის $|Γ|$ კოეფიციენტის სკალას, არათანაბარი სკალა 1-დან ∞-მდე ინტერვალში კი - შეესაბამება მდგარი ტალღის ρ კოეფიციენტს.

თავი XI. ტელეხელვის საფუძვლები

§50. ოპტიკური გამოსახულების გადაცემისა და მიღების პრინციპები

ტელეხელვა ეწოდება ტექნიკის დარგს, რომელიც უზრუნველყოფს ოპტიკური გამოსახულების მიღება-გადცემას რადიოტექნიკური მოწყობილობების დახმარებით. დღეისათვის არსებული კავშირის სახეები - რადიო-სარელო სადენები და კოსმოსური კავშირგაბმულობის სისტემები საშუალებას იძლევა გადაიცეს ტელეგადცემა პრაქტიკულად ნებისმიერ მანძილზე.

ტელეხელვაში გადაცემის მანძილის გადიდებაში მნიშვნელოვანი როლი შეასრულა კავშირგაბმულობის ოპტიკური სისტემების შექმნამ, რომლებიც უზრუნველყოფს სხვადასხვა ხელოვნური თანამგზავრების საშუალებით ტელეგადცემების მიღება-გადცემას.

ტელეტექნიკა გამოიყენება სამეცნიერო კვლევებში, მრეწველობაში, ტრანსპორტსა და სხვა მრავალ სფეროში. იგი ღიღ როლს ასრულებდა და ასრულებს კოსმოსური სივრცის ათვისებაში.

გამოსახულების გადაცემის პროცესი მოიცავს გადაცემაში სადგურის მიერ გადაცემული ოპტიკური გამოსახულების - მს-დ გადაცემის პროცესს. ოპტიკური გამოსახულების გარდაქმნას ვიდეოსიგნალად, მიღება პუნქტამდე გადაცემას და, პირიქით, ვიდეოსიგნალიდან ოპტიკური გამოსახულების აღდგენას სწავლობს სწორედ ტელეხელვა.

რადგან ობიექტის ყოველ $M(x, y, z)$ წერტილში, დროის მოცემულ t მომენტში გვაქვს გარკვეული სიკაჟაჟე და ფერი, ამიტომ M წერტილზე სრული ინფორმაციის მიღებისათვის აუცილებელია ამ წერტილის მახასიათებელი ყველა პარამეტრის გადაცემა. რა თქმა უნდა, პარამეტრების რიცხვი საკმაოდ დიდია და, შესაბამისად, მათი გადაცემა ერთ-ერთ რთულ ამოცანას წარმოადგენს.

გადცემული გამოსახულება აღიქმება თვალის მიერ, ამიტომ ტელეხელვაში მიმღები მოწყობილობის აგება ემყარება ადამიანის თვალის თვისებებს. კერძოდ: ადამიანის თვალს ახასიათებს კუთხური მანძილის განსაზღვრული დასაშვები ზღვარი. ოპტიმალური განათების და კონტრასტისას ორი ელემენტი, რომელთა შორისაც მანძილი $1'$ -ზე (მინუტი) ნაკლები არ არის დასაშვები, ე.ი. თვალი ასეთ ობიექტებს აღიქვამს, როგორც ერთიანს - შერწყმულს. ამიტომ გამოსახულება უნდა დაიყოს სასრული რაოდენობის ელემენტებად. თუ თითოეული ელემენტის ზომა $1'$ რიგისაა, მაშინ თვალი ვერ ამჩნევს შემადგენელ სტრუქტურას და გამოსახულება აღიქმება, როგორც ერთი მთლიანი. ადამიანი ვერ ამჩნევს ორ სურათს შორის განსხვავებას, თუ მათ შორის გადაადგილება მცირეა. თვალის ეს თვისება საფუძვლად უდევს მოძრავი საგნების ოპტიკური გამოსახულებების გადაცემა - მიღებას. მდორე მოძრაობების გადასაცემად საჭიროა გამოსახულების გადაცემის სიხშირე გაიზარდოს. მოძრავი ობიექტის გამოსახულების გადასაცემად გადაცემის სიხშირე არანაკლებ 25 კგ-ს უნდა შეადგენდეს, რათა საგნის მოძრაობის ეფექტი თვალის მიერ უწყვეტად იქნას აღქმული.

§51. ფერადი ხედვის არსი

ფერადი ხედვის არსი მდგომარეობს იმაში, რომ ადამიანის თვალი ფერების გარჩევას ახდენს თვალის ბაღურის შემადგენელი კომპონენტის, მხედველობის რეცეპტორების კოლბებისა და ჩიჩირების საშუალებით. არსებობს სამი სახის კოლბები. ერთნი რეაგირებენ ლურჯ ($\lambda_{\text{ლ}} = 0.470$ მკმ), მეორენი მწვანე ($\lambda_{\text{მ}} = 0.532$ მკმ) და მესამენი კი წითელ ($\lambda_{\text{წ}} = 0.615$ მკმ) ფერებზე. ობიექტიდან არეკვლილი სინათლის ნაკადი ადაგზნებს რეცეპტორებს. გზადია, ამ დროს სხვადასხვა რეცეპტორი სხვადასხვანაირად აღიგზნება. სამივე ფერის რეცეპტორი აგზნების მიხედვით გვაძლევს ამა თუ იმ ფერის შეგრძნებას. მაგალითად, წითელი და მწვანე ფერების ერთობლიობას თვალი აღიქვამს, როგორც ყვითელ ფერს. სხვადასხვა პროპორციით წითელი, მწვანე და ლურჯი ფერების შერევა შეიძლება იძლეოდეს ყველა დასაშვებ შეფერილობას. განსხვავებული პორციით წითელი, მწვანე და ლურჯი ფერების შერევა გვაძლევს თეთრ ფერს, კერძოდ:

$$E = 0.3 E_{\text{წ}} + 0.59 E_{\text{მ}} + 0.11 E_{\text{ლ}}. \quad (51.1)$$

ფერადი ხედვა შეზღუდულია, რის გამოც, მცირე ზომის ფერადი დეტალები ერთმანეთისაგან აღიქმება, როგორც რუხი შეფერილობის ობიექტები. ამიტომ ფერადი გადაცემისას შეიძლება შევამციროთ სიხშირეთა ზოლი გამოსახულების ფერებზე ინფორმაციის გადასაცემად.

თვალს ახასიათებს მხედველობითი ინერციულობა, ე.ი. თვალი აგრძელებს საგნის ხედვას მისი გაქრობიდან გარკვეული დროის შემდეგაც. მხედველობითი მესიერების დრო დამოკიდებულია წყაროს სიკაშკაშეზე. საშუალო სიკაშკაშის ტელეეკრანებისათვის მხედველობითი მესიერება შეადგენს 0.02 წმ-ს. ე.ი. თუ ერთი მეორის მიყოლებით ვაჩვენებთ საგნის ყველა ელემენტს 0.02 წამის განმავლობაში, მაშინ თვალი ვერ შეამჩნევს ელემენტების ცვლილებას. ადამიანს რჩება მთაბეჭდილება, რომ ყველა გამოსახულება ნახა ერთდროულად. თვალს ამ თვისების გამო შესაძლებელი გახდა ტელეხედვისას გამოსახულება გადაიცეს ელემენტებით და ამ პროცესს - გამოსახულების გამლა ეწოდება. გამოსახულების გამლა ტელეხედვის ერთ-ერთი პრინციპია. გამოსახულების გამლის წყალობით შესაძლებელია შემცირდეს არხების რიცხვი კავშირის სისტემებში, ე.ი. შემცირდეს გადაცემი და მიმღები მოწყობილობების ზომები.

§52. გამოსახულების გამლა

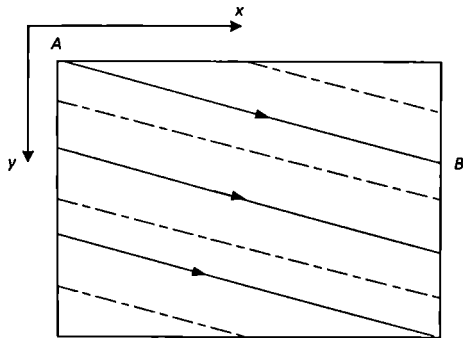
გამოსახულების ელემენტებზე ინფორმაციის დიდი სიჩქარით გადაცემისას შეუძლებელია მექანიკური მოწყობილობების გამოყენება, რადგან მათ გააჩნიათ დიდი ინერციულობა. ტელეხედვაში გამოსახულების გამლისათვის გამოიყენება ელექტრონული გადამრთველები, რომლებიც პრაქტიკულად არაინერციულია.

გამოსახულების გამლის პროცესი მდგომარეობს ელექტრონული სხივის პერიოდულ მოძრაობაში. სხივი ტელემილაკში ან კინესკოპში, მარცხნიდან მარჯვნივსა და ამავე დროს ზემოდან ქვემოთ პერიოდულ გადახრას ასრულებს.

ნახ.50.1.-ზე ნაჩვენებია სხივის მარცხნიდან მარჯვნივ მოძრაობა AB წრფის გასწვრივ. ამ წრფის გასწვრივ წარმოებს გამოსახულების გადაცემა (აღღგენა). უკუსვლისას გამოსახულება არ გადაიცემა (შესაბამისად, არ აღღგება). ბოლო პერიოდის ტელეხედვის სისტემებში ადგილი აქვს გამოსახულების თანაბარ გამლას, როცა სხივის პირდაპირი მიმართულებით მოძრაობის სიჩქარე მუდმივია. სხივის გადახრა ხდება მაგნიტური ან ელექტრული ველის საშუალებით, რომლებსაც გამოიყენებენ გამლის

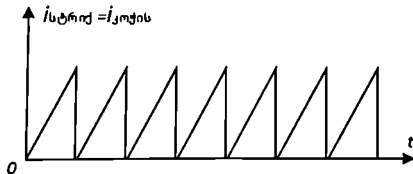
თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები

გენერატორი (სტრიქონული და კადრული). თანაბარი გამლა იძლევა გამოსახულების მცირე დამახინჯებას, თუმცა მარტივია მისი განხორციელება ტექნიკური თვალსაზრისით. ელექტრული სხივის მოძრაობას x ღერძის გასწვრივ უწოდებენ სტრიქონულ გამლას, ხოლო y - ღერძის გასწვრივ სტრიქონ-თა ერთობლიობას y - კადრულ გამლას. სტრიქონთა ერთობლიობას, რომელიც მიიღება კადრის გადაცემის დროს, როგა არ არსებობს გამოსახულება უწოდებენ რასტრს - სავარცხელს.



ნახ.52.1. გამოსახულების გამლის პროცესი კინესკოპში

ტელეხედვაში შედარებით უფრო გავრცელებულია სტრიქონთა მოძრაობის გამლა, რომლის დროსაც ჯერ გაიშლება კადრის ყველა კენტი სტრიქონი, ხოლო შემდეგ ლუწი სტრიქონი. ერთი სრული კადრი შედგება ორი ნახევარკადრისაგან. ნახ.52.1.-ზე წარმოდგენილია რასტრი - სავარცხელი, რომელიც შედგება სტრიქონთა მცირე რიცხვისაგან. ნახაზზე სხივის უკუსვლის დრო არ არის გათვალისწინებული, რადგან იგი რამდენადმე ნაკლებია სხივის პირდაპირი მიმართულებით სვლის დროზე. კერძოდ, სტრიქონული გამლისას იგი შეადგენს სხივის პირდაპირი სვლის დროის 10-18%, ხოლო კადრული გამლისას 5-8%-ს.



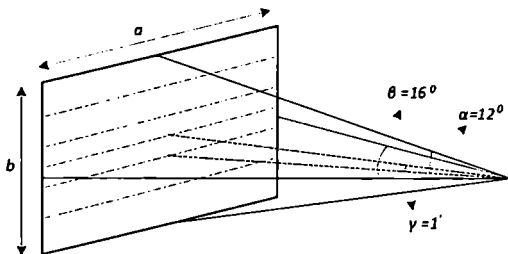
ნახ.52.2. სტრიქონისა და კოქსის ღენების დროზე დამოკიდებულება

ნახ.52.2.-ზე ნაჩვენებია კოქსის ღენის დროზე დამოკიდებულება. ასეთივეა სტრიქონის ღენის დროზე დამოკიდებულებაც. ეს ღენები ქმნის მაგნიტურ ველს, რომელიც გადახრის ელექტრულ სხივს. იმისათვის, რომ განხორციელდეს ერთნაირი თანმიმდევრობის მიღება და გადაცემა, აუცილებელია მიმღები და გადამცემი მოწყობილობების გამლის გენერატორების სინქრონიზება. ელექტრული სხივების მოძრაობის სინქრონიზების მიზნით იყენებენ მასინქრონიზირებელ იმპულსს. მასინქრონიზებელი იმპულსის გამოშვება ხდება გადამცემში და ახდენს გადამცემის გამლის გენერატორის სინქრონიზებას.

§53. ტელეგამოსახულების ძირითადი პარამეტრები

კადრის ფორმატი უნდა აკმაყოფილებდეს საუკეთესო ხედვის პირობებს. თვალი აღიქვამს სივრცის გარკვეულ სექტორს. დადგენილია, რომ საუკეთესო ხედვის ველი განისაზღვრება გარკვეული კუთხური ზომებით. კერძოდ, ვერტიკალურად 12° და ჰორიზონტალურად 16° . კუთხის გადილებისას მხედველობა მცირდება. ვერტიკალური მიმართულებით საუკეთესო ხედვის კუთხე (12°) შეესაბამება მანძილს, რომელიც საგნის გამოსახულების ზომებს 5-6-ჯერ აღემატება.

კადრის სიმაღლე მთელი გამოსახულების ოპტიმალური ხედვის საშუალებას უნდა იძლეოდეს, ამიტომ კადრის ფორმატს ტელეხედვაში ისე არჩევენ, რომ დაგული იყოს თანაფარდობა $a:b = 4:3$. სწორედ ასეთი ფორმატი გვხვდება კინოშიც (§53.1.).



ნახ. 53.1. კინოში ეკრანის ფორმატის შერჩევა. საუკეთესო ხედვის უზრუნველყოფა

გამოსახულებების ელემენტების რიცხვი ისეთი უნდა იყოს, რომ თვალი ვერ ამჩნევდეს გამოსახულების მოზაიკურობას, ე.ი. სტრიქონული სტრუქტურა არ უნდა ჩანდეს. რადგან ადამიანის ნორმალური თვალის კუთხური გარჩევისუნარიანობა ოპტიმალური განათების და სიკაშკაშისას $1'$ -ია, ამიტომ სტრიქონების კუთხური ზომა სწორედ $1'$ -ის მახლობლობაში უნდა იყოს. სტრიქონების რიცხვი ამ დროს გამოიანგარიშება ფორმულით:

$$Z = \frac{\alpha}{\gamma} = \frac{12 \cdot 60'}{1'} = 720.$$

იმისათვის, რომ სიკაშკაშის გიმგომი ეკრანზე შეუმჩნეველი იყოს, გამოსახულების ცვლილების სიხშირე არ უნდა იყოს 50 ჰგ-ზე ნაკლები. სტრიქონთორისი გამლისას შესაძლებელია კადრის ცვლილების სიხშირე ორჯერ ნაკლები იყოს და შეადგენდეს არანაკლებ 25 ჰგ-ს. როცა სტრიქონთა რიცხვი 800-ია, სიმკვეთრე დაახლოებით 96%-ია. აღსანიშნავია, რომ გამოსახულების რეალური სიმკვეთრე დამოკიდებულია მიმღების მუშაობაზე და განისაზღვრება სპეციალური საცდელი ცხრილით.

ამრიგად, თუ გავითვალისწინებთ, რომ ერთ წამში გაღის 25 კადრი და ყოველი კადრი შეიცავს 800 სტრიქონს, მაშინ გამოსახულების სიხშირე განისაზღვრება მათი ნამრავლით. ე.ი. $f = 25 \cdot 800 = 20000$ ჰგ. ერთი გამლის ხანგრძლივობა უკუსვლასთან (სტრიქონული გამლის პერიოდი) ერთად შეადგენს 64 მკმ-ს (მიკრომეტრი).

კინესკოპის ეკრანზე გამოსახულების სიკაშკაშე უნდა იყოს ოპტიმალური. ასევე, ოპტიმალური უნდა იყოს კონტრასტულობა. კონტრასტულობა განისაზღვრება სიკაშკაშის მაქსიმალური და მინიმალური მნიშვნელობების შეფარდებით: B_{max}/B_{min} ²⁴. რაც უფრო დიდია ეს ფარდობა მით უკეთესია გამოსახულების კონტრასტულობა. აღსანიშნავია, რომ კინესკოპებისათვის ეს შეფარდება არანაკლებ 30-ია.

§54. ვიდეოკონი. ოპტიკური გამოსახულების გარდაქმნა ვიდეოსიგნალად

ვიდეოკონი²⁵ წარმოადგენს სატელევიზიო მილს ელექტროგამტარი სამიზნით (იგივე ფოტოჩინალობა). ვიდეოკონის ფოტოკათოდზე (სამიზნეზე) საგნის გამოსახულებიდან არეკვლილი სინათლის ზემოქმედებით გროვდება ელექტრული მუხტები და იცვლება ფოტოკათოდის ცალკეული არის ჩინალობა. იქნება ზედაპირები, რომლებზედაც ელექტრული პოტენციალი თანაბარადაა განაწილებული. პრაქტიკულად ვიდეოკონის საშუალებით შესაძლებელია ოპტიკური გამოსახულება გარდაქმნა ვიდეოსიგნალად. პირველად ასეთი მილის იდეა შემოთავაზებული იქნა 1925 წელს ა.ჩერნიშევის მიერ, თუმცა პირველი მათი გამოშვება დაიწყო 1950 წლიდან. სამიზნეს როლში ვიდეოკონში გვევლინება დაახლოებით 5 მკმ სისქის ნახევარგამტარული ნივთიერების ფენა.

გადამცემ ტელემილაკში გამოსახულება გარდაიქმნება ვიდეოსიგნალად. ეს გარდაქმნა ორი პროცესისაგან შედგება:

1. ოპტიკური გამოსახულების გარდაქმნა ელექტრულ გამოსახულებად,
2. ელექტრული გამოსახულების გარდაქმნა ელექტრულ სიგნალად - ვიდეოსიგნალად.

ოპტოელექტრული გარდაქმნა ხორციელდება ფოტოეფექტის მოვლენის ხარჯზე და გამოსახულების ელექტრული გამლის გზით. გადაცემული გამოსახულების ხარისხი დამოკიდებულია გადამცემი მილაკის მგრძნობელობაზე და მის დასაშვებ უნარზე. გარდა ამისა, იგი დამოკიდებულია გადამცემი მილაკის სპექტრულ მახასიათებლებზე. მილაკის მგრძნობელობა ფასდება მისი ფოტომგრძნობიარე ელემენტის განათებულობით, რომლის დროსაც მილაკის გამოსავალზე მიიღება სიგნალის დამახინჯების განსაზღვრელი სიდიდე. სინათლის ამპლიტუდური მახასიათებელი განსაზღვრავს ვიდეოსიგნალის დამოკიდებულებას ფოტოელემენტის განათებულობაზე. სხვა სიტყვებით რომ ვთქვათ, იგი განსაზღვრავს განათებულობის დიაპაზონს, რომელიც აუცილებელია მილაკის ნორმალური მუშაობისათვის.

სპექტრული მახასიათებელი (ვიდეოსიგნალის ძაბვის დამოკიდებულება დაცემული სიგნალის ნაკადის ტალღის სიგრძეზე) ასახავს გადამცემი მილაკის შუმა სპექტრულ არეს. მილაკების ხარისხობრივი მაჩვენებლები სხვადასხვაა. ისინი განისაზღვრება რიგი ფაქტორებით, ესენია:

- შუქმგრძნობიარე ნივთიერების გვარობა,
- მილაკის მოქმედების ფიზიკური პრინციპი.

მაგალითად, ერთი სახის მილაკებში, როგორცაა კინესკოპი, სუპერორტიკონი²⁶ და სხვ. გამოიყენება გარე ფოტოეფექტის მოვლენა, რომლის დროსაც იცვლება ნახევარგამტარის გამტარობა განათებულობის ცვლილების მიხედვით. მეორე სახის, შედარებით მოდერნიზებულ მილაკებში გამოიყენება

²⁴ Brighthness - სიკაშკაშე

²⁵ ლათინურიდან Video - ვხედავ, eikon - გამოსახულება.

²⁶ სუპერორტიკონი - გადამცემი სატელევიზიო მილი მუხტის დაგროვების შესაძლებლობით. ფოტოკათოდიდან გამოსახულების გადატანა ორმხრივ სამიზნეზე. ის იყო ყველაზე გავრცელებული გადამცემი სატელევიზიო მილი

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები

მუხტის დაგროვების პრინციპი. ეს პრინციპი ეფუძნება ფოტომგრძნობიარე ფენის ტევადობას და გამოსახულების ელექტრულად გაშლას. კადრის გადაცემის T_k დროის განმავლობაში სამიზნის ყოველ ელემენტზე გარე ფოტოეფექტის საფუძველზე გროვდება q_i მუხტი, რომელიც პროპორციულია სინათლის Φ_i ნაკადის და T_k დროის.

ზოგად შემთხვევაში, ფოტოფირფიტის სხვადასხვა ელემენტი სხვადასხვაგვარად ნათდება, ამიტომ სამიზნეზე ფორმირდება პოტენციური რელიეფი (ელექტრული გამოსახულება):

$$q(x, y) = f[\Phi(x, y)]. \quad (54.1)$$

ელექტრული სხივი ათანაბრებს პოტენციურ რელიეფს, ე.ი. სამიზნის ყველა ელემენტის პოტენციალი მიჰყავს გარკვეულ მნიშვნელობამდე. ამ დროს დატვირთვის R_H წინააღობაზე, რომელიც მილაკში მოთავსებული წარმოიქმნება ვიდუოიმპულსის ძაბვა:

$$u = \frac{\varepsilon \Phi_i T_k}{\tau_i} R_H, \quad (54.2)$$

სადაც u - ვიდუოიმპულსის საშუალო ძაბვა, τ_i - კომუტაციის დროა, ε - ფოტოგარდამქმნელი ელემენტის მგრძნობელობაა. მყისიერი მოქმედების მილაკში, რომელსაც არ გააჩნია მუხტის დამგროვებელი ტევადობა, ვიდუოიმპულსის ძაბვა განისაზღვრება ფორმულით:

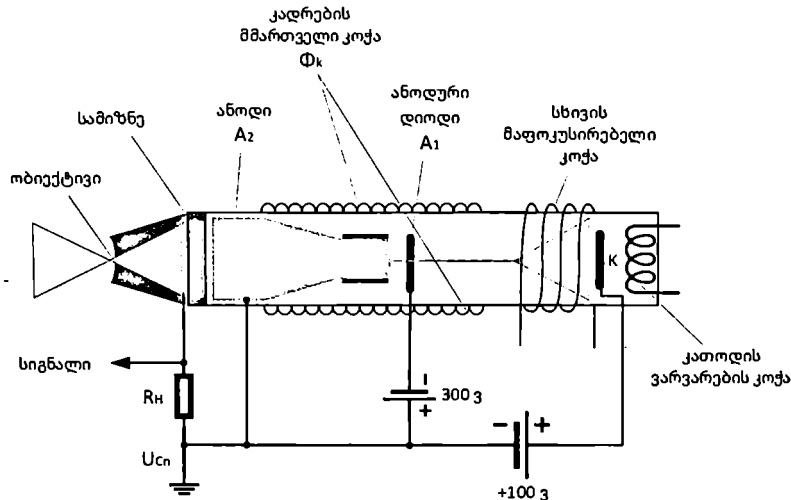
$$u = \varepsilon \Phi_i R_H. \quad (54.3)$$

შევიდაროთ (54.2) ფორმულა (მუხტის დამგროვებელ მილაკებში ვიდუოიმპულსის ძაბვა), (54.3) ფორმულას (მყისიერი მოქმედების მილაკებში ვიდუოიმპულსის ძაბვა). ვნახავთ, რომ მუხტის დაგროვება ზრდის ვიდუოსიგნალის ძაბვას T_k/τ_i -ჯერ.

ტელემილაკებს რამდენიმე სქემით აგებენ. განვიხილოთ ვიდეონის მუშაობის პრინციპი. ვიდეოკონი არის მილაკი, რომელშიც გამოიყენება შიგა ფოტოეფექტის მოვლენა. ვიდეონის მოწყობილობის პრინციპული სქემა ნაჩვენებია ნახ.54.1-ზე.

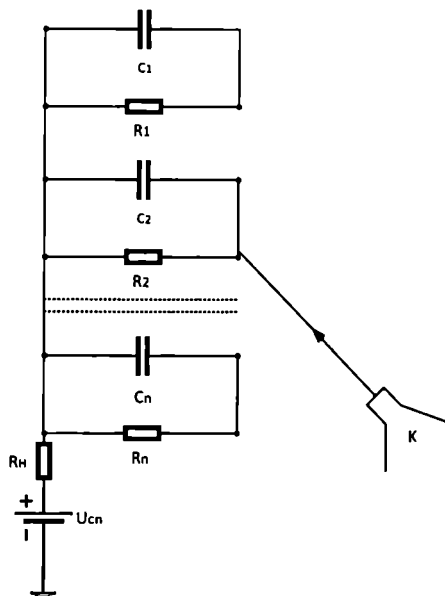
გასული საუკუნის 70-იან წლებში. პირველად სუპერორტიკონი აღწერა ამერიკელმა მეცნიერებმა ა.როზემ, პ.ვეიმერმა და ხ.ლოუმ 1946 წელს.

თავი XI. ტელესეუდის საფუძვლები



ნახ.54.1. ვიდეონის პრინციპული სქემა

ვიდეონის ფოტომგრძნობიარე ელემენტი ანუ ფოტოგარდამქმნელი შედგება თხელი გამჭვირვალე (დაახლოებით 90% გამჭვირვალობით) ლითონის აფსკისაგან. ლითონის აფსკი დაყენებულია მილაკის წინა ნაწილში შიგნითი მხრიდან და მას სიგნალის ფირფიტას უწოდებენ. ფირფიტაზე დამონტაჟებულია ფოტოგამტარი ფენა (სამიზნე). ელექტრული პროექტორი შეიცავს K კათოდს, მართვად ელექტროდს, A_1 ანოდს და გრძელი ცილინდრული ფორმის A_2 ანოდს. კათოდის მხრიდან A_2 ანოდი შეერთებულია ლითონის დიფრაგმით, სამიზნის მხრიდან კი წვრილსტრუქტურულიანი ბადით, რომელიც ქმნის ერთგვაროვან ველს სამიზნესა და ანოდს შორის. ელექტრული კონების ფოკუსირება ხდება მაგნიტური ველით, რომელიც იქმნება გრძელი მაფოკუსირებული ϕ_k კოჭათი, ხოლო სხივის გადაადგილება სტრიქონების და კადრის გასწვრივ ხდება ორი წყვილი გადამხრული M_k კოჭათი. სიგნალის ფირფიტის წრედში ჩართულია მუდმივი $u_{cn} = +100$ ვ ძაბვა. ეს წყარო ქმნის სამიზნესა და ანოდს შორის მამუხრუჭებელ ველს, რის გამოც, სამიზნის ზედაპირიდან ელექტრონების მეორად ემისიას ადგილი არ აქვს. კუთრი წინაღობა და ფოტოგამტარი ფენის სისქე ისე შეირჩევა, რომ კათოდის გადაცემის T_k დროის განმავლობაში სამიზნის ზედაპირზე შენარჩუნებული იქნას მუდმივი რელიეფი, ე.ი. ვიდრე სხივის მოსვლამდე ორი ელემენტის მუხტები არ თანაბრდება. ამ პირობებში სამიზნე შეიძლება წარმოვადგინოთ, როგორც $C_1, C_2 \dots C_n$ კონდენსატორთა სისტემა, რომლებიც მუნიტრებულია მათთან პარალელურად შეერთებული $R_1, R_2 \dots R_n$ წინაღობებით (ნახ.54.2). როცა სამიზნე არ არის განათებული და ელექტრული სხივი გამორთულია, მაშინ სამიზნის ϕ_m პოტენციალი სიგნალის ფირფიტის ϕ_{cn} პოტენციალის ტოლია. პოტენციალთა გათანაბრება ხდება სიბნელის ფოტოდენის ხარჯზე.



ნახ. 54.2. სამიზნის წარმოდგენა კონდენსატორთა სისტემის სახით

ამ დროს ელემენტარული კონდენსატორები არ არის დამუხტული. როცა ელექტრული სხივი სამიზნეს აღწევს სხივის გავლენით მის ზედაპირზე წარმოიქმნება პოტენციალი, რომელიც კათოდის პოტენციალის ტოლია. შედეგად კონდენსატორები იმუხტება და გვაქვს:

$$u_c = u_{cn}.$$

სხივის უკუსვლის შემდეგ კონდენსატორი განიმუხტება პარალელურად ჩართულ - მუნტის წინა-დობაზე. ფენის სიბნელის გამტარობა მცირეა:

$$R_{\text{სიბნელე}} \gg T_k,$$

ამიტომ კონდენსატორის განმუხტვა ნელა მიმდინარეობს და შეიძლება ჩაითვალოს, რომ სხივის უკუსვლის შემდეგ სრულდება პირობა $u_c \equiv u_{cn}$. სამიზნეს სხვადასხვა ნაწილებს, რომელთა განათებულობაგ სხვადასხვაა ექნებათ განსხვავებული წინალობები $R_{\phi} < R_{\text{სიბნელე}}$. i -ური ელემენტის R_{ϕ} წინა-დობა მით მცირეა, რაც უფრო დიდია სინათლის Φ_i ნაკადი. რადგან $R_{\phi} C_i$ ნამრავლები სხვადასხვაა, ამიტომ ცხადია, რომ კონდენსატორები განიმუხტება სხვადასხვა სიჩქარით, რის გამოც, სამიზნის მხარეს (ანუ სხივის პირდაპირი მიმართულებით) წარმოიქმნება პოტენციური რელიეფი $\varphi_c = f(\Phi_i)$. სამიზნის ძლიერად განათებული ზედაპირების პოტენციალი იქნება მაღალი, ვიდრე შედარებით ნაკლებად განათებული ზედაპირების პოტენციალი. ელექტრონული სხივი, თანმიმდევრობით კომუტირებს რა ელემენტებს, ადაღვენს სამიზნის ნულოვან პოტენციალს და მუხტავს ელემენტარულ

კონდენსატორებს. კომუტაციის დროს R_H დატვირთვაში გადის დენი, რომელიც მასზე ქმნის ვიდეო-სიგნალის $u_C = i R_H$ ძაბვას. სამიზნის შედარებით განათებულ ელემენტებს შეესაბამება დიდი დენი და, მასასადაბე, დიდი სიგნალის ძაბვა. გათანაბრების შემდეგ კვლავ ფორმირდება პოტენციური რელიეფი და ასე ხდება გამოსახულების გადაცემა ელემენტების მიხედვით.

ვიდიონის ნაკლს წარმოადგენს ინერტულობა, რომელიც გამოწვეულია ორი მიზეზით. ჯერ ერთი, ელექტრონული სხივი გამლის ერთი ციკლისას სრულად ვერ ათანაბრებს პოტენციურ რელიეფს. ამ შემთხვევაში ნარჩენ რელიეფს ზედ ედება მომდევნო კადრის რელიეფი და წარმოიქმნება გამოსახულების დეტალების მოძრაობის განურჩევლობის შემთხვევები. მეორეც, სამიზნის მცირე განათებისას ადგილი აქვს ფოტოგამტარის რეაქციის შენელებას განათებულობის ცვლისას. ფოტოსამიზნის სტრუქტურის ცვლილებით შეიძლება შევამციროთ მილაკის ინერტულობა.

ვიდიონს სხვა მილაკებთან შედარებით გააჩნია მრავალი დადებითი თვისება. კერძოდ, მაღალი მგრძნობელობა, კონსტრუქციის სიმარტივე, რეგულირების შესაძლებლობა და მცირე გაბარიტული ზომები. ამ თვისებების გამო ეს მილაკი საკმაოდ ფართოდ გამოიყენებოდა ტელეხედვაში. ვიდიონებს იყენებდნენ აგრეთვე ფერად ტელეხედვასა და ტელეხედვის სხვადასხვა სისტემებში. მის ხარისხს ძირითადად განსაზღვრავს მასში გამოყენებული ფოტომგრძნობიარე ნივთიერება.

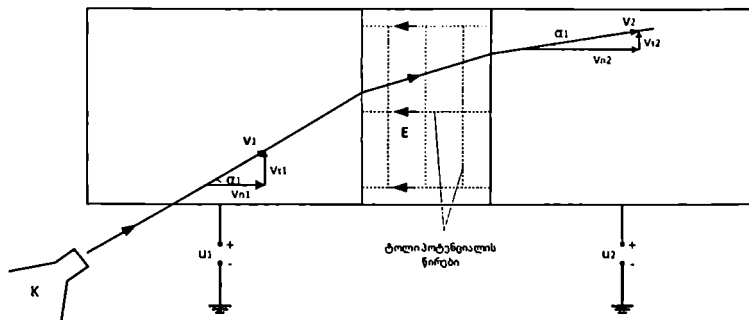
§55. ელექტრონული პროექტორი

ელექტრონული პროექტორის საშუალებით ელექტრონულ-სხივურ მილაკში ფორმირდება ვიწრო ელექტრონული სხივი აუცილებელი ენერგიით. რადგან ელექტრონული სხივის კვეთის დიამეტრი განისაზღვრება ელექტრონულ-სხივური მილაკის ენერგიით, ამიტომ ვიწრო კონის მიღების მიზნით იყენებენ მაფოკუსირებელ სისტემებს. პრაქტიკაში გამოიყენება ელექტროსტატიკური და მაგნიტური ფოკუსირება.

პირველ შემთხვევაში ელექტრონული კონის ტრაექტორიის ცვლილება ხდება არაერთგვაროვანი აქსიალურ-სიმეტრიული ელექტროსტატიკური ველის საშუალებით, კერძოდ, ელექტროსტატიკური ლინზით.

მეორე შემთხვევაში ფოკუსირებაში ძირითად როლს ასრულებს კოჭას მაგნიტური ველი. კოჭა ჩამოგებულია ელექტრონულ-სხივური მილაკის ვიწრო ყელზე და მას მაგნიტური ლინზას უწოდებენ.

განვიხილოთ ელექტროსტატიკური ფოკუსირების ზოგადი პრინციპები. ვთქვათ, გვაქვს ორი კვკვალენტური მოველობის კამერები, რომლებიც ლითონის ბადისგან არის დაშალბებული (ნახ.55.1), ხოლო u_1 და u_2 მათი პოტენციალებია, ამასთან, $u_2 > u_1$.



ნახ.55.1. ელექტრონული პროექტორის პრინციპული სქემა

მოცულობებს შორის არეში გვაქვს $\vec{E}$ ელექტრული ველი. თუ ელექტრონი ველში მოხვდება v_1 სიჩქარით, მეორე მოცულობის გამყოფ საზღვართან შეიძენს v_2 სიჩქარეს, რომელიც ამაჩქარებელი $\vec{E}$ ველის ზემოქმედების გამო, v_1 სიჩქარისაგან განსხვავებული იქნება, როგორც მოდულით ასევე მიმართულებით. ეკვიპოტენციური ზედაპირის პერპენდიკულარული v_n მდგენელი იზრდება, ე.ი. $v_{n2} > v_{n1}$, ხოლო ტანგენციალური მდგენელი რჩება უცვლელი: $v_{t2} = v_{t1}$ ან:

$$v_1 \sin \alpha_1 = v_2 \sin \alpha_2. \quad (55.1)$$

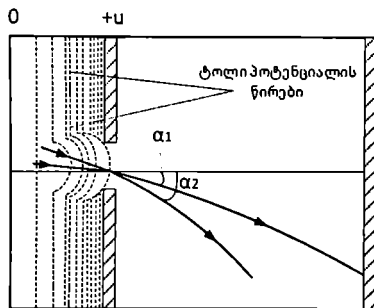
გავითვალისწინოთ, რომ:

$$\frac{mv^2}{2} = eu \rightarrow v = \sqrt{\frac{2eu}{m}}. \quad (55.2)$$

(55.1)-ში (55.2)-ის გათვალისწინებით ტანგენციალურ მდგენელთა ტოლობა შეიძლება ჩავწეროთ შემდეგი სახით:

$$\sqrt{u_1} \sin \alpha_1 = \sqrt{u_2} \sin \alpha_2. \quad (55.3)$$

(55.3) გამოსახულება ანალოგიურია ოპტიკაში ცნობილი გარდატეხის კანონის. გარდატეხის მაჩვენებლის როლს ასრულებს სიდიდე, რომელიც $\sqrt{u}$ -ს პროპორციულია. თუ ელექტრონი მოძრაობს პოტენციალის ზრდის მხარეს ($u_2 > u_1$), სიჩქარესა და ეკვიპოტენციური ზედაპირის პერპენდიკულარს შორის კუთხე მცირდება $\alpha_2 < \alpha_1$. ელექტრონების ტრაექტორიას ლინზა-დიაფრაგმაში აქვს ნახ.55.2-ზე მოცემული სახე.



ნახ.55.2. სხივის სვლა ლინზა-დიაფრაგმაში

ნახაზიდან ჩანს, რომ ელექტრონების ტრაექტორიის გამრუდება ემორჩილება სინათლის სხივის გავრცელების კანონს, როგა სხივს გავრცელებისას გზაზე ხვდება გარდამტეხი ზედაპირი. „ელექტრონული ოპტიკის“ თავისებურება იმაში მდგომარეობს, რომ გარემოს გარდატეხის მაჩვენებელი, რომელიც პროპორციულია პოტენციალთა სხვაობის განწყვეტილი იცვლება სხივის სვლისას. ელექტროსტატიკური ფოკუსირებისას უმრავლეს მილაკში, იქნება ეს სწორკუთხა ეკრანი, კინესკოპი თუ სხვ., მოთავსებულია პენტოდური პროექტორი ორი ელექტროსტატიკური ლინზით. ელექტრონების წყაროს როლს ასრულებს K კათოდი, რომელსაც აქვს ცილინდრული ფორმა და დაფარულია ოქსიდური ფენით. კათოდი მოთავსებულია ცილინდრში, რომელსაც გააჩნია დიაფრაგმა - მართვადი ელექტროდი. ეს ელექტროდი ასრულებს, აგრეთვე, მოდულატორის როლსაც. მოდულატორის შემდეგ მოთავსებულია ამაჩქარებელი ელექტროდი, რომელსაც აქვს გრძელი ცილინდრის ფორმა ორი დიაფრაგმით. ამაჩქარებელი ელექტროდის შემდეგ მოთავსებულია A_1 და A_2 ანოდები. ეს ანოდები ასევე ცილინდრული ფორმისაა და გააჩნიათ დიაფრაგმები. ელექტროდებს ისე მიუერთებენ კვების წყაროს, რომ მივიღოთ კონის კარგი ფოკუსირება.

კათოდი-მოდულატორი-ამაჩქარებელი ელექტროდი ქმნის პირველ ელექტრონულ ლინზას, რომელიც აფოკუსებს ელექტრონულ კონას P წერტილში. ამ წერტილში კონის კვეთა მინიმალურია. მეორე ელექტრონულ ლინზას წარმოადგენს A_1 და A_2 ანოდები, რომლებიც ეკრანზე გამოსახულების ფორმულირებას ასდენენ. პენტოდის პროექტორის შეუძლია ეკრანზე წარმოქმნას 0.25 მმ დიამეტრის ლაქა.

ელექტრონული პროექტორი მაგნიტური ფოკუსირებით შედგება მაგნიტური ლინზებისაგან, რომლებსაც ქმნის მაფოკუსირებელი კოჭა. მაფოკუსირებელი კოჭა ჩამოცმულია მილაკის ვიწრო ყელზე. გადამცემ მილაკებში, ერთგვაროვანი მაგნიტური ველის შესაქმნელად, გამოიყენება გრძელი მაფოკუსირებელი კოჭები. ν სიჩქარით მოძრავ ელექტრონებზე მაგნიტური ველი მოქმედებს ლორწვის ძალით:

$$F = -e[\vec{v}\vec{B}].$$

ველი ერთგვაროვანია მილაკის ღერძის გასწვრივ: $B = B_x$, ამიტომ x ღერძის გასწვრივ მოძრავი ელექტრონები არ განიცდიან მაგნიტური ველის მოქმედებას. დანარჩენ ელექტრონებზე მოქმედებს:

$$F_x = evB_x \sin \alpha = evB_x.$$

F_z ძალის მოქმედებით ელექტრონის ტრაექტორია სპირალისებურია xy სიბრტყის პერპენდიკულარ სიბრტყეში. თუ ელექტრონის სიჩქარე y დერძის გასწვრივა მიმართული, მაშინ მისი ტრაექტორია იქნება წრეწირი რადიუსით:

$$R_l = \frac{mv_{yl}}{eB_x}.$$

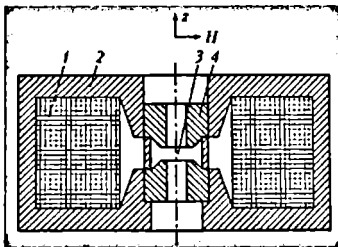
ამ წრეწირზე მოძრაობის პერიოდი კი გამოითვლება ფორმულით:

$$T = \frac{2\pi R_l}{v_{yl}} = \frac{2\pi m}{eB_x}.$$

მაგნიტურ ლინზებს გააჩნიათ დიდი მასა, ამასთან, ისინი უფრო არაეკონომიურია, ვიდრე ელექტროსტატიკური ლინზები, თუმცა გამოირჩევიან მაღალი ფოკუსირების ხარისხით.

ელექტრონული ლინზა უზრუნველყოფს მაგნიტურ ან ელექტრულ ველის შექმნას ელექტრონული კონის მართვისათვის. მისი საშუალებით ხდება ელექტრონულ-ოპტიკური გამოსახულების მიღება. ანალოგიურ მოწყობილობას იონური ნაკადებისათვის იონურ ლინზებს უწოდებენ. ელექტრონული ლინზები კლასიფიცირდება ველის ტიპის მიხედვით. კერძოდ, არსებობს მაგნიტური და ელექტრული ლინზები სიმეტრიის მიხედვით (ღერძული სიმეტრიის, ცილინდრული, კვადრუპოლური და ა.შ.), აგრეთვე სხვა მახასიათებელი ნიშნებით.

მაგნიტური და ელექტრული ლინზები მაგნიტური ველის ადვრის გზების მიხედვით იყოფა ელექტრომაგნიტურ და ელექტროსტატიკურ ლინზებად. ნახ.55.3-ზე მოცემულია ელექტრომაგნიტური ლინზა, რომელიც შედგება 1 - კოჭასაგან, რომელიც გაედინება დენი და 2 - მაგნიტოგამტარში ადრავს მაფოკუსირებელ მაგნიტურ ველს ლინზის 3 - პოლუსთაშორის ხვრელში, რომელსაც გარს აკრავს 4 - კოჭა. სხვივს ფოკუსირება ხდება მაგნიტური ველის აღმგზნები ველის რეგულირებით.



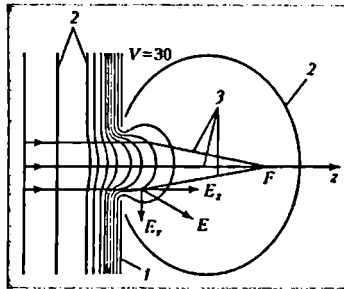
ნახ.55.3. ელექტრომაგნიტური ლინზა. 1 - კოჭა; 2 - მაგნიტოგამტარი; 3 - პოლუსთაშორის ხვრელი; 4 - მაფოკუსირებელი კოჭა. H - მაგნიტური ველის დაძაბულობის ვექტორია, რომელიც მიმართულია Z დერძის პერპენდიკულარულად

ელექტროსტატიკური ღერძული სიმეტრიის ლინზები იყოფა იმერსიულ, განმხოლოებულ და კათოდურ ლინზებად. ისინი შედგება სხვადასხვა ფორმის რამდენიმე ელექტროდისაგან, რომლებზეც სხვადასხვა პოტენციალია მოდებული. მართვ ელექტროსტატიკურ ლინზას განეკუთვნება განმხოლოებული დიაფრაგმა, რომლის ველიც ერთი მხრიდან ან ორივე მხრიდან გარშემორტყმულია ერთგვაროვანი ელექტრული ველით. დიაფრაგმა შეიძლება იყოს შემკრები ან გამშლელი. ეს დამოკიდებულია მასზე მოდებული პოტენციალის ნიშანზე ან დიაფრაგმის გარშემო არსებული ველის მიმართულებაზე.

ნახ.55.4-ზე ნაჩვენებია შემკრები ელექტროსტატიკური ლინზის პრინციპული სქემა. ლინზას ერთი მხრიდან ესაზღვრება ერთგვაროვანი ელექტრული ველი. ელექტრული ველის დაძაბულობის

თავი XI. ტელეხელის საფუძვლები

გასწვრივი მდგენელი აფერხებს ელექტრონულ კონას, ხოლო რადიალური მდგენელი კი აფოკუსირებს ელექტრონებს.



ნახ.55.4. ზემოთაღებული ელექტრონული ლინზა. 1 - ელექტროდი-ლინზა, 2 - ლინზის ზედაპირიდან მიღებული ელექტრონული ზედაპირები, 3 - ელექტრონების ტრაექტორიები, E_z - ელექტრონული ველის გასწვრივი მდგენელი, რომელიც აფერხებს ელექტრონების ნაკადს, E_r - ელექტრონული ველის რადიალური მდგენელი, რომელიც აფოკუსირებს ელექტრონებს

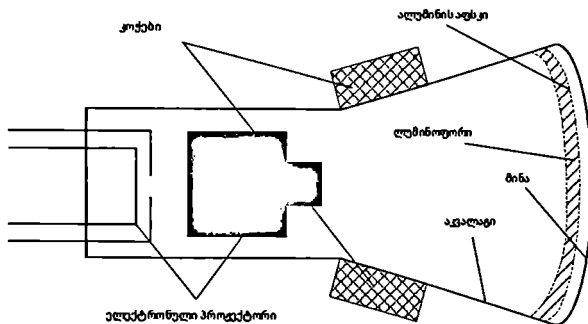
ელექტრონულ ლინზებს ეწოდება იმერსიული თუ კიდურა ელექტროდების პოტენციალები სხვადასხვაა. ელექტრომაგნიტური ლინზებისაგან განსხვავებით, იმერსიული ლინზებში ელექტრონების სიჩქარე იცვლება, როგორც სიდიდით ასევე მიმართულებით. იმერსიული ლინზების თანმიმდევრობა ქმნის პირდაპირი მოქმედების ელექტრონების ამაჩქარებელს.

§56. კინესკოპი. თხევადკრისტალური მონიტორები

კინესკოპი ეწოდება მიმღებ მილაკს, რომელიც გარდაქმნის ვიდეოსიგნალს ოპტიკურ გამოსახულებად. ძველი თაობის კინესკოპების ეკრანი იყო ოვალური, ოდნავ ამოზნექილი ზედაპირით, ხოლო შედარებით უფრო ახალი თაობის კინესკოპის ეკრანი სწორკუთხა ფორმის იყო. ეკრანზე გამოსახულება უნდა იყოს დაკვირვებისათვის ოპტიმალური. ჰორიზონტალური მიმართულებით საუკეთესო შედეგს კუთხე არის 16° . იმისათვის, რომ დაკმაყოფილდეს ეს მოთხოვნა დამკვირვებელიდან ეკრანამდე მანძილი ჰორიზონტალურად უნდა იყოს 2 მეტრი, გამოსახულების ზომა ჰორიზონტალურად უნდა იყოს 0.5 მეტრი. ამ მოთხოვნებს აკმაყოფილებს ეკრანი, რომლის დიაგონალიც მიახლოებით 60 სმ-ია. ამ შემთხვევაში მაყურებელი ვერ აღიქვამს გამოსახულების სტრიქონულ სტრუქტურას.

იმ კინესკოპთაგან, რომლებიც მასიურად გამოიყენებოდა, გამოვყოფთ შავ-თეთრი და ფერადი გამოსახულების მქონე კინესკოპებს. კინესკოპის მილაკის განივკვეთს აქვს ნახ.56.1.-ზე მოცემული სახე.

შავ-თეთრი კინესკოპის ელექტრონულ-სხივური მილაკის ყელზე (შვიწროებულ ნაწილზე) მოთავსებულია ელექტრონული პროექტორი ელექტრონული ფოკუსირების შესაძლებლობით. ყელის გარე ნაწილში ჩამოგებულია გადამხრელი სისტემა, რომელიც შედგება ორი სპეციალური ფორმის კოჭებისაგან. კოჭებში გამავალი დენები ქმნის ორ ურთიერთმართობულ მაგნიტურ ველს, რომელიც გადახრის ელექტრულ კონას ჰორიზონტალური მიმართულებით (სტრიქონებად) და ვერტიკალურად (კადრულად). მაგნიტური გადამხრელი სისტემა სხივის (ელექტრონული კონის) დიდი კუთხით გადახრის საშუალებას იძლევა (დაახლოებით 110°) ფოკუსირების დარღვევის გარეშე.



ნახ.56.1. კინესკოპის პრინციპული სქემა

მილაკის ფუძე დამზადებულია მაღალი ხარისხის მუქი ფერის მინისაგან. ეს მინა გამოირჩევა საკმაო სისქით და ოდნავი ამობურცულობით. ამობურცულობა ძირითადად განპირობებულია მილაკის უსაფრთხოების თვალსაზრისიდან გამომდინარე, რომ შესაძლებელი იქნას ატმოსფერული წნევის მოქმედებების კომპენსირება. მისი შიგა ზედაპირი დაფარულია ლუმინოფორული ნივთიერებით, რომელიც ელექტრონების მოხვედრისას ნათებას იწვევს. ელექტრონს, რომელიც მოხვდება ლუმინოფორულ ფენას, უნდა ჰქონდეს საკმაოდ დიდი კინეტიკური ენერგია. სწრაფი ელექტრონები ადაგზნებენ ლუმინოფორის ნივთიერების ატომებს, რომლებიც ნორმალურ - სტაციონალურ მდგომარეობაში დაბრუნებისას გამოსახივებენ სინათლეს. გამოსხივების სპექტრული შემადგენლობა დამოკიდებულია ლუმინოფორის ქიმიურ შემადგენლობაზე. შავ-თეთრი კინესკოპებისათვის იყენებდნენ თუთიის სულფიდის ნარევს, რომელიც გააქტიურებული იყო ვერცხლით და რომელიც იძლეოდა მოლურჯო ნათებას ან კიდევ იყენებდნენ კადმიუმის სულფიდს, ასევე ვერცხლით გააქტიურებულს, რომელიც იძლეოდა მწვანე ნათებას. ნათების სიკაშკაშე მიახლოებით შეიძლება განისაზღვროს ფორმულით:

$$B = KJu_l,$$

სადაც, K - ლუმინოფორის შეუქცევადობის კოეფიციენტი, რომელიც განისაზღვრება სინათლის ნაკადის ფარდობით აღმგზნების სხივის სიმძლავრესთან.

შედარებით თანამედროვე კინესკოპებში გამოიყენებოდა ლითონიზირებული ეკრანები, რომლებშიც ლუმინოფორის ფენა დაფარული იყო თხელი (დაახლოებით 0.05-0.5 მკმ სისქის) ალუმინის კილიტით. ასეთი კილიტა ელექტრონებისათვის პრაქტიკულად გამჭვირვალეა. ალუმინის კილიტა კონტაქტში იყო გამტარ ფენასთან (აკვადაგი), რომელიც შეერთებულია კინესკოპის მეორე ანოდთან, ამიტომ ლუმინოფორისაგან ამოტყორცნილი მეორადი ელექტრონები, მიიზიდება მეორე ანოდით. ეკრანის ლითონიზაცია ზრდიდა გამოსახულების სიკაშკაშეს.

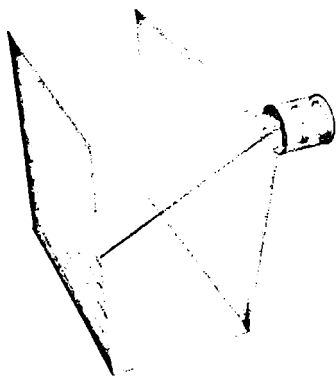
პირდაპირი სინათლის სხივები ქმნიან ხილულ გამოსახულებას. უკუგამოსახულება (კოლბის შიგა ნაწილის გამოსხივება) აირეკლება კინესკოპის გვერდითი ზედაპირიდან და ანათებს მთელ ეკრანს, რაც ამცირებს გამოსახულების კონტრასტულობას. სარკული ლითონის ფენის არსებობა მთლიანად აღმოფხვრის უკუგამოსხივებას. სხივები აირეკლება რა ლითონის აფსკიდან, აძლიერებს პირდაპირ გამოსხივებას და შესაბამისად, აძლიერებს გამოსახულების სიკაშკაშეს და კონტრასტულობას.

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები

ეკრანის ლითონიზაციას აქვს კიდევ ერთი უპირატესობა. მილაკში ყოველთვის არსებობს ძირის ნარჩენები, რომელთა იონიზაციის ხარჯზეც წარმოიქმნება დადებითი და უარყოფითი იონები. გარდა ამისა, უარყოფითი იონების მიმწოდებელი არის ოქსიდირებული კათოდი. უარყოფითი იონები აჩქარდებიან ელექტრული ველით და ბომბავენ ეკრანს. რადგან იონების მასები ღიძია, ისინი ნაკლებად გადაიხრებიან მაგნიტურ ველში და ძირითადად იხრებიან ეკრანის ცენტრში. ხანგრძლივი დაბომბვის შედეგად ლუმინოფორის ფენა იშლება და ეკრანის ცენტრში ჩნდება ბნელი ლაქა. იმისათვის, რომ იონური ლაქა არ წარმოიქმნას, უარყოფითი იონებს უღობავენ ეკრანისაკენ მიმავალ გზას. ამ გადადობვას აკეთებს ალუმინის ფენა. გამოსახულების კონტრასტულობის გაზრდის მიზნით ეკრანის ლითონიზაციასთან ერთად მას აშხადებენ სპეციალური მუქი ფერის მინისაგან, რომელიც ამცირებს გარე განათებასა და შარავანდს.

შარავანდი იქმნება სხივებით, რომლებიც აირეკლება მილაკის ფუძის გარე ზედაპირიდან. იგი დაიშორება მცირე ნათებით, რომელიც აქრობს კინესკოპის ლუმინოფორით აგზნებული კაჰკაჰა წერტილის ირგვლივ რგოლებს. შარავანდის მოვლენა დამახასიათებელია ყველა მილაკისათვის. სხივები, რომლებიც ქმნიან არეკვლის შარავანდს, აგრეთვე გარე წყაროების სხივები, ორჯერ გადიან მუქი ფერის სპეციალურ მინას (ფილტრს) და კარგავენ სინათლის ენერგიის დიდ ნაწილს მინაში მთანთქმისა და გაბნევის შედეგად.

ფერად ტელეხედვაში ფართოდ გამოიყენება სამსხივიანი კინეტიკური მოზაიკური ეკრანი. ფერადი ტელევიზორის ეკრანი დაფარულია სამი ფერის ლუმინოფორის მარცვლებით, რომლებიც ანათებენ მათზე ელექტრონების დავების შედეგად. ასეთ ეკრანებს მოზაიკურ ეკრანებს უწოდებენ. სხვადასხვა ფერის მარცვალთა მონაცვლეობა მაგრად განსაზღვრულია. სამი სხვადასხვა ფერის მარცვალთა ჯგუფი წარმოქმნის გამოსახულების ერთ ელემენტს.



ნახ.56.2. გამოსახულების მიღება კინესკოპზე

ნახ.56.2. ნაჩვენებია ძველი თაობის ტელევიზორების კინესკოპი. ელექტრონულ-სხივური მილაკის კათოდიდან წარმოიქმნება ელექტრონების ნაკადი, რომელიც აჩქარდება ანოდით. ელექტრონების ნაკადი გადაიხრება ელექტრული ან მაგნიტური ველებით, რომელიც იქმნება გადამხრელი წყვილი ფირფიტებით. საბოლოოდ, ნაკადი ხვდება ფოსფორირებულ ან ლუმინოფორულ მინის ეკრანს, რაც

თავი XI. ტელეხელვის საფუძვლები

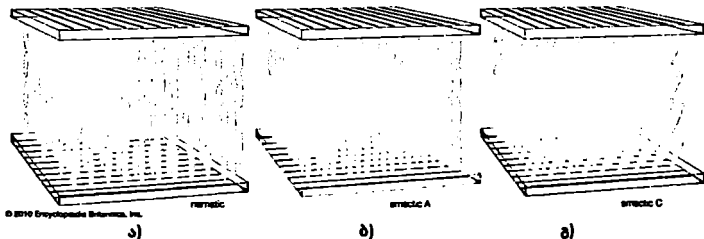
იწვევს ნათებას. ნახაზზე ნაჩვენებია ზიგზაგისებური ხაზი წამში 40-60-ჯერ სკანირებს და ქმნის გამოსახულებას. ამავე პრინციპით, მოქმედება კომპიუტრის, ოსცილოგრაფებისა და რადარების კრანები. უკანასკნელ 20-30 წლის განმავლობაში კინესკოპი ჩანაცვლდა ახალი ტექნოლოგიებით, როგორიცაა ბრტყელი პლაზმური და თხევადკრისტალური (LCD²⁷) კრანები.

თხევადკრისტალური დისპლეი (LCD) ბრტყელი კრანია ან სხვა ელექტრონულად მოდულირებული ოპტიკური მოწყობილობა, რომელსაც შეუძლია სინათლის მოდულირება პოლარიზატორებთან ერთად. თხევადი კრისტალები პირდაპირ არ ასხივებენ სინათლეს, იყენებენ ნახევარგამტარულ შედიოდებს ან რეფლექტორებს ფერადი ან მონოქრომული გამოსახულების მისაღებად.

თხევადკრისტალურ ფენაში გვალბადი ელექტრული ძაბვის გამოყენებით, ადგილი აქვს მისი ოპტიკური თვისებების ცვლილებას.

თხევადი კრისტალები არის მასალები, რომელთა სტრუქტურა შუალედურ მდგომარეობას იქვს სითხეებსა და კრისტალურ მყარ სხეულებს შორის. თხევადი კრისტალის მოლეკულებს სითხის მსგავსად, შეუძლიათ ერთმანეთის მიმართ გადაადგილება, თუმცა, როგორც მყარი კრისტალური სხეულების მოლეკულები, ისინიც ორიენტირდებიან მოწესრიგებულად. მყარი კრისტალების მსგავსად, თხევად კრისტალებს გააჩნიათ პოლიმორფიზმი, ანუ მათ შეუძლიათ მიიღონ სხვადასხვა ფორმები. თითოეულს აქვს უნიკალური თვისებები. თხევადკრისტალური მონიტორებში იყენებენ ან ნემატურ ან სმექტიკურ თხევად კრისტალებს. ნემატური თხევადი კრისტალების მოლეკულები თავიანთი ღერძებით განლაგდებიან ერთმანეთისადმი პარალელურად, ისე, როგორც ეს ნაჩვენებია ნახ.56.3-ზე, ხოლო სმექტიკური თხევადი კრისტალები განლაგდებიან ფენოვან ფურცლებად. სხვადასხვა სმექტიკურ ფაზაში მოლეკულები დებულობენ სხვადასხვა ორიენტაციას ამ პარალელური ფენების მიმართ.

ნემატურ სტრუქტურებში კრისტალები შემთხვევითი პრინციპით განლაგდებიან. მათი წაგრძელებული მხარეები ორიენტირდება გარკვეული ვექტორის მიმართულებით, რომელსაც დირექტორი ეწოდება. სმექტიკური განლაგებაში კრისტალები დამატებით შემოსაზღვრულია პარალელური სიბრტყეებით. A სმექტიკაში დირექტორი პერპენდიკულარულია ამ სიბრტყეების, ხოლო C სმექტიკაში დირექტორი განლაგებულია ამ სიბრტყეებისადმი გარკვეული კუთხით



ნახ.56.3. თხევადკრისტალური ფენა: ა) ნემატური სტრუქტურები; ბ) A სმექტიკური განლაგება; გ) C სმექტიკური განლაგება

თხევადკრისტალური მონიტორები (LCD) ნებისმიერ გამოსახულებას ასახავს, ეს შეიძლება იყოს როგორც დინამიური (გვალბადი) გამოსახულება, ასევე სტატიკური გამოსახულება, სტატიკური ან დინამიკური მენიუს ან სურათის სახით. სტატიკურ გამოსახულებას იყენებენ რეკლამის, საინფორმაციო ზოლის ან თუნდაც ფუნქციონალური მენიუს საჩვენებლად. მაგალითად: წინასწარ დაპროგრამებული თარიღი, სიტყვები ან რომელიმე ფოტოსურათი კომპიუტრის კრანზე, ან საათის მცირე ზომის LCD მონიტორზე.

²⁷ თხევად კრისტალური კრანი - LCD (Liquid Crystal Display)

LCD მონიტორები მზადდება ერთი და იგივე ტექნოლოგიით. მათ აქვთ პიქსელური მატრიცა. დინამიკური გამოსახულებების მისაღებად გამოიყენება ბევრად მცირე ზომის პიქსელები, ხოლო სტატიკური გამოსახულების მისაღებად შედარებით დიდი პუქლიოდები. პიქსელები შეიძლება იყოს ორ მდგომარეობაში: ან ჩართული (დადებითი პოლარობა), ან გამორთული (უარყოფითი პოლარობა). მათი მდგომარეობა დამოკიდებულია პოლარიზატორის განლაგებაზე. მაგალითად, სიმბოლურ თხევადკრისტალურ მონიტორებს აქვს შავი ფონი, ხოლო სიმბოლოებს ეკრანის მანათლებელი პუქლიოდების ფერი აქვს. ასეთი მონიტორი გამორთულად ითვლება და მას აქვს უარყოფითი პოლარობა. სიმბოლოების ფერის შესაცვლელად მონიტორის პუქლიოდებისათვის იყენებენ ოპტიკურ ფილტრებს.

LCD-ები გამოიყენება აპლიკაციების ფართო სპექტრში, მათ შორის **LCD** ტელევიზორები, კომპიუტერის მონიტორები, გამოშობი ან სხვა ინსტრუმენტების პანელები, თვითმფრინავის კაბინის ეკრანები და სხვა. მცირე **LCD** ეკრანები გავრცელებულია **LCD** პროექტორებში და პორტატულ სამომხმარებლო მოწყობილობებში, როგორიცაა ციფრული კამერები, ციფრული საათები, კალკულატორები და მობილური ტელეფონები, სმარტფონების ჩათვლით. **LCD** ეკრანები ასევე გამოიყენება სამომხმარებლო ელექტრონიკის პროდუქტებზე, როგორიცაა **DVD** ფლევერები, ვიდეო თამაშების მოწყობილობები და საათები.

LCD ეკრანებმა შეცვალა მძიმე, მოცულობითი კინესკოპები და პლასმური მონიტორები. ხოლო თვით თხევადკრისტალური მონიტორის მომდევნო თაობას წარმოადგენს მონიტორები, რომლებიც მზადდება ორგანულ პუქლიოდებზე (**OLED**)²⁸, რომლებსაც ადვილად შეიძლება მიეცეს სხვადასხვა ფორმა. მათ აქვთ კიდე უფრო დაბალი რეაგირების დრო, უფრო ფართო ფერთა გამა, პრაქტიკულად უსასრულო ფერის კონტრასტი და ხედვის კუთხეები, მცირე წონა. ტექნოლოგიურად **OLED**-ები გამოიყენება ერთი მინის ან პლასტმასის პანელი, ხოლო **LCD**-ები იყენებენ ორ მინის პანელს. ცხადია, პანელების სისქე განსაზღვრავს მონიტორის წონას. ცხადია **LCD**-ს მეტი წონა და მეტი სისქე აქვთ.

OLED-ს პოტენციურად დაბალი ენერგიის მოხმარება აქვს. ეს ეკრანი ჩართულია მხოლოდ იმ პიქსელებში, სადაც საჭიროა. თუმცა, **OLED**-ები უფრო ძვირია. ამ მონიტორებში გამოიყენება ძალიან ძვირი ელექტროლუმინესცენცირებადი მასალები (ან ფოსფორნარევი მასალები). სწორედ ამ ელექტროლუმინესცენცირებადი მასალების გამო, ხშირია შემთხვევები, როცა **OLED**-ები გამოდიან მწყობრიდან (განიცდის დაწვას). ამჟამად არ არსებობს **OLED** დისპლეების შეკეთების სერვისები, მაშინ როცა **LCD** პანელების შეკეთება შესაძლებელია, თუმცა არც **LCD**-ების შეკეთების სერვისებია ფართოდ დანერგილი, განსაკუთრებით საქართველოში.

LCD-ების კონკურენტუნარიანობის შენარჩუნების მცდელობებია კვანტური წერტილოვანი მონიტორი, რომლებიც გაყიდვამია, **SUHD**, **QLED** ან **Triluminos** სახელწოდებით. ეს მონიტორები (**QDEF**)²⁹ იგივე **LCD** მონიტორებია ლურჯი **LED** განათებით და გაუმჯობესებული კვანტური წერტილოვანი (**Quantum-dot**) პანელით, რომელიც ლურჯი სინათლის ნაწილს გარდაქმნის წითლად და მწვანედ. ეს მონიტორები გვთავაზობს **OLED** დისპლეის მსგავს მაღალი ხარისხის წარმადობას შედარებით უფრო დაბალ ფასად ვიდრე **OLED**, მაგრამ კვანტური წერტილის ფენა, რომელიც ამ დისპლეებს აძლევს მათ მახასიათებლებს, ჯერ კიდევ დამუშავების სტადიაშია.

²⁸ ორგანული პუქლიოდები - **OLED (an Organic Light Emitting Diode)**.

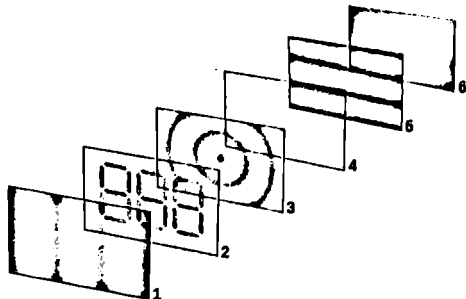
²⁹ კვანტური წერტილების გამაუმჯობესებელი ფირი - **QDEF (The Quantum Dot Enhancement Film)**.

თავი XI. ტელეუბდვის საფუძვლები

ვინაიდან LCD ეკრანები არ იყენებენ ფოსფორს, ისინი იშვიათად გამოდიან მწყობრიდან, თუნდაც სტატიკური გამოსასვლელები ეკრანზე დიდი ხნის განმავლობაში იყოს მოქმედებაში, თუმცა, LCD-ები მგრძნობიარეა გამოსასვლელების მდგრადობის მიმართ.

ერთი სიტყვით, LCD ეკრანი უფრო ენერგოეფექტურია და ბევრად უსაფრთხოა, ვიდრე მილაკიანი მონიტორები. მისი დაბალი ელექტროენერგიის მოხმარება საშუალებას იძლევა კვების წყაროს სახით გამოყენებული იქნას მცირე სიმძლავრის ელემენტებიც, განსხვავებით მილაკებისაგან, რომლებიც საკმაოდ დიდ ენერგიას მოიხმარენ.

თხევადკრისტალური მასალების ფიზიკას მოცემული კურსის ფარგლებში დეტალურად არ განვიხილავთ. ისინი საბოლოოდ იმ ინფორმაციის ან სიგნალების გამოტანას/მართვას ახორციელებენ, რომელთა დამუშავებაც და გარდაქმნაც არის სწორედ ჩვენი განხილვის ერთ-ერთი საგანი.



ნახ.56.4. ამრეკლავი გრეზილი წებატური თხევადი კრისტალური უჯრანი.

1. პოლარიზებული ფილტრის პანელი ვერტიკალური ფერით. მისი საშუალებით ურცა მთხედვს საბათილად
პოლარიზაცია, 2. შუშის მინარევი ინდუქტ-კალუმ-ოქსიდის (ITO) უელექტროდებით. ამ უელექტროდების დეკარტის
განსაზღვრავს ფორმებს, რომლებიც გამოიწვება LCD-ის ჩართვისას. ზედაპირზე ამოტვიფრებული უელექტროდები უელექტროდები
გლუვია, 3. გრეზილი წებატური თხევადი კრისტალი, 4. შუშის სუბსტრატის საერთო უელექტროდები დეკარტის (ITO)
პორთონტალური ფილტრის შესასრულებლად, 5. პოლარიზებული ფილტრის ფირი (ფერა) მინარეზბ-დეკარტის დეკარტის
ხინათლის დაბლოკვის/გაფლისთვის, 6. ამრეკლავი ზედაპირი მოხმარებული ფილტრის მინარეზბ-დეკარტის
მისაწოდებლად

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

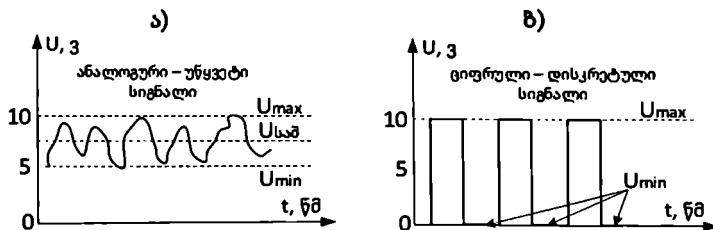
§57. ანალოგური და ციფრული სიგნალები

ტრადიციულად რადიოსისტემების მიერ გადაიცემა ორი სახის შეტყობინება: ხმოვანი ინფორმაცია ან/და მონაცემები. ხმოვანი შეტყობინება ითვალისწინებს ყველა იმ პროცესს, რომელსაც მსგავსების გადაცემიდან მიმდებარე, იქნება ეს მს-ის ფორმირება, მს-ის გენერაცია, მოდულაცია, გადაცემა-მიღება, დემოდულაცია, მს-ის გამოყოფა და ხმოვანი სიგნალის ფორმირება.

რაც შეეხება მონაცემთა გადაცემას, ის ითვალისწინებს ერთი კომპიუტერიდან მონაცემების გადაცემას მეორეზე, ერთი ან რამდენიმე კავშირის არხით (ტელეფონის ხაზი, რადიოკავშირი, მობილური კავშირი და ა.შ.). როგა მონაცემები გადაიცემა დიდ მანძილზე, დასაშვებია გამოყენებული იქნას სხვადასხვა კავშირის არხების კომბინაცია.

ხმოვანი შეტყობინება ჩვეულებრივ წარმოადგენს ანალოგურ სიგნალს, რომელიც უწყვეტად იცვლება დროში (ნახ. 57.1 ა). რაც შეეხება კომპიუტერებს, ისინი ინახავენ მონაცემებს ციფრული სახით. კომპიუტერული სქემები განსაზღვრავს ელექტრული იმპულსების არსებობას ან არ არსებობას. შესაბამისად, სიგნალის არსებობას შეესაბამება ციფრი „1“, ხოლო არ არსებობას „0“, ამიტომ კომპიუტერულ სქემებში შენახულ ციფრულ მონაცემებს გამოსახავენ ორობით სისტემაში. რომელიმე ელექტრონულ კვანძში მონაცემის არსებობას ან არ არსებობას ზომავენ უმცირესი ერთეულით - ბიტით. ბიტი შეიძლება ასახავდეს მხოლოდ ერთ მნიშვნელობას „0“-ს ან „1“-ს, მაგრამ ერთმანეთთან დაკავშირებული ბიტების, ანუ „0“-ებისა და „1“-ების კომბინაცია გამოიყენება ასოების, რიცხვებისა და სიმბოლოების გამოსახატად.

მონაცემები შეიძლება წარმოდგენილი იქნას ციფრული სიგნალის სახით, რომელიც ღებულობს დისკრეტულ მნიშვნელობას. მაგალითად ნახ. 57.1 ბ)-ზე წარმოდგენილია ციფრული სიგნალის ძაბვის დროზე დამოკიდებულება, რომელიც ღებულობს მხოლოდ ორ მნიშვნელობას 0-ს, როგა სიგნალი არ გვაქვს (გამორთულია), ან +10 ვოლტს, როგა სიგნალი გვაქვს (ჩართულია).

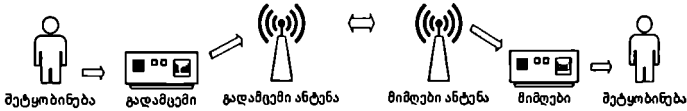


ნახ. 57.1. ა) ანალოგური - უწყვეტი სიგნალი, ბ) ციფრული - დისკრეტული სიგნალი

ხმა და მონაცემები შეიძლება შეიფუთოს და გადაიცეს ანალოგური ან ციფრული სიგნალებით. რატომ უნდა, მონაცემთა გადაცემის ანალოგური და ციფრული მეთოდები განსხვავდება ერთმანეთისაგან.

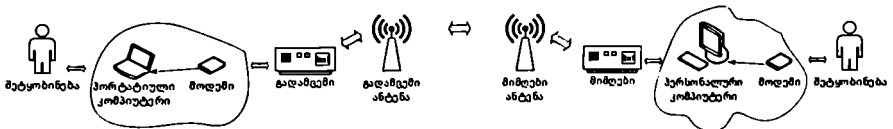
თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

ანალოგური რადიოსისტემები უწყვეტად გადასცემენ რადიოტალღებს, რომელიც ჩვეულებრივ დაბალსიხშირული ხმოვანი შეტყობინებით არის მოდულირებული. ტიპური ანალოგური რადიო შედეგაა გადასცემისაგან და მიმღებისაგან (ნახ.57.2).

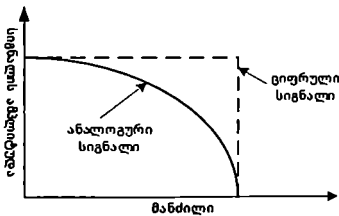


ნახ.57.2. ანალოგური სიგნალის გადაცემა-მიღების სქემა

ანალოგური რადიოსისტემა, ასევე შეიძლება გამოყენებული იქნას მონაცემთა გადასაცემად. მაგრამ, ციფრული მონაცემების გადასაცემად, ჯერ ის უნდა გარდაიქმნას ანალოგურ სიგნალად. ნახ.57.3-ზე წარმოდგენილია პორტატიული კომპიუტრის ჩართვა მოდემის გავლით ტიპურ FM რადიოსთან. პორტატიული ნოუთბუკი აგენერირებს ციფრულ სიგნალს, რომელიც მოდემის საშუალებით გარდაიქმნება ანალოგურ სიგნალად და მიეწოდება რადიოგადამცემს. მიმღები მოწყობილობა კი აღმოაჩენს რა ანალოგურ სიგნალს მოდემის გავლით პირიქით გარდაქმნის მას ციფრულ სიგნალად და გამოაქვს შემდგომი დამუშავებისათვის (გამოაქვს ეკრანზე, პრინტერზე). როგორც ვხედავთ, როცა ანალოგური მონაცემები მიმღებს მიეწოდება, ისინი კვლავ გარდაიქმნება ციფრულ ფორმამდე მორეცე მოდემის საშუალებით.



ნახ.57.3. ციფრული შეტყობინების გადაცემა-მიღების სქემა



ნახ.57.4. ანალოგური და ციფრული სიგნალების ცვლილება მანძილის მიხედვით

ჩვეულებრივ ციფრული სიგნალების პირდაპირი აღქმა რთულია, რადგან ჩვენი გრძნობათა ორგანოები ორიენტირებულია და რეაგირებენ მხოლოდ ანალოგურ სიგნალებზე. ჩვენი გვესმის ანალოგური ხმა, ვიზუალურად ვხედავთ ანალოგურ გამოსახულებას, მაგრამ თუ ხმოვან შეტყობინებას გარდაქმნით ციფრულ სიგნალად, მისი დისკრეტიზაციის გზით, გრძნობათა ორგანოები მას ვეღარ აღვიქვამთ. ამიტომ აღამიანებს გვიჭირს ციფრული მონაცემების არსში ჩაწვდომა. ანალოგური სიგნალების გარდაქმნა ციფრულ მონაცემებად შესაძლებელია ხმოვანი კოდირებით ე.წ. „ვოკოდერით“ (Voice Coder). მიმღებში

პირიქით, ციფრული სიგნალი უნდა გარდაიქმნას ანალოგურად, რომ შევძლოთ მისი აღქმა. ციფრული რადიოსისტემა გადასცემს ინფორმაციას მზიდი სიგნალის ციფრული მოდულაციის გზით. ერთ-ერთი ყველაზე მარტივი მოდულაციის მეთოდია, მზიდი სიხშირის ცვლილება სხავადსხვა სიდიდით, ყოველი ბიტი მონაცემისათვის (ამ მეთოდს უწოდებენ სიხშირულ მანიპულაციას - Frequency Shift Keying (FSK)). ამის შემდეგ მიმღები სიგნალი მიიღებს 0-ებისა და 1-იანების ერთობლიობას და ადალდენს პირვანდელ სიგნალს.

ანალოგურ და ციფრულ რადიოსისტემებს სხვადასხვა გადაცემის მახასიათებლები აქვთ. გადაცემის წერტილიდან მოშორებით ანალოგური სიგნალის ხარისხი მცირდება, ხოლო ხმაურის დონე მატულობს. სიგნალის გარეგან უფრო და უფრო რთული ხდება. ციფრულ სიგნალს გადაცემისას საკმაოდ სტაბილური მახასიათებლები აქვს. მიმდებარე ხარისხი თითქმის არ მცირდება. როგორც კი მიაღწევს მიმღებს მისი ხარისხი მკვეთრად ეცემა (ნახ.57.4).

არასანქცირებული გამოყენებისაგან ინფორმაციის დაცვის მიზნით, იყენებენ დამიფრვის ტექნოლოგიას. დამიფრვის მეთოდით, შესაძლებელია ხმოვანი ან შეტყობინების მონაცემების დაცვა. მაგალითად, უკვე მოქმედებულ ანალოგურ გადაცემებში სარგებლობდნენ დამიფრვის ტექნოლოგიით, რომელიც ითვალისწინებდა ხმის სპექტრის დაყოფას ნაწილებად და გადანაცვლებას ერთმანეთის მიმართ, რათა გართულებულიყო არასანქცირებული პირებისათვის მისი აღქმა. მოგვიანებით, შედარებით თანამედროვე ციფრულ გადაცემებში, დამიფრვის ტექნოლოგია ითვალისწინებდა ანალოგური ხმოვანი სიგნალის სპექტრის გარდაქმნას ციფრულ ფორმაში და მის გადაცემას სხვა მოდულაციით. მართალია ციფრული დამიფრვის ეს სისტემები გაცილებით უსაფრთხოა ვიდრე ანალოგური ინვერსიული სისტემები, მაგრამ მაინც, ამ სისტემების დიპაზონი ძლიერ უარესდება დამიფრულ რეჟიმში.

§58. ანალოგური სიგნალის ციფრულ ფორმატში წარმოდგენის მეთოდები

ყველა სახის ინფორმაცია კომპიუტერში გამოისახება ორობით სისტემაში წარმოდგენილი რიცხვების საშუალებით. ორობით სისტემაში ნებისმიერი N რიცხვი წარმოდგენილია 0-ებისა და 1-ის კომბინაციით, რომლებიც წარმოადგენს 2-ის ფუძით ხარისხობრივად გაშლის შედეგად მიღებულ კოეფიციენტებს:

$$N = a_n 2^n + a_{n-1} 2^{n-1} + \dots + a_0 2^0 + a_{-1} 2^{-1} + \dots = \sum_{l=-(n-1)}^{n-1} a_l 2^l,$$

სადაც $a_l = \{0; 1\}$ - კოეფიციენტების მნიშვნელობებია, ხოლო n - რიცხვების რაოდენობაა. მაგალითად, ათობით სისტემაში წარმოდგენილი რიცხვი 22, ორობით სისტემაში შეიძლება ასე წარმოვადგინოთ:

$$22_{10} = 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 \rightarrow 10110_2,$$

ამ შემთხვევაში რიცხვების რაოდენობა ორობით სისტემაში არის $n = 5$. ან კიდევ ათობით სისტემაში რიცხვი 100 ორობითი ასე გამოისახება:

$$100_{10} = 1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 \rightarrow 1100110_2.$$

ორობით სისტემაში შეიძლება გამოვსახოთ წილადური ან უარყოფითი რიცხვებიც:

$$\left(6\frac{1}{8}\right)_{10} = 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^{-1} + 0 \cdot 2^{-2} + 1 \cdot 2^{-3} \rightarrow 110.001_2,$$

$$-10_{10} = -(1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0) \rightarrow 1010_2.$$

გაცილებით მარტივია ორობით კოდში ჩაწერილი რიცხვის გადაყვანა ათობით სისტემაში (იხ. დანართი 5):

$$11111_2 \rightarrow 1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 64 + 32 + 16 + 8 + 4 + 2 + 1 = 127.$$

საორიენტაციოდ შეიძლება ვისარგებლოთ ცხრილი 58.1-ით.

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

ცხრილი 58.1. ორობით და ათობითი სისტემებში რიცხვების შორის გადაყვანი საორიენტაციო ცხრილი

რიცხვი ათობით სისტემაში	$2^1 = 2$	$2^2 = 4$	$2^3 = 8$	$2^4 = 16$	$2^5 = 32$	$2^6 = 64$	$2^7 = 128$	$2^8 = 256$	$2^9 = 512$	$2^{10} = 1024$
რიცხვი ორობით სისტემაში	10	100	1000	10000	100000	1000000	10000000	100000000	1000000000	10000000000

რა თქმა უნდა, შესაძლებელია ორობითი სისტემაში გამოსახული რიცხვების შეკრება, გამოკლება, გამრავლება და გაყოფა. ორობითი სისტემაში $1 + 1 = 10$, იწერება 0 და ვიმასსოვრებთ 1-ს, რომელსაც მომდევნო თანრიგში ვითვალისწინებთ, მაგალითად: $11 + 1 = 110$, ამ შემთხვევაში დამახსოვრებული ერთი გადადის მომდევნო თანრიგში და ასახულია წითელი შრიფტით, ან კიდევ: $111 + 1 = 1000$. ამ შემთხვევაშიც დამახსოვრებული ერთი აისახა მომდევნო თანრიგში წითელი შრიფტით მოცემულ 0-ში და ა.შ. ორობითი სისტემაში რიცხვებზე ოპერაციების შესრულებისას სასურველია გავითვალისწინოთ ცხრილი 58.2-ში მოცემული წესი.

ცხრილი 58.2. ოპერაციები ორ ბინარულ რიცხვს შორის

A	B	A + B	A - B	AB
0	0	0	0	0
0	1	1	1	0
1	0	1	1	0
1	1	0 ¹	0	1

ამ ოპერაციების დეტალურ განხილვაზე აღარ შეუჩერდებით, რადგან ინფორმაცია მათ შესახებ საკმაოდ მრავლად არის სხვადასხვა ლიტერატურულ წყაროებში, მხოლოდ მოვიყვანთ კონკრეტულ მაგალითს.

ვთვათ $A = 58$, $B = 14$, ვიპოვიოთ $Y = \{a + b; a - b; a \cdot b; \frac{a}{b}\}$ ორობითი სისტემაში:

შეკრება ($A + B$)

1 1 1 1 1 0		
+		
1 0 0 1 1 0 0		
	$\Rightarrow$	$\frac{62_{10}}{14_{10}}$
		76_{10}

გამოკლება ($A - B$)

1 1 1 1 1 0		
-		
1 1 0 0 0 0		
	$\Rightarrow$	$\frac{62_{10}}{14_{10}}$
		48_{10}

გამრავლება ($A \times B$)

1 1 1 1 1 0		
x		
1 1 1 1 0		
+		
0 0 0 0 0 0		
+		
1 1 1 1 1 0		
+		
1 1 1 1 1 0		
+		
1 1 1 1 1 0		
1 1 0 1 1 0 0 1 0 0		
	$\Rightarrow$	$\frac{62_{10}}{14_{10}}$
		868_{10}

გაყოფა ($A : B$)

1 1 1 1 1 0		
-		
1 1 1 0		
1 1 0 0		
1 1 1 0		
	$\Rightarrow$	$\frac{62_{10}}{14_{10}}$
		4.42_{10}

მართლაც:

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

$$111101 \rightarrow 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = 32 + 16 + 8 + 4 + 2 + 0 = 62.$$

$$1110 \rightarrow 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = 8 + 4 + 2 + 0 = 14.$$

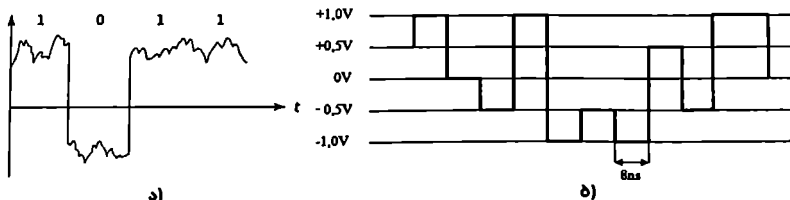
$$1001100 \rightarrow 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = 76.$$

ამრიგად, ციფრული სიგნალი არის დისკრეტული მონაცემების თანმიმდევრობა. დროის ნებისმიერ მომენტში მას შეუძლია მიიღოს ბინარული მნიშვნელობებიდან ერთ-ერთი (0 ან 1). მართივი ციფრული სიგნალი წარმოადგენს ინფორმაციას ანალოგური სიგნალის დონეების შესახებ. როგორც წესი, ციფრული სიგნალი მიიღება ძაბვის მნიშვნელობის ცვლილებებით. სიგნალის ძაბვის მნიშვნელობის ეტალონად მიღებულია ე.წ. „მინა“ - ბინარული „0“, ხოლო მეორე მნიშვნელობა განსაზღვრავს ძაბვის არსებობას წრედში ან წრედის კვანძში და მას შეესაბამება ბინარული „1“ (ნახ.58.1).

ბულის (Boolean) ალგებრულ ლოგიკაში ხშირად იყენებენ ტერმინებს „მცდარი“ და „ჭეშმარიტი“. ანალოგური სიგნალის დისკრეტიზაციის დონეები არ სცილდება სიგნალის მომვლეს. სიგნალი დისკრეტული მომვლების მიღმა იგნორირებულია. განსხვავებით ანალოგური სიგნალისაგან, რომლის მომვლეს მიღმა შეიძლება გვექნოდეს ე.წ. ელექტრონული ხმაურის ეფექტით გამოწვეული სიგნალის ფლუქტუაციები, რომელიც იწვევს ანალოგური სიგნალის მომვლების დამახინჯებას. რაც შეეხება ციფრულ სიგნალს, ის ხმაურისადმი მდგრადია, ვიდრე ანალოგური. ელექტრული ხმაური, თუ ის ძლიერი არ არის, გავლენას ვერ ახდენს ციფრული სიგნალის ფორმის ცვლილებაზე.

ზოგჯერ გამოიყენება ციფრული სიგნალები, რომლებიც დებულობს ბინარულზე მეტ მნიშვნელობებს, ასეთი სიგნალები ემორჩილება მრავალმნიშვნელოვანი ლოგიკის წესებს. მაგალითად, სიგნალები, რომლებსაც შეუძლიათ მიიღონ სამი სხვადასხვა მნიშვნელობა, ვთქვათ, +5 ვ, 0 ვ და -5 ვ, აღიწერება სამი დონით. ნახ.58.1 ბ)-ზე წარმოდგენილია ზუთლონიანი იმპულსურ-ამპლიტუდა მოდულირებული ციფრული სიგნალის ნიმუში.

ციფრულ სიგნალში ბინარული მნიშვნელობები შეიძლება მიიღოს ცვლადმა ელექტრულმა დენმა, ძაბვამ, ინტენსივობამ, ფაზამ, ოპტიკური ან ელექტრომაგნიტური ტალღების პოლარიზაციამ, აკუსტიკურმა წნევამ, ინფორმაციის მატარებელი მოწყობილობების დამაგნიტებულობამ და ა.შ. თუკი რამდენიმე ათეული წლის წინ, ციფრულ სიგნალებს ძირითადად კომპიუტერულ ტექნიკაში იყენებდნენ, დღეს ის გვხვდება ყველა ციფრულ ტექნიკაში (ტელევიზორი, სარეცხი მანქანა და ა.შ.).



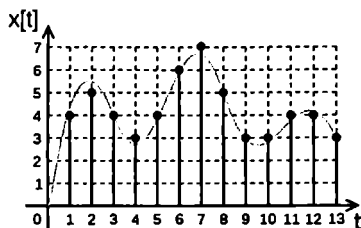
ნახ.58.1. ა) ბინარული ციფრული სიგნალის მაგალითი, ბ) ზუთლონიანი იმპულსურ-ამპლიტუდა მოდულირებული ციფრული სიგნალი

ციფრულ ელექტრონიკაში, ციფრული სიგნალი წარმოადგენს სხვადასხვა ამპლიტუდის დისკრეტული იმპულსების თანმიმდევრობას (ე.წ. იმპულსურ-ამპლიტუდური მოდულაცია). მართყმთხა ელექტრული ან სინათლის იმპულსების თანმიმდევრობას აქვს ფიქსირებული სიგანე, მაგრამ თითოეულ იმპულსს აქვს ამპლიტუდის დისკრეტული დონე (ნახ.58.2). რა თქმა უნდა, განსაკუთრებულ შემთხვევას წარმოადგენს ლოგიკური სიგნალი, რომელიც არის სწორედ ბინარული - ორობითი სიგნალი. ამ შემთხვევაში სიგნალი დებულობს მხოლოდ ორ მნიშვნელობას მინიმუმს და მაქსიმუმს.

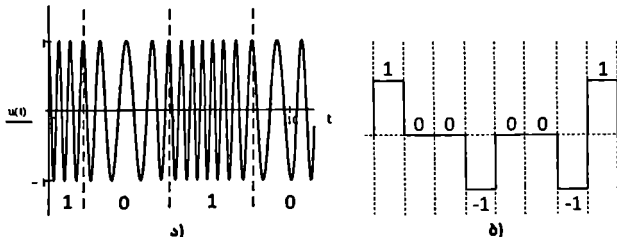
ციფრულ ელექტრონიკაში იმპულსების თანმიმდევრობის გენერირება ხდება სავსელ ტრანზისტორების საშუალებით. ეს ტრანზისტორები შეიცავს ლითონ-ოქსიდ-ნახევარგამტარულ ფენებს და ელექტრული იმპულსების სწრაფი გადართვა - გადმორთვის საშუალებას იძლევა, რაც ვერ ხერხდება ჩვეულებრივი ბიპოლარული ტრანზისტორებით, რომლებიც შედარებით ნელა აგენერირებენ ანალოგურ სიგნალებს.

ციფრული სიგნალი დისკრეტულია დროით და ამპლიტუდის მიხედვით. პრაქტიკულად ციფრული სიგნალი წარმოადგენს მიწების თანმიმდევრობას. ის შეიძლება შენახული, ან დამუშავებული, ან გადაცემული იქნას ფიზიკურად იმპულსურ-კოდური მოდულაციის სახით (იკმ).

ნახ.58.3-ზე წარმოდგენილია ანალოგური სიგნალი ციფრული სიგნალის სახით, რომელიც დებულობის დისკრეტულად განსაზღვრულ ამპლიტუდურ მნიშვნელობებს განსაზღვრულ დროში. ნახ.58.3. ა)-ზე მოცემულია სიგნალი სიხშირული მანიპულაციით. ტალღის სხვადასხვა ფორმას შეესაბამება ბინარული მნიშვნელობებიდან ერთ-ერთი და განსაზღვრავს გატარების სიხშირულ ზოლს. ე.ი. ნახაზზე ნაჩვენებია 1-იანის შესაბამისი ფორმის ტალღა მოხვედრა გატარების ზოლში, ხოლო 0 კი არა. სიხშირული მანიპულაცია (FSK – Frequency Shift Keying) ითვლება მონაცემთა ციფრული გადაცემის საშუალებად. ნახ.58.3. ბ)-ზე კი წარმოდგენილია ციფრული სიგნალი წრფივი კოდირებით, რომელიც გამოიყენება ძირითად სიხშირულ ზოლში ინფორმაციის გადასაცემად. წრფივ, ბინარულ კოდირებას იყენებენ ტელეკომუნიკაციაში, როგა ნულის მიმართ ბინარულ 1-ს შეიძლება ჰქონდეს დადებითი და უარყოფითი მნიშვნელობა. შესაბამისად, სიგნალი დებულობის სამ მნიშვნელობას -1, 0 და +1. ამ სიგნალს დუობინარული ეწოდება. მოდულაციის ამ სახეს ამპლიტუდური მანიპულაცია ეწოდება (ASK - Amplitude Shift Keying).



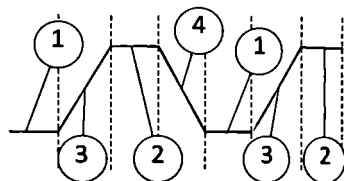
ნახ.58.2. იმპულსურ-ამპლიტუდა მოდულირებული ციფრული სიგნალი



ნახ.58.3 ა) სიგნალი სიხშირის მანიპულაციით, ბ) ციფრული სიგნალი წრფივი კოდირებით

ციფრულ კომუნიკაციაში ციფრული სიგნალი ასახავს უწყვეტ ანალოგურ სიგნალს და მისი ფორმა დამოკიდებულია სიგნალის გადაცემის მეთოდზე. ის შეიძლება იყოს წრფივი კოდირება, რომელიც საშუალებას იძლევა გადაცემა განხორციელდეს სიხშირეთა ძირითად ინტერვალში, ან იყოს ციფრული მოდულაცია, რომელიც საშუალებას იძლევა გადაცემა ვაწაშოთ გატარების სიხშირულ ზოლში. ასეთი ციფრული სიგნალი ლიტერატურაში ხშირად მოხსენიებულია როგორც, ანალოგურ სიგნალად გარდაქმნილი ბიტების ნაკადი.

ერთი სიტყვით სიგნალს, რომელიც დებულობის მნიშვნელობებს 0-ს და 1-ს, „მინიმუმს“ ან „მაქსიმუმს“, „მცდარს“ ან „ჭეშმარიტს“ ეწოდება ციფრული, ლოგიკური ან ორობითი. დისკრეტულ სიგნალთან გამოყოფთ ტაქტური სიგნალი, რომელიც სპეციალური ციფრული სიგნალია და გამოიყენება ციფრული წრედების სინქრონიზაციისთვის. ნახ. 58.4-ზე გამოსახულია ტაქტური სიგნალის ფორმა. ლოგიკური ცვლილებები გაეშვება ან წინა ან უკანა ფრონტით. ზრდადი ფრონტი - არის გადასვლა დაბალი ძაბვიდან (დონე 1) მაღალ ძაბვაზე (დონე 2). კლებადი ფრონტი კი არის პირიქით.



ნახ. 58.4. ა) ლოგიკური სიგნალის ფორმა. მინიმალური დონე - 1, მაქსიმალური დონე - 2, ზრდადი ფრონტი - 3, კლებადი ფრონტი - 4

§59. ციფრული მოდულაცია

ციფრული მოდულაციისა ანალოგური დისკრეტული სიგნალი მოდულირდება დისკრეტული (იმპულსური) სიგნალით. ციფრული მოდულაცია შეიძლება განვიხილოთ, როგორც ციფრულ-ანალოგური გარდაქმნა (DAC – Digital-Analog Converter), ხოლო დემოდულაცია შესაბამისად, ანალოგურ-ციფრული გარდაქმნა (ADC – Analog-Digital Converter). მზიდ სიგნალში ცვლილებები ხორციელდება სასრული რაოდენობის ანბანური სიმბოლოებით (მოდულირებადი ანბანი).

მაგალითად, სატელეფონო კავშირის მიზანია ბევრითი შეტყობინების გადაცემის განხორციელება. ანალოგური ბევრითი ტონები ციფრული ტექნიკის გამოყენებით (ანალოგურ-ციფრული გარდაქმნით, როგორიცაა მოდემი კომპიუტერებში) გარდაიქმნება ციფრულ ბიტებში. თუ მოდემი წამში 2000 ანალოგური ბევრითი ტონის გარდაქმნას ახდენს, მაშინ მისი სიჩქარე იქნება 2000 ტონი/წმ-ში ან 2000 ბოდი³¹. თითოეულ ტონს შეესაბამება ბინარული ორი ციფრი 00, 01, 10 და ა.შ., ამიტომ შეტყობინების სიჩქარე ბიტებში 2-ჯერ დიდია და იქნება 4000 ბიტი/წმ-ში.

ერთი განმარტებით, ციფრული მოდულაცია წარმოადგენს ციფრულ სიგნალს, ხოლო მეორე განმარტებით ის არის ანალოგურ-ციფრული გარდაქმნის მეთოდი. უმრავლეს სახელმძღვანელოში ციფრული მოდულაცია განიხილება როგორც ციფრული გადაცემის საშუალება, რომლის სინონიმი მონაცემთა გადაცემა. ციფრული მოდულაციის ზოგიერთ სახეს მანიპულაციას უწოდებენ. განასხვავებენ ციფრული მოდულაციის შემდეგ სახეებს:

- ამპლიტუდის მანიპულაცია - ASK (Amplitude Shift Keying);
- სიხშირის მანიპულაცია - FSK (Frequency Shift Keying);
- ფაზის მანიპულაცია - PSK (Phase Shift Keying);
- კვადრატული ამპლიტუდური მოდულაცია - QAM (Quadrature Amplitude Modulation).

QAM-სიგნალი შეიცავს წარმოადგენს მინიმუმ ორი ASK-ამპლიტუდის და FSK-ფაზის მანიპულაციების ჯამურ შედეგს. ის შეიძლება განვიხილოთ, როგორც ორარხიანი სისტემა. თითოეული არხი იყენებს ამპლიტუდურ მანიპულაციას. ჯამური სიგნალი არის ASK-ამპლიტუდის და PSK-ფაზის მანიპულაციის კომბინირების შედეგი.

³¹ ბოდი (baud) - ტელეკომუნიკაციისა და ელექტრონიკაში მიღებული საერთაშორისო ერთეულია და განსაზღვრავს სიმბოლოთა გადაცემის სიჩქარეს კავშირის არხში.

განასხვავებენ ციფრული მოდულაციის ორ მეთოდს: ასინქრონულ და სინქრონულ მოდულაციას. ასინქრონული მეთოდები არ საჭიროებს საყრდენ ტაქტურ სიგნალს. ამ შემთხვევაში მოდულაციის სიმბოლოები (არა ბიტები, არამედ სიმბოლოები ან მონაცემთა პაკეტი) გადაეცემა ასინქრონულად. სინქრონული მოდულაციისას კი პირიქით, მიმღები ამოწმებს მიღებულ მონაცემებს საყრდენ ტაქტურ სიგნალთან.

ყველა შემთხვევაში ადწერილ მეთოდში, ამპლიტუდას, სიხშირეს ან ფაზას ენიჭება ბინარული (ორ-ბითი) სისტემის უნიკალური კოდინაცია. ჩვეულებრივ, თითოეულ ამპლიტუდას, სიხშირეს ან ფაზას ენიჭება ბინარული ბიტების თანაბარი რაოდენობა და მას კოდი ეწოდება.

მონაცემთა კოდირება, თანაპარსკვლავულის დიამგრამა

ვთქვათ, ანბანი შედგება $M = 2N$ სიმბოლოსაგან, მაშინ თითოეული სიმბოლო წარმოადგენს შეტყობინებას, რომელიც შედგება N ბიტისაგან. თუ სიმბოლოების გადაცემის სიჩქარე არის f_s ბონდი, მაშინ ციფრული მონაცემების-ბიტების გადაცემის სიჩქარე იქნება: $f_b = Nf_s$. მაგალითად, ვთქვათ ანბანი შედგება 16 სიმბოლოსაგან, მაშინ თითოეული სიმბოლო გამოისახება 4 ბიტით: $2^4 = 16$. მონაცემთა (ბიტების) გადაცემის სიჩქარე 4-ჯერ აღემატება სიმბოლოთა გადაცემის სიჩქარეს.

ASK-ამპლიტუდური, PSK-ფაზის მანიპულაციისა და QAM-კვადრატული ამპლიტუდის მოდულაციის შემთხვევაში, მოდულირებული სიგნალის მზიდი სიხშირე მუდმივია. ანბანის სიმბოლოები ციფრული მოდულაციის საშუალებით შეიძლება წარმოდგენილი იქნას თანაპარსკვლავულის დიამგრამაზე³², რომელიც ასახავს ანბანის $x_i(t)$ სიგნალს (როგორც წესი კოსინუსოიდალურ სიგნალს) x ღერძზე და $x_q(t)$ სიგნალს (როგორც წესი სინუსოიდალურ სიგნალს) y ღერძზე. დიამგრამაზე დატანილი წერტილები შეესაბამება ანბანის შესაბამის ციფრულად მოდულირებულ სიგნალს. ამ წერტილების კუთხე აითვლება პორიზონტალური ღერძიდან საათის ისრის საწინააღმდეგო მიმართულებით. ეს კუთხე მიუთითებს მზიდი ტალღის ფაზურ წანაცვლებას პირველადი (საყრდენი) ფაზის მიმართ. წერტილთა დამორება კოორდინატთა სათავიდან შეესაბამება სიგნალის ამპლიტუდას ან სიმძლავრის დონეს.

ASK-ამპლიტუდის და PSK-ფაზის მანიპულაცია, ხოლო ზოგჯერ FSK-სიხშირის მანიპულაციაც, ხშირად გენერირდება QAM-მოდულაციით. $x_i(t)$ და $x_q(t)$ სიგნალები ერთიანდება კომპლექსურ სიგნალში:

$$S(t) = x_i(t) + jx_q(t).$$

მიღებული ეკვივალენტური სიგნალი კომპლექსურია, რომლის მოდულსაც გატარების ზოლის სიგანეს უწოდებენ.

როგორც აღვნიშნეთ, ციფრული სიგნალი სხვადასხვა მანიპულაციით შეიძლება იქნას წარმოდგენილი. მანიპულაციისათვის შეიძლება გამოყენებული იქნას ჰარმონიული ფუნქციები, სინუსი და კოსინუსი.

მაგალითად, ბინარული (ორბითი) ფაზის მანიპულაციის განხორციელება შესაძლებელია გამოსახულებით:

$$S_n(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f t + \pi(1 - n)], \quad n = 0, 1, \quad (59.1)$$

³² თანაპარსკვლავულის დიამგრამა წარმოადგენს მოდულირებული ციფრული სიგნალის ორგანოზომილებიან კომპლექსურ სიბრტყეში გამოსახვის საშუალებას.

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

სადაც, E_b - ენერგიაა ერთეულ ბიტზე, T_b - ბიტის ხანგრძლივობაა, ეს გამოსახულება გვაძლევს ორ ფაზას, 0 და π -ს:

$$S_0(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi ft + \pi] = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi ft), \quad n = 0, \quad (59.2)$$

$$S_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi ft), \quad n = 1, \quad (59.3)$$

შესაბამისად, სიგნალები შეიძლება წარმოდგენილი იქნას ერთადერთი ბაზისური ფუნქციით:

$$\psi(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi ft), \quad (59.4)$$

სადაც:

$$1 = \psi(t)\sqrt{E_b}, \quad 0 = -\psi(t)\sqrt{E_b}$$

სიგნალის თანაფარსკვლავილი მოიცავს ორ ფაზას (ნახ.59.1. ა).

ანალოგიურად, შეიძლება განვიხილოთ კვადრატული ფაზის მანიპულაცია (QPSK):

$$S_n(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left[2\pi ft + \frac{\pi}{4}(2n - 1)\right], \quad n = 1, 2, 3, 4. \quad (59.5)$$

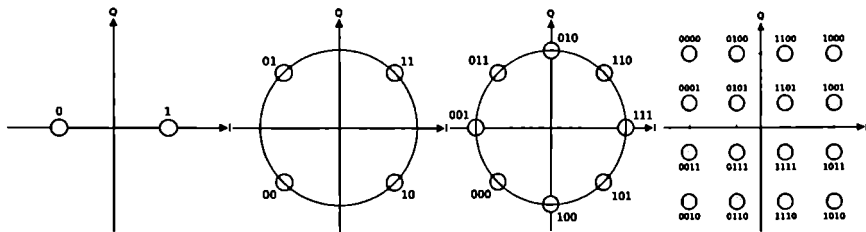
ამ შემთხვევაში $E_s = nE_b$ - არის n ბიტიანი სიმბოლოს ენერგია, ხოლო T_s - სიმბოლოს ხანგრძლივობაა. სიგნალი შეიძლება წარმოდგენილი იქნას ორი ბაზისური ფუნქციით:

$$\psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_s t), \quad (59.6)$$

$$\psi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_s t). \quad (59.7)$$

ვლებულობთ ოთხ ფაზას: $\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4}$. შესაბამისად, სიგნალის თანაფარსკვლავილი შეიცავს ოთხ წერტილს (ნახ.59.1. ბ).

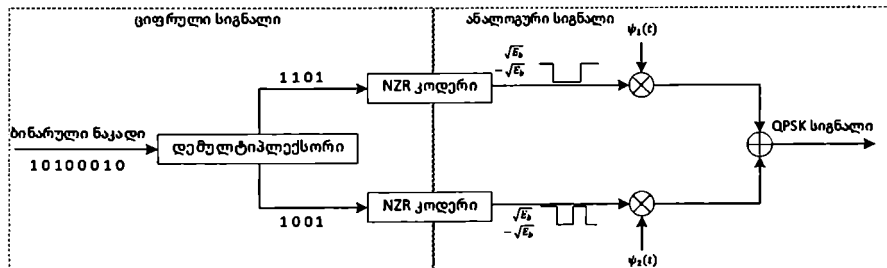
ნებისმიერი რაოდენობის ფაზა შეიძლება გამოყენებულ იქნას PSK-ფაზის მანიპულაციისას. მაგრამ 8-PSK ჩვეულებრივ არის ყველაზე მაღალი რიგის PSK-მანიპულაცია (ნახ.59.1. გ). 8-PSK მიუთითებს 3-ბიტიანი მონაცემების გადაცემას, რადგან $8 = 2^3$. 8 ფაზის, ანუ 3-ბიტზე მეტი ფაზის შემთხვევაში, შეცდომის მაჩვენებელი ძალიან მაღალი ხდება და ფაზის მოდულაციის გამოყენება აზრს კარგავს, რადგან იგივე საქმეს შესანიშნავად ასრულებს 16 ფაზიანი (4 ბიტი) კვადრატული ამპლიტუდური მოდულაცია (QAM). ნახ.59.1. დ)-ზე თანაფარსკვლაველის დიაგრამაზე წარმოდგენილია 4-ბიტიანი სიმბოლოების კვადრატული მანიპულაციის შედეგი. ამ შემთხვევაში მანიპულაციას განიცდის ამპლიტუდა და ფაზა, მუდმივი რჩება სიხშირე.



ნახ.59.1. ა) 2-PSK თანაფარსკვლავის დიაგრამა, რომელიც ასახავს კოდირებულ 2 სიმბოლოს. თითოეული სიმბოლო ერთ ბიტინა და კოდირებულია მზიდი კოსინუსოიდის სხვადასხვა ფაზით; ბ) 4-PSK თანაფარსკვლავის დიაგრამა, რომელიც ასახავს კოდირებულ 4 სიმბოლოს. თითოეული სიმბოლო 2-ბიტინა და კოდირებულია მზიდი სიგნალის სხვადასხვა ფაზით; გ) 8-PSK თანაფარსკვლავის დიაგრამა, რომელიც ასახავს კოდირებულ 8 სიმბოლოს. თითოეული სიმბოლო 3 ბიტინა და კოდირებულია მზიდი სიგნალის სხვადასხვა ფაზით, დ) 16-QAM. 4 ბიტინა სიმბოლოების კვადრატული მოდულაცია

QPSK-კვადრატული ფაზის მოდულატორი

QPSK-კვადრატული ფაზის მანიპულაცია შეიძლება რეალიზებული იქნას სხვადასხვა გზით. ნახ.59.2-ზე წარმოდგენილია გადამცემის, ნახ.59.3-ზე მიმღების კონსტრუქცია QPSK-მანიპულაციით.



ნახ.59.2 კვადრატული ფაზის მანიპულაციით კონსტრუირებული გადამცემის სქემა. ორობითი მონადეების ნაკადი იყოფა სინფაზურ და კვადრატულ მდგენლებად. შემდეგ ისინი ცალ-ცალკე მოდულირდება ორ ორთოგონალურ ბაზისურ ფუნქციებად. შემდეგ სიგნალები ედება ერთმანეთს და მიიღება QPSK სიგნალი

კვადრატულ მოდულატორში $x_I(t)$ სიგნალი მრავლდება $\cos(2\pi ft)$, ხოლო $x_Q(t) = -\sin(2\pi ft)$. f მს-ის სიხშირეა. კომპლექსური სიგნალი შეიძლება წარმოვადგინოთ ექსპონენციალური სახით:

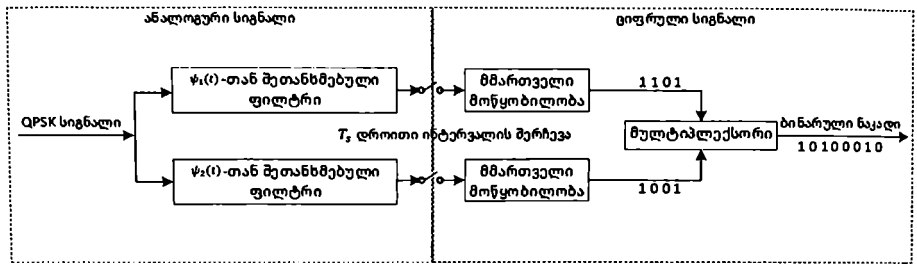
$$S(t) = a \cdot x_I(t) \cdot e^{-j\frac{\psi}{2}} + j \frac{1}{a} \cdot x_Q(t) \cdot e^{j\frac{\psi}{2}}. \quad (59.8)$$

იდეალური მოდულატორისათვის $a = 1$, $\psi = 0$. შედეგად ვღებულობთ:

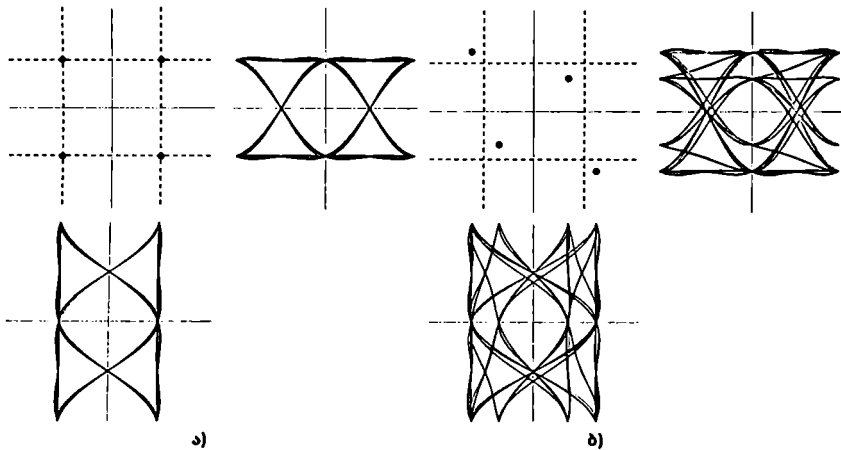
$$S(t) = x_I(t) + jx_Q(t).$$

როგორც ვხედავთ, ციფრულად მოდულირებული სიგნალი წარმოდგენილია მისი ეკვივალენტური კომპლექსური სიგნალით. ამ სიგნალის რეალურ და წარმოსახვით ნაწილებს ეწოდება კვადრატული კომპონენტები.

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები



ნახ.59.3. QPSK კვადრატული ფაზურ მანიპულატორზე აგებული მიმღების სტრუქტურული სქემა. მოცემულ სქემაში გამოყენებულია შეთანხმებული ფილტრები, რომელიც შეიძლება ჩანაცვლებული იქნას კორელატორით. 1-ის ან 0-ის იდენტიფიკაციის მიზნით მოწყობილობა იყენებს ეტალონურ ზღვრულ მნიშვნელობებს



ნახ.59.4. 2-ბიტური სიგნალის კვადრატული ფაზის მანიპულაცია (QPSK), როცა: $\alpha = 1$, $\psi = 0$. ა) ამპლიტუდისა და ფაზის დისბალანსის ნულოვანი ფაქტორისას (იდეალური მოდულაცია), ბ) ამპლიტუდისა და ფაზის დისბალანსის შემთხვევისას

ნახ.59.4. დიაგრამაზე ნაჩვენებია სიგნალის თანაფარსვლაველი კომპლექსურ სიბრტყეში და კვადრატული ფაზის მანიპულაციის (QPSK) კომპონენტების გრაფიკები. ეს გრაფიკები გვიჩვენებს, თუ როგორ შეიძლება ტალღის ფორმებმა, რომლებიც გამოიყენება მრავალბიტური მონაცემების გასაგზავნად, გამოიწვიოს შეცდომები ციფრული სიგნალის აღდგენისას. ნახ.59.4. ა)-ზე ნაჩვენებია, რომ ამპლიტუდისა და ფაზის დისბალანსის ეფექტი არ გვაქვს, შესაბამისად, ციფრული სიგნალის აღდგენისას შეცდომებიც პრაქტიკულად წელია. მაგრამ, ნახ.59.4. ბ)-ზე კი ნაჩვენებია ამპლიტუდისა და ფაზის დისბალანსის ეფექტი, რაც საბოლოოდ აისახება შეცდომებში ციფრული სიგნალის აღდგენისას.

მონაცემთა გადაცემისას მოდულატორი ასრულებს შემდეგ ოპერაციებს:

- შემაჯავლი ბიტების დაჯგუფება კოდურ სიტყვაში თითოეული გადასაცემი სიმბოლოსათვის;

ქი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

- კოდური სიტყვების თავსებადობა ატრიბუტებთან, მაგალითად $x_i(t)$ და $x_q(t)$ სიგნალის ამპლიტუდებთან, ან ფაზებთან (სიხშირებთან);
- იმპულსის ფორმირება და გაფილტვრა, რათა შეიზღუდოს გატარების ზოლი, განხორციელდეს ეკვივალენტური სიგნალის ფორმირება (ჩვეულებრივ გამოიყენება სიგნალების ციფრული დამუშავება);
- $x_i(t)$ და $x_q(t)$ სიგნალების ციფრულ-ანალოგური გარდაქმნის შესრულება;
- მაღალსიხშირული სინუსოიდური (კვადრატული კოსინუსოიდური) შიდი სიგნალის გენერირება. მოდულაციის განხორციელება, მაგალითად შიდი სინუსოიდური სიგნალის გადამრავლება $x_i(t)$ და $x_q(t)$ სიგნალზე, შედეგად დაბალი სიხშირის ეკვივალენტური სიგნალი წაინაცვლებს შიდის სიხშირული ზოლისაკენ (შიდი სიგნალის სიხშირისაკენ). ეს საფეხური შეიძლება განხორციელდეს ციფრული სინთეზის მეთოდით, სადაც გამოიყენება სიგნალების ცხრილები ნაცვლად ანალოგური სიგნალის დისკრეტიზაციისა;
- გაძლიერება და ანალოგური ზოლური ფილტრაცია პერიოდული სპექტრის პარამონიკული დამახინჯებების თავიდან ასაცილებლად.

მიმდებ სისტემაში დემოდულატორი ასრულებს შემდეგ ოპერაციებს:

- ფაზურ ფილტრაციას;
- გაძლიერების ავტომატურ რეგულირებას (მიღევის კომპენსაციის მიზნით);
- შიდი სიგნალის სიხშირის წანაცვლებას ეკვივალენტური მოდულირებადი $x_i(t)$ და $x_q(t)$ სიგნალების მიმართ;
- დისკრეტიზაცია და ანალოგურ-ციფრული გარდაქმნა;
- ფილტრაცია, რომელიც დისკრეტული სიგნალების გათანაბრებას ან შეთანხმებას ახდენს, რათა თავიდან იქნეს აცილებული ფაზური დამახინჯებები, შესაბამისად, სიმბოლოების დამახინჯებები;
- $x_i(t)$ და $x_q(t)$ სიგნალების ამპლიტუდების, ფაზის ან სიხშირის იდენტიფიკაცია შიდი სიგნალში;
- ამპლიტუდის, ფაზის ან სიხშირის დაკვანტვა სიმბოლოთა უახლოეს მნიშვნელობამდე;
- დაკვანტური ამპლიტუდების, ფაზის ან/და სიხშირის ასახვა კოდურ სიტყვაში (ბიტებად დაჯგუფება);
- კოდური სიტყვების ბიტების ნაკადში პარალელურ/მიმდევრობითი გარდაქმნა;
- ბიტური ნაკადის გადაცემა დასაშუალებლად. კოდებში შეცდომების რედაქტირება ან/და წამლა.

ალბათობის სიმკვრივე იმისა, რომ ერთი კონკრეტული შემთხვევითი x პროცესი 0-დან, საშუალო 1-ანი დისპერსიით განხორციელდება, შეიძლება განვსაზღვროთ გაუსის შემთხვევითი განაწილების ნქიით:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{1}{2}t^2} dt = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right), \quad x \geq 0$$

x) - კოეფიციენტები განსაზღვრავს შეცდომის კოეფიციენტებს, რომელიც მიკუთვნება შემთხვევით ოცეს - თეთრ ხმაურს. მაგრამ, როგორც პრაქტიკა აჩვენებს, $Q(x)$ - წარმოადგენს შესანიშნავ

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

თეორიულ ეტალონს შედარებისათვის. მაგალითად, ბინარული ფაზის მანიპულაციისას (BPSK) ბიტების მიხედვით შეცდომის სიხშირე შეიძლება გაანგარიშებული იქნას გამოსახულებით:

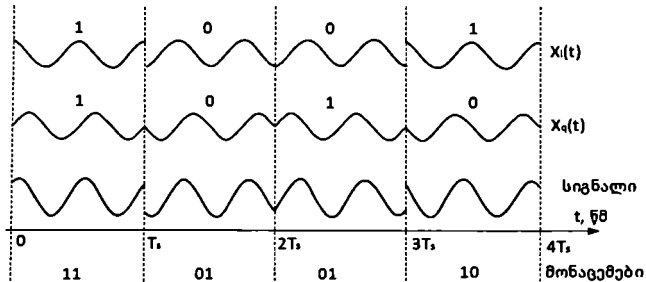
$$P_b = Q \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}. \quad (59.9)$$

N_0 ხმაურის სპექტრული სიმძლავრეა. QPSK-კვადრატული ფაზის მანიპულაციის სიგნალის მისაღებად იმავე ალბათობის სიმკვრივით, რაც აქვს BPSK-ბინარული ფაზის მანიპულაციის მქონე სიგნალს, საჭიროა 2-ჯერ დიდი სიმძლავრე, რადგან 2 ბიტი უნდა გადაიცეს ერთდროულად. შესაბამისად, სიმბოლოების შეცდომის სიხშირე შეიძლება გამოვსახოთ ტოლობით:

$$P_s = 1 - (1 - P_b)^2 = 2Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right) - Q^2 \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right)^2 \approx 2Q \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} = \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \right).$$

იმის გათვალისწინებით, რომ: $E_b = \frac{E_s}{2}$, საბოლოოდ შეცდომის ალბათობის სიხშირე სიმბოლოების მიხედვით, ანუ შეცდომით ამოვარდნილი სიმბოლოების სიხშირე განისაზღვრება გამოსახულებით:

$$P_s = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right). \quad (59.10)$$



ნახ.59.5. QPSK-კვადრატული ფაზის მანიპულაციის დროითი დიაგრამა. ორობითი მონაცემების ნაკადი წარეგება დროთა დერძე. ნაკადის ორი მზიდი კომპონენტია $x_i(t)$ და $x_q(t)$, ზოლო მათი რეზულტირების შედეგი მიღებული სიგნალი

მოდულირებული სიგნალის მიიღება ხდება შემთხვევითი ორობითი მონაცემთა ნაკადით. გვაქვს ორი მზიდი ტალდა, რომელთაგან ერთი წარმოადგენს კოსინუსოიდალურ ტალდას ($x_i(t)$), ზოლო მეორე სინუსოიდალურს ($x_q(t)$). კენტი ბიტები მიიღება სინფაზური მდგენელით, ზოლო ლუწი კვადრატული მდგენელით. რეზულტირებული სიგნალი წარმოადგენს ამ ორი კომპონენტის ჯამს. ფაზებში ნახტომი წარმოიქმნება მაშინ, როცა PSK იცვლის ფაზას ყოველი ბიტური პერიოდის დასაწყისში (ნახ.59.5.).

ციფრული კავშირის სისტემაში მოდულატორისა და დემოდულატორის პროექტირება ერთდროულად ხდება. ციფრული მოდულაციის სქემები წინასწარ არის ჩადებული (ინტეგრირებული) გადამცემ-მიმღებ სისტემებში (ტრიგერი, რეგისტრი). ამ სისტემებში გათვალისწინებულია ალგორითმი, რომელიც განსაზღვრავს, თუ როგორ ხდება სიმბოლოების კოდირება და მიწოდება კავშირის სისტემისთვის.

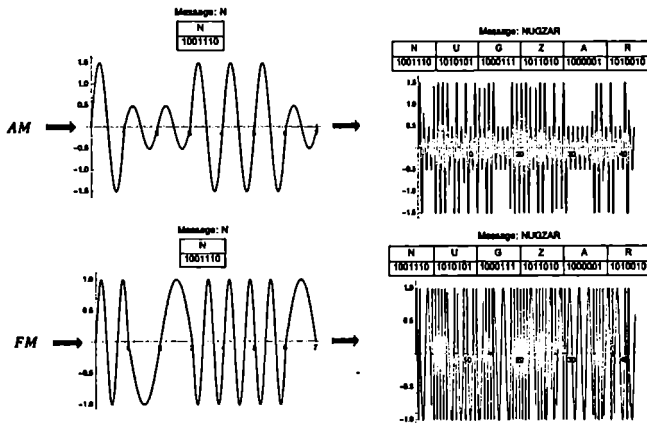
თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

ყველა კავშირის სისტემაში, როგორც მოდულატორი გადამცემში, ასევე დემოდულატორი მიმღებში, აგებულია ისე, რომ ისინი ასრულებენ შებრუნებულ ოპერაციებსაც. ე.ი. გადამცემში ამავე დროს არის მიმღებიც და პირიქით.

ASCII კოდების ანალოგური მოდულაცია

როგორც ვიცით, არსებობს სიმბოლოების კოდირების ASCII (American Standard Code for Information Interchange) სტანდარტი, რომელიც გამოიყენება ელექტრონული კავშირისას. ASCII კოდი წარმოადგენს სიმბოლოების (ტექსტური, რიცხვითი და ა.შ.) კოდირების საერთაშორისო სისტემას, რომელსაც იყენებს პრაქტიკულად უმრავლესი თანამედროვე საკომუნიკაციო და საინფორმაციო ტექნოლოგიები.

მაგალითად, ნახ.59.6.-ზე ილუსტრირებულია შეტყობინება "NUGZAR", რომელიც წარმოდგენილია ASCII კოდის სახით და გარდაქმნილია ანალოგურ AM და FM სიგნალად. ASCII კოდები წარმოადგენს ტექსტს კომპიუტერებში, სატელეკომუნიკაციო მოწყობილობებში და სხვა მოწყობილობებში. თითოეულ სიმბოლოს შესაბამება ბინარული რიცხვების „1“ და „0“-ის კომბინაცია. AM იყენებს მაღალ ამპლიტუდას (1.5) „1“-ის და დაბალ ამპლიტუდას (0.5) „0“-ების ფორმირებისას, ხოლო FM იყენებს მაღალ სიხშირეებს „1“-თვის და დაბალ სიხშირეებს „0“-ისათვის.

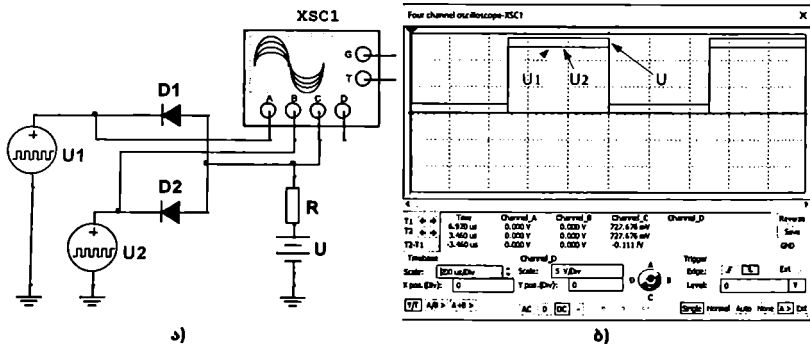


ნახ.59.6. AM და FM სიგნალის ფორმირება ASCII კოდებით გადასაცემი შეტყობინებისათვის

§60. ლოგიკური ელემენტები და ლოგიკური წრედები

განვიხილოთ როგორ ამუშავებს ციფრული სისტემები სხვადასხვა სახის ინფორმაციას. ინფორმაციის სახეობის მიხედვით ელექტრული ელემენტები იყოფა: ლოგიკურ, დამმასხვრებელ და დამხმარე ელემენტებად. ლოგიკური ფუნქციების ძირითად ელემენტებს წარმოადგენს მაგალითად: AND (და), OR (ან), NOT (არა). ელექტრულ წრედებში თითოეულ ლოგიკურ ფუნქციას პასუხობს ესა თუ ის წრედის უბანი.

თანხვედრის სქემა - AND. ამ სქემას კონიუქციურ სქემებსაც უწოდებენ (კონიუქცია - Conjunction). ნახ.60.1 ა) ზე წარმოდგენილია შემკრები სქემა AND. ნახ.60.1 ბ)-ზე გამოსაულია ოსცილოგრაფის ჩვენება იმპულსური წყაროებისათვის და მათი კონიუქციის შედეგი. A და B სიგნალის კონიუქცია ხორციელდება კონიუქციის ფუნქციით $A \wedge B$ ($A \cdot B$). ორივე შესასვლელზე დადებითი პოლარობის სიგნალის მოდებისას დიოდები იკეტება და გამოსავალზე ძაბვა იქნება $U_{გა} = U$ („1“). თუ ერთ-ერთ შესავალზე მიეწოდება დაბალი ძაბვის სიგნალი, მაშინ $U_{გა} < U$ ან $U_{გა} = 0$ და ამ შემავალი დიოდის გავლით გადის დენი. რადგან დია დიოდის წინაღობა r_D და წყაროს შიგა წინაღობა $r_{ფ}$ აქტიურ წინააღობაზე მცირეა: $r_D + r_{ფ} \ll R$, ამიტომ გამოსავალზე მიიღება დაბალი დონის სიგნალი („0“).



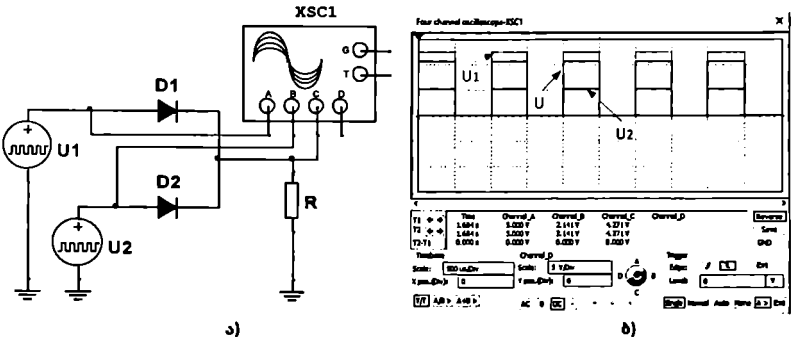
ნახ.60.1. ა) თანხვედრის სქემა - ლოგიკური ფუნქციის AND რეალიზაცია ელექტრული წრედით, ბ) ოსცილოგრაფის ჩვენება, როცა U_1 და U_2 წყარო ჩართულია

შემკრები სქემა - OR. მოცემულ სქემას დიზიუქციის სქემას უწოდებენ, რომელიც მათემატიკურად ჩაიწერება დიზიუქციის ფუნქციით $A \vee B$ ($A + B$). ნახ.60.2-ზე წარმოდგენილია შემკრების სქემა, ხოლო ბ)-ზე შესაბამისად, ოსცილოგრაფის ჩვენება. როგორც კი ერთ-ერთ შესასვლელს მიეწოდება მაღალი დონის იმპულსური სიგნალი, წრედში წარმოიქმნება დენი და გამოსავალზე მიიღება ძაბვა: $U_{გა} = I_{D1}R = U$ („1“). თუ მაღალი დონის სიგნალი მიეწოდება ორივე შესასვლელს, მაშინ გამოსავალზე მიიღება მაღალი დონის ძაბვა: $U_{გა} = (I_{D1} + I_{D2})R = U$.

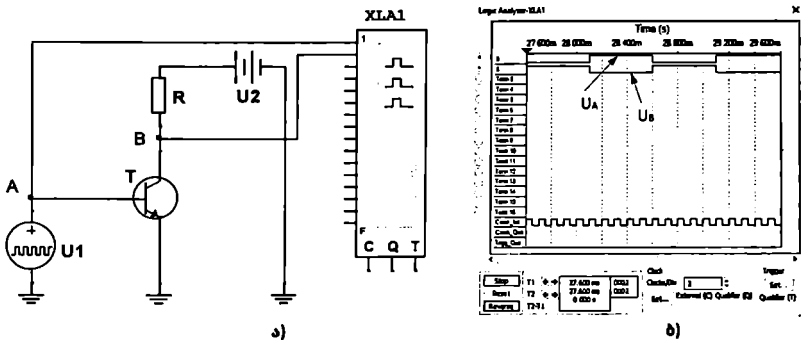
უარყოფის სქემა - NOT. ამ შემთხვევაში სრულდება ლოგიკური უარყოფის ფუნქცია, რომელიც მათემატიკურად ჩაიწერება $\neg A$, მას ინვენტორს უწოდებენ. მარტივ ინვენტორს წარმოადგენს ერთ კასკადიანი გამაძლიერებელი (ნახ.60.3 ა). ნახ.60.3 ბ)-ზე გამოსაულია XLA1 ლოგიკური ანალიზატორის ჩვენება, რომლითაც დასტურდება შემავალი (U_A) და გამომავალი (U_B) იმპულსების ინვერსიზებული ფაზები. ინვენტორის შესავალსა და გამოსავალზე სიგნალების ფაზები ურთიერთსაწინააღმდეგოა. თუ

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

შესასვლეზე მოვდებთ დადებით სიგნალს („1“, მაშინ ღია ტრანზისტორის გამოსავალზე მიიღება ძაბვა დაბალი ღონით, რაც შეესაბამება ლოგიკურ „0“-ს, და პირიქით.

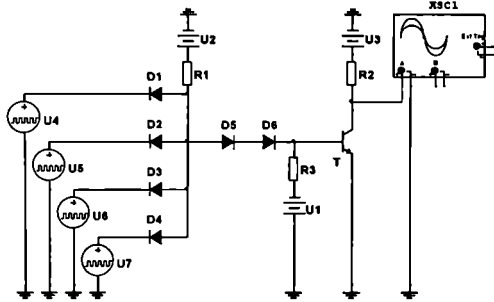


ნახ.60.2. ა) შემკრები სქემა ლოგიკური ფუნქციის OR რეალიზაცია ელექტრული წრდით, ბ) ოსცილოგრაფის ჩვენება, როცა U_2 წყარო გამორთულია



ნახ.60.3. ა) ინვეტორის სქემა, ლოგიკური ფუნქცია NOR-ის რეალიზაცია ელექტრული წრდით, ბ) XLA1 ლოგიკური ანალიზატორის ჩვენება, როცა U_A შემაჯალ იმპულსის ძაბვას, ხოლო U_B ინვერტირებული ძაბვას გამოსავალზე

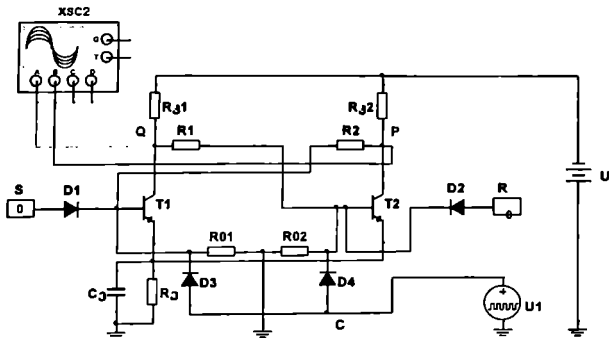
ინტეგრალური სქემები შეიძლება შეიგავდეს ათეულობით და ასეულობით ლოგიკურ ელემენტს. პერსონალური კომპიუტერების ძველ თაობებში გამოყენებული იყო დიოდური, შემდეგ დიოდურ-ტრანზისტორული და უფრო მოგვიანებით კი ტრანზისტორულ-ტრანზისტორული სქემები. მაგალითად ნახ.60.4-ზე წარმოდგენილია მარტივი დიოდურ-ტრანზისტორული AND-NOT სქემა. მოცემულ სქემაში ოთხი შესავალი დიოდი წყაროთი და R_1 წინაღობით, ქმნიან კონიუქტორს დადებითი სიგნალ-ბისათვის, ხოლო ტრანზისტორი და R_2 გამოსავლის წინაღობა კი ქმნის ინვეტორს. კონიუქტორსა და ინვეტორს შორის განთავსებული დიოდები D5 და D6 ზრდიან სქემის ჩაკეტვის ზღვარს, ანუ ზრდიან ელექტრონული ხმაურისადმი მდგრადობას. თუ ოთხივე შესავალ დიოდზე მოვდებთ სიგნალს, დიოდები ჩაკეტილი იქნება და ტრანზისტორის ბაზაზე იქნება მაღალი დადებითი პოტენციალი, რომელიც ხსნის ტრანზისტორის და გამოსავალზე მიიღება ძაბვა $U_{გვ} = U („1“)$.



ნახ.60.4. დიოდურ - ტრანზისტორული ტრიგერის AND-NOT სქემა

§61. ტრიგერი

როგორც აღვნიშნეთ, ინფორმაციის დამმასსოვრებელი მოწყობილობები ინახავს ინფორმაციას ბინარულ კოდში. განასხვავებენ პასიურ და აქტიურ დამმასსოვრებელ ელემენტებს. პირველ ჯგუფს მიეკუთვნება ისეთი დამგროვებელი მოწყობილობები, რომლებიც დამზადებულია მაგნიტური მასალებისაგან. ასეთი მასსოვრობის ელემენტი შეიძლება იყოს ფერომაგნიტური გულარი ორი კოჭათი. გულარის ერთი კოჭა, რომელიც წყაროს უერთდება, ღებულობს სიგნალს და მის შესავალზე გვაქვს ლოგიკური „1“, ხოლო მეორე კოჭაზე კი - „0“. რიცხვების ჩაწერა ხორციელდება, თუ მართვის კოჭას მივაწვდით 1 დენს. ეს დენი დაამაგნიტებს გულარს +B მაგნიტური ველით. ჩაწერილი ინფორმაციის წაკითხვა ხდება მართვის კოჭაში პაკეტის გაგზავნით - 1 დენით. ინფორმაციის წაკითხვისას ადგილი აქვს გულარის განმაგნიტებას. გამოსავალ კოჭაზე წარმოიქმნება ელექტრული იმპულსი. მასსოვრობის ამ ელემენტის უპირატესობა არის ის, რომ წყაროს გამორთვის შემთხვევაშიც კი, ის ინახავს ინფორმაციას (დამაგნიტებულობას).



ნახ.61.1. RS (Reset-Set) ტრანზისტორული ტრიგერის პრინციპული სქემა

დამგროვებელი მოწყობილობის მეორე ჯგუფს მიეკუთვნება ელექტრული მოწყობილობის ელექტრული მდგომარეობის მართვა. ასეთი ელემენტის მაგალითს წარმოადგენს ტრიგერი. ტრიგერს

გააჩნია ორი მდგრადი მდგომარეობა. ერთი მდგომარეობიდან გადასვლა მეორეში (სტარტი), რომელიც ხორციელდება გარე იმპულსით. ნახ.61.1-ზე წარმოდგენილია ტრანზისტორული ტრიგერის პრინციპული სქემა. იგი შეიცავს ორ ტრანზისტორს. T1 და T2 ტრანზისტორი ერთნაირია, შესაბამისად, თითოეული ტრანზისტორის სქემაში გამოყენებული ელემენტებიც ერთნაირია. მოცემული ტრიგერის სქემა შეიძლება განხილული იქნას, როგორც ორკასკადიანი გამაძლიერებელი უკუკავშირით. პირველი კასკადი T1 ტრანზისტორზე და მეორე კასკადი T2 ტრანზისტორზე დაკავშირებულია ერთმანეთთან R_{11} , R_{82} ძაბვის დამყოფი რეზისტორებით, ხოლო უკუკავშირი კი განხორციელებულია R_2 , R_{81} რეზისტორებით. უკუძაბვა მოედება R_{81} რეზისტორით. უკუძაბვის კომპლექსური ამპლიტუდა აღვნიშნოთ $\dot{U}_{კუ}$, რომელიც განისაზღვრება გამოსახულებით:

$$\dot{U}_{კუ} = \frac{R_{81}}{R_{81} + R_2} \dot{U}_{გაგ2} = \beta \dot{U}_{გაგ2} = \beta \dot{K}_1 \dot{K}_2 \dot{U}_{გეს1} = \beta K_{კუ} e^{j(2\pi)} \dot{U}_{გეს1}. \quad (61.1)$$

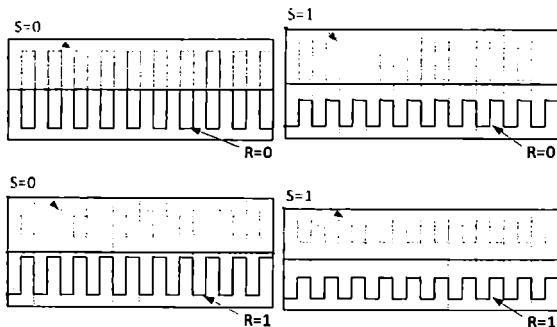
(54.1)-დან ჩანს, რომ $\dot{U}_{კუ}$ უკუძაბვის ფაზა ემთხვევა $\dot{U}_{გეს1}$ შესვლის ძაბვას. ე.ი. უკუკავშირი დადებითია. ტრიგერი არის ორკასკადიანი გამაძლიერებელი დადებითი უკუკავშირით. ტრიგერის ორივე ტრანზისტორის სქემა ზუსტად იდენტური, რომ ყოფილიყო ტრანზისტორების გავლით გაივლიდა ერთნაირი დენი და კოლექტორებსა და ბაზებზე ძაბვებიც ერთნაირი იქნებოდა. მაგრამ ეს ასე არაა. მამასაღამე ტრანზისტორების და თითოეული ტრანზისტორის სქემაში ჩართული წრედის ელემენტების სრული იდენტურობა არ გვაქვს. ვთქვათ გარკვეული მიზეზებით T1 ტრანზისტორის კოლექტორულ წრედში გადის უფრო მაღალი დენი ვიდრე T2- ტრანზისტორის კოლექტორულ წრედში. მაშინ U_{31} მცირდება, მაგრამ: $U_{31} = U_{31} + U_{R82}$, შესაბამისად, მეორე ტრანზისტორის ბაზაზე U_{R82} ძაბვის აბსოლუტური მნიშვნელობა მცირდება, რაც გამოიწვევს მეორე ტრანზისტორის კოლექტორული I_{32} დენის შემცირებას. უკუძაბვის გამო გაიზრდება U_{81} , რაც გამოიწვევს I_{31} დენის ზრდას. ეს პროცესი გაგრძელდება მანამდე, სანამ T2 ტრანზისტორი არ დაიკეტება. გვაქვს მდგომარეობა, როცა T1 ღიაა, ხოლო T2 ჩაკეტილი. ამ მდგომარეობას მდგრადი ეწოდება. დაკეტილი T2 ტრანზისტორის ბაზაზე ძაბვა განისაზღვრება R_{82} და R_9 რეზისტორებით: $U_{82} = -U_{R82} + U_9 > 0$. ძაბვისა და დენის ბიძგი T2 ტრანზისტორზე ძალიან ხანმოკლეა, ისე, რომ ნახ.61.2-ზე ის ასახულიც კი არაა. უკუძაბვის დენისა და ძაბვის ბიძგი გამაძლიერებელში დასაშვებია, თუ სინხრონთა ფართო დიაპაზონში სრულდება უტოლობა: $\beta K_{კუ} > 1$. უკუდენისა და ძაბვის ბიძგი შეწყდება, როცა $\beta K_{კუ} = 1$, რაც ყოველთვის რეალიზდება ტრანზისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის არაწრფივობის გამო.

ამრიგად, მდგრად მდგომარეობაში, ერთი ტრანზისტორი ღიაა და გადის მაქსიმალური დენი, ხოლო მეორე ტრანზისტორი დაკეტილია. დაკეტილი ტრანზისტორის მდგომარეობა შეესაბამება ლოგიკურ „1“-ს, ღია ტრანზისტორის მდგომარეობა შეესაბამება ლოგიკურ „0“-ს და ძაბვა მის გამოსავალზე თითქმის ნულია. ტრიგერის მდგომარეობა პირობითად აღვწერით Q გამოსავლით. Q გამოსავალი ინვერტირებადია. ტრიგერი ამ მდგომარეობაში შეიძლება იმყოფებოდეს მანამდე, სანამ გარე ძაბვა, ე.წ. სტარტის ძაბვა არ დაკეტავს T1 ტრანზისტორს, ან არ გააძნეოს T2 ტრანზისტორს. რომელიმე t_1 დროში $S = 1$ იმპულსის მიწოდებისას T1 ტრანზისტორი დაიკეტება და Q გამოსავალზე მიიღება მაღალი პოტენციალი $Q = 1$, რომელიც შენარჩუნდება, მაშასადამე ტრიგერი დაიმასსოვრებს S შესვლის ინფორმაციას. ასეა მივაწოდოთ იმპულსი R შესასვლელს ($R = 1$), მაშინ ჩაიკეტება ტრანზისტორი T2 და Q გამოსავალზე მიიღება მდგომარეობა $Q = 0$. D1-D4 დიოდები ტრიგერის წყაროსაგან იზოლირებისათვის გამოიყენება, დიოდები მხოლოდ გადამხრავად ატარებს იმპულსს წყაროდან დიოდისაკენ. ტრიგერის განხილულ სქემას RS ტრიგერი ეწოდება, R – Reset - გამორთვა, S – Set - ჩართვა. მას ქართულად ჩართვა-გამორთვის ტრიგერი შეიძლება ვუწოდოთ. S და R შესასვლელებს მიეწოდება გამძვები

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

სიგნალი და ხორციელდება გადატვირთვა. მათ მართვადი ან ინფორმაციული შესასვლელები ეწოდება. C წერტილში შესავალს კი თვლადი შესავალი ეწოდება (ე.წ. სინქრონიზაციის სიგნალისათვის).

ნახ.61.2-ზე გამოსახულია S და R შესასვლელების სხვადასხვა მდგომარეობა, როცა C წერტილში მიეწოდება სინქრონიზაციის მართეთხა იმპულსები. ნახაზზე P და Q გამოსასვლელებიდან მოხსნილი ოსცილოგრაფის ჩვენება $S = 0$ და $R = 0$ მდგომარეობაში ერთნაირია და აღწერს იდენტურ იმპულსებს, რომელიც მიეწოდება C შესავლიდან, მაგრამ უკეთ დაშვების მიზნით P წერტილიდან მოხსნილი სიგნალი წარმოდგენილია ინვერსირებული ფორმით.



ნახ.61.2. RS ტრიგერის P და Q გამოსასვლელებიდან ოსცილოგრაფის ჩვენებები S და R მართვადი შესასვლების სხვადასხვა რეგისტრში

ტრიგერის ფუნქციონირება აღიწერება ცხრილით 61.1.

ცხრილი 61.1. ტრიგერის ფუნქციური აღწერა

S	R	Q_{k+1}	ფუნქცია
0	0	Q_k	ინფორმაციის შენახვა
1	0	1	სიგნალი - 1 (SET)
0	1	0	სიგნალი - 0 (RESET)
1	1	-	აკრძალვა (NOT)

ტრიგერის გამოსავალზე დაბა Q_k იცვლება მმართველი შესასვლელების S და R ფუნქციის შედეგის შემდეგ და ხდება Q_{k+1} . თუ S და R შესასვლელებზე სიგნალი არ მიეწოდება, მაშინ გამოსავალზე გვაქვს დაბა Q_k , რომელსაც ქმნის ტრიგერის ქსელში ჩართული რომელიმე დაბვის წყარო (ეს შეიძლება იყოს იმპულსური, რიცხვითი, ცვლადი, მუდმივი და ა.შ.), ჩვენს შემთხვევაში, მას წარმოადგენს C შესავალზე მოდებული სინქრონიზაციის იმპულსი. S შესავალზე სიგნალის მიწოდებისას ტრიგერის გამოსავალზე გვექნება მდგომარეობა $Q_{k+1} = 1$. R შესავალზე სიგნალის მიწოდებისას ტრიგერის გამოსავალი გადადის ნულოვან მდგომარეობაში $Q_{k+1} = 0$. ერთი სიტყვით გამოსავალზე სიგნალი იცვლება კანონით:

$$Q_{k+1} = S + Q_k \bar{R} + x \cdot S \cdot R. \quad (61.2)$$

სადაც $\bar{R}$ - აღნიშნავს სიგნალს ინვერსირებული ფაზით, x - ტრიგერის განუსაზღვრელი მდგომარეობა. ჩვენს შემთხვევაში სრულდება პირობა $S \cdot R = 0$, ამიტომ (61.2) ტოლობის მეორე შესაყრები ნულის ტოლია. თუ ინფორმაციის ჩაწერა ხორციელდება შესავალზე სიგნალის უშუალო მიწოდებისას

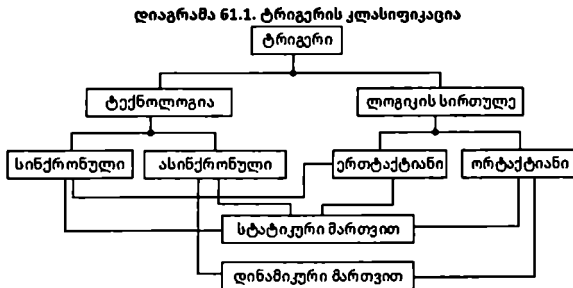
დამატებითი მასინქრონიზებული სიგნალის გარეშე, მაშინ ასეთ ტრიგერს ასინქრონული ეწოდება, მაგრამ თუ დამატებითი მასინქრონიზებული სიგნალი გამოიყენება, მაშინ ტრიგერს სინქრონული ეწოდება. ტაქტური იმპულსი მიეწოდება სპეციალური C შესასვლელიდან (ნახ.61.1). სინქრონიზაცია ხდება ტაქტური სიგნალის დონით ან ფორმით. ტრიგერი ტაქტური სიგნალით რეაგირებს S და R შესასვლელებზე მოდებულ სიგნალებზე. სინქრონიზაციის სიგნალი ტრიგერს მიეწოდება C შესასვლელიდან და ის მუდმივად რეაგირებს S და R შესასვლელებზე მოდებულ სიგნალებზე. ამ შემთხვევაში გამოსავალზე ძაბვა იცვლება კანონით:

$$Q_{k+1} = C(S + Q_k \bar{R}). \quad (61.3)$$

ტრიგერი ლოგიკის სირთულის მიხედვით შეიძლება იყოს ერთსაფეხურიანი - ერთტაქტიანი (Latch - საკეტი), ან ორსაფეხურიანი - ორტაქტიანი (Flip flop - ჩართვა-გამორთვა). ერთტაქტიანი ტრიგერი შედგება მხოლოდ ერთი საფეხურისაგან და მისი პირობითი გრაფიკული აღნიშვნაა - T სიმბოლო. ის როგორც წესი, არსებობს მხოლოდ სტატიკური მართვით (სინქრონიზაციის ტაქტური სიგნალი სტატიკურია).

ორტაქტიანი ტრიგერი შედგება ორი საფეხურისაგან, მისი პირობითი გრაფიკული აღნიშვნაა - TT სიმბოლო. ორსაფეხურიანი ტრიგერები შეიძლება იყოს სტატიკური მართვით ან დინამიკური მართვით. C შესასვლელიდან ინფორმაცია ჩაიწერება ჯერ პირველ საფეხურზე, მეორე ამ დროს დაბლოკილია. შემდეგ პირველ საფეხურზე ჩაწერილი ინფორმაცია კოპირდება მეორე საფეხურზე და პირველი საფეხური დაბლოკილია ჩაწერისათვის. გამოსავალზე სიგნალი გამოდის დაყოვნებით, რომელიც განისაზღვრება საფეხურებს შორის გადაცემის დროით. ორტაქტიან ტრიგერებს იყენებენ ისეთ სქემებში, სადაც შესავლის ლოგიკური ფუნქციები დამოკიდებულია გამოსავალზე. ამით ხდება დროითი ზედღებების თავიდან აცილება.

ამრიგად, ტრიგერების კლასიფიკაცია შეიძლება მოვასწინოთ ტექნოლოგიის (სინქრონული, ასინქრონული) და ლოგიკის სირთულის (ერთტაქტიანი, ორტაქტიანი) მიხედვით (დიაგრამა 61.1).



ციფრულ ელექტრონიკაში RS-ტრიგერის გარდა, ხშირად შევხვდებით სახელწოდებას JK-ტრიგერი. ეს სახელწოდება პირველად შემოტანილი იქნა ელდრიდ ნელსონის მიერ კომპანია Hughes Aircraft - ში მუშაობისას. ნელსონმა ლოგიკური სქემების დამუშავებისას ტრიგერის შესასვლელი წყვილი აღნიშნა „J“ (input) და „K“ (input) სიმბოლოებით, რომელიც დააპატენტა 1953 წელს. JK-ტრიგერის მოქმედების პრინციპი RS-ტრიგერის ანალოგიურია, ერთი გამოწვევის გარდა. „1“-ის მიწოდებისას ორივე J და K შესასვლელზე ტრიგერის მდგომარეობა იცვლება საწინააღმდეგოდ, ე.ი. სრულდება ინვერსიის ოპერაცია, განსხვავებით RS-ტრიგერისაგან, რომლის მდგომარეობა, როცა: $R = 1, S = 1$,

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

მკაცრად გადადის საწყის მდგომარეობაში „0“. JK-ტრიგერის ფუნქციონირების ალგორითმი ჩაიწერება გამოსახულებით:

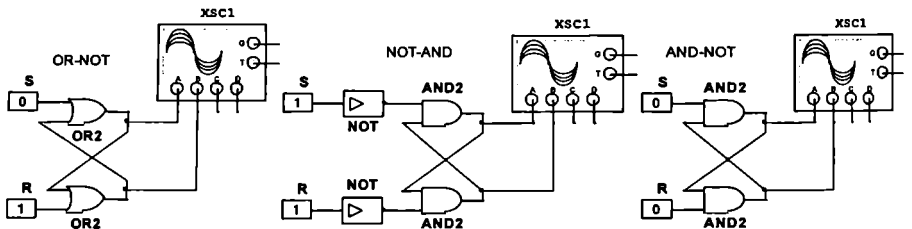
$$Q_{k+1} = J \cdot \overline{Q_k} + \overline{K} \cdot Q_k, \quad (61.4)$$

ლოგიკური თანხვედრის (AND) - იგივე კონიუქციური, შემაჯები (OR) - იგივე დიზიუქციური და უარყოფის (NOT) - იგივე ინვენტორული სქემების პირობითი აღნიშვნები მოცემულია დანართ 6-ზე. აქვე წარმოდგენილია ისეთი ლოგიკური სქემების პირობითი აღნიშვნები, როგორიცაა NOT-OR, AND-NOT. გარდა ამისა, წარმოდგენილია ორი და სამი შესასვლელიანი პირობითი გრაფიკული აღნიშვნები დღეისათვის არსებულ ორ საერთაშორისო სისტემაში (ANSI Y32.2, იგივე IEEE Std 315-1975 და IEC 60617). ცხადია შესაბამის ლოგიკური სქემები შეიძლება იყოს უფრო მეტ შესასვლელიანი და შესაბამისად, პირობითი გრაფიკულ აღნიშვნებს ემატება შესასვლელი ფეხები.

ციფრულ ელექტრონიკაში SR ტრიგერი სრულდება ლოგიკურ ელემენტების OR, AND და NOT საფუძველზე. ნახ.61.3-ზე წარმოდგენილია RS ტრიგერის სხვადასხვა კომბინაცია.

იგივე სქემები მარტივად შესრულდება შედგენილი ლოგიკური ელემენტების NOR (NOT-OR), NAND (NOT-AND) ან სხვა საფუძველზე.

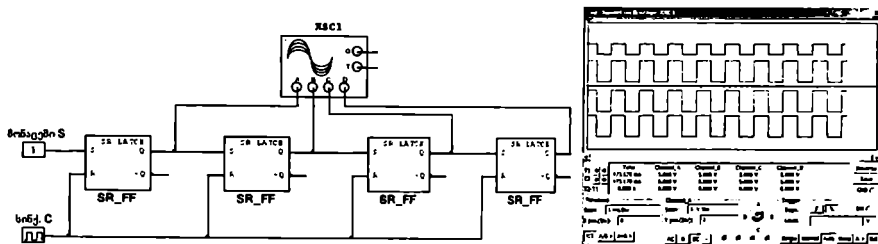
თანამედროვე კომპიუტერები და ციფრული ტექნიკა სწორედ ამ მარტივი ლოგიკური ელემენტების საშუალებით ასრულებს რთულ ოპერაციებს და რაც მთავარია, ამ ოპერაციების შესრულებისას და სათანადო შედეგის გამოტანისას მნიშვნელოვანია სიჩქარე. ლოგიკური სქემები, რომლებსაც ციფრული ტექნიკის ესა თუ ის ფუნქციონალური ელემენტი იყენებს შეიძლება იყოს საკმაოდ რთული. ფუნქციონალური დატვირთვების მიხედვით შეიძლება გამოვყოთ რამდენიმე კვანძი, რომელსაც უპირატესად იყენებს ციფრული ტექნიკა.



ნახ.61.3. ლოგიკურ ელემენტებზე დაფუძნებული ტრიგერების სხვადასხვა კომბინაცია

§62. რეგისტრი

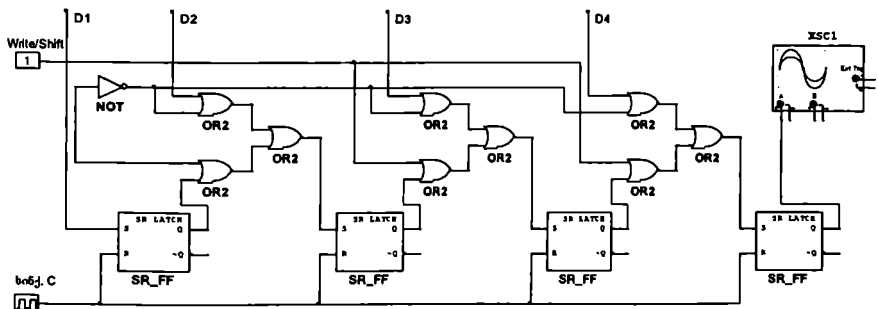
რეგისტრი - წარმოადგენს კვანძს, მრავალთანრიგიანი რიცხვების შესანახად. რეგისტრი ახორციელებს რიცხვების თანრიგის წანაცვლებას, რიცხვების ჩაწერის თანმიმდევრობის (მწკრივის Serial) ცვლილებას პარალელური (Parralel) ჩაწერის ფორმით და პირიქით. მაგალითად, ნახ.62.1-ზე წარმოდგენილია Shift-რეგისტრი, რომელშიდაც მონაცემების შეტანა ხდება თანმიმდევრობით (Serial), ხოლო გამოტანა პარალელურ რეჟიმში.



ნახ.62.1. 4-თანრიგიანი Shift-რეგისტრის სქემა, რომელიც ქმნის თანმიმდევრობით - ინფორმაციის შეტანის და პარალელურად - ერთდროული გამოტანის შესაძლებლობას. ოსცილოგრაფზე გამოტანილი იმპულსები თავლსაჩინოებიათვის წანაცვლებულია ყ - ღერძის მიმართ

ამ კონფიგურაციაში, თითოეული ტრიგერის მოქმედება სინქრონიზირდება Clock სიგნალის სიხშირით.

ნახ.62.2-ზე კი პირიქით, გამოსახულია რეგისტრის სქემა, რომელიმდეც მონაცემების შეყვანა D1-დან D4 შესასვლელებზე პარალელურ ფორმატში ხდება, ხოლო გამოტანა თანმიმდევრობით ხორციელდება. D1-ი შეივადს ყველაზე მნიშვნელოვან ბიტს. მონაცემების რეგისტრში ჩასაწერად Write/Shift მართვის შესავალში სიგნალი უნდა იყოს დაბალი დონის. მონაცემების გადასატანად კი პირიქით მაღალი დონის და ხდება რეგისტრების ჩართვა.



ნახ.62.2. 4-თანრიგიანი Shift-რეგისტრის სქემა - ტრიგერების თანმიმდევრობა ქმნის პარალელურად (ერთდროულად) ინფორმაციის შეტანის და თანმიმდევრობით გამოტანის შესაძლებლობას

რეგისტრი წარმოადგენს კომპიუტერული მეხსიერების ელემენტს. ერთი ბიტი ინფორმაციის შესანახად (0 ან 1), როგორც უკვე აღვნიშნეთ გამოიყენება ტრიგერი. რეგისტრში ხორციელდება ინფორმაციის მიღება და პარალელურად გაცემა, რა თქმა უნდა, ციფრულ ფორმატში, ამიტომ ის აერთიანებს რამდენიმე ტრიგერს. მაგალითად 8 ტრიგერის გაერთიანების შემთხვევაში ვღებულობთ

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

8-თანრიგიან რეგისტრს (8-ბიტანი რეგისტრი). დღეს - დღეობით გვაქვს 16, 32, 64, 128 თანრიგიანი რეგისტრები. თუ რეგისტრთა კომპლექსი თანმიმდევრობით ღებულობს ან გასცემს ინფორმაციას, მას ეწოდება წანაცვლებადი ე.წ. Shift-რეგისტრი. მაგალითად, პირველი ინფორმაცია მიეწოდება n -ურ რეგისტრს, მომდევნო $n - 1$ და ა.შ. Shift-რეგისტრები გამოიყენება გამრავლებისა და გაყოფის ოპერაციების შესასრულებლად.

ორობით სისტემაში რიცხვის თანრიგის წანაცვლება გულისხმობს ამ რიცხვის გამრავლებას 2^n -ზე, ან 2^{-n} -ზე, იმის და მიხედვით თუ საით წანაცვლებს რიცხვის თანრიგი მარცხნივ (ზრდადი მიმართულება) თუ მარჯნივ (კლებადი მიმართულება). რეგისტრები ინფორმაციის თანმიმდევრობით შეტანა-გამოტანის სისტემით, ინფორმაციის დაყოვნებას ახდენს n ტაქტით.

ამრიგად, რეგისტრები წარმოადგენენ მრავალფუნქციურ კვანძებს. რა თქმა უნდა რეგისტრთა უამრავი ნაირსახეობაა, მაგრამ ერთ-ერთი მათგანი, რომელიც წარმოდგენილია ნახ.62.3-ზე ასახავს მოწყობილობას 4014BP-ს (multisim კომპონენტი), რომელიც არის სრულად სინქრონული, 8-თანრიგის, სტატიკური წანაცვლების Shift-რეგისტრი. ამ რეგისტრს გააჩნია 8 სინქრონული პარალელური შესასვლელი (P0-P7), მონაცემთა შეტანის სინქრონული თანმიმდევრობით (DS), მონაცემთა პარალელურად შეტანის სინქრონული ნებართვის შესაძლებლობით (PE). CP წარმოადგენს ტრიგერულ ტაქტურ შესავალს, ხოლო OS-O7 - ბოლო სამი კასკადის პარალელური გამოსასვლელია.

თანმიმდევრობითი ოპერაციები



ნახ.62.3. რვა თანრიგის სრულად სინქრონული რეგისტრი 4014 და ოპერაციების შესრულების პარამეტრები

აღსანიშნავია, რომ Shift-რეგისტრის სერიული წარმოება განხორციელდა მიკროპროცესორის სახით (სურ.62.4), რომელიც სხვადასხვა დანიშნულებით გამოიყენება. თუმცა მათი უპირველესი დანიშნულება არის მონაცემთა შეტანის დაყოვნების ორგანიზება. გარდა ამისა, Shift-რეგისტრი გამოიყენება, აგრეთვე, იმპულსის გაგანიერებისათვის, რასაც ტელეკომუნიკაციაში (და არა მხოლოდ) განსაკუთრებული მნიშვნელობა აქვს.

გარდა ტრიგერისა, ციფრულ ელექტრონიკაში შეიძლება შეგვხვდეს სხვა შედგენილი ლოგიკური ელემენტებიც, როგორიცაა მაგალითად:

- **მაჯამებელი (Summator)** - კვანძი, რომელიც ახორციელებს ორი რიცხვის აჯამებას;
- **მთვლელი (Counter)** - კვანძი. იგი განკუთვნილია იმპულსების რეგისტრაციისათვის და დასათვლელად. ცხადია ითვლება ის იმპულსები, რომელიც მის შესასვლელში მოხვდება.



სურ.62.4. Toshiba TC4015BP - 4 თანრიგის მიკროპროცესორი. თანმიმდევრობითი შეტანა/პარალელური გამოტანა

მთვლელის ძირითად პარამეტრს წარმოადგენს თვლის მოდული (ტევადობა) K_C , რომელიც განსაზღვრავს რაოდენობრივ ზომას, თუ საერთოდ რამდენი იმპულსი შეიძლება დათვლილი იქნას. მთვლელი შედგება მიმდევრობით შეერთებული ტრიგერებისაგან. თითოეული ტრიგერი მუშაობს, როგორც მთვლელი $K_C = 2^n$ თანრიგით, n - ამ შემთხვევაში ტრიგერების რაოდენობას, ანუ თანრიგს განსაზღვრავს. მთვლელი შეიძლება იყოს მაჯამებული, გამომრიცხველი ან რევერსული. მაჯამებული პირდაპირ დათვლას აწარმოებს, გამომრიცხველი - პირიქით უკუდათვლას, ხოლო რევერსული შეიძლება ითვლიდეს პირდაპირ და უკუმიმართულებით.

- **შიფრატორი და დეშიფრატორი (Encoder and decoder)** - კვანძები, რომლებიც ციფრული კოდების გარდაქმნას.

თითოეული ამ ციფრული ელემენტის მოქმედების პრინციპი ტრიგერის იდენტურია, ცხადია მათ სხვადასხვა ფუნქციური მახასიათებლები აქვთ, ამიტომ მათ დეტალურ განხილვას ადარ შეუძლებელია.

§63. ინტეგრალური ტექნიკა

1949 წელს ტრანზისტორის გამოგონებამ და შემდეგ ტრანზისტორული ტექნიკის განვითარებამ მიგვიყვანა რადიოელექტრონიკის ახალ ერამდე. ტრანზისტორების მასისა და გაბარიტების შემცირებამ მეცნიერებს საშუალება მისცა პასიური ელემენტებიც დაეშალდებინათ მინიატურული ზომით. 1950 წლიდან განვითარდა რადიოელექტრონული მოწყობილობების მოდულური სისტემა. მოდული - წარმოადგენს ფუნქციონალურად დასრულებულ მონოლითურ სქემას. 1952 წელს ბრიტანელმა რადიოტექნიკოსმა **ჯეფრი დამმა (Geoffrey Dummer 1909-2002)** პირველმა წამოაყენა მოსაზრება ელექტრონული ელემენტების ერთ ნახევარგამტარულ კრისტალში გაერთიანებასთან დაკავშირებით. ამ იდეის განხორციელება დაიწყო 1958 წლიდან, როდესაც ნახევარგამტარების წარმოებაში მოხდა ფუნდამენტური გადარევა და მოხერხდა ინტეგრალურ სქემაში ინტეგრირებული ელექტრონული ელემენტების ერთმანეთისაგან და კორპუსისაგან ელექტრული იზოლირება.

მოდული შეიცავდა ერთ ან რამდენიმე პლატის ერთობლიობას, რომლებიც თავის მხრივ, ერთ ან რამდენიმე ტრანზისტორულ მოწყობილობებს შეიცავდა, როგორიცაა: გამმართვლები, გამძლიერებლები, გენერატორები. რადგან ტრანზისტორული მოწყობილობები დაბალ სიმძლავრეანია, ამიტომ მოდულებიც მოიხმარდნენ დაბალ სიმძლავრეს და შესაძლებელი გახდა მათი დამზადება თვით ტრანზისტორის ზომითაც კი, ზომები დაახლოებით 100 μ m მცირე იყო ვიდრე მილაკიანი ხელსაწყოების გაბარიტები. გაიზარდა აპარატურის სიმკვრივე, შემცირდა ფასი და კომფორტული გახდა მისი ექსპლუატაცია. საჭიროების დროს, შესაძლებელი გახდა გამოცვლილიყო მთლიანად მოდული და არა რომელიმე კონკრეტული რადიოელექტრული მოწყობილობა.

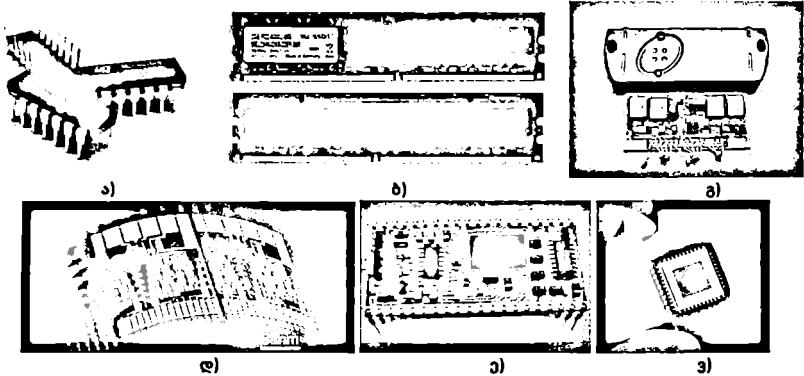
მოგვიანებით დამზადდა ე.წ. მიკრომოდულები, რომლებიც მოდულების ანალოგური იყო, მაგრამ მათი გაბარიტები 10-20-ჯერ მცირე გახდა. ერთ კვადრატულ სანტიმეტრზე დიდი სიმჭიდროვის ნახევარგამტარული მოწყობილობების განთავსება გახდა შესაძლებელი. მექანიკური დაზიანებისაგან დაცვის მიზნით მთელი მიკრომოდული იყო დაფარული დიელექტრიკული ფენით (ნახ.63.1. ა).

რადიოელექტრონიკაში რევოლუციური გარდაქმნა მოხდა 1960-იან წლებში, როცა გამოგონებულ იქნა ინტეგრალური ტექნოლოგიები. ინტეგრალური ტექნოლოგიები არის ტექნოლოგიური პროცესების კომპლექსი, რომელიც საშუალებას იძლევა დიდი რაოდენობის ელექტრული ელემენტი ფუნქციურად დააკავშიროს ერთმანეთთან. ინტეგრალური სქემა - მიკროსქემა, წარმოადგენს ფუნქციურად დასრულებულ კვანძს, რომელიც შესრულებულია ინტეგრალური ტექნოლოგიის საფუძველზე. ის

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

ისე შეიძლება დამზადდეს, რომ ერთი კრისტალის მოცულობაში ფორმირდება ყველა აქტიური და პასიური ელემენტი. ასეთ მიკროსქემებს ნახევარგამტარული მიკროსქემები უწოდეს (ნახ.63.1. ბ).

მიკროსქემების დამზადების ტექნოლოგიის მიხედვით განასხვავებენ, ნახევარგამტარულ და ჰიბრიდულ ტექნოლოგიებს. ჰიბრიდული ტექნოლოგია ერთი მხრივ შეიცავს ინტეგრალურ მიკროკრისტალს, მეორე მხრივ, ცალკეულ ელექტრულ ელემენტებს (ტრანზისტორი, რეზისტორი, კონდენსატორი და ა.შ.). ტექნოლოგიური სირთულის რაოდენობრივი შეფასებისათვის გამოიყენება $\tau = \ln N$ კოეფიციენტი, სადაც N - არის მიკროსქემაში შემავალი ელემენტების რიცხვი. მაგალითად, მეორე ხარისხის ინტეგრირებული მიკროსქემა შეიცავს დაახლოებით 100 ელემენტს. არსებობს მესამე ($N \sim 10^3$), მეოთხე ($N \sim 10^4$) და მეხუთე ($N \sim 10^5$) ხარისხის ინტეგრალური სქემები. ყველაფერი ეს მოთავსებულია მინიატურული ზომის ნახევარგამტარულ კრისტალში, რომლის მასაც სულ რაღაც რამდენიმე მილიგრამია. ჰიბრიდული მიკროსქემები (ნახ.63.1. გ) დაბალი ხარისხის ინტეგრალური სქემებია (პირველი ან მეორე), რომლებიც ცხადია შედგება ნახევარგამტარული კრისტალისაგან და ელექტრული კვანძებისაგან.



ნახ.63.1. მიკროსქემების ნაირსახეობები: ა) ინტეგრალური მიკროსქემა, ბ) ოპერატიული მეხსიერება³³, გ) ჰიბრიდული მიკროსქემა; დ) ელასტიურ პლასტიკურ დატანილი ნახშირბადის ნაწილაკებისაგან დამზადებული თხელფენოვანი ინტეგრალური სქემა; ე) ფაიფურის საფუძველზე აგებული სქელფენიანი ჰიბრიდული მიკროსქემა; ვ) CCD-სენსორები³⁴

თხელფენოვანი მიკროსქემა წარმოადგენს პასიური ელემენტების ფუნქციურ კომპლექსს, რომელიც დატანილია ვაკუუმში დიელექტრიკულ ზედაპირზე (ნახ.63.1. დ). შემდეგ საჭირო კვანძ-წერტილებში მას ერჩილება აქტიური ელემენტების გამოყვანილი მანქვლები.

³³ ოპერატიული მეხსიერება - RAM (Random Access Memory). მას გააჩნია გამჭვირვალე ფანჯარა, საიდანაც ჩანს შიდა ინტეგრირებული სქემა. ეს ფანჯარა საშუალებას იძლევა, წაიშალოს დამასოვრებული მონაცემები ძლიერი ულტრაიისფერი გამოსხივების მეშვეობით, რომელიც წამშლელ მოწყობილობას გააჩნია

³⁴ CCD (Charge Couple Device) - სენსორები წარმოადგენს ინტეგრალურ სქემას. ის შეიცავს ერთმანეთთან დაკავშირებულ ან დაწყვილებულ კონდენსატორთა მასივს. გარე წრედის მართვით, ყოველ კონდენსატორს შეუძლია გადასცეს ელექტრული მუხტი მეზობელ კონდენსატორს. CCD-სენსორები წარმოადგენს ერთ-ერთ ძირითად ტექნოლოგიას, რომელიც გამოიყენება გამოსახულების ციფრული დამუშავებისას (ფოტოგრაფია, სპექტროსკოპია და ა.შ.).

არსებობს სქელფუნქციონირება ტექნოლოგიაც, რომელიც ითვალისწინებს ფაიფურის ფუძეზე სპეციალური მიკროელემენტებისა და აქტიური ელემენტებისათვის გამოყვანილი მანქანების დატანას (ნახ.63.1. გ), ე). მას უკეთდება სპეციალური იზოლაციური ფენა.

დასამუშავებელი სიგნალის სახის მიხედვით, მიკროსქემა კლასიფიცირდება ანალოგურ და ციფრულ ტექნოლოგიად. ციფრული ტექნოლოგია ეფუძნება იმპულსურ, დისკრეტულ სიგნალებს, ხოლო ანალოგური უწყვეტ სიგნალებს. ინტეგრალური მიკროსქემები გამოიყენება ოპტიკური გამოსახულების ციფრული დამუშავების ტექნოლოგიებში (ნახ.63.1. ვ).

წარმოებაში მიკროსქემები გამოდიოდა სერიის მიხედვით. სერიაში შედის სხვადასხვა ფუნქციონალური დანიშნულების მიკროსქემები, მაგრამ ერთნაირი კვების ბლოკებით, შემაჯალი სიგნალის ტიპით და გარე ზემოქმედების მიხედვით.

ინტეგრალური სქემა განკუთვნილია სიგნალების გარდასაქმნელად ანალოგურიდან - ციფრული სახით (აგ - ანალოგურ-ციფრული გარდაქმნელი), ან პირიქით ციფრულიდან - ანალოგური სახით (ციფრულ - ანალოგური გარდაქმნელი). ის შეიძლება შედგებოდეს მრავალი ლოგიკური ელემენტისაგან. შედარებით უნივერსალური არის მიკროპროცესორები. მიკროპროცესორები წარმოადგენს მიკროსქემებს, რომლებიც ინტეგრალური სქემის ერთ ან რამდენიმე ფუნქციას ასრულებს. მიკროპროცესორები პროგრამულად-მართვადი მიკროსქემებია და ის შეიძლება ასრულებდეს გარკვეულ ბრძანებათა კომპლექსს.

მიკროპროცესორების დასაშვადებლად რამდენიმე ეტაპია საჭირო:

- პირველ ეტაპზე დგინდება ტოპოლოგიური მახლონი, რომელიც გადაეცემა წარმოებას;
- შემდეგ ეტაპზე ნახევარგამტარულ კრისტალზე ხორციელდება პასიური ელემენტების ლეგირება;
- შემდეგ ეტაპზე პრინციპული ელექტრული სქემის აგება, რაც გულისხმობს პასიურ ელემენტებს შორის პირდაპირი და უკუკავშირების აგებას;
- შემდეგ ეტაპს ეწოდება ტექნიკური დონე, რომელზედაც ხორციელდება ტრიგერების, კომპარატორების, მიფრატორების, დემიფრატორების და ა.შ. ფორმირება;
- შემდეგ ეტაპს მიეკუთვნება ლოგიკური დონე, რომელზედაც ხორციელდება ლოგიკური ინვეტორების ფორმირება და ისეთი ელემენტების გამოყენება, როგორიცაა OR-NOT, AND-NOT და ა.შ.
- დასკვნით ეტაპს მიეკუთვნება პროგრამული დონე, რომელიც პროგრამისტს საშუალებას აძლევს დამუშავებული მოდელი გამოიყენოს ვირტუალური სქემის სახით.

დღეისათვის ინტეგრალური სქემების პროექტირება ხორციელდება სპეციალური საბჭო-მატიზირებული მოწყობილობით, რომლებიც საშუალებას იძლევა გაცილებით დაჩქარდეს და ავტომატიზირებული გახდეს მიკროპროცესორების წარმოება, მაგალითად ტოპოლოგიური ფოტო-მახლონის მიღება და ა.შ.

თავი XIII. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი

§64. რადიოტალღების სპექტრი

ტალღების გავრცელების თეორია ყველაზე ნაკლებად მგრძნობიარეა იმ ტექნოლოგიური ცვლილებებისადმი, რომლებიც ბოლო წლებში განხორციელდა. ძირითადი პრინციპები, რომლებიც ტალღების გავრცელებას (გადაცემას) აღწერს, დღესაც იგივეა, რაც თუნდაც 70 წლის წინ. შეიძლება ვიფიქროთ, რომ ამ პრინციპების საფუძვლიანი გაგება შედარებით მარტივი ამოცანაა.

რადიოტალღებს (რადიოსიხშირეებს), რომლებიც გამოიყენება რადიოტექნიკაში 10 000 მ (30 კმ) დან – 0.1 მ (3000 გმ) – მდე დიაპაზონი უკავიათ. ეს არის ელექტრომაგნიტური ტალღების ფართო სპექტრის ნაწილი. რადიოტალღების შემდეგ (ტალღის სიგრძის შემცირების ან სიხშირის გაზრდის შედეგად) მიიღება სითბური ან ინფრარითული სხივები, შემდეგ მოდის ხილული სინათლის ვიწრო დიაპაზონი, შემდეგ ულტრაიისფერი, რენტგენის და გამა სხივები. ეს ტალღები ერთმანეთისაგან განსხვავდებიან ტალღის სიგრძით და შესაბამისად, სიხშირით. თუმცა მთელი ამ სპექტრის წარმოდგენა ისე, რომ თითქოს მათ შორის რაიმე მკვეთრი საზღვარია შეუძლებელია. ეს დაყოფა პირობითია. ისინი ერთმანეთში გადადიან უწყვეტად, ხოლო ზოგიერთ შემთხვევაში კი ერთმანეთს ფარავენ. რადიოტალღების მთელი სპექტრი საერთაშორისო შეთანხმების შესაბამისად, დაყოფილია ცხრილი 64.1-ში წარმოდგენილ დიაპაზონებად.

ცხრილი 64.1. რადიოტალღების სპექტრი სიხშირის და ტალღის სიგრძის მიხედვით

სიხშირული დიაპაზონი	დიაპაზონის დასახელება	დიაპაზონში ტალღის დასახელება	ტალღის სიგრძე
3–30 კმე	ძალიან დაბალი სიხშირეები	მირიამეტრული	100–10 კმ
30–300 კმე	დაბალი სიხშირეები	კილომეტრული	10–1 კმ
300–3000 კმე	საშუალო სიხშირეები	ჰექტომეტრული	1–0.1 კმ
3–30 მგე	მაღალი სიხშირეები	დეკამეტრული	100–10 მ
30–300 მგე	ძალიან მაღალი სიხშირეები	მეტრული	10–1 მ
300–3000 მგე	ულტრა მაღალი სიხშირეები	დეციმეტრული	1–0.1 მ
3–30 გმე	ზემაღალი სიხშირეები	სანტიმეტრული	10–1 სმ
30–300 გმე	ზღვრულად მაღალი სიხშირეები	მილიმეტრული	10–1 მმ
300–3000 გმე	ჰიპერმაღალი სიხშირეები	დეციმილიმეტრული	1–0.1 მმ

მაგრამ ეს დიაპაზონები ძალიან ზოგადია და თავის მხრივ დაყოფილია უზნებლად, რომლებშიც შედის ე.წ. რადიოსამაუწყებლო და სატელევიზიო დიაპაზონები, დედამიწის ზედაპირული და საჰაერო, კოსმოსური და საზღვაო დიაპაზონები, დიაპაზონი მონაცემთა გადაცემისათვის, სამედიცინო დიაპაზონი, რადიოლოკაციისა და რადიონავიგაციის დიაპაზონი და ა.შ. ყოველ რადიოსამსახურს გამოყოფილი აქვს თავისი კუთვნილი სიხშირული დიაპაზონი ან ფიქსირებული სიხშირეები. ამიტომ ბევრი სამსახური იყენებს საკუთარ „შიგა“ ტერმინოლოგიას.

მაგალითად, მოძრავ ობიექტებთან კავშირი იყოფა მოცემულია ცხრილი 64.2-ში.

ცხრილი 64.2. მოძრავ ობიექტებთან კავშირის რადიოტალღების სპექტრი

ტერმინი	სიხშირული დიაპაზონი	განმარტება
მოკლეტალღოვანი დიაპაზონი	3–30 მგჰც	გავრცელების თავისებურებების გამო ძირითადად გამოიყენება მორეული კავშირებისას.
«Citizen – Band»	25.6–30.1 მგჰც	სამოქალაქო დიაპაზონი, რომლითაც შეიძლება სარგებლობდნენ კერძო პირები. სხვადასხვა ქვეყანაში ამ დიაპაზონში გამოყოფილია 40–დან 80–მდე ფიქსირებული სიხშირე (არხი).
«Low Band»	33–50 მგჰც	მოძრავ ობიექტებზე შორის კავშირი დედამიწაზე.
ულტრამოკლე ტალღები	136–174 მგჰც	შეღარებით გავრცელებული დიაპაზონი მოძრავ ობიექტებთან დასაკავშირებლად.
დეციმეტრული ტალღები	400–512 მგჰც	დეციმეტრული ტალღები, ხშირად მას ულტრამოკლე დიაპაზონში (უმდე) აერთიანებენ და გულისხმობენ, რომ უმდე მოქცეულია 136 მგჰც-დან 512 მგჰც-მდე.
«800 მგჰც» >	806–825 მგჰც 851–870 მგჰც	მობილური კავშირები.

ძირითადად გამოყოფილი აქვს სიხშირული დიაპაზონი (ები), რომელებიც რეგულირდება ტელეკომუნიკაციების საერთაშორისო კავშირის (ITU³³) მიერ. მაგალითად საზღვაო არხებისათვის გამოყოფილია სიხშირული დიაპაზონი 156.000 მგჰც-157.000 მგჰც შუალედი. საერთაშორისო კლასიფიკაციით 156.050 მგჰც სიხშირეს შეესაბამება საზღვაო სიხშირეების 1-ლი არხი, ყოველი 50 მგჰც-იანი ბიჯით იზრდება არხის ნომერი. 16-ე არხს შეესაბამება საზღვაო სიხშირე 156.800 მგჰც. 16-ე არხი მიღებულია საერთაშორისო საზღვაო საკომუნიკაციო არხად. ასევე ტელეკომუნიკაციების საერთაშორისო კავშირის (ITU) რადიორეგლმენტით რეგულირდება საქართველოს სამოყვარულო რადიოსადგურებისათვის გამოყოფილი სიხშირეები, რომელიც განსაზღვრულია, აგრეთვე „საქართველოს კომუნიკაციების ეროვნული კომისიის საქმიანობის მარეგულირებელი წესებით“ (იხ. ცხრილი 64.3).

ცხრილი 64.3. საქართველოს სამოყვარულო რადიოსადგურების სიხშირეები

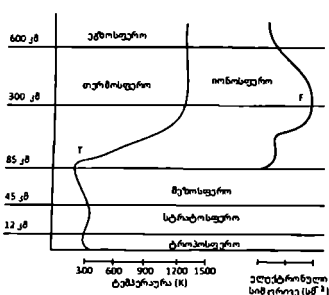
სიხშირეები 30 მგჰც-მდე (გრძელი და მოკლე ტალღები)				სიხშირეები 30 მგჰც-ს ზევით (ულტრამოკლე მოკლე დიაპაზონი)			
№	სიხშირე	№	სიხშირე	№	სიხშირე	№	სიხშირე
1	135.7-137.8 კჰც	7	14000-14250 კჰც	13	144-146 მგჰც	20	24.0-25.05 გჰც
2	1810-2000 კჰც	8	14250-14350 კჰც	14	430-440 მგჰც	21	24.05-24.25 გჰც
3	3500-3650 კჰც	9	18068-18318 კჰც	15	435-438 მგჰც	22	47-47.2 გჰც
4	3650-3800 კჰც	10	21000-21450 კჰც	16	1260-1300 მგჰც	23	76-81 გჰც
5	7000-7100 კჰც	11	24890-25140 კჰც	17		24	119.98-120.02 გჰც
6	10100-10150 კჰც	12	28000-29700 კჰც		2400-2450 მგჰც		
				18	5650-5670 მგჰც	25	142-144 გჰც
				19	10-10.5 გჰც	26	144-149 გჰც
						27	241-250 გჰც

³³ ITU – International Telecommunication Unit.

გალკულ ქვეყანაში საკომუნიკაციო გამოყოფილი სიხშირეების რეგულირება ხორციელდება ადგილობრივი კანონმდებლობებით. საქართველოში ის რეგულირდება „საქართველოს კომუნიკაციების ეროვნული კომისიის საქმიანობის მარეგულირებელი წესების“ შესაბამისად, რომელიც განსაზღვრავს მიღებისა და გადაცემის სიხშირეს, მოდულაციის სახეს, სიხშირული ზოლის დასაშვებ დიაპაზონს, სიხშირული ზოლისათვის დასაშვებ მაქსიმალურ სიმძლავრეს და ა.შ.

§65. ატმოსფეროს შემადგენლობა

ჯერ კიდევ 1902 წელს ინგლისელმა მათემატიკოსმა ოლივერ ჰევისაიდმა (Oliver Heaviside) და ამერიკელმა ინჟინერ-ელექტრიკოსმა არტურ ედვინ კენელიმ (Artur Edwin Kenneli), პრაქტიკულად ერთდროულად იწინასწარმეტყველეს, რომ დედამიწის ზედაპირის გარს აკრავს ჰაერის იონიზებული ფენა - ბუნებრივი სარკე, რომელიც ირგვლივ გარკვეული სიხშირის ელექტრომაგნიტურ ტალღას. ამ მოვლენით აიხსნა რადიოტალღების გავრცელების სიმორის ზრდა პირდაპირი ხედვის მანძილთან შედარებით. ექსპერიმენტალურად ეს წინასწარმეტყველება დადასტურდა 1923 წელს. რადიოსიხშირული იმპულსები გადაიცემოდა ვერტიკალურად იონოსფეროსაკენ და არეკვლის შედეგად მიიღებოდა უკან დაბრუნებული სიგნალები. იმპულსების მიღების დროის მუალედის გაზომვის გზით შესაძლებელი გახდა გაეზომათ სიმაღლე და ამრეკვლით ფენების რაოდენობა.



ნახ.65.1. ა) ატმოსფეროს სტრუქტურა, ბ) იონოსფეროს ფენების განაწილება დღისით და ღამით

ატმოსფეროს ყოფენ სამ ფენად: ტროპოსფერო, სტრატოსფერო და იონოსფერო. ტროპოსფერო დედამიწის ზედაპირიდან საშუალოდ დაახლოებით 12 კმ სიმაღლეზეა გადაჭიმული. სტრატოსფერო 12 კმ-დან დაახლოებით 45 კმ-მდე, ხოლო იონოსფერო ვრცელდება 45 კმ-იდან და აღწევს დაახლოებით 1000 კმ-მდე. იგი პრაქტიკულად გადაჭიმულია მეზოსფეროდან ეგზოსფერომდე და მოიცავს თერმოსფეროს (ნახ.65.1 ა). იონოსფერო ქმნის მაგნიტოსფეროს შიდა კიდეს და მნიშვნელოვან როლს ასრულებს ატმოსფერულ მოვლენების შესწავლილას.

ელექტრული თვალსაზრისით, ტროპოსფერო წარმოადგენს არაერთგვაროვან გარემოს. ეს არაერთგვაროვნება განპირობებულია სიმკვრივის, წნევის, ტემპერატურის, ტენიანობის და სხვა ატმოსფერული პარამეტრების სიმაღლის მიხედვით ცვლილებით. არაერთგვაროვნებები იწვევს ტროპოსფეროში ტალღის გავრცელების მიმართულების გამრუდებას, რომელსაც რეფრაქცია ეწოდება.

სტრატოსფეროში რადიოტალღების გავრცელების თავისებურებები ისეთივეა, როგორც ტროპოსფეროში, თუმცა ატმოსფერული მოვლენები აქ უფრო სუსტადაა გამოხატული.

იონოსფეროდან გამოყოფენ ოთხ ფენას (D, E, F1 და F2). დამით იონოსფეროს F ფენა პრაქტიკულად ერთადერთი იონიზებული ფენაა. E და D ფენებში იონიზაცია უკიდურესად დაბალია. დღისით კი, მზის აქტივობის შედეგად D (50-90 კმ) და E (90-150 კმ) ფენები ბევრად უფრო იონიზებულია, ხოლო F ფენაში (150-500 კმ)³⁶, მაღალი იონიზაციის შედეგად, დამატებით წარმოიქმნება იონიზაციის სუსტი არე, რომელსაც F1 ფენა ეწოდება. F1 ფენა დამით ქრება (ნახ.65.1 ბ), ხოლო F2 ფენა პრაქტიკულად ყველაზე მაღალი იონიზაციის არეა, რომელიც წარჩენდება დამითაც და განსაზღვრავს რადიოტალღების რეფრაქციას და არეკვლას.

იონოსფეროს ყველაზე შიგა ფენა არის D-ფენა. ამ ფენაში მაიონიზებულ მოქმედებას განსაზღვრავს წყალბადის გამოსხივება და მზის აქტივობა. 1 ნმ-ზე ნაკლები ტალღის სიგრძის X-სხივები, აზოტისა და ჟანგბადის მოლეკულების იონიზაციას განაპირობებს, თუმცა D-ფენაში, ასევე მაღალია რეკომბინაციის სიჩქარე. D-ფენაში ჰაერის ნეიტრალური მოლეკულები გაცილებით მეტია ვიდრე იონები. ნეიტრალური მოლეკულების სიმრავლის გამო საშუალო (MF)³⁷ და მაღალი სიხშირის (HF)³⁸ რადიოტალღები ძლიერ სუსტდება, თუმცა აღწევენ D-ფენამდე. კიდევ უფრო დაბალი სიხშირის ტალღები (10 მგჰც და ქვემოთ) ადვილად მთაინთქმება, მაგრამ დამით, როცა იონიზაციის ხარისხი სუსტდება ეს ფენა უფრო დაბალი სიხშირის ტალღებსაც ირეკლავს. D-ფენის იონიზაციის ხარისხი და შესაბამისად, ფენის სისქე, პიკს აღწევს შუადღისას. დამით მისი სისქე მცირდება და რჩება მცირე ნაწილი, რაც კოსმოსური სხივების შემოდგენის შედეგია. დღისით მორეული AM სამაუწყებლო სადგურების გაქრობა აიხსნება D-ფენის წარმოქმნით.

რაც შეეხება E-ფენას, რომელსაც ხშირად კენელი-ჰევისაიდის ფენასაც უწოდებენ, ის ირეკლავს დაახლოებით 10 მგჰც-ზე დაბალი სიხშირის რადიოტალღებს და მცირე წვლილი შეაქვს მაღალი სიხშირის ტალღების მთანთქმებაში. თუმცა, ინტენსიური სპორადული მოვლენების დროს, E-ფენის სუბენა Es-ფენა ირეკლავს 50 მგჰც-მდე და მეტი სიხშირის ტალღებსაც. E-ფენის ვერტიკალური სტრუქტურა, პირველ რიგში, განისაზღვრება იონიზაციისა და რეკომბინაციის ეფექტებით. დამით E ფენა სუსტდება, მზის ჩასვლის შემდეგ E ფენა მაქსიმალურ სიმადლემდე იწევს, რაც ზრდის დაფარვის ზონას. რადიოტალღებს შეუძლიათ გავრცელება ფენიდან არეკვლით.

³⁶ F ფენას Appleton – Barnett -ის სახელწოდებითაც მოიხსენიებენ.

³⁷ MF (Middle Frequency) – საშუალო სიხშირე.

³⁸ HF (High Frequency) - მაღალი სიხშირეები.

§66. იონოსფეროდან ტალღების არეკვლის მექანიზმი

იონოსფეროში ტალღის გავრცელების თავისებურება დამოკიდებულია თავისუფალი ელექტრონების კონცენტრაციაზე. თავის მხრივ, ელექტრონების კონცენტრაცია დამოკიდებულია არა მხოლოდ დედამიწის ზედაპირიდან სიმაღლეზე, არამედ წელიწადის დროზე, დღე-ღამის პერიოდზე, მზის აქტივობაზე. ელექტრომაგნიტური ტალღების თავისუფალ ელექტრონებთან ზემოქმედებისას იონოსფეროს გარდატეხის მაჩვენებელი დამოკიდებულია ელექტრონების N კონცენტრაციაზე და რხევის ω სიხშირეზე:

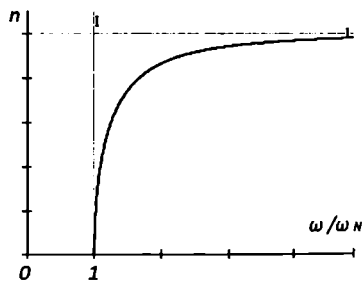
$$n = \sqrt{\epsilon\mu} = \sqrt{1 - \frac{Ne^2}{\epsilon_0 m \omega^2}}, \quad (66.1)$$

სადა ϵ და m - ელექტრონის მუხტი და მასაა, $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ ფ/მ - ელექტრული მუდმივაა, e და μ - შესაბამისად გარემოს დიელექტრიკული და მაგნიტური შეღწევალობებია. ჩვეულებრივ პირობებში, იონოსფეროს მაგნიტური თვისებები სუსტად ვლინდება, ამიტომ მაგნიტური შეღწევალობა დაახლოებით ერთის ტოლად არის მიღებული (როგორც ვაკუუმში, $\mu = 1$).

იონოსფეროს გარდატეხის მაჩვენებლის სიხშირეზე დამოკიდებულებას ნახ.66.1-ზე მოცემული სახე აქვს. (66.1) გამოსახულების მარჯვენა მხარეს, როცა: $\omega^2 < \frac{Ne^2}{\epsilon_0 m}$, მაშინ გარდატეხის მაჩვენებელი არის წარმოსახვითი, ე.ი. ტალღა ასეთი სიხშირით ვერ აღწევს იონოსფეროს ღრმა ფენებამდე და აირეკლება მისი ზედაპირიდან. უფრო მაღალი სიხშირეებისათვის გარდატეხის მაჩვენებელი n ნამდვილი რიცხვი ხდება, მაგრამ ყოველთვის ნაკლებია 1-ზე ($n < 1$). იონოსფეროში ტალღის გავრცელების ფაზური სიჩქარე აღემატება, ვაკუუმში ტალღის ფაზურ სიჩქარეს.

როცა: $\omega^2 \sim \frac{Ne^2}{\epsilon_0 m}$, მაშინ ელექტრომაგნიტური ტალღა აღწევს იონოსფეროს სიღრმეებს, მაგრამ რადგან $n < 1$, ამიტომ იონოსფეროს ზედაპირისაღმომი ზღვრულ ალ კუთხეებზე ადგილი აქვს სრულ არეკვლას ($\sin \alpha_{\text{ფ}} = n$).

და ბოლოს, როცა $\omega^2 \gg \frac{Ne^2}{\epsilon_0 m}$, მაშინ გარდატე-



ნახ.66.1. გარდატეხის მაჩვენებლის დამოკიდებულება ფარდობითი სიხშირეზე

ხის მაჩვენებელი n იმდენად ახლოსაა 1-თან, რომ იონოსფერო სუსტად ახდენს გავლენას ელექტრომაგნიტური ტალღის გავრცელებაზე. ცდები გვიჩვენებს, რომ იონოსფერო გამჭვირვალე ხდება 10 მ-ზე ნაკლები ტალღის სიგრძის ტალღებისათვის, ამიტომ ამ დიაპაზონის ტალღების გამოყენება ხდება რადიოასტრონომიაში, კოსმოსური ობიექტების შესასწავლის მიზნით, აგრეთვე კოსმოსური კავშირების განსახორციელებლად.

ელექტრომაგნიტური ტალღების იონოსფეროში გავრცელებას ახლავს ენერგიის შთანთქმა, რომელიც გამოწვეულია ელექტრონების სხვა დამუხტულ ნაწილაკებთან ურთიერთქმედებით. იონოსფეროს ერთეულოვანი მოცულობის მიერ შთანთქმული გამოსხივების სიმძლავრე გამოითვლება ჯოულ-ლენგის კანონით (იხილეთ დანართი 7):

$$P = (\vec{J}\vec{E}) = \gamma E^2, \quad (66.2)$$

სადაც E - ელექტრული ველის დაძაბულობის ეფექტური მნიშვნელობაა, ხოლო γ - იონოსფეროს ერთეულოვანი მოცულობის გამტარობაა. როცა $\omega\tau \gg 1$, მაშინ:

$$\gamma = \frac{\gamma_0}{\omega^2 \tau^2}, \quad (66.3)$$

სადაც $\gamma_0 = \frac{Ne^2\tau}{m}$ - იონოსფეროს გამტარობაა მუდმივი ელექტრული ველისას (როცა: $\omega = 0$), τ - ელექტრონის თავისუფალი განარბენი მანძილის საშუალო დროა. (66.2) და (66.3) განტოლებებიდან გამომდინარეობს, რომ ელექტრომაგნიტური ტალღის სიხშირის გადიდებისას იზრდება იონოსფეროს ელექტროგამტარობა. (66.1)-(66.3) განტოლებები საშუალებას გვაძლევს გავიგოთ სხვადასხვა დიაპაზონის ტალღის იონოსფეროში გავრცელების თავისებურებები.

§67. მიწის და ცის ტალღები. „მკვდარი ზონა“

რადიოტალღები გამოსხივდება ანტენის გავლით და ვრცელდება სივრცეში ელექტრომაგნიტური ველის ენერგიის სახით. რადიოტალღების გავრცელება მნიშვნელოვნად არის დამოკიდებული ის თუ როგორია ტალღის სიგრძეზე (სიხშირეზე).

დედამიწა რადიოტალღებისათვის გამტარია (თუმცა არც თუ კარგი). დედამიწის ზედაპირის მახლობლად გავრცელებისას რადიოტალღები თანდათანობით სუსტდება. ელექტრომაგნიტური ტალღა დედამიწის ზედაპირზე აღძრავს ელექტროდენებს, რაზედაც ისარგება ენერგიის ნაწილი. ე.ი. ენერგია შთაინთქმება დედამიწის მიერ, ამასთან, მით უფრო ძლიერად, რაც უფრო ნაკლებია ტალღის სიგრძე (დიდია სიხშირე). გარდა ამისა, ტალღის ენერგია სუსტდება კიდევ იმის გამოც, რომ გამოსხივება ვრცელდება სივრცეში ყველა მიმართულებით და შესაბამისად, რაც უფრო შორს იმყოფება მიმღები წყაროსაგან მით უფრო მცირე ენერგია ეცემა მიმღებ ანტენას.

გრძელტალღოვანი სამაწყებლო სადგურები სიგნალს გადაცემენ რამდენიმე ათეული ათასი კილომეტრის ტოლ მანძილზე. საშუალოტალღოვანი სადგურების დაფარვის ზონა ათასი კილომეტრის ფარგლებშია, რაც შეეხება მოკლე ტალღებს – მათი ენერგია მკვეთრად კლებულობს წყაროდან მოშორებისას.

100 მეტრზე ნაკლები სიგრძის ტალღები საერთოდ არ გამოიყენება შორეული კავშირების დასამყარებლად. მოკლე და ულტრამოკლე ტალღების შემდგომმა გამოკვლევებმა აჩვენეს, რომ ისინი სწრაფად მიიღევა, როცა ვრცელდებიან დედამიწის ზედაპირის გასწვრივ. გამოსხივების იონოსფეროსაკენ მიმართვის შემთხვევაში, მოკლე ტალღები იონოსფეროდან ბრუნდება არეკვლილი ტალღების სახით.

ულტრამოკლე დიაპაზონის რადიოტალღები მნიშვნელოვან წილად ჰგავს სინათლის სხივს. ისინი პრაქტიკულად არ აირეკლება იონოსფეროდან, ძალიან უმნიშვნელოდ ფარავნ დედამიწის ზედაპირს და ვრცელდება პრაქტიკულად პირდაპირი ხედვის მიმართულებით. ულტრამოკლე ტალღების დაფარვის ზონა არ არის დიდი. თუმცა მათ გააჩნიათ გარკვეული უპირატესობა რადიოკავშირისას. ულტრამოკლე ტალღები ვრცელდება პირდაპირი ხედვის მიმართულებით, ამიტომ შეიძლება რადიოსადგურების განთავსება 150-200 კმ მანძილზე ერთმანეთისაგან და შესაძლებელია რამდენიმე ასეთი სადგურის მიერ ერთი რომელიმე კონკრეტული სიხშირის მრავალჯერადი გამოყენება.

დეციმეტრული, 800 მჰც სიხშირისა და მეტი დიაპაზონის ტალღების თვისებები კიდევ უფრო ახლოსაა სინათლის სხივის თვისებებთან. თუ გავისვენებთ როგორ არის მოწყობილი ფანარი,

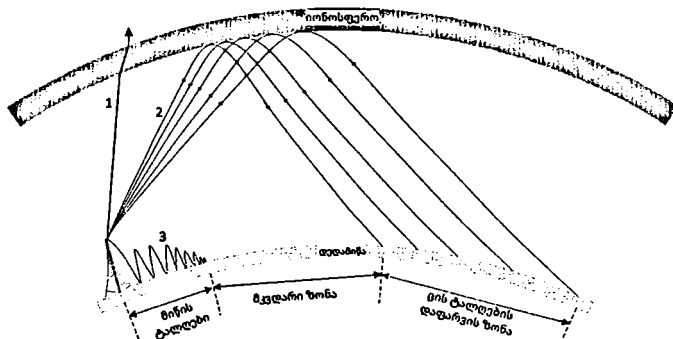
შეიძლება კარგი ანალოგიის მოყვანა. სინათლე ფანარის ცენტრში განთავსებული ნათურიდან, რომ წარმოიქმნება აირეკლება რეფლექტორიდან და იკრებება ვიწრო კონის სახით, რომელიც შეიძლება მივმართოთ ნებისმიერი მიმართულებით. დაახლოებით ასეთი რამ შეიძლება გავაკეთოთ მაღალ-სიხშირული ელექტრომაგნიტური ტალღების შემთხვევაშიდაც. შეიძლება ისინი შევკრიბოთ სარკეებით - ანტენებით და გავაგზავნოთ ვიწრო კონის სახით. ცხადია, დაბალსიხშირული ტალღებისათვის ასეთი ანტენის შექმნა შეუძლებელია, რადგანაც ძალიან დიდი იქნებოდა ანტენის ზომები (დიდია ტალღის სიგრძე, ხოლო ანტენის დიამეტრი რამდენჯერმე დიდი უნდა იყოს ტალღის სიგრძეს).

მიმართული გამოსხივების უზრუნველყოფამ შესაძლებელი გახადა ეფექტური რადიოკავშირის განხორციელება. მიმართული გამოსხივება სხვა გადამცემ-მიმღებ სისტემებს ნაკლებ ხელმეშლელ პირობებს უქმნის, ამავე დროს კავშირის განხორციელებისას გამოიყენება მცირე სიმძლავრის გადამცემი სადგურები.

მაღალსიხშირული რადიოტალღების ფოკუსირების შესაძლებლობამ მათი გამოყენების საზღვრებიც გაზარდა და დღეს, ამ დიაპაზონის ტალღები ფართოდ გამოიყენება რადიოლოკაციისას, რადიო-სარელეო კავშირისას, თანამგზავრული მაუწყებლობისას, მონაცემთა უსადენო გადაცემისას და ა.შ.

აღსანიშნავია, რომ ტალღის სიგრძის კიდევ უფრო შემცირებით იზრდება ტალღის ატმოსფეროში მიღების პროცესი. კერძოდ 1 სმ-ზე ნაკლები სიგრძის ტალღის გავრცელებაზე გავლენას ახდენს მეტეოროლოგიური პირობები (ნისლი, წვიმა, დრუბული და სხვ.), რომლებიც შეიძლება იქცეს სერიოზულ ხელმეშლელ ფაქტორებად და ძლიერ შეზღუდონ კავშირის სიძორე.

ერთი სიტყვით რადიოტალღების გავრცელების ხარისხი დამოკიდებულია სამ ძირითად ფაქტორზე: 1. ამრეკლი ფენის იონიზაციის სიმკვრივეზე, 2. რადიოტალღის სიხშირეზე და 3. დაცემის კუთხეზე, რომლითაც ტალღა შედის ფენაში.



ნახ.67.1. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი. „ციხ“ და „მიწის“ ტალღები. 1 - პირდაპირი გავრცელება, 2 - ციხ ტალღები, 3 - მიწის ტალღები

რადიოტალღის გავრცელების სამი გზა არსებობს: 1. პირდაპირი გავრცელება, რადიოტალღები გარდატეცდება იონოსფეროში და გაივლის მას, 2. ციხ ტალღები, რადიოტალღები აირეკლება იონოსფეროდან და ბრუნდება უკან, 3. მიწის ტალღები, რადიოტალღა რამდენჯერმე ირეკლება მიწის ზედაპირიდან და აღწევს დანიშნულების ადგილს - მიმღებს.

მიწის ტალღებს ახლო კავშირისათვის გამოიყენებენ, მათ მიეკუთვნება FM-ტალღები, ხოლო შორეული კავშირისათვის გამოიყენება იონოსფეროდან არეკვლილი ცის ტალღები, მათ მიეკუთვნება AM-ტალღები. ზონას რომელშიდაც არეკვლილი ცის ტალღები ვერ ხვდება ეწოდება „მკვდარი ზონა ცის ტალღებისათვის“, ხოლო ზონას, რომელშიდაც ვერც ცის და ვერც მიწის ტალღები ვერ აღწევს „მკვდარი ზონა“ ეწოდება (ნახ.67.1). ზონას, რომელზედაც ტალღა აღწევს დაფარვის ზონა ეწოდება. ერთმანეთისაგან შეიძლება განვასხვავოთ მიწის ტალღების და ცის ტალღების დაფარვის ზონები, თუმცა გარკვეულ პირობებში შესაძლოა ამ ზონათა გადაფარვასაც ჰქონდეს ადგილი.

§68. გაბნევის ელექტური განიკვეთი

წარმოადგინოთ ელექტრომაგნიტური ველის კომპონენტები სფერულ კოორდინატთა სისტემაში, კოორდინატებით: (r, θ, φ) . სფერული კოორდინატთა სისტემა კარგად აღწერს ელექტრომაგნიტური ტალღის გავრცელების გეომეტრიას (ნახ.68.1). ჩვეულებრივ, ტალღა არაპოლარიზებულია და წყაროდან ყველა მიმართულებით ვრცელდება. მნიშვნელოვანია შემოვიტანოთ გაბნევის ელექტური განიკვეთის ცნება:

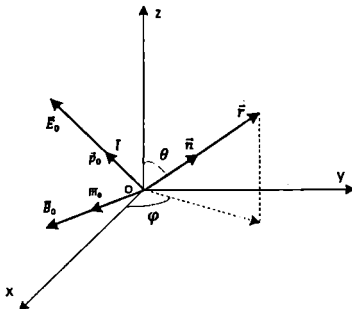
$$\frac{d\sigma}{d\Omega} = \frac{d\Omega \text{ სხეულოვან კუთხეში გაბნეული გამოსხივების სიმძლავრე}}{\text{ფართობის ერთეულზე დაცემული ენერგიის სიმძლავრე}},$$

$$\frac{d\sigma}{d\Omega} = r^2 \frac{\langle \vec{S}_{\text{გაბ}}(\theta, \varphi) \rangle}{\langle \vec{S}_{\text{დაც}} \rangle} = r^2 \frac{|\vec{E}_{\text{გაბ}}|^2}{E_0^2}, \quad (68.1)$$

სადაც $\vec{E}_0$ წყაროს ელექტრული ველის დაძაბულობაა. ვთქვათ წყაროს წარმოადგენს დიპოლური ანტენა. შორეულ ზონაში გაბნეული ელექტრული ველი ჩაიწერება ფორმით:

$$\vec{E}_{\text{გაბ}} = k^2 \frac{e^{i(kr - \omega t)}}{r} \left[[(\vec{n} \vec{p}_0) \vec{n}] - (\vec{n} \vec{m}_0) \right], \quad (68.2)$$

სადაც $\vec{p}_0 e^{i\omega t}$ და $\vec{m}_0 e^{-i\omega t}$ - ელექტრული და მაგნიტური დიპოლის მომენტებია, რომლებიც ინდუცირდებიან გამომსხივებელი ანტენის ზედაპირზე, ხოლო $\vec{p}_0$ და $\vec{m}_0$ შესაბამისად, ელექტრული და მაგნიტური დიპოლების ერთეულოვანი ვექტორებია.



ნახ.68.1. ანოტაციის გეომეტრია

ვთქვათ, ელექტრომაგნიტური ველი ეცემა a - რადიუსის მცირე სფერული ფორმის გამტარ ზედაპირს, ისე, რომ დაცემული ტალღის სიგრძე აღემატება სფეროს რადიუსს $\lambda \gg a$. მაშინ წყაროდან სფეროზე დაცემული ველები შეიძლება ჩავთვალოთ ერთგვაროვნად. რაც შეეხება სფეროს მახლობლად არსებულ ველებს, ისინი ინდუცირდებიან გამტარი სფეროს სტატიკური ველების სახით. აქედან გამომდინარე, ელექტრული დიპოლის მომენტი შეიძლება ასე ჩაწეროთ:

$$\vec{p}_0 = a^3 \vec{E}_0. \quad (68.3)$$

გამტარი სფერო შეიძლება განვიხილოთ, როგორც სფერო ნულოვანი მაგნიტური შეღწევადობით. შესაბამისად, მაგნიტური დიპოლური მომენტისათვის ვღებულობთ:

$$\vec{m}_0 = -\frac{a^3}{2} \vec{B}_0. \quad (68.4)$$

(68.3) და (68.4) გავითვალისწინოთ (68.2)-ში, მივიღებთ:

$$\vec{E}_{\text{გაბ}} = -k^2 a^3 \frac{e^{i(kr-\omega t)}}{r} \left([\vec{n}[\vec{E}_0 \vec{n}]] + \frac{1}{2} [\vec{n} \vec{B}_0] \right), \quad (68.5)$$

სადაც $\vec{n}$ ერთეულოვანი ვექტორი მიმართულია $\vec{r}$ - რადიუს-ვექტორის გასწვრივ. კოორდინატა სათავე ემთხვევა გამბნევი სფეროს ცენტრს (ნახ.68.1).

ვთქვათ, ელექტრული ველი წრფივად პოლარიზებულია $\vec{l}$ - მიმართულებით: $\vec{E}_0 = E_0 \vec{l}$, ხოლო მაგნიტური ველი მიმართულია მისდამი მართობულად: $\vec{B}_0 = [\vec{z} \vec{E}_0]$. მაშინ:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{\text{გაბ}} &= -k^2 a^3 E_0 \frac{e^{i(kr-\omega t)}}{r} \left([\vec{n}[\vec{l} \vec{n}]] + \frac{1}{2} [\vec{n}[\vec{z} \vec{l}]] \right) = \\ &= -k^2 a^3 E_0 \frac{e^{i(kr-\omega t)}}{r} \left[\vec{l} \left(1 - \frac{(\vec{n} \cdot \vec{z})}{2} \right) - \left(\vec{n} - \frac{\vec{z}}{2} \right) (\vec{n} \cdot \vec{l}) \right]. \end{aligned} \quad (68.6)$$

(68.6) გავითვალისწინოთ (68.1)-ში, მივიღებთ:

$$\frac{d\sigma}{d\Omega} = k^4 a^6 \left[\left(1 - \frac{\vec{n} \cdot \vec{z}}{2} \right)^2 - \frac{3}{4} (\vec{n} \cdot \vec{l})^2 \right]. \quad (68.7)$$

ნახ.68.1-დან ჩანს, რომ: $(\vec{n} \cdot \vec{z}) = \cos \theta$, $(\vec{n} \cdot \vec{l}) = \sin \theta$. იმ შემთხვევაში, თუ ტალღა პოლარიზებულია გაბნევის სიბრტყის მართობულ სიბრტყეში, მაშინ $(\vec{n} \cdot \vec{l}) = 0$. (68.7) განტოლებიდან გამოვყოთ გასწვრივი და განივი მდგენელები:

$$\frac{d\sigma_{\parallel}}{d\Omega} = k^4 a^6 \left(\frac{1}{2} - \cos \theta \right)^2, \quad \frac{d\sigma_{\perp}}{d\Omega} = k^4 a^6 \left(1 - \frac{\cos \theta}{2} \right)^2. \quad (68.8)$$

ზოგად შემთხვევაში, როცა ტალღა არ არის პოლარიზებული გაბნევის განიკვეთისათვის მივიღებთ:

$$\frac{d\sigma}{d\Omega} = \frac{1}{2} \left(\frac{d\sigma_{\parallel}}{d\Omega} + \frac{d\sigma_{\perp}}{d\Omega} \right) = k^4 a^6 \left[\frac{5}{8} (1 + \cos^2 \theta) - \cos \theta \right]. \quad (68.9)$$

$$\sigma = \int \frac{d\sigma}{d\Omega} d\Omega = \frac{10\pi}{8} k^4 a^6 \int_{-1}^1 (1 + \cos^2 \theta) d \cos \theta = \frac{10\pi}{3} k^4 a^6. \quad (68.10)$$

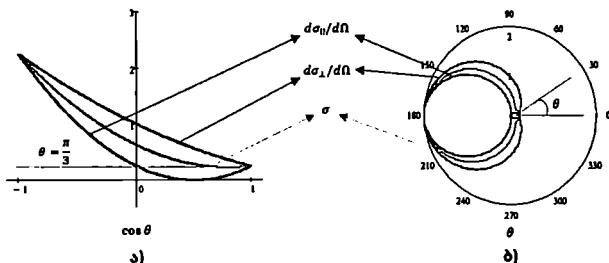
თავი XIII. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი

(68.8)-დან ჩანს, რომ როცა $\theta = \pi/3$, მაშინ $d\sigma_{\perp}/d\Omega \neq 0$, $d\sigma_{\parallel}/d\Omega = 0$, მაშასადამე $\theta = \pi/3$ კუთხისათვის გაბნეული გამოსხივება არის წრფივად პოლარიზებული და გაბნევის სიბრტყის პარალელურია. ნახ.68.2.ა)-ზე წითელი მრუდი შეესაბამება გაბნევის ეფექტური განივკვეთის გასწვრივ მდგენელს, რომელიც ნულის ტოლი ხდება როცა $\cos\theta = 1/2$ -ს. ლურჯი წირი შეესაბამება გაბნევის ზედაპირისადმი პერპენდიკულარულ მდგენელს, ხოლო მწვანე წირი კი შეესაბამება გაბნევის ეფექტური განივკვეთის ჯამურ სიდიდეს. ნახ.68.2. ბ)-ზე კი ისინი წარმოდგენილია პოლარულ კოორდინატთა სისტემაში.

(68.10) ფორმულით განსაზღვრული ეფექტური განივკვეთი უკუპროპორციულია ტალღის სიგრძის მეოთხე ხაირისხის $(1/\lambda)^4$. შედარებისათვის მოვიყვანოთ თავისუფალ ელექტრონზე გაბნევის განივკვეთის გამოსახულება (ტომსონის ფორმულა):

$$\sigma_{\text{ტომსონი}} = \frac{8\pi r_e^2}{3}.$$

სადაც $r_e^2 = e^2/m_e c^2$ - ელექტრონის კლასიკური რადიუსია. ტომსონის გაბნევის განივკვეთი არ არის დამოკიდებული ტალღის სიგრძეზე.



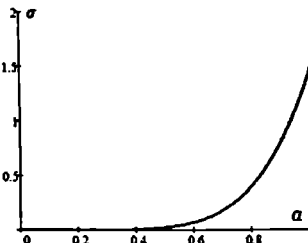
ნახ.68.2. გაბნევის ეფექტური განივკვეთის დამოკიდებულება θ კუთხეზე. წითელი შეესაბამება $d\sigma_{\parallel}/d\Omega$, ლურჯი - $d\sigma_{\perp}/d\Omega$, ხოლო მწვანე კი - σ : ა) დეკარტეს კოორდინატთა სისტემა, ბ) პოლარულ კოორდინატთა სისტემა

როგორც ვიცი, დაცემული ტალღის სიგრძე ბევრად ნაკლებია განარბენი მანძილით. გაბნევი სფეროს მცირე ზომის გამო, შეიძლება ჩავთვალოთ, რომ ელექტრონების თავისუფალი განარბენი მანძილი სფეროს a რადიუსის ტოლია. ელექტრონებს არ შეუძლიათ თავისუფლად დატოვონ სფერული ობიექტი, რადგან მასთან დაკავშირებული არიან „ზამბარისებური“ ძალით, რომლის საკუთარი რხევის სიხშირეა: $\omega_0 \approx c/a$. გაბნეული ელექტრომაგნიტური ტალღა სიხშირით $\omega = kc \ll \omega_0 \approx c/a$ (ე.ი. $ka \ll 1$) ემორჩილება $\omega^4/\omega_0^4 \sim 1/\lambda^4$ კანონს. მაშასადამე, გაბნევის სრული განივკვეთი ნაკლებია $\approx \pi a^2$ გომეტრიული კვეთის.

$$\lambda \ll \lambda_{\text{კომპტონი}} = \frac{hc}{m_e c^2}$$

სადაც h - პლანკის მუდმივაა.

გამტარ გარემოში ელექტრონებს ახასიათებენ თავისუფალია განარბენი მანძილით. გაბნევი სფეროს მცირე ზომის გამო, შეიძლება ჩავთვალოთ, რომ ელექტრონების თავისუფალი განარბენი მანძილი სფეროს a რადიუსის ტოლია. ელექტრონებს არ შეუძლიათ თავისუფლად დატოვონ სფერული ობიექტი, რადგან მასთან დაკავშირებული არიან „ზამბარისებური“ ძალით, რომლის საკუთარი რხევის სიხშირეა: $\omega_0 \approx c/a$. გაბნეული ელექტრომაგნიტური ტალღა სიხშირით $\omega = kc \ll \omega_0 \approx c/a$ (ე.ი. $ka \ll 1$) ემორჩილება $\omega^4/\omega_0^4 \sim 1/\lambda^4$ კანონს. მაშასადამე, გაბნევის სრული განივკვეთი ნაკლებია $\approx \pi a^2$ გომეტრიული კვეთის.



ნახ.68.3. გაბნევის ეფექტური განივკვეთის დამოკიდებულება გაბნევის სფეროს რადიუსზე

ნახ.68.3-ზე მოცემულია დაცემული ტალღის გაბნევის განივკვეთის დამოკიდებულება გამბნევი სფეროს რადიუსზე. ნახაზიდან ჩანს, რომ გაბნევის განივკვეთი გამბნევი სფეროს რადიუსის მიმართ არაწრფივი კანონით იცვლება.

§69. ელექტრომაგნიტური ველის ანალიზი გამბნევი გამტარი სფეროს ზედაპირზე

დავუშვათ, გამოსხივების წყაროს წარმოადგენს ელემენტარული ვიბრატორი - პერცის დიპოლი (იხ. თავი XIV). გაბნეული ელექტრული ველის გამოსახულება შეიძლება ჩავწეროთ შემდეგი სახით (იხ.დანართი 8):

$$\vec{E}_{\text{გაბ}} = k^2 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{r} \left\{ [\vec{n}\vec{p}_0] \vec{n} + (3(\vec{n} \cdot \vec{p}_0) \vec{n} - \vec{p}_0) \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) - \left(1 + \frac{j}{kr} \right) [\vec{n}\vec{m}_0] \right\},$$

ამ ფორმულაში გავითვალისწინოთ (68.3) და (68.4)-ე ფორმულები:

$$\vec{E}_{\text{გაბ}} = k^2 a^3 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{r} \left\{ [[\vec{n}\vec{E}_0] \vec{n}] + (3(\vec{n} \cdot \vec{E}_0) \vec{n} - \vec{E}_0) \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) + \frac{1}{2} \left(1 + \frac{j}{kr} \right) [\vec{n}\vec{B}_0] \right\}, \quad (69.1)$$

სიმარტივისათვის დავუშვათ, რომ დაცემული ბრტყელი ტალღის ელექტრული ველის დაძაბულობის ვექტორი დაკვირვების (r, θ, ϕ) წერტილში მიმართულია x ღერძის გასწვრივ, ხოლო მაგნიტური ველი y - მის მართობულად y ღერძის გასწვრივ, ე.ი:

$$\vec{E}_0 = E_0 \vec{x}; \quad \vec{B}_0 = E_0 \vec{y}.$$

გამოვსახოთ ელექტრული ველის ვექტორი სფერულ კოორდინატთა სისტემაში. რისთვისაც დეკარტეს კოორდინატები გამოვსახოთ სფერულ კოორდინატებში:

$$\vec{n} = \vec{r}, \quad (69.2)$$

$$\vec{x} = \sin \theta \cos \phi \cdot \vec{r} + \cos \theta \cos \phi \cdot \vec{\theta} - \sin \phi \cdot \vec{\phi}, \quad (69.3)$$

$$\vec{y} = \sin \theta \sin \phi \cdot \vec{r} + \cos \theta \sin \phi \cdot \vec{\theta} + \cos \phi \cdot \vec{\phi}, \quad (69.4)$$

$$\vec{z} = \cos \theta \cdot \vec{r} - \sin \theta \cdot \vec{\theta}. \quad (69.5)$$

გავითვალისწინოთ (69.3)-(69.4.) ფორმულები (69.1)-ში, მივიღებთ:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{\text{გაბ}} = k^2 a^3 E_0 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{r} & \left\{ [[\vec{r}\vec{r}] \vec{r}] \sin \theta \cos \phi + [[\vec{r}\vec{\theta}] \vec{r}] \cos \theta \cos \phi - [[\vec{r}\vec{\phi}] \vec{r}] \sin \phi + \right. \\ & + (3(\vec{r}\vec{r}) \vec{r} \sin \theta \cos \phi + 3(\vec{r}\vec{\theta}) \vec{r} \cos \theta \cos \phi - 3(\vec{r}\vec{\phi}) \vec{r} \sin \phi - \\ & - \sin \theta \cos \phi \cdot \vec{r} + \cos \theta \cos \phi \cdot \vec{\theta} - \sin \phi \cdot \vec{\phi}) \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) + \\ & \left. + \frac{1}{2} \left(1 + \frac{j}{kr} \right) ([\vec{r}\vec{r}] \sin \theta \sin \phi + [\vec{r}\vec{\theta}] \cos \theta \sin \phi + [\vec{r}\vec{\phi}] \cos \phi) \right\}. \end{aligned}$$

მხედველობაში მივიღოთ, რომ:

$$[[\vec{r}\vec{r}] \vec{r}] = 0, \quad [[\vec{r}\vec{\theta}] \vec{r}] = \vec{\theta}, \quad [[\vec{r}\vec{\phi}] \vec{r}] = \vec{\phi},$$

$$(\vec{r}\vec{r})\vec{r} = \vec{r}, \quad (\vec{r}\vec{\theta})\vec{r} = 0, \quad (\vec{r}\vec{\phi})\vec{r} = 0,$$

$$[\vec{r}\vec{r}] = 0, \quad [\vec{r}\vec{\theta}] = -\vec{\phi}, \quad [\vec{r}\vec{\phi}] = \vec{\theta}.$$

საბოლოოდ შრომატევადი გარდაქმნების შესრულების შემდეგ მივიღებთ:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{\text{გაბ}}(r, t) &= k^2 a^3 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{r} \left\{ \cos \theta \cos \phi \vec{\theta} - \sin \phi \cdot \vec{\phi} + \right. \\ &+ \left(2 \sin \theta \cos \phi \cdot \vec{r} - \cos \theta \cos \phi \cdot \vec{\theta} + \sin \phi \cdot \vec{\phi} \right) \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) - \\ &- \frac{1}{2} \left(1 + \frac{j}{kr} \right) (\cos \phi \cdot \vec{\theta} - \cos \theta \sin \phi \cdot \vec{\phi}) \Big\} = \\ &= k^2 a^3 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{r} \left\{ 2 \sin \theta \cos \phi \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) \cdot \vec{r} + \right. \\ &+ \left[\cos \theta \left(1 - \frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{j}{kr} \right) \right] \cdot \vec{\theta} - \\ &- \sin \phi \left[1 - \frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} - \frac{\cos \theta}{2} \left(1 + \frac{j}{kr} \right) \right] \cdot \vec{\phi} \Big\}. \end{aligned} \quad (69.6)$$

ელექტრული ველის დაძაბულობის ვექტორის გამოსახულების ანალოგიურად, შესაძლებელია ჩავწეროთ გამოსახულება მაგნიტური ველის ინდუქციის ვექტორისათვისაც, კერძოდ (69.1) ფორმულისა და იმის გათვალისწინებით, რომ $\vec{B}_0 = E_0 \vec{j}$, მივიღებთ:

$$\begin{aligned} \vec{B}_{\text{გაბ}}(r, t) &= k^2 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{r} \left\{ [[\vec{n}\vec{m}_0]\vec{n}] + [3[\vec{n}\vec{m}_0]\vec{n} - \vec{m}_0] \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) + \left(1 + \frac{j}{kr} \right) [\vec{n}\vec{p}_0] \right\} = \\ &= -k^2 a^3 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{2r} \left\{ [[\vec{n}\vec{B}_0]\vec{n}] + [3[\vec{n}\vec{B}_0]\vec{n} - \vec{B}_0] \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) - 2 \left(1 + \frac{j}{kr} \right) [\vec{n}\vec{E}_0] \right\} = \\ &= -k^2 a^3 E_0 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{2r} \left\{ (\cos \theta \sin \phi \cdot \vec{\theta} + \cos \phi \cdot \vec{\phi} + \right. \\ &+ (2 \sin \theta \sin \phi \cdot \vec{r} - \cos \theta \sin \phi \cdot \vec{\theta} - \cos \phi \cdot \vec{\phi})) = \\ &= -k^2 a^3 E_0 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{2r} \left\{ 2 \sin \theta \sin \phi \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) \cdot \vec{r} + \right. \\ &+ \sin \phi \left[\cos \theta \left(1 - \frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) - 2 \left(1 + \frac{j}{kr} \right) \right] \cdot \vec{\theta} + \\ &+ \cos \phi \left[1 - \frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} - 2 \cos \theta \left(1 + \frac{j}{kr} \right) \right] \cdot \vec{\phi} \Big\}. \end{aligned} \quad (69.7)$$

გამზნევი სფეროს ზედაპირზე $r = a$, სამართლიანია პირობა: $ka \ll 1$, მაშინ:

$$e^{j(kr-\omega t)} \approx e^{-j\omega t},$$

(69.7) ტოლობის მარჯვენა მხარის ფიგურულ ფრჩხილებში მოთავსებული წევრებიდან შევინარჩუნოთ მხოლოდ მაღალი რიგის წევრები $\left(\frac{1}{k^2 r^2} = \frac{1}{k^2 a^2} \right)$:

$$\vec{E}_{\text{გაბ}}(r = a) \approx E_0 e^{-j\omega t} (2 \sin \theta \cos \phi \cdot \vec{r} - \cos \theta \cos \phi \cdot \vec{\theta} + \sin \phi \cdot \vec{\phi}), \quad (69.8)$$

$$\vec{B}_{\phi a}(r=a) \approx -\frac{1}{2}E_0 e^{-j\omega t} (2 \sin \theta \sin \phi \cdot \vec{r} + \cos \theta \sin \phi \cdot \vec{\theta} + \cos \phi \cdot \vec{\phi}). \quad (69.9)$$

ამავე მიასხეობაში a რადიუსის სფეროს ზედაპირზე დაცემული ელექტრომაგნიტური ველების გამოსახულებებისათვის მივიღებთ:

$$\vec{E}_{\text{ფა}}(r=a) \approx E_0 e^{-j\omega t} \vec{x} = E_0 e^{-j\omega t} (\sin \theta \cos \phi \cdot \vec{r} + \cos \theta \cos \phi \cdot \vec{\theta} - \sin \phi \cdot \vec{\phi}), \quad (69.10)$$

$$\vec{B}_{\text{ფა}}(r=a) \approx -\frac{E_0}{2} e^{-j\omega t} \vec{y} = -\frac{1}{2} E_0 e^{-j\omega t} (\sin \theta \sin \phi \cdot \vec{r} + \cos \theta \sin \phi \cdot \vec{\theta} + \cos \phi \cdot \vec{\phi}). \quad (69.11)$$

ვიბრატორიდან გამოსხივებული ველი ეცემა გამზნევ ობიექტს და გაიბნევა მისგან, ამიტომ ჯამურ გამოსხივებას სფეროს ზედაპირზე ქმნის დაცემული და გაბნეული გამოსხივებები:

$$\vec{E}_{\text{სრ}}(r=a) = \vec{E}_{\text{ფა}}(r=a) + \vec{E}_{\text{გა}}(r=a) = 3E_0 e^{-j\omega t} \sin \theta \cos \phi \cdot \vec{r}. \quad (69.12)$$

$$\vec{B}_{\text{სრ}}(r=a) = \vec{B}_{\text{ფა}}(r=a) + \vec{B}_{\text{გა}}(r=a) = \frac{3}{2} E_0 e^{-j\omega t} (\cos \theta \sin \phi \cdot \vec{\theta} + \cos \phi \cdot \vec{\phi}). \quad (69.13)$$

გამზნევი სფეროს ზედაპირზე სრული მაგნიტური ველი არის ტანგენციალური, რაც მოსალოდნელი იყო, რადგან გამზნევი სფერო კარგი გამტარია. გაუსის კანონიდან განვსაზღვროთ გამტარი სფეროს ზედაპირზე მუხტის $\rho_{\text{სრ}}$ სიმკვრივე:

$$\rho_{\text{სრ}} = \frac{\vec{E}_{\text{სრ}}(r=a)}{4\pi} = \frac{3E_0}{4\pi} e^{-j\omega t} \sin \theta \cos \phi. \quad (69.14)$$

ანალოგიურად, ამპერის კანონის საფუძველზე, შეიძლება ვიპოვოთ დენის სიმკვრივის გამოსახულება:

$$\vec{J}_{\text{სრ}} = \frac{c}{4\pi} [\vec{r} \vec{B}(r=a)] = \frac{3cE_0}{8\pi} e^{-j\omega t} (-\cos \phi \cdot \vec{\theta} + \cos \theta \sin \phi \cdot \vec{\phi}), \quad (69.15)$$

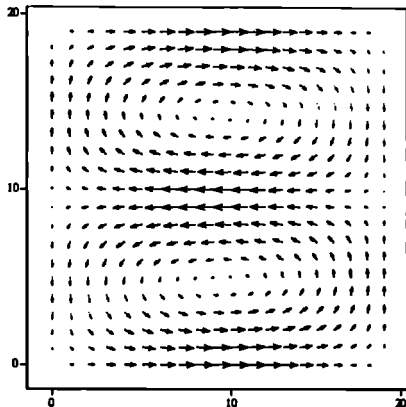
(69.8)-(69.13) ფორმულების გამოყენებით შევასრულოთ ელექტრომაგნიტური ველის გრაფიკული ანალიზი. ნახ.69.1. ა), ბ)-ზე წარმოდგენილია გაბნეული ხოლო ნახ.69.1. გ) და დ)-ზე კი დაცემული ელექტრული და მაგნიტური ველების რადიალური მდგენელების ვექტორული დიაგრამა. ვექტორული დიაგრამა აგებულია MathCad-ის პროგრამაში. ისრების ფერები იცვლება დონის მიხედვით, კერძოდ მაღალი დონის შემთხვევაში გვაქვს წითელი ისრები, ხოლო დაბალ დონეს შეესაბამება ლურჯი ისრები. ველის სიძლიერეს გამოსახავს ისრების სიგრძე. ისრების მიმართულება განსაზღვრავს აგრეთვე ველის ცირკულაციას გამზნევი სფეროს ზედაპირზე.

ნახ.69.2. ა)-ზე წარმოდგენილია სრული დაცემული და გაბნეული ელექტრული ველის რადიალური მდგენელი. ტანგენციალური კომპონენტების სრული ველი ნულია. ე.ი. გაბნეული და დაცემული ელექტრული ველები პრაქტიკულად აკომპენსირებს ერთმანეთს.

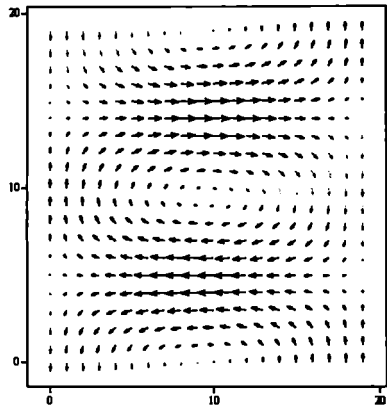
ნახ.69.2. ბ) და გ)-ზე კი პირიქით წარმოდგენილია სრული მაგნიტური ველის ტანგენციალური მდგენელები. მაგნიტური ველის რადიალური მდგენელი ნულის ტოლია.

ნახ.69.2. დ)-ზე წარმოდგენილია ჯამური ელექტრული და მაგნიტური ველების 3D გამოსახულება სფეროს ზედაპირზე. თვალსაჩინოებისათვის, წითელი წირებით წარმოდგენილია მაგნიტური ველი, ხოლო ლურჯი წირებით კი ელექტრული ველი.

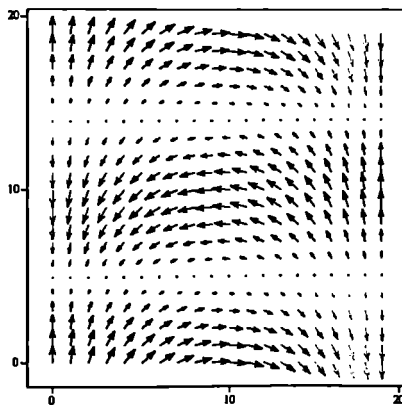
ზოგად შემთხვევაში, მნიშვნელოვანია განხილული იქნას ველის კომპონენტები გამოსხივების წყაროდან ახლო ზონაში ($r \ll \lambda$, $kr \ll 1$), შორეულ, ე.წ. ტალღურ ზონაში ($r \gg \lambda$, $kr \gg 1$), აგრეთვე შუალედურ ზონაში ($r \sim \lambda$, $kr \sim 1$). დეტალური გამოთვლები იხილეთ დანართი 8-ზე.



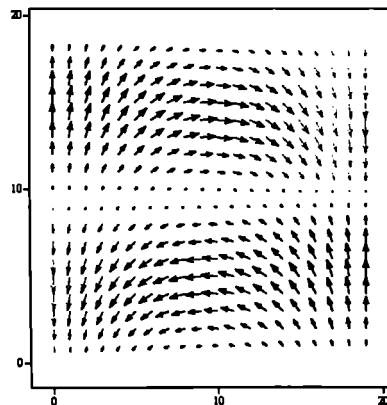
ა) $\vec{E}_{r,stat}(r=a)$



ბ) $\vec{B}_{r,stat}(r=a)$

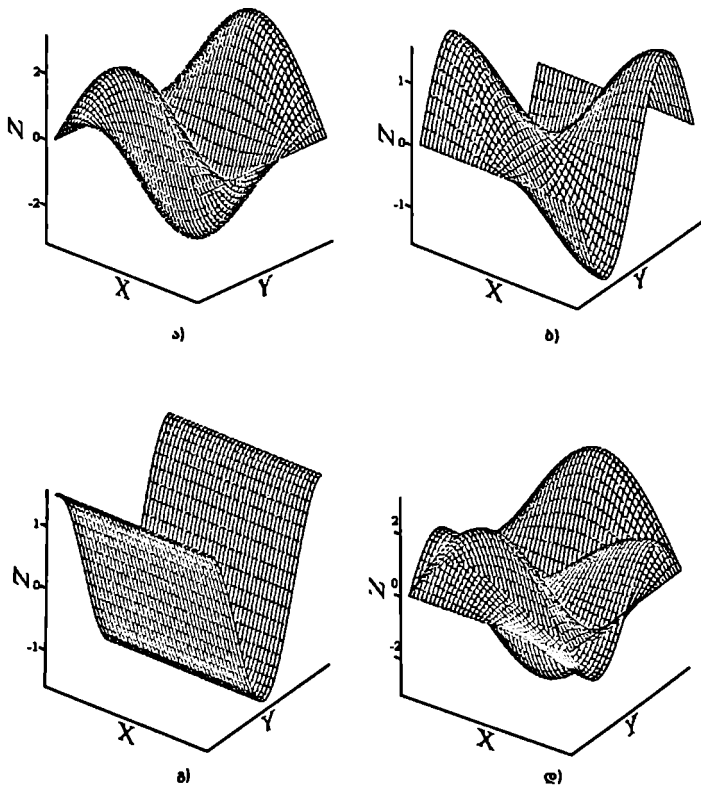


გ) $\vec{E}_{r,dyn}(r=a)$



დ) $\vec{B}_{r,dyn}(r=a)$

ნახ.69.1. გაბნეული და დაცემული ელექტრომაგნიტური ველის ვექტორული დიაგრამა სფეროს ზედაპირზე. ა) გაბნეული $\vec{E}_{r,stat}(r=a)$ ელექტრული ველის დაძაბულობის ვექტორის ვექტორული დიაგრამა; ბ) გაბნეული $\vec{B}_{r,stat}(r=a)$ მაგნიტური ველის ინდუქციის ვექტორის ვექტორული დიაგრამა; გ) დაცემული $\vec{E}_{r,dyn}(r=a)$ ელექტრული ველის დაძაბულობის ვექტორის ვექტორული დიაგრამა; დ) დაცემული $\vec{B}_{r,dyn}(r=a)$ მაგნიტური ველის ინდუქციის ვექტორის ვექტორული დიაგრამა



ნახ.69.2. სრული ველის 3D გამოსახულება სფეროს ზედაპირზე.

ა) $\vec{E}_{\text{რად}}(x, y, z)|_{r=a}$ მდგენელის 3D გამოსახულება;

ბ) $\vec{B}_{\text{მდგ}}(x, y, z)|_{r=a}$ მდგენელის 3D გამოსახულება;

გ) $\vec{B}_{\text{ფხვ}}(x, y, z)|_{r=a}$ მდგენელის 3D გამოსახულება;

დ) სრული ელექტრომაგნიტური ველის 3D გამოსახულება

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

§70. ანტენები. ანტენების ძირითადი მახასიათებლები

კავშირის არხის ერთ-ერთ მნიშვნელოვან კომპონენტს წარმოადგენს ანტენა. ანტენა ელექტრული სიგნალის ენერგიას გარდაქმნის რადიოტალღად, რომლებიც ატმოსფეროში გამოსხივდება ელექტრომაგნიტური ტალღების სახით და ვრცელდება სინათლის სიჩქარით გარემოში ($c = c_0/\sqrt{\epsilon\mu}$, c_0 - სინათლის სიჩქარეა ვაკუუმში, ϵ და μ - გარემოს დიელექტრიკული და მაგნიტური შეღწევადობები). რადიოტალღები ვრცელდება ატმოსფეროში, ვიდრე არ მოხდება მათი მიღება მიმღები ანტენით, რომელიც პირიქით, რადიოტალღების ენერგიას გარდაქმნის ელექტრულ ენერგიად და გადასცემს მიმღებ მოწყობილობას დასამუშავებლად.

გადამცემი ანტენა შეიძლება განიშარტოს, როგორც მოწყობილობა, რომელიც განკუთვნილია ელექტრომაგნიტური ტალღების გამოსხივებისათვის. მიმღები ანტენა წარმოადგენს მოწყობილობას, რომელიც უზრუნველყოფს ელექტრომაგნიტური ტალღების მიღებას, ამ ტალღების მიერ გადატანილი ინფორმაციის შემდგომი დამუშავების მიზნით.

ანტენის მიმართ წაყენებული მოთხოვნები სხვადასხვაგვარია, ისინი იცვლება რადიოსადგურის დანიშნულების მიხედვით. ასე მაგალითად, რადიოსადგურები, რომლებიც განკუთვნილია რადიო-გადამცემებისათვის და ემსახურება გარკვეულ დასახლებულ პუნქტს, გადამცემი ანტენა, როგორც წესი, უნდა ემნიდეს თანაბარ გამოსხივებას ყველა მიმართულებით, ე.ი ასხივებს ყველგან მიმართულ ტალღებს. მეორე მხრივ, ხშირად ანტენისაგან მოითხოვენ მიმართულ ქმედებას ე.ი გარკვეული მიმართულებით ტალღის გამოსხივების კონცენტრირებას, მიზანმიმართულ გამოსხივებას ან მიღებას.

რადიოტექნიკური მოწყობილობების განუყრელ ნაწილს წარმოადგენს ფიქტურული მოწყობილობა. იგი ელექტრომაგნიტური ენერგიის არხია და ანტენის გადამცემთან ან მიმღებთან დამაკავშირებელი რგოლია.

განვიხილოთ ანტენის ძირითადი რაოდენობრივი მახასიათებლები. გადამცემი ანტენის ერთ-ერთი ძირითადი პარამეტრი არის შესავლის წინაღობა. ანტენის შესავლის წინაღობა განისაზღვრება მის მოჭერებზე მოღებული მაღალი სიხშირის U_A ძაბვის ფარდობით ანტენის კვების წყაროს I_A დენის ძალასთან:

$$Z_A = \frac{U_A}{I_A}. \quad (70.1)$$

ზოგად შემთხვევაში ეს წინაღობა შეიცავს როგორც აქტიურ ისე რეაქტიულ მდგენელს, რომლებიც დამოკიდებულია სიხშირეზე:

$$Z_A(\omega) = R_A(\omega) + jX_A(\omega). \quad (70.2)$$

ანტენის მიერ გამოსხივებული სიმძლავრე პროპორციულია ანტენის დენის ძალის ძალის მოქმედი მნიშვნელოვან კვადრატის:

$$P_{\text{გაგ}} = R_{\text{გაგ}} I^2, \quad (70.3)$$

სადაც $R_{გაბ}$ - პროპორციულობის კოეფიციენტი რომელიც იზომება ომებში და რომელსაც I დენის მიმართ გამოსხივების წინაღობა ეწოდება.

ამრიგად, გამოსხივების წინაღობა შეიძლება განისაზღვროს როგორც პროპორციულობის კოეფიციენტი, რომელიც აკავშირებს ანტენის გამოსხივების სიმძლავრეს მასში აღძვრული დენის ძალის მოქმედ მნიშვნელობასთან. გამოსხივების წინაღობა დამოკიდებულია ანტენის ფორმაზე, ზომებზე და იმ ტალღის სიგრძეზე, რომელზედაც მუშაობს ის.

ანტენის მიერ გამოსხივებული სიმძლავრე არის სასარგებლო სიმძლავრე, ხოლო შესაბამისი გამოსხივების წინაღობა არის აქტიური წინაღობის მარგი ნაწილი. ანტენის შესავალი წინაღობაზე გავლენას ახდენს მის მახლობლად მოთავსებული სხვა გამტარები და სხეულები. ანტენაზე მოდებული P_A სიმძლავრის ნაწილი იხარჯება გამოსხივებაზე ($P_{გაბ}$), ხოლო ნაწილი კი იკარგება ანტენის აქტიურ წინაღობაზე ($P_{დან}$):

$$P_A = P_{გაბ} + P_{დან}.$$

ანტენის სიმძლავრის დანაკარგი პროპორციულია ანტენის დენის ძალის კვადრატის:

$$P_{დან} = R_{დან} I^2,$$

შესაბამისად, სრული სიმძლავრე შეიძლება ჩავწეროთ შემდეგი სახით:

$$P_A = I^2 (R_{გაბ} + R_{დან}) = I^2 R_A.$$

სადაც $R_A = R_{გაბ} + R_{დან}$ - ანტენის აქტიური წინაღობაა კვების წერტილში.

ანტენის მუშაობის ეფექტურობის შეფასების მიზნით შემოვიტანოთ ანტენის მარგი ქმედების კოეფიციენტის (მქკ) ცნება, რომელიც ტოლია გამოსხივებული სიმძლავრის შეფარდებისა სრულ სიმძლავრესთან:

$$\eta = \frac{P_{გაბ}}{P_A} = \frac{I^2 R_{გაბ}}{I^2 R_A} = \frac{1}{1 + \frac{R_{დან}}{R_{გაბ}}}. \quad (70.4)$$

ელექტრომაგნიტური ტალღების ენერგიის განაწილებაზე ნათელ წარმოდგენას გვაძლევს მიმართულების დიაგრამა (მდ), რომელიც სივრცეში ანტენის ველის დაძაბულობის მიმართულებაზე დამოკიდებულებას განსაზღვრავს. მიმართულება სფერულ კოორდინატა სისტემაში განისაზღვრება აზიმუტალური ($0 \leq \theta \leq \pi$) და მერიდიანული ($0 \leq \varphi \leq 2\pi$) კუთხეებით. სივრცითი დიაგრამა გამოისახება $f(\theta, \varphi)$ ზედაპირის სახით. $f(\theta, \varphi)$ სივრცითი დიაგრამის აგება ხშირად მოუხერხებელია და ვერ ასახავს საკმარის ინფორმაციას ანტენის გამოსხივების შესახებ, ამიტომ პრაქტიკაში ხშირად სარგებლობენ მიმართულების დიაგრამით, რომელიც აგებულია ერთ-ერთ სიბრტყეში და აღიწერება $f(\theta)$ ან $f(\varphi)$ მრუდებით. რიგ შემთხვევაში, აგებენ დიაგრამას, რომელიც განსაზღვრავს სიმძლავრის ნაკადის სიმკრივის ³⁹ განაწილებას სივრცეში. სიმძლავრის დიაგრამა პროპორციულია $f^2(\theta, \varphi)$ ფუნქციის.

შემოვიტანოთ ნორმირებული დიაგრამის ცნება:

³⁹ სიმძლავრის ნაკადის სიმკრივე არის სიმძლავრე ტალღის გავრცელებისადმი პერპენდიკულარულ ერთეულ ფან ფართობზე.

$$F(\varphi) = \frac{f(\theta, \varphi)}{f_{\max}(\theta, \varphi)}, \quad (70.5)$$

ცხადია $0 \leq F(\theta, \varphi) \leq 1$. $\theta = 0$

მიმართული ქმედების კოეფიციენტი - ეს არის რიცხვი, რომელიც გვიჩვენებს თუ რამდენჯერ უნდა გაიზარდოს ანტენის გამოსხივების სიმძლავრე, რომ მიმართული ანტენიდან ყველგან მიმართულ ანტენაზე გადასვლისას ველის დაძაბულობა მიღების წერტილში ერთნაირი იყოს (სხვა ერთნაირ პირობებში):

$$D = \frac{P_{0\text{გაბ}}}{P_{\text{გაბ}}}, \quad (70.6)$$

სადაც $P_{0\text{გაბ}}$ - მიმართული ანტენის სიმძლავრეა, ხოლო $P_{\text{გაბ}}$ - ყველგან მიმართული ანტენის სიმძლავრე. D კოეფიციენტი რეალური ანტენისათვის მოთვსებულია 1-10000-ის ფარგლებში. იგი გვიჩვენებს მიმართული ანტენის სიმძლავრის მოგებას, მაგრამ არ ითვალისწინებს დანაკარგებს.

ანტენის მოგების (სიმძლავრის მიმართ) შეფასების მიზნით, მისი მიმართულებისა და დანაკარგების გათვალისწინებით, შემოვიტანოთ ანტენის გაძლიერების კოეფიციენტის (გკ) ცნება.

ანტენის გკ ტოლია, მიმართული ქმედების კოეფიციენტისა და მქკ-ს ნამრავლის:

$$G = D\eta. \quad (70.7)$$

(70.7)-ში გავითვალისწინოთ (70.6)-ს მივიღებთ:

$$G = \frac{P_{0\text{გაბ}}}{P_{\text{გაბ}}} \eta. \quad (70.8)$$

მნიშვნელოვანია შემოვიტანოთ მუშა სიხშირული დიაპაზონის ცნებაც. ეს არის დიაპაზონი, რომლის საზღვრებშიც ანტენა ინარჩუნებს თავის ძირითად პარამეტრებს მოცემულ სიხშირეზე.

შემოვიტანოთ ანტენის უფექტური ფართობის (S_A) ცნება. ის განისაზღვრება, როგორც მაქსიმალური სიმძლავრის შეფარდება (რომლის გამოყოფაც შეუძლია ანტენას შეთანხმებულ დატვირთვაზე), ფართობის ერთეულზე მოსულ სიმძლავრესთან (Π):

$$S_A = \frac{P\Pi}{\Pi}, \quad (70.9)$$

სადაც $\vec{\Pi} = [\vec{E}\vec{H}]$ პოინტინგის ვექტორია. ფართობის S_A კოეფიციენტებისა და ანტენის მიმართული ქმედების კოეფიციენტს შორის არსებობს კავშირი.

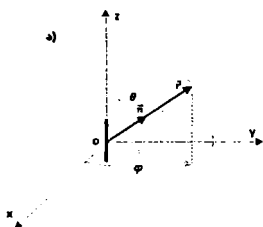
$$D = \frac{4\pi S_A}{L^2}, \quad (70.10)$$

სადაც L - მანძილია ანტენიდან დაკვირვების წერტილამდე.

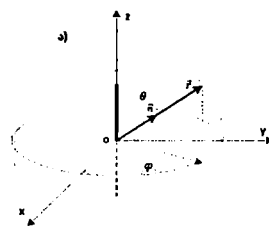
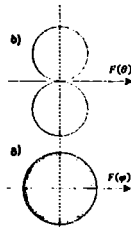
§71. ანტენების კლასიფიკაცია

ანტენების აგების მეთოდები ეყრდნობა ელემენტარული ვიბრატორის თეორიას. ელემენტარული ვიბრატორის ქვეშ იგულისხმება გამტარი, რომლის სიგრძეც ბევრად მცირეა გამოსხივებული ტალღის λ სიგრძეზე. ელემენტარულ ვიბრატორს ჰერცის ვიბრატორი ეწოდება (ნახ.71.1. ა).

როგორც წინა პარაგრაფში განვიხილეთ, ანტენების ერთ-ერთ მნიშვნელოვან მახასიათებელს წარმოადგენს მიმართულების დიაგრამა (მდ), რომელიც ასახავს ანტენის მიერ გამოსხივებული ენერგიის ან სიმძლავრის დამოკიდებულებას კუთხეზე. როგორც წესი მდ-ს პოლარულ კოორდინატთა სისტემაში აგებენ. ჰერცის ვიბრატორის მდ ანტენის ღერძისადმი ვერტიკალურ სიბრტყეში არის წრე, ხოლო ჰორიზონტალურ სიბრტყეში ვიბრატორის ღერძისადმი სიმეტრიული ელიფსებია, რომლებიც რვიანის ფორმას ქმნიან (ნახ.71.1. ბ) და გ).



ნახ.71.1. ა) ჰერცის ვიბრატორი, ბ) მდ ჰორიზონტალურ სიბრტყეში, გ) მდ ვერტიკალურ სიბრტყეში



ნახ.71.2. ა) ვერტიკალური არასიმეტრიული ვიბრატორი, ბ) მდ ჰორიზონტალურ სიბრტყეში, გ) მდ ვერტიკალურ სიბრტყეში

ელემენტარული ვიბრატორის მიმართული ქმედების კოეფიციენტი $D = 1.5$ -ის ტოლია. ნებისმიერი რთული ფორმის ანტენა შეიძლება განხილული იქნას, როგორც ჰერცის ვიბრატორთა ერთობლიობა, ხოლო ამ ანტენის ჯამური გამოსხივება კონკრეტულ წერტილში შეფასებული იქნას, როგორც ჰერცის ვიბრატორთა ერთობლივი შედეგი.

ჰერცის ვიბრატორი სიმეტრიულია სათავის მიმართ. პირველი ასიმეტრიული ანტენა გამოყენებული იქნა 1895 წელს. ასიმეტრიული ვიბრატორი წარმოადგენს გრძელ ვერტიკალურ გამტარ მავთულს, რომლის ქვედა მხარე დამინებასთან ერთად უერთდება მიმდებ მოწყობილობას (ნახ.71.2. ა). ასიმეტრიული ვიბრატორის მდ ვერტიკალურ სიბრტყეში ჰერცის ვიბრატორის მსგავსია, მაგრამ ჰორიზონტალურ სიბრტყეში შუაზე გაჭრილი რვიანის ფორმა აქვს (ნახ.71.2. ბ), გ). როგორც ცნობილია, ვერტიკალური ასიმეტრიული ვიბრატორი უზრუნველყოფს დედამიწის ზედაპირის გასწვრივ უწყვეტ გამოსხივებას, ამიტომ მას დღესაც ფართოდ იყენებენ გრძელი და საშუალო ტალღოვანი რადიოკავშირისას.

ანტენის ერთ-ერთ მნიშვნელოვან მახასიათებელს წარმოადგენს აგრეთვე გამოსხივების წინაღობა. გამოვსახოთ ის (70.3)-დან:

$$R_{\text{გაგ}} = \frac{P_{\text{გაგ}}}{I^2}$$

გამოსხივების წინააღობის ქვეშ გულისხმობენ გამოსხივებული სიმძლავრის ფარდობას ვიბრატორის ქვედა ბოლოზე გაზომილი მოქმედი დენის ძალის კვადრატთან. რაც უფრო დიდია $R_{\text{გაგ}}$ - გამოსხივების წინააღობა, მით უფრო დიდი გამოსხივების სიმძლავრეა საჭირო და ფართოა ანტენის გამოსხივების სიხშირული ზოლი, შესაბამისად მაღალია ანტენის შქ. სამაგიეროდ, მცირეა ანტენის ზედაპირზე წარმოქმნილი ელექტრული ველის დაძაბულობის ამპლიტუდის მნიშვნელობა. ველის მაქსიმალური დაძაბულობა არ შეიძლება აღემატებოდეს ზღვრულ მნიშვნელობას, წინააღმდეგ შემთხვევაში, შეიძლება მოხდეს გარემომცველი ჰაერის იონიზაცია ან ფილერის იზოლატორის რღვევა. ამიტომ რაც უფრო დიდია $R_{\text{გაგ}}$ გამოსხივების წინააღობა, მით უფრო დიდი სიმძლავრე უნდა მიეწოდოს ანტენას.

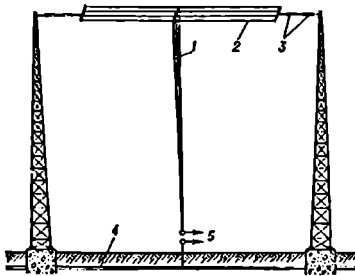
$R_{\text{გაგ}}$ წინააღობა იზრდება L/λ ფარდობის სიდიდის პროპორციულად. თუ გავზრდით ვიბრატორის ღიამეტრს, ვნახავთ, რომ გაიზრდება სიხშირული ზოლი და შემცირდება ვიბრატორის ზედაპირზე აღძრული ელექტრული ველის დაძაბულობის სიდიდე. გარდა ამისა, გამოსხივების წინააღობის შესამცირებლად, შესაძლებელია გამოყენებული იქნას რამდენიმე პარალელურად შეერთებული ვიბრატორების კომბინაცია. გამტარების პარალელური შეერთების მსგავსად, ამ შემთხვევაშიც, ჯამური წინააღობა მცირდება.

გრძელი ტალღების დიაპაზონში ანტენათა სრულყოფა მათი გეომეტრიული სიმაღლის ზრდის პროპორციულად ხდება. ყველაზე მაღალი ასეთი ანტენა 300 მეტრსა და აღწევს. ფორმათა შერჩევის გზით მიღებული იქნა T-მაგვარი, Γ-მაგვარი და ქოლგისებრი ანტენები. ნახ.71.3-ზე მოცემულია T-მაგვარი გრძელი და საშუალო ტალღების ანტენა. ამ ანტენების მიმართული ქმედების კოეფიციენტი 3-ის ტოლია.

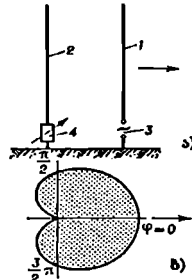
λ - ტალღის სიგრძის შემცირებით ანტენების კონსტრუქცია გამარტივდა. გასული საუკუნის 30-იან წლებში გრძელი ტალღების დიაპაზონში (200-2000 მ) დაიწყო დედამიწისაგან იზოლირებული, ვერტიკალურ მაღალ ანძაზე დამონტაჟებული ასიმეტრიული ვიბრატორის გამოყენება. მათ მოგვიანებით ანტენა-ანძის სახელწოდება მიანიჭეს. ანტენა-ანძის მიმართული ქმედების კოეფიციენტი ცვალებადია და დამოკიდებულია $\frac{\lambda}{L}$ - შეფარდებაზე. კერძოდ, როცა: $\frac{\lambda}{L} = 0.63$, მაშინ მიმართული ქმედების კოეფიციენტი: $D = 6$.

კიდევ უფრო მაღალი მიმართული ქმედების კოეფიციენტით გამოირჩევა შედარებით უფრო რთული კონსტრუქციის ანტენები, რომლებიც ჩვეულებრივ შედგება 2 ვერტიკალური ასიმეტრიული ვიბრატორისაგან. ერთი მათგანი უშუალოდ იკვებება გადამცემისაგან, ხოლო მეორე მასთან ქმნის შეკავშირებულ რხევით კონტურს. პირველს აქტიური, ხოლო მეორეს პასიური (რეფლექტორი) ელემენტი ეწოდება (ნახ.71.4 ა). აქტიური ელემენტიდან გამოსხივებული ტალღა ინტერფერირებს პასიური რეფლექტორის ტალღასთან და შესაბამისად, იცვლება მიმართულების დიაგრამის ფორმა (ნახ.71.4 ბ). ამ ანტენის მიმართული ქმედების კოეფიციენტი თითქმის 2-ჯერ მეტია ასიმეტრიული ვიბრატორის მიმართული ქმედების კოეფიციენტთან შედარებით.

200-550 მ რადიო სამაუწყებლო დიაპაზონში ფართოდ გამოიყენება მილევის საწინააღმდეგო (ე.წ. „ანტიფედინგური“) ანტენა, რომელიც უზრუნველყოფს ელექტრომაგნიტური ველის მილევის შესუსტებას. მილევის ეფექტი განპირობებულია იონოსფეროდან არეკლილი ტალღისა და დედამიწის ზედაპირის გასწვრივ გავრცელებული ტალღათა ინტერფერენციით. საშუალო ტალღურ დიაპაზონში სარგებლობენ ჩარჩოს ფორმის მქონე ანტენებით და ე.წ. მაგნიტური ანტენებით. თუმცა შესაძლებელია ჩარჩოს ფორმის მქონე ანტენისა და ვერტიკალური სიმეტრიული ვიბრატორის სხვადასხვა კომბინაციით მიღებული იქნას ასევე კარგი შედეგი.



ნახ. 71.3. T-ს ფორმის მქონე ანტენა. 1-გამომსხივებელი, 2-ჰორიზონტალური ნაწილი, 3-იზოლატორები, 4-დამიწების სისტემა, 5-მიმდებარე შესაერთებელი სამაგრები



ნახ. 71.4. ა) გრძელი და საშუალო ტალღების ანტენა. 1-აქტიური ვიბრატორი, 2-პასიური რეფლექტორი, 3-შენაერთებელი სამაგრები, ბ) მდ. ჰორიზონტალური სიბრტყეში

მოკლეტალღურ დიაპაზონში ანტენის აგება დამოკიდებულია კავშირის სიშორეზე. მცირე მანძილზე (რამდენიმე ათეული კმ) კავშირი ხორციელდება უშუალოდ მიწის ტალღებით. ამ მანძილებზე ხშირად იყენებენ ვერტიკალურ არასიმეტრიულ ვიბრატორს, რომელიც ანალოგიურია საშუალო და გრძელი ტალღების ვიბრატორის. შეიძლება გამოყენებული იქნას აგრეთვე ვერტიკალური სიმეტრიული ვიბრატორი, ხოლო დიდ მანძილებზე (50-100 კმ) კავშირი ხორციელდება იონოსფეროვან ერთჯერადად ან მრავალჯერადად არეკვლის გზით.

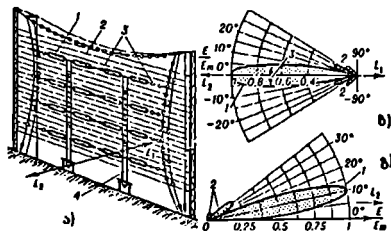
50-100 კმ მანძილებზე ხშირად იყენებენ ჰორიზონტალურ, სიმეტრიულ ვიბრატორს. დღეღამური და წლიური უწყვეტი კავშირი მოკლე ტალღებზე საქიროებს ტალღის სიგრძის ხშირ ცვლილებას. დღისით, ზაფხულში ან მაღალი მზის აქტივობის პერიოდში კავშირისათვის საჭიროა შედარებით მოკლე ტალღები, ვიდრე ღამით, ზამთარში ან დაბალი მზის აქტივობის პერიოდში, ამიტომ მოკლე ტალღურ დიაპაზონში, უწყვეტი წლიური კავშირის შემთხვევაში, სარგებლობენ დიაპაზონური ანტენებით, რომლებიც განკუთვნილია ფართო სიხშირული დიაპაზონისათვის და არ საქიროებს რაიმე გადაწყობას.

ერთ-ერთი ასეთი ანტენაა სიმეტრიული ჰორიზონტალური ვიბრატორი, რომელიც ცნობილია დიპოლის სახელწოდებით. დიპოლურ ანტენას გააჩნია მცირე ტალღური წინააღობა, რის შედეგადაც მისი შემავალი წინააღობა მცირედ არის დამოკიდებული ტალღის სიგრძეზე. დიპოლური ანტენის მიმართული ქმედების კოეფიციენტი 6-12 ფარგლებშია. გარდა ამისა გამოიყენებენ აგრეთვე სინფაზურ ანტენებსაც (ნახ. 71.5), რომელიც წარმოადგენს სიმეტრიული ვიბრატორებისაგან შემდგარ ბრტყელ ბადეს. სინფაზური ანტენებისათვის მიმართული ქმედების კოეფიციენტი 100-1000 შეაღებშია, ხოლო მქც დაახლოებით 1-ს უახლოვდება.

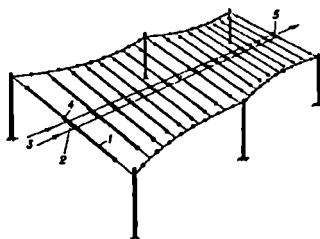
სინფაზური ანტენის გარდა გამოყავთ აგრეთვე რომბისებურ ანტენებს, რომელთა მიმართული ქმედების კოეფიციენტი 20-200-ია, ხოლო მქც $-0.5-0.8$.

მეტრულ და დეციმეტრულ დიაპაზონში გამოიყენება მრავალსართულიანი, პანელური, ზერელური და სხვა ტიპის ანტენები. მოქმედების ზონის გაზრდის მიზნით, ამ დიაპაზონში, მომუშავე ანტენები მონტაჟდება 100-300 მ ან უფრო მაღალ სიმაღლეზე. მიმართული ქმედების კოეფიციენტი დაახლოებით 6-100 შეაღებში მერყეობს. მსოფლიოში ყველაზე უფრო მაღალი სატელევიზიო ანდის სიმაღლე

553 მ-ია და იგი კანადის დედაქალაქ ტორონტოშია განთავსებული, ხოლო თბილისის ანძის სიმაღლე 274 მეტრია და ამ მონაცემით ის მსოფლიოში 41-ე ადგილზეა.

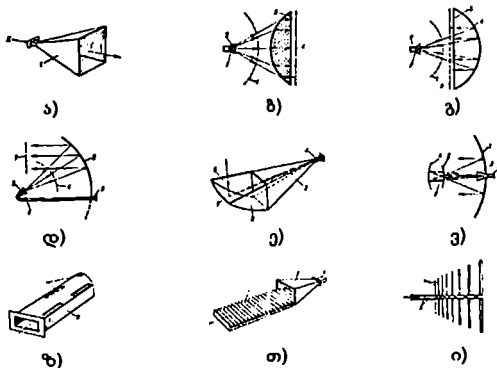


ნახ.71.5. ა) მოკლე ტალღების სინფაზური ანტენა. 1- გამოშვებული დიპოლური ელემენტი; 2-აპერიოდული რეფლექტორი; 3-იზოლატორი ბ) მღვრიკალურ და პორიზონტალურ სიბრტყეში



ნახ.71.6. მსრბოლი ტალღის ანტენა. 1-ვიბრატორი; 2-იზოლატორი; 3-კვების სადენები; 4,5-რეზისტორები

მოკლე ტალღურ დიაპაზონში გამოიყენებოდა მოკლეთალღოვანი მსრბოლ ტალღის ანტენა (ნახ.71.6). მისი მიმართული ქმედების კოეფიციენტი 40-250-ის ფარგლებშია, ხოლო შუკ 0.05-0.5. დაბალი შუკ-ის გამო ამ ანტენების პრაქტიკაში ფართოდ დანერგვა გართულდა.



ნახ.71.7. ა) რუპორული ანტენა; ბ) ლინზური ანტენა; გ) პარაბოლური ანტენა; დ) პარაბოლური ანტენა; ე) რუპორული-პარაბოლური ანტენა; ვ) ორსარკიანი ანტენა; ზ) ხვრელური ანტენა; თ) სპირალური ანტენა; ი) ლოგოპერიოდული ანტენა

ზემადალი სიხშირის ანტენები მოიცავს დეციმეტრულ, სანტიმეტრულ და მილიმეტრულ დიაპაზონებს. გამოიყენება რადიო-სარეუო კავშირისათვის, რადიოლოკაციაში, კოსმოსური კავშირებისას, რადიოასტრონომიაში და ა.შ. ამ დიაპაზონებში ფართოდ გვხვდება: სინფაზური, რუპორული, ლინზური, პარაბოლური, რუპორულ-პარაბოლური, ორსარკიანი, სპირალური ანტენები (ნახ.71.7) და სხვა.

ზემოთ განვიხილეთ ანტენების კლასიფიკაცია საინჟინრო ტექნოლოგიის, სიხშირული დიაპაზონის, მიმართული ქმედების კოეფიციენტისა და მარტი ქმედების კოეფიციენტის მიხედვით. რა თქმა

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

უნდა ყველა სახის ანტენის განხილვა შეუძლებელია. ზოგადად, პრაქტიკაში არსებული ანტენები შეიძლება დავყოთ თვისობრივი მახასიათებლებით. შესაბამისად, ანტენების კლასიფიცირება თვისობრივი ნიშნით წარმოდგენილია დიაგრამა 71.1-ზე.

დიაგრამა 71.1. ანტენების კლასიფიკაცია



საბაზო სადგურის ანტენები

საბაზო სადგურის ანტენები უმრავლეს შემთხვევაში არის ყველაგან მიმართული ანტენები, რომლებიც ორიენტირებულია ჰორიზონტალურ სიბრტყეში (აზიმუტა). მობილურ და პორტატულ რადიოსადგურებს საბაზო სადგურებთან შეუძლიათ დაკავშირება ნებისმიერი შესაძლო მიმართულებით. მაგალითად, დიპოლური ანტენებისათვის მიმართულების კოეფიციენტი იზრდება 6 დბ-ით, ხოლო ულტრამოკლე ტალღებისათვის თითქმის 12 დბ-მდე.

მიმართული ანტენები

აუცილებლობის შემთხვევაში, როცა საჭიროა რადიოტალღის ენერგიის მიმართვა კონკრეტული მიმართულებით გამოიყენება მიმართული ანტენები, რომლებიც ახორციელებენ მიმართულების დიაგრამის ფორმირებას კონკრეტული მიმართულებით. სწორედ ასეთი ტიპის ანტენებია ე.წ. იაგის ანტენები ან პარაბოლური თეფშები.

მობილური (მოძრავი) ანტენები

უმარტივესი მობილური ანტენა არის ტალღის მეოთხედის ზომის. იგი შედგება ერთი ვერტიკალური ელემენტისგან, დაახლოებით $\lambda/4$ სიგრძით, რომელიც ხშირად დამონტაჟებულია მანქანის ლითონის სახურავზე. მას ეწოდება **მონოპოლი**.

მანქანის სახურავი, დედამიწის ზედაპირის მსგავსად, მოქმედებს, როგორც რეფლექტორი და მიიღება დიპოლური ანტენის მსგავსი სისტემა.

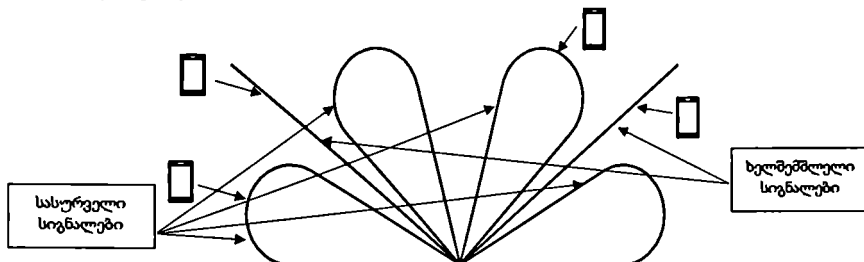
მობილური ანტენები ძირითადად გამოიყენება ძალიან მაღალ სიხშირეზე (VHF) დაახლოებით 50 მგეჰ სიხშირეზე. ანტენის სიგრძე დაახლოებით 150 სმ. სიხშირის მატებასთან ერთად მონოპოლური ანტენის სიგრძე მცირდება. 850 MHz სიხშირეზე მონოპოლის სიგრძე მხოლოდ 9 სმ-ია.

პორტატული ანტენები

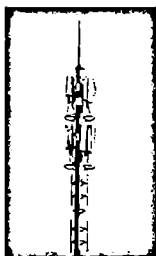
პორტატული რადიომიმღები, როგორც წესი, იყენებენ სპირალისებურად დახვეულ ან რადიოზე დამაგრებულ ანტენებს. ეს ანტენები შედარებით ნაკლებად ეფექტურია, ვიდრე საბაზო ან მობილური ანტენები. აღსანიშნავია, რომ მიღებაზე გავლენას ახდენს ადამიანის სხეულიც, რომელიც რაღაც მომენტში, შეიძლება აღმოჩნდეს მიმღებსა და საბაზო სადგურის ანტენას შორის.

ჰკვიანი (Smart) ანტენები

მნიშვნელოვანი განვითარება მოხდა "ჰკვიანი ანტენის მესერის" დიზაინში, რომლებსაც შეუძლიათ შეცვალონ თავიანთი გარემო ისე, რომ გააძლიერონ სასურველი მიღებული სიგნალები, არასასურველი ხელშემშლელი სიგნალების ჩახშობით. ჰკვიანი ანტენები შეიცავს დიდი რაოდენობის ელემენტებს, რომელთაგან თითოეული კონტროლდება კომპიუტერული პროგრამების გამოყენებით თითქმის რეალურ დროში.



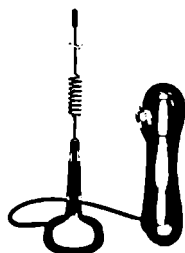
ნახ.71.9. ჰკვიანი (smart) ანტენის მდ. წითელი ისრები მიუთითებს ხელშემშლელ სიგნალებზე, შოლო ლურჯი სასურველ სიგნალებზე. ანტენა ორიენტირდება სასურველ სიგნალებზე და ახშობს იმ ფოთლებს, რომლებიც წარმოიქმნება ხელშემშლელი სიგნალების მხრიდან



საბაზო სადგურის 4G ანტენა



მიმართული YAGI ანტენა (824-900 მჰც)



პორტატული მობილური რადიო ანტენა



ჰკვიანი (Smart) 4G ანტენა

სურ.71.10. სხვადასხვა სახის ანტენები

ანტენის მიმართულების დიაგრამის ძირითადი ფოთლები მოთავსებულია პირდაპირ სასურველ სიგნალებზე, ხოლო ნულები ორიენტირებულია ხელშემშლელი სიგნალებისადმი კუთხით (ნახ.71.9).

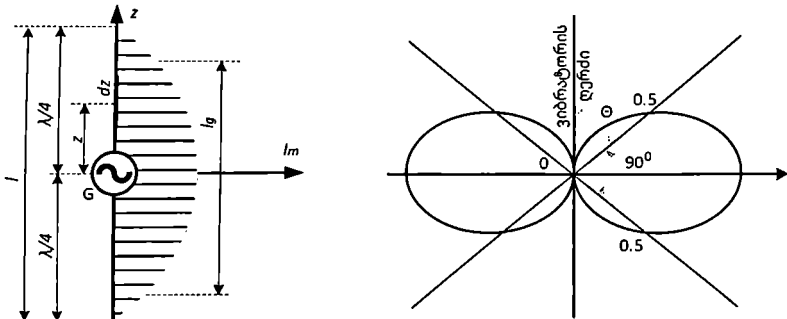
ჭკვიანი ანტენა მუშაობს ისე, როგორც ადამიანის ყური ხმაურიან წვეულებაზე. მიუხედავად იმისა, რომ სხვადასხვა საუბარია, რომელიც ქმნის ერთგვარ ხმაურის ფონს, ადამიანის ყურს შეუძლია განასხვავოს ეს ხმები და ყურადღება გაამახვილოს მისთვის სასურველ ხმაზე.

ჭკვიანი ანტენები ავტომატურად ადაპტირდება შემომაველი სასურველი სიგნალების მიმართულებაზე. ამას ის ახერხებს ციფრული სიგნალის დამუშავების (DSP) საფუძველზე. Smart ანტენასთან დაკავშირებული მიკროპროცესორები ცვლის ანტენის ელემენტების ფაზას და ამპლიტუდას, რათა მიმართულების დიაგრამის ფორმირება მოახდინოს სასურველ მიმართულებაზე, ხოლო ხელშემშლელი სიგნალები კი ჩაახშოს, მათი გავლენის მინიმიზაციისათვის. ანტენის ყველაზე რთულ მსგერებს შეუძლიათ მოერგოს მრავალ სხვადასხვა სასურველ სიგნალს არხის სივრცითი გაყოფის (SDMA) საშუალებით.

ინტელექტუალური ანტენები ტექნოლოგიურად საკმაოდ რთულია, ასევე შედარებით ძვირად ღირებულია, მაგრამ უფრო ეკონომიურია, რადგან მათი მხარდაჭერით შესაძლებელია მრავალი მომხმარებლის მომსახურება.

§72. წრფივი ვიბრატორი

ელემენტარული ვიბრატორი - არის მოწყობილობა თავმოყრილი პარამეტრებით. ანტენა არის ღია რხევითი კონტური, რომელშიც დეროები კონდენსატორის როლს, ხოლო შემავრთებული სადენები კი ინდუქციურობის კოჭას როლს ასრულებს. ნებისმიერი რეალური ანტენა არის გავრცელებულ პარამეტრებიანი. იგი შეიძლება განხილული იქნას, როგორც ელემენტარულ ვიბრატორთა უსასრულო რაოდენობა, რომელთა გამოსხივებაც განიცდის ურთიერთინტერფერენციას.



ნახ.72.1. ა) ელემენტარული ანტენა - ნახევარტალღოვანი ვიბრატორი; ბ) ელემენტარული ვიბრატორის გამოსხივების დიაგრამა პოლარულ კოორდინატთა სისტემაში

უმარტივესი ანტენა, რომელიც გამოიყენება, როგორც მიმღები ანტენა, მოკლე და ულტრამოკლე ტალღათა დიპაზონში, არის ნახევარტალღოვანი ვიბრატორი. ნახევარტალღოვანი ვიბრატორი შეიძლება განხილული იქნას, როგორც ორგამბარიანი ხაზის გამდიდრი მონაკვეთები, რომელთა ბოლოებიც ღიაა. მასში დენების განაწილებას დაახლოებით ისეთი სახე აქვს, როგორც ეს ნაჩვენებია

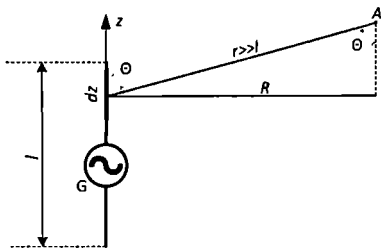
ნახ.72.1. ა)-ზ. როგორც ღია რხევითი კონტური, მის გარშემო იქმნება ცვლადი ელექტრული და მაგნიტური ველები.

ელემენტარული ვიბრატორის გამოსხივების დიაგრამას პოლარულ კოორდინატა სისტემაში აქვს ნახ.72.1. ბ)-ზე მოცემული სახე.

მიმართულების დიაგრამის მახასიათებელი პარამეტრია θ კუთხე. ამ კუთხეს ადგენს ანტენის ცენტრიდან ინტენსივობის მაქსიმუმის ნახევრისკენ გავლებული წრფეები. ნახევარტალღოვანი ვიბრატორისათვის θ კუთხე შეადგენს 78° -ს, ხოლო ელემენტარული ვიბრატორისათვის კი 90° -ს. რთული ანტენის მიმართულების დიაგრამის ერთი მიმართულებით შეუგუშვა, ხოლო მეორე მიმართულებით კი წაგრძელება, განპირობებულია ვიბრატორის ცალკეული ელემენტის გამოსხივებათა ინტერფერენციით. ანტენის კონსტრუქციის გართულება და მისი გეომეტრიული ზომების გაზრდა, საშუალებას გვაძლევს მივიღოთ საკმაოდ ვიწრო გამოსხივების დიაგრამა.

ელემენტარული ვიბრატორის ველის დაძაბულობა და მოქმედი სიგრძე

განვსაზღვროთ ნახ.72.3-ზე მოცემული l სიგრძის ელემენტარული ვიბრატორი, რომელსაც მიეწოდება სინუსოიდურული ტალღები ვიბრატორის ცენტრში ჩართული გენერატორიდან. ვთქვათ, ვიბრატორის ღერძი მოთავსებულია Z ღერძის გასწვრივ.



ნახ.72.3. ვიბრატორის გამოსხივება შორულ დიაპაზონში. ამოცანის გეომეტრია

დენი გამტარის გასწვრივ იცვლება $I(z)$ კანონით. გამტარი დავყოთ dz - ელემენტებად და განვსაზღვროთ ველი მისგან მომდინარეობს A -წერტილში, რომელიც იმდენად არის დაშორებული გამტარიდან, რომ გამტარიდან გასახილველ წერტილამდე r მანძილი აკმაყოფილებს შემდეგ პირობას:

$$r \gg l. \quad (72.1)$$

განსახილველ წერტილში ტალღის ფრონტი ახლოსა ბრტყელი ტალღის ფრონტთან.

მანძილი ყოველი dz ელემენტიდან განსახილველ A წერტილამდე არის სხვადასხვა და დამოკიდებულია dz ელემენტის კოორდინატაზე ე.ი კოორდინატების ფუნქცია. ელემენტარული ვიბრატორის ველის გამოსახულება უმჯობესია წარმოვადგინოთ სფერულ კოორდინატა სისტემაში, რომელშიდაც ველის კომპონენტები არის (r, θ, φ) კოორდინატების ფუნქცია (იხ.დანართი 8).

ყოველი ელემენტის ველის ვექტორს სივრცეში აქვს ერთნაირი ორიენტაცია და ამიტომ ჯამური ველის დაძაბულობა გამოითვლება ინტეგრირებით:

$$E = E_\theta = \int_{-l/2}^{l/2} \frac{30kI(r) \cdot \sin\theta}{r(z)} j e^{-jkr(z)} dz = j \frac{30k \sin\theta}{r} \int_{-l/2}^{l/2} I(z) e^{-jkr(z)} dz, \quad (72.2)$$

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

აქ მნიშვნელოვანი r გამოტანილია ინტეგრალის ნიშნის გარეთ, რადგან განსახილველ წერტილში დიდი მანძილის გამო, ცალკეული ელემენტების ველები ერთმანეთისგან ძალიან მცირედით არიან განსხვავებული. r -ის ცვლილების უგულებელყოფა $e^{-ikr(z)}$ მამრავლში არ შეიძლება, რადგან r -ის მცირედი ცვლილებაც კი საკმაოდ ცვლის ტალღების და ველის ფაზას.

ანტენის ღერძისადმი პორიზონტალურ სიბრტყეში $\theta = 90^\circ$. ამ სიბრტყეში, დაკვირვების წერტილის საკმაოდ დამოუკიდებლად $r(z)$ მანძილი ყველა ელემენტისათვის თითქმის ერთნაირია და ტოლია dz ელემენტის შუა ნაწილიდან დაკვირვების წერტილამდე მანძილის: $r(z) = r$. ამ შემთხვევაში მამრავლი $e^{-ikr(z)}$ შეიძლება გამოტანილი იქნეს ინტეგრალის ნიშნის გარეთ. გავითვალისწინოთ, ასევე, რომ პორიზონტალურ სიბრტყეში $\sin\theta = \sin 90^\circ = 1$ მივიღებთ.

$$E = j \frac{30k}{r} e^{-jkr} \int_{-l/2}^{l/2} I(z) dz, \quad (72.3)$$

გამოთვლების გამარტივების მიზნით, ჩავთვალოთ, რომ გამტარის მთელს სიგრძეზე დენი ფაზით არ იცვლება. ეს პირობა პრაქტიკულადაც სრულდება თუ ველს განვიხილავთ ანტენიდან შორს, ე.წ. ტალღურ ზონაში (ფრან-ჰოფერის ზონა), რომლისთვისაც სრულდება (72.1) პირობა:

$$E = \frac{30k}{r} \int_{-l/2}^{l/2} I(z) dz = \frac{30k I_0 l_{\text{ფაქ}}}{r}, \quad (72.4)$$

სადაც

$$l_{\text{ფაქ}} = \frac{1}{I_0} \int_{-l/2}^{l/2} I(z) dz. \quad (72.5)$$

(72.5) ფორმულა განსაზღვრავს ანტენის მოქმედ სიგრძეს L ფართობში.

მოქმედი სიგრძე შეიძლება განისაზღვროს, როგორც იმ მართკუთხედის სიმაღლე, რომლის ფართობი ტოლია $I(z)$ და r — ღერძებით შემოსაზღვრული არის ფართობის. L სიგრძის ელემენტარული ვიბრატორისთვის ყველა წერტილში $I(z) = I_0 = \text{const}$, ამიტომ მისი მოქმედი სიგრძე

$$l_{\text{ფაქ}} = \frac{1}{I_0} \int_{-l/2}^{l/2} I(z) dz = \frac{I_0 l}{I_0} = l. \quad (72.6)$$

როგორც ვხედავთ, ანტენის მოქმედი სიგრძე, ელემენტარული ვიბრატორისათვის გეომეტრიული სიგრძის ტოლია. საბოლოოდ, ყველა ზემოთ აღნიშნული დაშვების გათვალისწინებით, ტალღურ ზონაში ელექტრული ველის დაძაბულობისათვის მივიღებთ:

$$E = E_\theta = \frac{30k l I_0}{R} \sin\theta = \frac{60\pi l I_0}{\lambda R} \sin\theta, \quad (72.7)$$

სადაც $r = \frac{R}{\sin\theta}$, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

ელემენტარული ვიბრატორის მიმართულების დიაგრამა

(72.2) გამოსახულებაში შევასრულოთ შემდეგი გარდაქმნები:

$$r(z) = R - z \cos \theta, \quad (72.7)$$

$$e^{-jkr(z)} = e^{-jk(R-z \cos \theta)}. \quad (72.8)$$

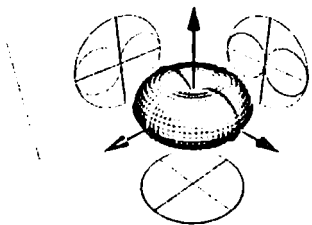
ელემენტალური სიმეტრიული ვიბრატორის გამოსხივების დიაგრამა, როცა მას გენერატორიდან მიეწოდება ცვლადი სინუსოიდური დენი შეიძლება ავსოთ ფარდობითი ლექტრული ველისათვის:

$$E = E_{max} \left[\cos \left(\frac{\pi l}{\lambda} \cos \theta \right) - \cos \left(\frac{\pi l}{\lambda} \right) \right].$$

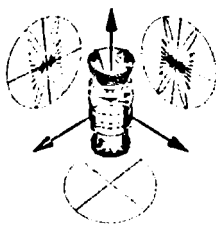
სადაც $E_{max} \sim \sin \theta$, შესაბამისად:

$$f \left(r = \frac{l}{\lambda}, \theta, \varphi \right) = \frac{E}{E_{max}} = \frac{\cos \left(\frac{\pi l}{\lambda} \cos \theta \right) - \cos \left(\frac{\pi l}{\lambda} \right)}{\sin \theta}.$$

შეიძლება ავსოთ $f \left(r = \frac{l}{\lambda}, \theta, \varphi \right)$ დამოკიდებულება სფერულ კოორდინატთა სისტემაში. ცხადია: $0 \leq f \left(r = \frac{l}{\lambda}, \theta, \varphi \right) \leq 1$.



ა)



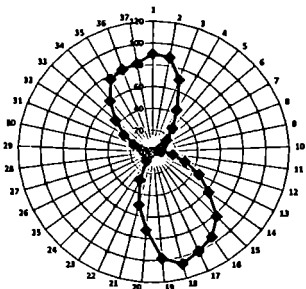
ბ)

ნახ. 72.4. წრფივი სიმეტრიული ვიბრატორის გამოსხივების მდ. ა) $\frac{l}{\lambda} = 0.1$, ბ) $\frac{l}{\lambda} = 10$

ნახ. 72.4-ზე აგებულია სიმეტრიული ვიბრატორის გამოსხივების სამგანზომილებიანი დიაგრამა ორ შემთხვევაში, როცა $\frac{l}{\lambda} = 0.1$ და $\frac{l}{\lambda} = 10$. ეს შეფარდება ასახავს დიპოლის საერთო სიგრძის შეფარდებას ტალღის სიგრძესთან. თვალსაჩინოა, რომ როდესაც ეს შეფარდება მცირეა დიაგრამას ანტენის ღერძისადმი პერპენდიკულარულ სიბრტყეებში რკიანის ფორმა აქვს, ხოლო როცა ეს შეფარდება დიდია, ამავე სიბრტყეებში, მდ-ზე მკვეთრად გამოხატული ხდება ანტენის ღერძისადმი კუთხით მიმართული კომპონენტები.

რეალური გაზომვებისას მიმართულების დიაგრამის აგება ხდება ერთ-ერთ სიბრტყეში და ის ვერ იქნება ზუსტად ისეთი სიმეტრიული, როგორც მოდელირებით მივიღეთ, რადგან რეალურ პირობებში ვიბრატორზე გავლენას ახდენს გარშემო არსებული საგნები, თვით ექსპერიმენტატორიც კი გარკვეულ

პირობებში შეკავშირებულ კონტურს ქმნის ანტენასთან, რამაც შეიძლება გამოიწვიოს გარკვეული დამახინჯებები. მაგალითად, ნახ.72.5-ზე წარმოდგენილია ბსუ-ს რადიოფიზიკის ლაბორატორიაში გადაღებული ჰორიზონტალურად განლაგებული სიმეტრიული ვიბრატორის მდ. დიაგრამის დამახინჯება გამოწვეულია ლაბორატორიაში არსებული სხვა ხელსაწყოებით, რომლებიც პასიური ელემენტების როლს ასრულებენ, აგრეთვე ექსპერიმენტატორის ზემოქმედებით. ყველაფერი ერთად ქმნის ხელშემშლელ სიგნალებს, რომლებიც გავლენას ახდენს მიმართულების დიაგრამის ფორმაზე.



ნახ.72.5. ჰორიზონტალურად მოთავსებული სიმეტრიული ვიბრატორის მდ. გადაღებული რეალური ექსპერიმენტისას ლაბორატორიულ პირობებში

ასიმეტრიული ვიბრატორი

განვიხილოთ შემთხვევა, როცა ნახევარტალღოვანი ვიბრატორი მოთავსებულია ვერტიკალურად. დედამიწის ზედაპირიდან არეკვლილი ტალღების ხარჯზე, შეიძლება ვიბრატორის ზომა შევაზღვიოთ.

ვერტიკალური ვიბრატორის ქვედა ნაწილი მიუერთოთ ელექტრომაგნიტური რხევების გენერატორის ერთ მომჭერს, ხოლო გენერატორის მეორე მომჭერი კი დავამიწოთ, ისე, როგორც ეს ნაჩვენებია ნახ.72.6 ა)-ზე. მიწიდან არეკვლილი ტალღები ქმნის ანტენის ქვედა, ვირტუალურ ნაწილს, რომელიც ანტენის სარკულ გამოსახულებას წარმოადგენს. ასეთი ანტენის გამოსხივების ველი ტოლია თვით ანტენის და მისი სარკული გამოსახულების ველების ჯამისა (ნახ.72.6 ბ).

მოცემულ ანტენას უწოდებენ ვერტიკალურ ასიმეტრიულ ანტენას, მისი სიმადლე მიახლოებით $\frac{\lambda}{4}$ -ის ტოლია. ანტენის მიერ გამოსხივებული სიმძლავრე პროპორციულია ელექტრული ველის დაძაბულობის კვადრატის და შეიძლება გამოვსახოთ ანტენაში ინდუცირებული მოქმედი დენის ძალის საშუალებით. (70.2) ფორმულის თანახმად:

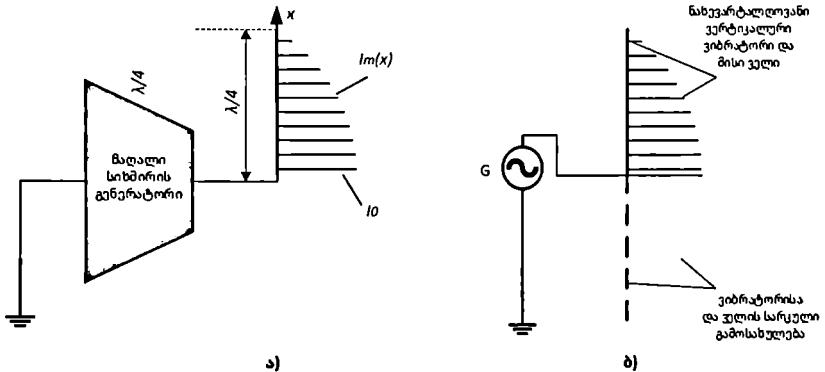
$$P_{\text{გაგ}} = \frac{1}{2} R_{\text{გაგ}} I_0^2 = \left(\frac{l_{\text{მოქ}}}{\lambda} \right)^2 I_0^2 - \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 I_0^2. \quad (72.6)$$

სადაც, $I = I_0 / \sqrt{2}$.

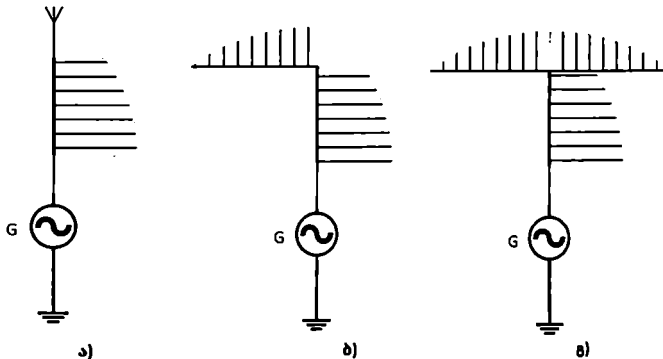
ამრიგად, ნებისმიერი ტიპის ანტენის გამოსხივებული სიმძლავრე პროპორციულია დენის ძალის ამპლიტუდის კვადრატის და ანტენის საზოგადო ზომისა და ტალღის სიგრძის შეფარდების კვადრატის. ანტენის კონსტრუქციაზე დამოკიდებულია მხოლოდ პროპორციულობის კოეფიციენტი.

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

ვერტიკალური ასიმეტრიული ანტენისათვის გამოსხივების სიმძლავრის გარკვეულ სიდიდემდე გაზრდა, ისე რომ არ შეიცვალოს ანტენის სიმაღლე, შესაძლებელია ანტენაში დენების განაწილების გაუმჯობესების გზით. ამ მიზნით ანტენის ზედა ნაწილს მიუერთებენ ხოლმე პორიზონტალურ გამტარს ან გამტართა სისტემას (ნახ. 72.7).



ნახ. 72.6. ა) ნახევარტალღოვანი ვერტიკალური ვიბრატორის გენერატორთან მიერთების სქემა; ბ) ველის სარკული გამოსახულება



ნახ. 72.7. ა) ნახევარტალღოვანი ვიბრატორი; ბ) ნახევარტალღოვანი ვიბრატორი ასიმეტრიულად მიერთებული პორიზონტალური გამტარით; გ) ნახევარტალღოვანი ვიბრატორი სიმეტრიულად მიერთებული პორიზონტალური გამტარით

დამატებითი გამტარი, რომელიც მიერთებულია ანტენის ზედა ნაწილთან ზრდის ანტენის ზედა ნაწილსა და დედამიწას შორის ტევადობას. ეს ტევადობა ისევე მოქმედებს, როგორც ϵ სიგრძის ხაზის ბოლოს ჩართული კონდენსატორი. როგა გახსნილი ხაზის ბოლოს ტევადობა ნულის ტოლია, ხაზში დენის ძალაც ნულია, ხოლო ტევადობის არსებობის შემთხვევაში კი ხაზის ბოლოს დენის ძალა ნულისაგან განსხვავებულია და ტოლია C ტევადობის კონდენსატორის დენის ძალის. ეს იწვევს გამოსხივების ინტენსივობის ზრდას და მაშასადამე იზრდება ანტენის გამოსხივების სიმძლავრე, რაც ზემოთ თქმულის თანახმად ეკვივალენტურია ანტენის მოქმედი სიმაღლის ზრდის.

ანტენის შესავლის წინადობას ისეთივე აზრი გააჩნია, როგორც ღია ხაზის შესავლის წინადობას. მაგრამ მათ შორის არსებობს არსებითი სხვაობაც. კერძოდ, ეს სხვაობა დაკავშირებულია ენერგიის დანაკარგთან, რომელიც ღია ხაზში შეიძლება მხედველობაში არც კი მივიღოთ, ამიტომ ღია ხაზის შესავლის წინადობა არის სუფთა რეაქტიული ხასიათის. ანტენის შესავლის წინადობა არის რეაქტიული, მაგრამ მნიშვნელოვანია მისი აქტიური წინადობაც, რაც იწვევს ელექტრომაგნიტური ტალღების გამოსხივების დანაკარგებს. ზოგადად ანტენის შესავლის წინადობა არის:

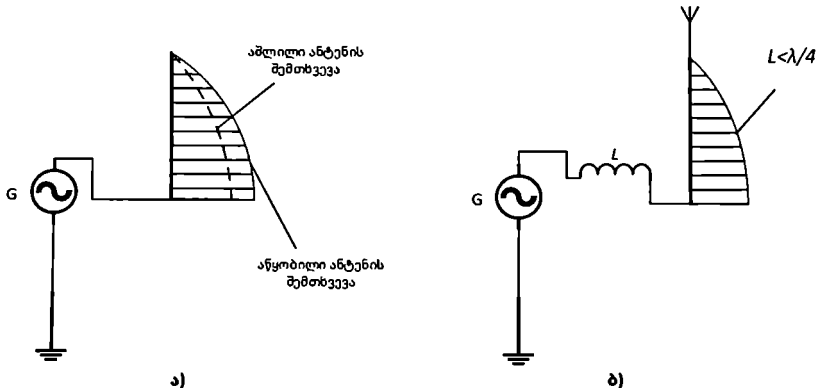
$$Z_a = R_a + jX_a, \quad R_a = R_{\text{დაკ.}} + R_{\text{გამოს.}},$$

სადაც, $R_{\text{დაკ.}}$ წინადობა ასახავს ანტენაში ენერგიის დანაკარგს.

ანტენის სინუსოიდური ძაბვის გენერატორთან მიერთების შემთხვევაში, მასში დენის ძალა იქნება:

$$I_m = \frac{U_m}{Z_a} = \frac{U_m}{\sqrt{R_a^2 + X_a^2}},$$

დენის ძალის ამპლიტუდა ანტენის შესავალზე მაქსიმალურია, როცა $X_a = 0$, ე.ი. როცა ანტენა აწყობილია რეზონანსზე $l = \lambda / 4$.



ნახ. 72.8. ა) ასიმეტრიული ვერტიკალური ანტენის გასწვრივ დენების განაწილება რეზონანსზე აწყობილი (უწყვეტი ხაზი) და აქტიური (წყვეტილი ხაზი) ანტენის შემთხვევაში; ბ) ანტენის რეაქტიული წინადობის კომპენსირება მიმდევრობით მიერთებული L ინდუქციურობის კოჭათი

ნახ. 72.8 ა)-ზე უწყვეტი ხაზებით ნაჩვენებია დენების განაწილება ასიმეტრიული ვერტიკალური ანტენის გასწვრივ, როცა: $l = \lambda / 4$, ხოლო წყვეტილი ხაზით აღნიშნულია შემთხვევა, როცა $l \neq \lambda / 4$. როგორც ჩანს აწყობილი (აქტიური) ანტენისას დენის ძალების ამპლიტუდები ყველა განიკვეთში რამდენადმე მცირეა, ვიდრე რეზონანსზე აწყობილი ანტენის შემთხვევაში. პრაქტიკულად ანტენის სიგრძე ყოველთვის განსხვავდება რეზონანსზე აწყობილი ანტენის სიგრძისაგან. გრძელი და საშუალო ტალღათა დიაპაზონში გამოსხივებული ტალღის სიგრძე დიდია (რამდენიმე ათეული მეტრის შედგენს), ამიტომ პირობა $l = \lambda / 4$ ტექნიკურად არ შეიძლება შესრულდეს. ანტენის სიმაღლე ამ დიაპაზონის ტალღებისათვის ყოველთვის ნაკლებია $\lambda / 4$ -ზე. თუ $l < \lambda / 4$, ანტენის რეაქტიული წინადობა, ისე, როგორც ღია ხაზების შემთხვევაში, არის ტევალური ხასიათის. ამ შემთხვევაში ანტენის რეაქტიული

წინააღმდეგობა შეიძლება კომპენსირებული იქნას ანტენის მიმდევრობით L ინდუქციულობის კოქს ჩართვით (ნახ. 72.8 ბ). ამასთან, L ინდუქციურობა ისეთი უნდა იყოს, რომ შესრულდეს პირობა:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C_s} = 0,$$

სადაც, C_s - ანტენის შესავლის ტევადობაა.

მოკლე და ულტრამოკლე ტალღათა დიაპაზონში ძნელი არ არის ანტენის სიგრძე გავსადობთ რეზონანსზე აწყობილი ანტენის სიგრძის ($\ell = \lambda / 4$) ტოლი. მაგრამ რეზონანსის პირობა ფიქსირებული ანტენის სიგრძისა შეიძლება შესრულდეს მხოლოდ ერთი ტალღის სიგრძისათვის, მაშინ როდესაც, გადაცემა უნდა მოხდეს ტალღათა გარკვეულ ინტერვალში. აწყობა ხორციელდება ანტენის X_s რეაქტიული წინააღმდეგობის კომპენსაციის გზით. ეს შესაძლებელია ანტენის მიმდევრობით X რეაქტიული წინააღმდეგობის ჩართვით, რომელიც ნიშნით შესავლის წინააღმდეგობის საპირისპიროა: $X = -X_s$.

ვიბრატორთა სისტემები

ნახევარტალღოვანი ვიბრატორის და ვერტიკალური ასიმეტრიული ანტენის გამოსხივება ხასიათდება მცირე მიმართული ქედებით, ამიტომ ისინი ფართოდ გამოიყენება რადიომაუწყებლობასა და ტელეხედავაში, როგორც გადამცემა ანტენები, იმ მიზნით, რომ გადასცენ ტალღები ყველა შესაძლო მიმართულებით.

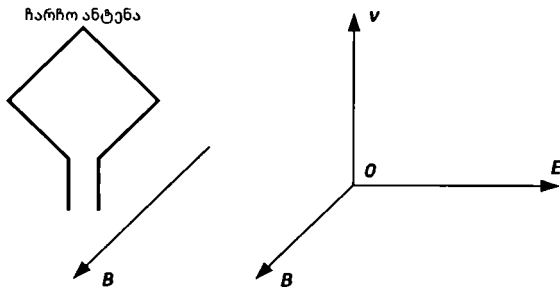
სპეციალური მიზნებისათვის საჭიროა ისეთი ანტენები, რომლებსაც გააჩნიათ მკვეთრად განსაზღვრული გამოსხივების მიმართულება. მიმართულების დიაგრამის შევიწროვება მიიღწევა ანტენის მოწყობილობის გარეთულებით და მისი გეომეტრიული ზომების გაზრდით. კონსტრუქციული თვალსაზრისით ეს ამოცანა სხვადასხვა ტალღის სიგრძის ანტენებისათვის განსხვავებულად და სხვადასხვაგვარად არის გადაწყვეტილი. ეს შეიძლება იყოს ანტენა, რომელიც აგებულია ცალკეული ვიბრატორებისაგან, რომელიც თანაბრად ავსებს გარკვეულ ფართობს (ანტენა მესერი) და რომელიც აღიგზნება კოპერენტული წყაროთი, მეზობელ ვიბრატორებს შორის გარკვეული ფაზათა ძვრის კუთხით. ინტერფერენციის მოვლენის გამო ცალკეული ვიბრატორის გამოსხივება ძლიერდება ერთი მიმართულებით. მეზობელ გამომსხივებლებს შორის ფაზათა ძვრის მართვით შეიძლება ვცვალოთ მესერი ანტენის გამოსხივების მიმართულება. ეს თვისება გამოიყენება რადიოტექნიკაში სხვადასხვა გამოსხივების მიმართულების მქონე ანტენის დაშვადების მიზნით (სკანირებადი ანტენები).

გამოსხივების მიმართულების გადღების მიზნით, ასევე გამოიყენება პასიური გამომსხივებლები, რომლებიც გენერატორიდან არ იკვებება. აღიგზნებიან აქტიური გამომსხივებლებით, რომლებიც დაკავშირებულია გენერატორთან. ასე მაგალითად, პასიური გამომსხივებელი რომლებიც მოთავსებულია აქტიური გამომსხივებელიდან $\sim \lambda / 4$ მანძილზე, ახშობს მისკენ მიმართულ გამოსხივებას და ამავე დროს აძლიერებს გამოსხივებას საწინააღმდეგო მიმართულებით. ამ ტიპის ანტენები გამოიყენება ტელეხედავაში.

ზღვრულ შემთხვევაში პასიურ ვიბრატორთა სისტემას, რომლებსაც გამოიყენებენ მეტრულ და დიგიტურულ დიაპაზონში არის გამტარი ბაღ ან ლითონის სარკე, რომელსაც აქვს პარაბოლური ცილინდრის ფორმა ან პარაბოლოიდის ფორმა, რომლის ფოკუსშიც მოთავსებულია აქტიური გამომსხივებელი. პარაბოლური ანტენები გამოიყენება რადიოტელესკოპებში, კავშირის რადიორელეურ ხაზებში, კოსმოსური კავშირის სისტემებში და სხვა (რადიოტელესკოპის დიამეტრი შეიძლება იყოს 70 მეტრზე მეტი).

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

მიმღები ანტენის ერთ-ერთი სახე, რომელიც ფართოდ გამოიყენება რადიომაუწყებლობაში არის ჩარჩო ანტენა. ჩარჩო ანტენა აგებულია კოქას სახით, რომელიც დახვეულია ფერიტის ჩარჩოზე - გულარზე. ჩარჩო ანტენა ყველაზე უფრო ეფექტურად მიიღებს რადიოტალღებს იმ შემთხვევაში, როცა მაგნიტური ინდუქციის $\vec{B}$ ვექტორი პერპენდიკულარულია ჩარჩოს სიბრტყის (ნახ.72.9).



ნახ.72.9. ჩარჩო ანტენა

$\vec{B}$ ვექტორის ასეთი ორიენტაციისას ადრული უმძ-ს აქვს მაქსიმალური მნიშვნელობა. ჩარჩოს OO' ღერძის ირგვლივ მობრუნებისას უმძ მცირდება შემობრუნების კუთხის კოსინუსის პროპორციულად. შევნიშნოთ, რომ ნებისმიერი კონსტრუქციის ანტენა შეიძლება გამოყენებული იქნას როგორც გამამცემ, ისე მიმღებ ანტენად.

განვიხილოთ ზოგიერთი სატელევიზიო მიმღები ანტენა. სატელევიზიო ანტენა არის დიპოლური ანტენა (ნახ.72.10. ა) ან ჰისტოლოკოსის მარყუჟი ანტენა (ნახ.72.10. ბ), რომლის გატარების ზოლიც გაცილებით ფართოა, ვიდრე დიპოლური ანტენის გატარების ზოლი.

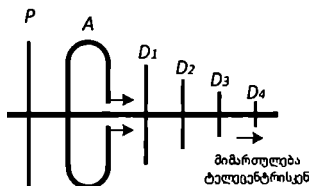
ასეთი ანტენები, ჩვეულებრივ ტელეგადამცემისას მიღებას უზრუნველყოფენ ტელეცენტრიდან არაუმეტეს 100 კმ-ის რადიუსში. მისი გამოსხივების მდ-ს აქვს ნახ.70.1 ბ)-ზე მოცემული სახე. დიპოლური ანტენა შედარებით ნაკლები გამოსხივების მიმართულებით ხასიათდება.



ა) დიპოლური ანტენა; ბ) ჰისტოლოკოსის მარყუჟი ანტენა

დიდ მანძილებზე კარგი მიღების უზრუნველსაყოფად გამოიყენება უფრო რთული ანტენები. ერთ-ერთია მაგალითად ანტენა „ტალღური არხი“ (ნახ.72.11). იგი შედგება A აქტიური ვიბრატორისაგან, რომელიც შეიძლება იყოს წრფივი ან მარყუჟისმაგვარი, აგრეთვე P და $D_1, D_2, \dots$ პასიური ვიბრატორებისაგან. პასიური ელემენტები განლაგებულია ერთ სიბრტყეში მაქსიმალური გამოსხივების მიმართულების გასწვრივ. შედარებით მარტივი კონსტრუქცია შედგება აქტიური და ორი პასიური ვიბრატორისაგან. A - აქტიურ ვიბრატორს ფიდერის საშუალებით უერთდება ტელევიზორი. P - ვიბრატორს რეფრაქტორი ეწოდება, იგი მოთავსებულია აქტიური ელემენტის უკან. D - ვიბრატორები

მოთავსებულია აქტიური ვიბრატორის წინ და მათ დირექტორი (მიმმართველი) ეწოდება. P და D ვიბრატორებს პასიური ელემენტები ეწოდება, რადგან ისინი არ არიან ფილერთან შეერთებული. გადამცემის მუშაობისას ანტენის ყველა ელემენტზე აღიქმება ინდუქციის ემძ, მაგრამ მხოლოდ აქტიური ვიბრატორი ხარჯავს ამ ენერგიას დატვირთვაზე. ამასთან, ფილერთან ოპტიმალური მეთანხმების დროსაც კი ენერგიის ნაწილი გამოსხივდება გარემოშველ სივრცეში. ეს გამოსხივება ახლად მოსულ ტალღებთან ერთად აღაგზნებს პასიურ ვიბრატორებს. პასიური ვიბრატორები, რომლებსაც არ გააჩნიათ დატვირთვა, ყველა მიღებულ ენერგიას გამოსხივებენ სივრცეში. პასიური ვიბრატორების განსაზღვრული სიგრძეებისას და გარკვეული მანძილებით დამორებისას ტალღები აქტიურ ვიბრატორთან მიდის ერთნაირ ფაზაში და იკრებიან ახლად მოსულ ტალღებთან ერთად, ე.ი. იზრდება ემძ აქტიური დიპოლის მომქუეობთან. სხვა მიმართულებით ფაზათა მდგომარეობა ისეთია, რომ აქტიურ ვიბრატორთან ადგილი აქვს ველის ნაწილობრივ ან სრულ კომპენსაციას და აქტიურ დიპოლზე ემძ ნულის ტოლია. დირექტორები თითქმის მოსულ ენერგიას მიმართავენ აქტიური დიპოლისაკენ, სწორედ აქედან გამომდინარეობს სახელწოდება - ტალღური არხი. სასურველი ფაზათა ძვრის უზრუნველყოფისათვის ყოველ მომდევნო დირექტორს ამოკლებენ დაახლოებით 4%-ით, ხოლო რეფრაქტორს აგრძელებენ 5%-ით აქტიური ვიბრატორის სიგრძესთან შედარებით.



ნახ.72.11. ანტენა „ტალღური არხი“

ეფექტური სიმძლავრე

პრაქტიკაში, ანტენის ერთ-ერთ მნიშვნელოვან მახასიათებელს წარმოადგენს ეფექტური სიმძლავრე. გამოსხივების ეფექტური სიმძლავრე იზომება დეციბელებში და ის რიცხობრივად ტოლია გადამცემის გამოსხივებული სიმძლავრის, დანაკარგების გათვალისწინებით:

$$P_{\text{ეფ}} = P_E - P_L + P_G, \quad (72.7)$$

სადაც: $P_{\text{ეფ}}$ - ეფექტური გამოსხივებული სიმძლავრეა, რომლის ერთეულია დბ/ვტ (დეციბელი ერთეულ ვატზე), P_E - გადამცემის გამოსხივების სიმძლავრე, P_L - გადამცემ სისტემაში ყველა სახის დანაკარგის ჯამური სიმძლავრეა, P_G - ანტენის გამამდიერებლის სიმძლავრეა.

სადემონსტრაციოდ შეიძლება მოვიყენოთ გადამცემი, რომლის გამომავალი სიმძლავრეა $P_E = 100$ ვატი (W). გადავიყვანოთ სიმძლავრის ერთეული დეციბელ ვატებში (dBW). პრაქტიკაში ეს ერთეული მიღებულია და ის განსაზღვრავს სიგნალის სიმძლავრეს დეციბელებში, როდესაც ეტალონური სიგნალის ზომად მიღებულია ვატი (იხ. დანართი 3):

$$P_E(\text{დბვტ}) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_E(\text{ვტ})}{1(\text{ვტ})} \right), \quad (72.8)$$

ან პირიქით:

$$P_E (\text{ვტ}) = 10^{-\frac{P_E(\text{დბტ})}{10}}. \quad (72.9)$$

(72.8) ფორმულის თანახმად: 100 ვტ = 20 დბტ.

დავუშვათ, კოაქსიალურ კაბელზე დანაკარგები შეადგენს 2 დბტ (dBW)-ს, სხვა სახის დანაკარგები შეადგენს 1 დბტ-ს, ჯამურად 3 დბტ. გამაძლიერებლის მიერ ხდება დამატებით 6 დბტ ენერგიის გაძლიერება (ერთეულ ვატზე 6 დეციბელი). შედეგად მიღებული გამოსხივების ეფექტური სიმძლავრე იქნება:

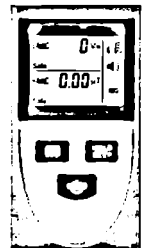
$$P_{\text{ფ}} = 20 - 3 + 6 = 23 \text{ დბტ},$$

სადაც: $P_E = 20$ დბტ, $P_L = -3$ დბტ, $P_G = 6$ დბტ.

მივიღოთ, რომ როცა წყაროს სიმძლავრე იყო 20 დბტ (იგივე 100 ვტ-ი), გამოსხივების ეფექტური სიმძლავრის მნიშვნელობა 23 დბტ, რაც დაახლოებით 200 ვტ-ია. ბუნებრივია დაისმება კითხვა: როგორ შეიძლება იყოს გამოსხივების ეფექტური სიმძლავრე 200 ვატი, როდესაც გადამცემი მხოლოდ 100 ვატს სიმძლავრეს გამოყოფს? სინამდვილეში, ფიზიკის კანონები არ ირღვევა. ადგილი აქვს სიმძლავრის შენახვას და გაძლიერებას. $P_{\text{ფ}}$ არის ფიქტიური რიცხვი, რომელიც მიუთითებს გადამცემის ეფექტურობას გადამცემთან შედარებით. მიმღებში სიგნალი იქნება 3 დბ-ით უფრო ძლიერი, ვიდრე იქნებოდა იდეალური კოაქსიალური კაბელით დანაკარგის გარეშე.

§73. ანტენური კომპონენტები

ფიქური კავშირგაბმულობის განვითარებასთან ერთად სხვადასხვა ქვეყნის მასშტაბით განხორციელდა მრავალი ინტელექტუალური ანტენის მონტაჟი. იმისათვის, რომ შემცირებულიყო ახალი ანტენების რიცხვი და მათ მიერ დაკავებული ფართობი, გადაწყვეტილი იქნა, რომ სხვადასხვა რადიოსადგური გაერთიანებულიყო ერთ ან რამდენიმე გადამცემ ანტენასთან. გარდა ამისა, რადიოსადგურებისა და ანტენების რიცხვის ზრდასთან ერთად სამუშაო ობიექტზე იზრდებოდა ხელშემშლელი ფაქტორების გავლენა, რაც დაკავშირებული იყო და არის არასასურველი სიგნალების გენერაციასა და მიღებასთან, ამიტომ ანტენურ წრედებში ამატებენ ფილტრებს და სპეციალურ იზოლატორებს. მეცნიერები ინტენსიურად იკვლევენ კავშირგაბმულობაში სასარგებლო სიგნალზე ხელშემშლელი ფაქტორების გავლენას და ცდილობენ მათი შემცირების გზების ძიებას. ხელშემშლელი ფაქტორები შეიძლება პროგნოზირებადი გახდეს სპეციალური პროგრამული უზრუნველყოფის გამოყენებით. პროგრამა სასარგებლო სიგნალის სიხშირისა და სიხშირული ზოლის სიგანის ცვლილებით ხელს უწყობს ხელშემშლელი ფაქტორების შემცირების მართვას. პროგნოზირებადია ის პარამონიკები, რომლებიც შეიძლება გახდეს ხელშემშლელი სიგნალების გენერირების მიზეზი. იმის ცოდნა, თუ რა მოლოდინი შეიძლება იყოს, პრევენციული ღონისძიებების გატარების საშუალებას იძლევა.



სურ.73.1. ელექტრო-მაგნიტური ვლის ტესტერი

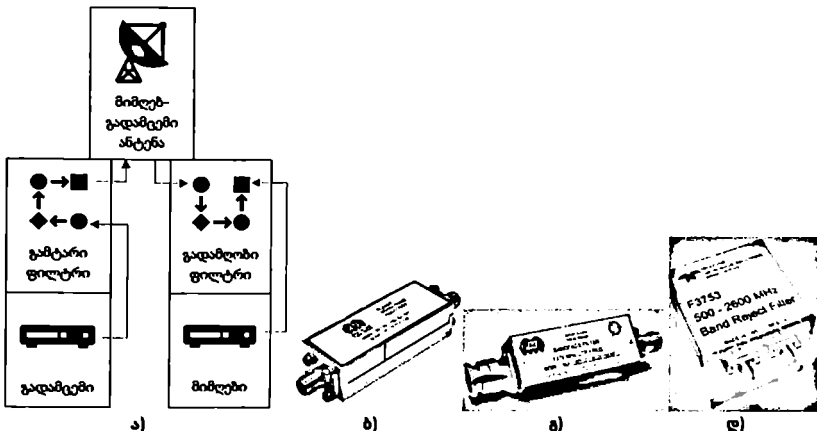
გადამცემი სადგურების მახლობლად პოტენციურად შესაძლებელია წარმოიქმნას მავნე გამოსხივება. მომსახურე პერსონალი, რომელიც სადგურის მახლობლად საქმიანობს, შეიძლება ამ გამოსხივების მსხვერპლი გახდეს, ამიტომ გადამცემი სადგურების ან საზუხების მახლობლად, მომსახურე პერსონალის მუშაობისას, რეკომენდირებულია შემცირდეს გამოსხივების სიმძლავრე ან გამოირთოს ის დროებით. ყველა შემთხვევაში, მომსახურე პირებისათვის რეკომენდირებულია გამზომი სენსორების ან ტესტერების ტარება (სურ.73.1), რომელიც შეაფასებს გამოსხივების სიმძლავრეს. მოსახლეობაზე

გამოსხივების უარყოფითი გავლენის შესამცირებლად, რეკომენდირებულია გადამცემი სადგურების ფიზიკურად შემოსაზღვრა და გამაფრთხილებელი ნიშნების განთავსება.

მრავალმომხმარებლიანი კავშირის ორგანიზებისას გამოიყენება ისეთი ანტენური კომპონენტები, როგორიცაა დუპლექსორები, კომბაინერები და მულტიმექჩერები. განვიხილოთ თითოეული ცალკეულად.

დუპლექსორი (Duplexer)

ჩვეულებრივ განმხოლოებული რეტრანსლიატორი⁴⁰, რომელიც შედგება გადამცემისაგან და მიმღებისაგან მუშაობს სხვადასხვა სიხშირეზე და უერთდება ერთ საერთო ანტენას. ეს ნიშნავს, რომ გადამცემი, ამავე დროს მიმღებიცაა და პირიქით. ერთ სისტემაში თავმოყრილი გადამცემი და მიმღები



ნახ. 73.2. ა) დუპლექსორის პრინციპული სქემა, ბ) გამტარ-გადამღები ფილტრი (pass and reject filter); გ) ატარებს 8-18 გჰც სიხშირის რხევებს, არ ატარებს დიაპაზონის მიღმა რხევებს, დ) გამტარი ფილტრი ატარებს 1370 მგჰც სიხშირის რხევებს, ე) გადამღები ფილტრი (reject filter) – არ ატარებს 500-2600 ჰც სიხშირის რხევებს

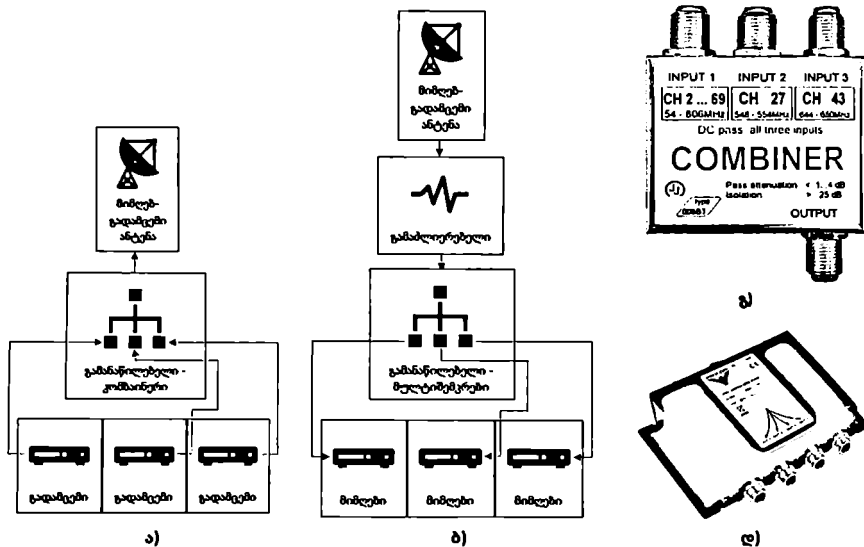
ხშირად ურთიერთხელმეშველ ფაქტორებს ქმნიან. იმისათვის, რომ თავიდან აიცილონ ეს მავნე ურთიერთგავლენა, მიმღები სისტემის იზოლირება უნდა მოხდეს გადამცემისაგან. ხშირად გადამცემ ხაზებში ამატებენ რეზონატორულ ფილტრებს, რომ მოახდინონ ურთიერთგავლენისაგან დაცვის სქემის ფორმირება. ამ სქემას დუპლექსორი ეწოდება. დუპლექსორი რამდენიმე სახის შეიძლება იყოს (ნახ. 73.2. ბ, გ და დ). გამშვები ფილტრი (pass filter) თავსდება გადამცემ ხაზში, გადამცემის საანტენო კოაქსიალური შესართავებულზე, მეორე გადამღები ფილტრი (reject filter, იგივე რეჟექტორული ფილტრები) თავსდება მიმღებ ხაზში. ორივე ფილტრი მუშაობს გადამცემის სიხშირეზე (ნახ. 73.2. ა). ამ

⁴⁰ რეტრანსლიატორი - შუალედური სადგური. ინფორმაციის გადასაცემად მიმღებ და გადამცემ სადგურებს შორის ხელშეშედილი ფაქტორების არსებობის შემთხვევაში (მთა-გორიანი რელიეფი, ზე შენობა და სხვა) იყენებენ რეტრანსლიატორებს. რეტრანსლიატორი შეიძლება იყოს პასიური ან აქტიური. პასიური რეტრანსლიატორი მხოლოდ სიგნალის მიმართულებას ცვლის, ხოლო აქტიური რეტრანსლიატორი, ამავე დროს გამძლეობს.

გზით მიიღება ტიპური დუპლესორი, რომელიც უზრუნველყოფს მიმღებისა და გადამცემის იზოლირებას.

კომბაინერი (Combiner)

კომბაინერი უზრუნველყოფს რამდენიმე გადამცემის სიგნალების შეერთებას. კომბაინერს, აქვს მრავალი შესავალი და ერთი გამოსავალი. მისი ერთი გამოსავლიდან გამოდის კომბინირებული სიგნალი. კომბაინერი უზრუნველყოფს თითოეული გადამცემის გამომავალი სიმძლავრე გაგზავნის ანტენაზე მინიმალური დანაკარგით. ტიპური კომბაინერის სქემა და მისი გამოსახულება ნახევნაბ. 73.3. ა) და გ).



ნახ. 73.3. ა) კომბაინერის პრინციპული სქემა, ბ) მულტიმექრების პრინციპული სქემა, გ) ერთ-ერთი კომბაინერის ვიზუალური გამოსახულება, დ) ერთ-ერთი მულტიმექრების ვიზუალური გამოსახულება

მულტიმექრები (Multicoupler)

თუ კომბაინერი გადამცემა მოწყობილობების სინქრონიზებას ახორციელებს ერთ გადამცემ ანტენასთან, მოწყობილობას, რომლებიც მიმღებების სინქრონიზებას ახდენს ერთ მიმღებ ანტენასთან ეწოდება მულტიმექრები. მულტიმექრები აერთებს მრავალ მიმღებს ერთ ანტენაზე. შესაბამისად, მათ გააჩნიათ ერთი შესავალი და მრავალი გამოსავალი. მულტიმექრები ჩვეულებრივ შეიძლება გამაძლიერებელს, რომელიც მიღების ყველა სიხშირულ დიაპაზონს ფარავს. გაძლიერების შემდეგ, სიგნალები გამოიყოფა კომბინირებული სიგნალიდან და გადაიცემა ცალ-ცალკე მიმღებ მოწყობილობებს (ნახ. 73.3. ბ, დ).

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

§74. მრავალმომხმარებლიანი სისტემები

დღეს არსებული ფიჭური კავშირგაბმულობა მრავალმომხმარებლიანი სისტემის ყველაზე გავრცელებული სახეა. ძირითადი ტექნოლოგია, რომელსაც მრავალმომხმარებლიანი სისტემები იყენებს შეიძლება იყოს: არხის სიხშირული დაყოფის მეთოდი, არხის დროითი დაყოფის მეთოდი ან კიდევ არხის კოდური დაყოფის მეთოდი.

საზოგადოებრივი რადიოსამაუწყებლო ან საკომუნიკაციო სისტემები ძირითადად იყენებენ არხის სიხშირული ან დროითი დაყოფის მეთოდებს. ეს ტექნოლოგიები ეფუძნება ციფრულ მოდულაციას, რომელიც ძირითადად განვიხილეთ XIII თავში. ამ ტექნოლოგიების ილუსტრაციისათვის მოვიყვანოთ მაგალითები ფიჭური კავშირგაბმულობიდან.

არხის სიხშირული დაყოფის მეთოდი - Frequency Division Multiple Access (FDMA)

თავდაპირველად ფიჭურ კავშირგაბმულობის არხს ქონდა 30 კჰ სიხშირული ზოლის სიგანე და გათვლილი იყო მხოლოდ ერთ აბონენტზე. მაგრამ აბონენტთა რიცხვის ზრდასთან ერთად ზოგიერთმა ფიჭურმა კომპანიამ გადაწყვიტა 30კჰ-იანი არხი დაეყო სამ არხად, თითოეული 10 კჰ სიგანიით. რამაც აბონენტთა რიცხვი 3-ჯერ გაიზარდა.

ცხადია იბადება კითხვა: როგორ ზრდის არხის სიხშირული ზოლის დაყოფა სამ ნაწილად მომხმარებელთა რიცხვს? მულტიკავშირი უზრუნველყოფილია ფიჭური კავშირგაბმულობის მმართველი ვიწრო სიხშირულ არხად, გადაცემას ყოფდნენ სამ დროით ინტერვალად. ასე, რომ სამი აბონენტი კვლავ ახერხებდა ზოგადი 30 კჰ არხის გამოყენებას. ამ შემთხვევაში თითოეული აბონენტი საუბარს ანდომებდა დროის მესამედს. ეს მეთოდიც აბონენტთა რიცხვის სამჯერ გაზრდას იწვევს.

არხის დროითი დაყოფის მეთოდი - Time Division Multiple Access (TDMA)

ფიჭური კომპანიების მხრიდან გამოყენებული იქნა სხვა სქემაც, რომელიც ითვალისწინებდა, მაგალითად იმავე 30კჰ არხის დაყოფას დროში. ე.ი. ნაცვლად იმისა, რომ არხი დაეყოთ სამ შედარებით ვიწრო სიხშირულ არხად, გადაცემას ყოფდნენ სამ დროით ინტერვალად. ასე, რომ სამი აბონენტი კვლავ ახერხებდა ზოგადი 30 კჰ არხის გამოყენებას. ამ შემთხვევაში თითოეული აბონენტი საუბარს ანდომებდა დროის მესამედს. ეს მეთოდიც აბონენტთა რიცხვის სამჯერ გაზრდას იწვევს.

იმისათვის, რომ გადაცემა განხორციელდეს არხის დროითი დაყოფის მეთოდით, საჭიროა ხმოვანი ანალოგური სიგნალი გარდაიქმნას ციფრულ სიგნალად ვოკოდერით. შემდეგ თითოეული ციფრული მონაცემი გადაიცემა თანმიმდევრობით 30 კჰ სიხშირულ დიაპაზონში. ცხადია, ამ შემთხვევაში აბონენტის ტელეფონი იდეალურად სინქრონიზებული უნდა იყოს გადამცემ მოწყობილობასთან. მოგვიანებით, ერთ-ერთმა ფიჭური კავშირის კომპანიამ „PCS“ აღმოაჩინა, რომ დროითი დაყოფის მეთოდით 30 კჰ სიხშირულ ზოლში შეიძლებოდა საუბარი ეწარმოებინა 8 აბონენტსაც.

დღეს ფართოდ გავრცელებულია ფიჭური კავშირგაბმულობის სისტემა GSM (Global System for Mobile Communications)⁴¹, დროითი დაყოფის მეთოდით უზრუნველყოფს აბონენტთა მომსახურებას 200 კვ სიხშირული დიაპაზონით 2 გვ სიხშირეზე.

არხის კოდური დაყოფის მეთოდი Code Division Multiple Access (CDMA)

კოდური დაყოფის მეთოდი ციფრული მოდულაციის სახეს წარმოადგენს. ის უფრო რთული ციფრული მოდულაციის მეთოდებს იყენებს, ვიდრე არხის სიხშირული ან დროითი დაყოფის ტექნოლოგია. ამ შემთხვევაში გადაცემის არხში აბონენტისათვის საჭირო სპექტრი უმნიშვნელოდ დიდია ვიდრე მას სჭირდება. ეს ტექნოლოგია ასევე საკმაოდ ეფექტურია მრავალმომხმარებლიანი სისიტემებისათვის.

არხის კოდური დაყოფის მეთოდის სახით ძირითადად გამოიყენება ორი გზა (მიდგომა): სიხშირის ნახტომისებრი ცვლილება ან სიხშირის ცვლილება თანმიმდევრობით. ორივე სისტემას იყენებს ვოკოდური სიგნალის ციფრულად გარდაქმნისას.

სიხშირის ნახტომისებრი ცვლილების კონცეფცია ადვილი წარმოსადგენია. გადამცემი იცვლის სიხშირეს ყოველ მილიწამში განსაზღვრული ალგორითმით. იდეალურად სინქრონიზებული მიმღები იმავე ალგორითმით დებულობს ინფორმაციას. ბევრი საუბარი ერთდროულად ხორციელდება ერთსა და იმავე სიხშირულ სპექტრში. როცა ორი ინფორმაციული ციფრული სიგნალი ერთსა და იმავე სიხშირეზე მოხვდება, მიმღები ტელეფონი აგზავნის შეტყობინებას, რომ ინფორმაცია არ იქნა მიღებული და შეტყობინება თავიდან იგზავნება. რაც შეეხება პირდაპირი თანმიმდევრობით სიხშირის ცვლილებისას, ამ შემთხვევაში ციფრული სიგნალების კოდირება ხდება ყოველ გადამცემში. მიმღებს აქვს დეკოდერი, რომელიც ხსნის სიგნალს და აღადგენს ხმას ან შეტყობინებას. არსებობს ფართოდ გავრცელებული რამდენიმე ალგორითმული კოდი.

იმის გამო, რომ არხის სიხშირული, დროითი ან თუნდაც კოდური დაყოფის მეთოდებში სავსებით დასაშვებია შეცდომები წარმოიქმნას, საჭირო ხდება მიმღებ და გადამცემ სისტემებს შორის ზედმიზეზ უკუკავშირის უზრუნველყოფა. ეს საკითხი ნაწილობრივ გადაიჭრა მონაცემთა პაკეტის გადაცემით. პაკეტური რადიო წარმოადგენს ფართოდ გავრცელებულ ტექნოლოგიას. ის შეიცავს შეტყობინებას, ინფორმაციას ადრესატის შესახებ, აგრეთვე შეცდომების აღმოჩენის შესახებ.

§75. სიმპლექსური და დუპლექსური რადიოკავშირი

სიმპლექსური რადიოკავშირისას - გამოიყენება ერთი სიხშირე სიგნალის როგორც გადაცემის, ასევე მიღების დროს. იგი არის ეკონომიური, მარტივი და გასაგები.

სიმპლექსური რადიოკავშირისას ინფორმაცია გადაიცემა მხოლოდ ერთი მიმართულებით. არსებობს სიმპლექსური რადიოკავშირის ორი განმარტება. ერთი განმარტებით, სიმპლექსური რადიოკავშირი საშუალებას იძლევა სიგნალები გადაეცეს მხოლოდ ერთი მიმართულებით. ასეთი კომუნიკაცია გამოიყენება რადიო, სატელევიზიო და სატელეკომუნიკაციო მანუფაქტურის დროს, ვინაიდან არ არის საჭირო რაიმე მონაცემთა გადაცემა რადიოსადგურში. სიმპლექსური კავშირის კიდევ ერთი მაგალითია ცალმხრივი კომუნიკაცია გადამცემსა და მაგალითად, რადიო-სამეთაურო ზომადღს შორის, სადაც ბრძანებები გადაეცემა ზომადღს, მაგრამ თვით ზომადღისაგან ინფორმაციის მიღება არ არის გათვალისწინებული.

⁴¹ GSM (Global System for Mobile Communications) – მობილური კომუნიკაციის გლობალური სისტემა შემუშავებული იქნა ევროპაში და წარმატებით გამოიყენება ამერიკის ზოგიერთ ქვეყანაშიც.

მეორე განმარტებით, სიმპლექსური რადიოკავშირი ორმხრივი რადიოკავშირის საშუალებას იძლევა. ერთ ჯერზე მხოლოდ ერთი მიმართულებით, დროის სხვა მომენტში, სიგნალების გადაცემა შეიძლება საპირისპირო მიმართულებით, მაგრამ იმავე სიხშირეზე. ბაზური სადგური, პორტატიული რადიომიმღებები (რაცია), მობილური ტელეფონები ამყარებენ კავშირს ერთ სიხშირეზე.

ყველა ახალი აპარატურა რასაც დღეს ვხვდებით, ძირითად განკუთვნილია ძალიან მაღალ (გარდა 220 მგც-ისა) ან ულტრა მაღალ სიხშირეებზე ექსპლუატაციისათვის. მათ აქვთ 12.5 და 15 კმ სიგანის სიხშირული ზოლი. საბაზო სადგურებს ჩვეულებრივ მაღალი ანტენები აქვთ ან თავსდებათ შემადგენელ ადგილებზე, რათა ტალღამ მიაღწიოს დანიშნულების ადგილს შეუფერხებლად.

სიმპლექსური კავშირის ერთ-ერთი ნაკლი არის ის, რომ პორტატიული რადიომიმღებები ერთმანეთთან რადიოკავშირის ვერ ამყარებენ დიდ მანძილზე, რადგან მათი ანტენის ზომები არ იძლევა შორეული კავშირების დამყარების საშუალებას. კავშირი შემოიფარგლება სულ რაღაც რამდენიმე კილომეტრით. ამიტომ, რომ სიმპლექსური კავშირისას საბაზო სადგურიდან მომხმარებელი იმორებს მეტყობინებას. ამ სირთულის ნაწილობრივ გადაწყვეტა მოხერხდა რეტრანსლიატორის შემუშავებით.

რაც შეეხება **დუპლექსურ რადიოკავშირს**, ამ შემთხვევაში რადიოკავშირი ხორციელდება ერთდროულად ორ სიხშირეზე. ერთ სიხშირეზე ხორციელდება მიღება, მეორეზე კი გადაცემა. ამ პრინციპზე შემოაბენ სატელეფონო სისტემები. ეს კავშირი არ გამოირჩევა ცონომიურობით, ატარებს რთულ ხასიათს.

გარდა სიმპლექსური და დუპლექსური კავშირისა, არსებობს შუალედური **ნახევრადდუპლექსური რადიოკავშირი (ორსიხშირიანი სიმპლექსი)** – პრინციპში, ეს არის სიმპლექსური კავშირი ორი სიხშირის გამოყენებით, მაგრამ არა ერთდროულად, არამედ თანმიმდევრობით. სიგნალი მიიღება ერთ სიხშირეზე, ხოლო გადაიცემა მეორეზე. ამონენტი დროის ერთ მომენტში არის მიღების ან გადაცემის რეჟიმში. რა თქმა უნდა, კავშირის ეს სახე, ასევე, არ არის ცონომიური, მაგრამ ეფექტურია და მისი გამოყენების პრაქტიკული მაგალითებიც ბევრია.

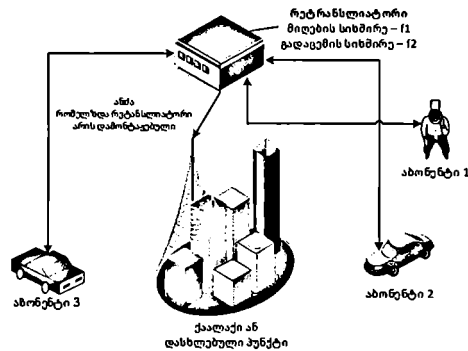
რა თქმა უნდა მნიშვნელოვანია სიმპლექსური და დუპლექსურ კავშირებს შორის არჩევანის გაკეთება. ეს დამოკიდებულია ამოცანაზე. თუ რა მანძილზე და როგორი სახის კავშირის განხორციელებაა საჭირო. როგორც წესი, საჭიროა კავშირი დამყარდეს შორეულ ობიექტებს შორის, მაგრამ კავშირის სიმორე შეზღუდულია ფიზიკის კანონებით. როგორც უკვე განვიხილეთ, ჩვენი პლანეტის სიმრუდის რადიუსი ყოველთვის არ იძლევა საშუალებას განხორციელდეს კავშირი პორიზონტს მიღმა. ცნობილია, რომ ჩვეულებრივ პირობებში, პორტატიულ რადიოსადგურებს შორის კავშირი შეიძლება დამყარდეს საშუალოდ 5 კმ მანძილზე. ბუნებრივია ეს მანძილი არ არის საკმარისი, ამიტომ მანძილის გაზრდის მიზნით იყენებენ სპეციალურ მოწყობილობებს, რომლებსაც **რეტრანსლიატორები (Repiters)** ეწოდება.

რეტრანსლიატორი შეიძლება იყოს პასიური ან აქტიური. პასიური რეტრანსლიატორი მხოლოდ რს-ის გადამისამართებას ახდენს ერთი ადგილიდან მეორეზე. მას გამოიყენებენ რთული რელიეფური პირობების (მთა-გროანი ადგილი, შენობა და ა.შ.) გასაწივრად. აქტიური რეტრანსლიატორები ღებულობს რს, აძლიერებს და გადამისამართებს მას წერტილიდან წერტილში. რადგან დედამიწის სფერული და მთა-გორიანი ადგილები ქმნიან რადიოტალღების ხელშეშლელ ფაქტორებს, ამიტომ რეტრანსლიატორებს ათავსებენ შემადგენელ ადგილებში, ან ისეთ ადგილებში, საიდანაც, მარტივი გეომეტრიული გათვლებით, დაფარვის ზონის გაზრდა ადვილი შესაძლებელია. ცხადია, ხელოვნურ თანამგზავრზე დამონტაჟებულ რეტრანსლიატორს შედარებით დიდი დაფარვის ზონა აქვთ, ვიდრე ბუნებრივ ან ხელოვნურ შემადგენელ განლაგებულ რეტრანსლიატორებს, მაგრამ

თანამგზავრზე მისი მონტაჟი დიდ ხარჯებთანაა დაკავშირებული, ამიტომ რეტრანსლიატორების დასამონტაჟებლად იყენებენ ხელოვნურ ან ბუნებრივ სიმაღლეებს (მთა, შენობები, ანძა).

პრაქტიკულად, არცერთი თანამედროვე კავშირი არ ხორციელდება რეტრანსლიატორის გარეშე. იბადება კითხვა: როგორ შემთხვევაში შეიძლება განხორციელდეს სიმძლევს კავშირი და როგორ შემთხვევაში დუბლეს კავშირი? ამ კითხვაზე პასუხს გავცემთ თუ განვიხილავთ კავშირის განხორციელების პრინციპს რეტრანსლიატორის გავლით.

ნახ.75.1-ზე მოცემულია კავშირის სქემა რეტრანსლიატორის გავლით. სქემიდან ჩანს, რომ საქმე გვაქვს ნახევრადდუბლესურ (ორ სიხშირიან სიმძლევს) კავშირთან. რეტრანსლიატორი მუშაობს სხვადასხვა სიხშირეზე. მიღება ხდება f_1 სიხშირეზე, ხოლო გადაცემა f_2 სიხშირეზე. ცხადია აბონენტთა რადიომიმღებებსაც უნდა ჰქონდეს ეს ორი სიხშირე მუშა მდგომარეობაში. ნახევრადდუბლესური კავშირისას აბონენტებს შორის პირდაპირი კავშირის დამყარება შეუძლებელია. კავშირი რეტრანსლიატორის გავლით ხორციელდება.



ნახ.75.1. ნახევრადდუბლესური კავშირის სქემა

რეტრანსლიატორი უწყვეტად ასხივებს მიღებულ სიგნალს, ხოლო აბონენტის რადიოსადგურში მიღება/გადაცემის რეჟიმები იცვლება. დროის ერთ მომენტში აბონენტი ან საუბრობს ან უსმენს. რაც უფრო დიდია რეტრანსლიატორის მგრძნობელობა, სიმძლევრე და მაღლა არის დამონტაჟებული ანტენა, მით უფრო დიდია დაფარვის ზონა, ხოლო კავშირი კი მდგრადია.

მაგრამ აქ თავს იჩენს სხვა პრობლემა, კერძოდ თუ არ არის საკმარისი თავისუფალი სიხშირე (რაც პრაქტიკაში ხშირი შემთხვევაა), მაშინ ნახევრადდუბლესური კავშირი, რომელიც ორ სიხშირეს საჭიროებს, პრობლემური ხდება. ამ შემთხვევაში სპეციალისტები შეჯერდნენ გამოყენებინათ სიმძლევს მეთოდი. აბონენტების მიმღებ/გადამცემ მოწყობილობებში ადგილი აქვს მიღებისა და გადაცემის სიხშირეების დაპროგრამებას, ხოლო რეტრანსლიატორის როლში შეიძლება გამოყენებული იქნას ჩვეულებრივი სააბონენტო რადიოსადგური. აღსანიშნავია, რომ ამ რადიოსადგურს ერთდროულად არ შეუძლია მიიღოს და გადასცეს სიგნალი, რაც არც მოეთხოვება და როგორც უკვე ვნახეთ შეუძლებელიცაა. ასეთ რეტრანსლიატორს – სიმძლევსურს უწოდებენ, ხოლო მათი მუშაობისათვის საჭიროა სპეციალურ მოწყობილობას – სიმძლევსური რეტრანსლიატორის კონტროლიორი ეწოდება. კონტროლიორი წარმოადგენს ე.წ. ციფრულ მაგნიტოფონს, რომელიც ჩაიწერს მიღებულ შეტყობინებას ვიდრე, შეტყობინება იარსებატს ეთერში (ან არ შეივსება ჩამწერის მოცულობა). სიგნალის დაკარგვის შემდეგ კონტროლიორი გადართავს რადიოსადგურს გადაცემის რეჟიმში და ჩაწერილი შეტყობინება

გადაიცემა ეთერში. ასე, რომ საკმარისია ერთი სიხშირე და შესაბამისად, ერთი არადუპლექსური (სიმძლევსური) რადიოსადგური.

ეს მეთოდი მარტივია და იაფიც, მაგრამ აქვს სერიოზული უარყოფითი მხარე. აბონენტის ხარჯავს დროს შეტყობინების წარმოსათქმელად, ხოლო შემდეგ ულოდება მის ეთერში გადაცემას, ამიტომ იმ რადიოსაუბრეებში, რომლებშიც გამოყენებულია სიმძლევს მეთოდი დაიხარჯება ორჯერ მეტი დრო, ვიდრე დაიხარჯებოდა დუპლექსურ მეთოდზე მომუშავე რადიოსადგურებზე. და მაინც, იმ შემთხვევაში, როცა შეზღუდულია თავისუფალი სიხშირეების რაოდენობა სიმძლევს მეთოდი ოპტიმალური ვარიანტია კავშირის განსახორციელებლად. სიმძლევს მეთოდზე მომუშავე რეტრანსლიატორებს ხშირად „სიმძლევსორებს“, „ექო-რეპიტორებს“ ან „თუთიყუშებს“ უწოდებენ.

ამრიგად, დუპლექსურ რადიოსადგურებს იყენებენ უწყვეტი რეტრანსლიაციისას, სიმძლევსურ რადიოკავშირს იყენებენ – პირდაპირი კავშირის (რეტრანსლიატორის გარეშე) დასამყარებლად ან სიმძლევსური რეტრანსლიაციის შემთხვევაში.

სრული დუპლექსისას გამოიყენება ორი სიხშირე და აბონენტების რადიოსადგურები დროის ერთსა და იმავე მომენტში იმყოფებიან მიღებისა და გადაცემა რეჟიმში, ტელეფონების ანალოგიურად. სრული დუპლექსი რადიოკავშირს მოსახერხებელს ხდის, რადგან მიმდინარეობს ადამიანისათვის მისაღებ ფორმაში. მაგრამ დუპლექსის გამოყენებას მნიშვნელოვანდ ართულებს და აძვირებს შესაბამისი დანადგარის შეძენა. სააბონენტო სადგურს უნდა ჰქონდეს ორი დამოუკიდებელი ტრაქტი, ის უნდა იყოს – მიმღებიც და გადამცემიც. თუკი სიმძლევსურ სადგურებში გადაცემა და მიმღები მოწყობილობების ელექტრულ სქემებს აერთიანებენ, ამ შემთხვევაში საქმე რამდენადმე სხვაგვარადაა. გარდა ამისა, ძალიან ბევრ რადიოსისტემებში დუპლექსური კავშირი აბონენტებს შორის შეუძლებელია და დასაშვებია მხოლოდ სატელეფონო ქსელში მათი ჩართვის შემთხვევაში. მიუხედავად ამისა, სერიოზულ მიღებ-გადაცემ სისტემებში დუპლექსური კავშირის დამყარებისას გამოიყენება 2 დუპლექსური არხი (4 რადიოსიხშირე). ეს განაპირობებს სისტემის დატვირთვის და მოითხოვს არხების რაოდენობის ზრდას, რომელიც თავის მხრივ სისტემის გართულებას და გაძვირებას განაპირობებს.

არსებობს დუპლექს კავშირის სხვადასხვა ვარიანტი, მაგალითად: მიღება - 138-174 მჰც სიხშირეზე, გადაცემა - 400-470 მჰც სიხშირეზე. თუმცა ასეთი მიდგომა ასევე სირთულეებთან არის დაკავშირებული, კერძოდ ეს სირთულეებია: სიხშირეთა არჩევა სხვადასხვა დიაპაზონში, სისტემის ტექნოლოგიური სირთულე, სიხშირის რეგულირების პრობლემა.

თანამედროვე საკომუნიკაციო სივრცეში ძნელად თუ მოიძებნება სერიოზული მწარმოებლების მიერ დამზადებული სადგურები, რომლებიც მუშაობენ დიაპაზონთაშორის დუპლექსზე. მოწყობილობას, რომელიც მუშაობს დიაპაზონთაშორის დუპლექსზე „კროს-დიაპაზონიან“ დუპლექსს უწოდებენ. თუმცა რიც შემთხვევაში გვხვდება რიგი ცნობილი ფირმები, რომლებიც „კროს-დიაპაზონიან“ დუპლექსზე მომუშავე რადიოსადგურებს აწარმოებენ, ასეთი იყო მაგალითად, კარგად ცნობილი იაპონური კომპანია „Alinco“.

ანალოგური მიწისზედა კავშირის ე.წ. „ტრანკული“ სისტემები, რომლებიც მუშაობდნენ MPT 1327 და LTR პროტოკოლებზე, იყენებდა დუპლექსს ერთ სიხშირულ დიაპაზონში. მაგრამ დუპლექსურ რადიოსადგურებს ამ სისტემებში გააჩნდათ დაბალი სიმძლავრე. მათი მოქმედების პრინციპი ეფუძნებოდა დუპლექს კავშირის მრავალჯერად გამოყენებას, ისე როგორც ფიჭური კავშირებისას.

თანამედროვე საკომუნიკაციო სივრცეში მოიძებნება უამრავი მწარმოებელი კორპორაცია თუ ფირმა, რომლებიც აწარმოებს რადიოკავშირის სისტემებს, მაგრამ მათ შორის მართლუბები თუ აწარმოებენ დუპლექს სადგურებს. პრაქტიკულად ყველა დუპლექს სადგური განკუთვნილია 800 მჰც

დიაპაზონისათვის. ეს იმით აიხსნება, რომ დაბალ სიხშირეებზე შეუძლებელია ისეთი ზომის დუპლექსური ფილტრის - დუპლექსორის შექმნა (იხ. თავი XIV), რომ ის მოთავსდეს რადიოსადგურის პორტატიულ კორპუსში. დუპლექსორი - წარმოადგენს მოწყობილობას, რომელიც მიიღებსა და გადაცემს საშუალებას აძლევს ერთდროულად გამოიყენონ ერთი ანტენა.

შედარებით მარტივია დუპლექსის განხორციელება ციფრულ რადიოსადგურებში (TETRA⁴², Tetrapol, APCO-25, GSM). თუმცა ციფრულ სადგურებში დუპლექსის ცნება განსხვავებულია ანალოგურისაგან. ციფრული დუპლექსისას - სიგნალის მიღება და გადაცემა არ ხდება ერთდროულად. დროის ყოველ მომენტში რადიოსადგური იმყოფება ან მიღების, ან გადაცემის რეჟიმში. მიღება/გადაცემის გადართვა სწარმოებს იმდენად სწრაფად, რომ აბონენტი მას უბრალოდ ვერ ამჩნევს (მაგალითად: სისტემა TETRA -ს შემთხვევაში 18 ჯერ ხდება წამში). შესაბამისად, ზემოთხსენებული გაბარიტული დუპლექსური ფილტრის გამოყენების აუცილებლობა აღარ არის.

მოდრავ ობიექტებს შორის კავშირის დასამყარებლად დუპლექსურმა რადიოკავშირმა ვერ ჰპოვა სათანადო გავრცელება, რადგან არ არის აუცილებლობა ხანგრძლივი სატელეფონო საუბრის მსგავსი კავშირის დამყარება გადაადგილებისას. მოძრავ ობიექტებს შორის კავშირი ძირითადად სამსახურეობრივი კავშირია, რომლის დანიშნულებაცაა წარმოებისა თუ უსაფრთხოების მართვის სხვადასხვა ორგანოების წინაშე არსებული ამოცანების გადაწყვეტა.

§76. კავშირის უსაფრთხოება. აბონენტთა იდენტიფიკაცია

ვთქვათ, შევძელით სასურველი დაფარვის ზონის ათვისება. შემდეგი ამოცანა არის სერვისული ფუნქციების რეალიზაცია. ჩვეულებრივ სერვისული ფუნქციების ქვეშ იგულისხმება აბონენტებს შორის კავშირის განხორციელების შესაძლო ვარიანტები: **ჯგუფური კავშირი, კავშირი სატელეფონო ქსელში, ციფრული მონაცემების გადაცემა და ა.შ.**

დაფარვის ზონის ათვისების შემდეგ მნიშვნელოვან ამოცანას წარმოადგენს გამოძახების ადრესაცია (გადამისამართება) კონკრეტულ აბონენტზე ისე, რომ სხვა აბონენტებისათვის ეს შეტყობინება იყოს დაფარული.

თუ არ მივიღებთ რაიმე განსაკუთრებულ ზომებს, მაშინ ნებისმიერი რადიოსადგურის მუშაობისას, ყველა სხვა რადიოსადგური, რომლებიც ამავე სიხშირეზე იქნება აწყობილი მიიღებს შეტყობინებას. ზოგიერთ შემთხვევაში შეიძლება ამ მოვლენასთან შეგუება (მაგალითად: მცირე ობიექტის დაცვა, სამშენებლო ნაგებობა, სტადიონი და სხვა), რაც შემთხვევებში ეს აუცილებელიცაა (ტაქსის დასასაზღვრის, საპატრულო პოლიცია, გაზის სამსახური და ა.შ.). მაგრამ ყველა სხვა შემთხვევაში შეტყობინება უნდა იქნას მიმართული კონკრეტული აბონენტიკენ (ან აბონენტთა ჯგუფისაკენ).

კონკრეტულ აბონენტისაკენ (ან აბონენტთა ჯგუფისაკენ) გამოძახების მიმართავს **იდენტიფიკაცია ეწოდება**. არსებობს იდენტიფიკაციის რამდენიმე ძირითადი საშუალება.

აბონენტთა იდენტიფიკაციისათვის ყველაზე ხშირად იყენებენ კოდირების/დეკოდირების სპეციალურ მოწყობილობებს, რომლებსაც **ხმაურმხშობები (Squelch) ეწოდება**. შედარებით ფართო

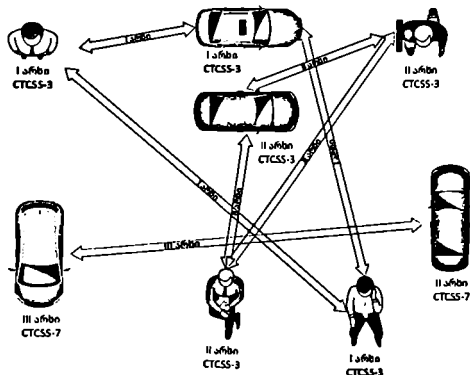
⁴² TETRA - რადიო-სარელეო ციფრული რადიოკავშირის ევროპული სტანდარტი (აღრე ცნობილი იყო, როგორც ტრანს-ევროპული რადიოკავშირის სტანდარტი). იგი წარმოადგენს რადიო-სარელეო რადიოკავშირების ევროპულ სტანდარტს. სპეციალურად შექმნილია სამთავრობო უწყებებისთვის (პოლიცია, სახანძრო და სასწრაფო დახმარების სამსახურები) საზოგადოებრივი უსაფრთხოების ქსელებისთვის, სარკინიგზო ტრანსპორტო სამსახურებისათვის და სამხედრო სამსახურებისათვის. TETRA არის სტრანსპორტო რადიოკავშირის ევროპული ვერსია. მისი მსგავსია Project-25, რომელიც გავრცელებულია აშშ-ში.

გამოყენება ჰპოვეს ტონალურმა (CTCSS- Continuous Tone-Coded Squelch System), ციფრულმა (DCS- Digital-Coded Squelch) და კოდურმა (DTMF- Dual-Tone Multi-Frequency) Squelch-სისტემებმა.

განვიხილოთ ისინი ცალ-ცალკე.

ტონალური Squelch-სისტემები (CTCSS- Continuous Tone-Coded Squelch System)

CTCSS სისტემის პრინციპი მდგომარეობს შემდეგში. საჭირო სიგნალს „შეებება“ გარკვეული ბგერითი სიხშირის ტონი, რომელსაც სუბტონი ეწოდება. რადიოსადგურის მიმღები აქტიურდება მხოლოდ მაშინ, როცა მიღებულ სიგნალს თან ახლავს სუბტონი.



ნახ. 76.1. კავშირის იდენტიფიკაცია CTCSS სისტემით

როგორც ნახ. 76.1-დან ჩანს, კავშირი CTCSS სისტემის გამოყენებისას შესაძლებელია მხოლოდ იმ აბონენტებს შორის, რომლებსაც გააჩნიათ ერთნაირი სიხშირული არხი და ტონალური- Squelch სუბტონი.

CTCSS სისტემები საჭიროებს რადიოსადგურებში დამატებითი მოწყობილობის არსებობას, რომლებიც CTCSS-ის ტონების ფორმირებას და გაანალიზებას ახდენენ. CTCSS შეიძლება იყოს რადიოსადგურში ჩადგმული (ჩამონტაჟებული) მოდული ან სვემის სახით. ჩვეულებრივ, CTCSS-ის მოდული 38-50 ტონის ფორმირებას ახდენს თითოეულ სიხშირულ არხზე. ამდენად CTCSS-ის გამოყენება საშუალებას იძლევა განხორციელდეს საკმარისად გამართული რადიოკავშირი ჯგუფებს შორის (იმპიათად ინდივიდუალურ აბონენტებს შორის).

რიგ შემთხვევებში, განსაკუთრებით რთულ მეტეოროლოგიურ პირობებში ეფექტური აღმოჩნდა CTCSS სისტემის გამოყენება მარტივ სიმბლექსურ სისტემებში. სიმბლექსურ სისტემებში მისი გამოყენება საშუალებას იძლევა ნაწილობრივ დაფიქსირებული იქნას სისტემა გარეშე არალეგალური აბონენტებისაგან. მაგალითად, რადიოსადგურის რეტრანსლიატორი არ გააქტიურდება იმ სიგნალების მიღებისას, რომლებიც არ შეიცავს CTCSS სისტემისთვის საჭირო ტონს (იხ. ცხრილი 76.1).

სუბტონების სიხშირეები 300 მგჰ სიხშირეზე ნაკლებია (67-250 ჰც) და მიღებისას არ იხმინება რადიოსადგურის ხმამაღლამოლაპარაკეში, რადგანაც იფილტრება სპეციალური ფილტრებით⁴³.

ცხრილი 76.1. ტონალური CTCSS Squelch-სისტემები არხების მიხედვით

CTCSS არხი	ტონის სიხშირე (ჰც)	CTCSS არხი	ტონის სიხშირე (ჰც)	CTCSS არხი	ტონის სიხშირე (ჰც)
1	67.0	14	107.2	27	167.9
2	71.9	15	110.9	28	173.8
3	74.4	16	114.8	29	179.9
4	77.0	17	118.8	30	186.2
5	79.7	18	123	31	192.8
6	82.5	19	127.3	32	203.5
7	85.4	20	131.8	33	210.7
8	88.5	21	136.5	34	218.1
9	91.5	22	141.3	35	225.7
10	94.8	23	146.2	36	233.6
11	97.4	24	151.4	37	241.8
12	100.0	25	156.7	38	250.3
13	103.5	26	162.2	122 ⁴⁴	69.3

აღსანიშნავია, რომ სუბტონების გამოყენება არ იძლევა საშუალებას გავზარდოთ სისტემის ტევადობა (აბონენტთა რიცხვი). დროის ერთ მომენტში ერთ სიხშირულ არხზე შეიძლება მხოლოდ ერთი კავშირის განხორციელება (აბონენტი-აბონენტი, აბონენტი-ჯგუფი, ჯგუფი-ჯგუფი). რადიოსადგურს არ შეუძლია ერთდროულად მიიღოს ერთი და იგივე სიხშირის 2 სიგნალი მაშინაც კი, როცა ამ სიგნალებს განსხვავებული ტონები გააჩნიათ, ამიტომ სისტემის ტევადობა არ არის დამოკიდებული კავშირის მეთოდზე. ის დამოკიდებულია სისტემის გამტარუნარიანობაზე. ერთი სიხშირე (სიხშირეთა ღუპლექსური წყვილი) – კავშირის ერთი სეანსია. ეს არის ანალოგური კავშირის დოგმა.

ციფრული Squelch-სისტემები (DCS - Digital-Coded Squelch)

აბონენტთა (აბონენტთა ჯგუფის) იდენტიფიკაციისათვის გამოიყენება სპეციალური ციფრული გზავნილი შეტყობინების დაწყებამდე. გადაცემისას (გადაცემა ხორციელდება PTT⁴⁵. დილაკის გააქტიურებით) რადიოსადგური ავტომატურად ახდენს ციფრული გზავნილის ფორმირებას მუშა სიხშირეზე, რომელიც შეესაბამება აბონენტს (აბონენტთა ჯგუფს) და რომლისთვისაც არის მიმართული შეტყობინება. მიმღები აქტიურდება მხოლოდ იმ შემთხვევაში, თუ მას აქვს შესაბამისი ალგორითმი, ხოლო ყველა სხვა რადიოსადგური, რომლებიც იმავე სიხშირეზე მუშაობენ, იქნებიან პასიურ მდგომარეობაში. იდენტიფიკაციის ორგანიზაცია პრაქტიკულად ანალოგიურია CTCSS მოწყობილობის.

ციფრული კომბინაციის შესაძლო რაოდენობა თეორიულად უსასრულოა, თუმცა სტანდარტულად მათი რიცხვი 104-ს შეადგენს.

⁴³ CTCSS სუბტონები არასასურველ სიგნალებს არ უშვებს არხზე. აბონენტი მიიღებს ზარს მხოლოდ მაშინ, როდესაც სიგნალი შეიცავს შესაბამის CTCSS ტონს ან DCS (Digital-Coded Squelch) კოდს. სხვა შემთხვევაში ტონალური squelch სისტემა არ გაიხსნება.

⁴⁴ ზოგიერთი რადიო იყენებს 69.4 ჰც-ს, რაც უკეთესად ერგება პარმონიულ თანმიმდევრობას.

⁴⁵ PTT (Push-To-Talk) - დაჭირე, რომ ილაპარაკო.

კოდური Squelch-სისტემები (DTMF- Dual-Tone Multi-Frequency)

აბონენტის ან აბონენტთა ჯგუფის იდენტიფიკაციისათვის გამოიყენება სპეციალური ტონალური გზავნილი შეტყობინების დაწყებამდე, ე.წ. DTMF თანმიმდევრობით. რადიოსადგურის კლავიატურის ყოველ სიმბოლოს შეესაბამება გარკვეული სიხშირის ბგერითი ტონი (თანამედროვე სატელეფონო ტონალური რეჟიმის პრინციპის შესაბამისად). როგა ვაწვებით კლავიშს, გადამცემში ფორმირდება ბგერითი ტონი, რომელიც შემდეგ გადაიცემა ეთერში გადაცემის სიხშირეზე. გადამცემი აქტიურდება მხოლოდ იმ შემთხვევაში, როგა ის აწყობილია მოცემული კოდის მიღებისას მის ჩართვაზე. ყველა სხვა მიმღები, რომლებიც მუშაობენ იმავე სიხშირეზე იქნებიან პასიურ მდგომარეობაში. DTMF კავშირის განხორციელებისათვის რადიოსადგურს უნდა გააჩნდეს კლავიატურა და DTMF მოდული.

იდენტიფიკაციის ეს მეთოდი შედარებით ფართოდ არის გავრცელებული. კერძოდ DTMF –ის გარეშე შეიძლება სატელეფონო გამოძახებების განხორციელება. ხშირად მას იყენებენ ერთდროულად CTCSS და DCS მოდულებთან.

აღნიშნული მოწყობილობები (მოდულები) აბონენტთა იდენტიფიკაციის გარდა გამოიყენება აგრეთვე გარეშე მოწყობილობებთან კავშირისათვისაც. მაგალითად: სატელეფონო ინტერფეისები; დისტანციური მართვის პულტები; კონტროლიორები და ა.შ.

ყველა სხვადასხვა საიდენტიფიკაციო მეთოდი (DQT, PL, Select 5, CCIR, EEA, EIA, ZVEI და ა.შ.) პრაქტიკულად დაიყვანება იმ სამ მეთოდზე, რომლებიც ზემოთ განვიხილეთ. ესაა ის მეთოდები ერთმანეთისაგან განსხვავდებიან გზავნილის ხანგრძლიობით, სიხშირით, სიგნალის ფორმით და ა.შ. (იხ. ცხრილი 76.2):

ცხრილი 76.2. აბონენტთა იდენტიფიკაცია

სიმორის გაზრდა	პირდაპირი კავშირი დისკრეტული რადიოსადგური (სიმაღლე ან ნახევრად ლუპლეკსი) იდენტიფიკაცია ⁴⁶	არაპირდაპირი კავშირი რეტრანსლიატორი (სიმაღლე ან ნახევრად ლუპლეკსი)
სისტემის მიგნით ჯგუფებად დაყოფა	CTCSS ან/და DCS	
ინდივიდუალური გამოძახება	DTMF (+ CTCSS ან/და DCS)	
ჯგუფური გამოძახება	DTMF (+ CTCSS ან/და DCS)	
სატელეფონო გამოძახება	DTMF (+ CTCSS ან/და DCS)	
მართვის პულტებით სარგებლობა ⁴⁷	DTMF (+ CTCSS ან/და DCS)	

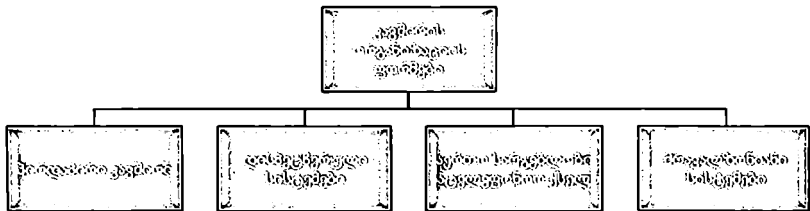
⁴⁶ იდენტიფიკაციის მეთოდები შეიძლება გამოყენებული იქნას ერთი მეორის თანმიმდევრობით. მაგალითად: ტელეფონით კავშირი ხორციელდება DTMF თანმიმდევრობით, მაგრამ დამატებითი დაცვის მიზნით შეიძლება გამოყენებული იქნას CTCSS ან/და DCS ტონური მოდულები.

⁴⁷ მართვის მოწყობილობებს განეკუთვნება: რეტრანსლიატორები, კონტროლიორები, ხელსაწყოები და მექანიზმები, რომლებიც მართავენ რადიოარხს (ტელემეტრია).

§77. კავშირის ორგანიზაციის ფორმები

კავშირის ორგანიზაციის ფორმებიდან გამოიყოფა: პირდაპირი კავშირი, დისპეტჩერული სისტემები ან კავშირი რეტრანსლიატორის გამოყენებით, საერთო სარგებლობის სატელეფონო ქსელში ჩართვა, მრავალზონიანი სისტემები. განვიხილოთ თითოეული მათგანი ცალ-ცალკე (დიაგრამა 77.1).

დიაგრამა 77.1. კავშირის ორგანიზაციის ფორმები



პირდაპირი კავშირი

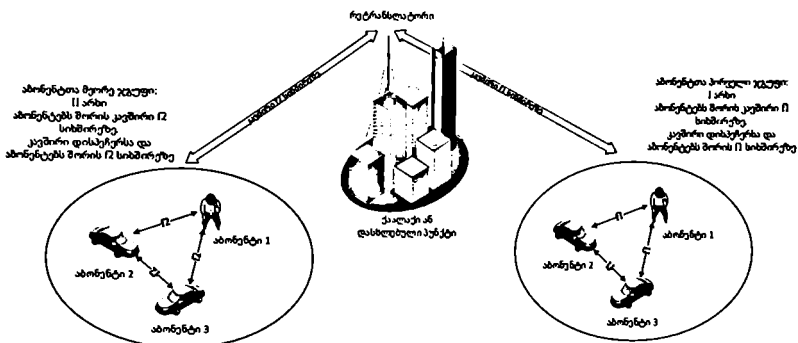
პირდაპირი კავშირი წარმოადგენს კავშირის ყველაზე მარტივ შემთხვევას. მისთვის დამახასიათებელია მოქმედების შემოსაზღვრული რადიუსი, კავშირის ორგანიზაციის სიმარტივე, მინიმალური დანახარჯები. ასეთ რადიოკავშირებს შედარებით ხშირად იყენებენ მშენებლები, ლოკალური ობიექტების დაცვის სამსახურები, ტელეოპერატორთა ჯგუფები, მასიური ღონისძიებების ორგანიზატორები და ა.შ. კავშირის ამ ფორმაში არ გამოიყენება რეტრანსლიატორი, ამიტომ მათი მოქმედების ზონა მცირეა. სისტემის მუშაობისათვის საჭიროა ერთი სიხშირე. მიმღების სადგურების ტიპების მიხედვით შესაძლებელია კავშირის ორი ნაირსახეობის არსებობა:

- რადიოკავშირი ინდივიდუალური გამოძახების გარეშე, პრინციპი: „ერთი საუბრობს – ყველას ესმის“.
- რადიოკავშირები ინდივიდუალური და ჯგუფური გამოძახებებით, რომლებშიც შესაძლებელია რამდენიმე ჯგუფის ერთ სიხშირეზე მუშაობა CTCSS, DCS ან DTMF მეთოდების გამოყენებით.

დისპეტჩერული სისტემები

სიტყვა დისპეტჩერი გულისხმობს ადამიანის არსებობას კავშირის ორგანიზაციისას. აბონენტი მობილური ტელეფონით, გადასატანი ან სტაციონარი რადიოსადგურიდან ახორციელებს დისპეტჩერული პუნქტის გამოძახებას განსაზღვრულ სიხშირეზე, შემდეგ დისპეტჩერი გადასცემს პეტყობინებას სხვა აბონენტს იმავე ან სხვა სიხშირეზე. დისპეტჩერის ამოცანა იმაში მდგომარეობს, რომ გააკეთოს სიგნალის რეტრანსლირება ან/და გადაანაწილოს გამოძახებები სიხშირული არხების მიხედვით.

მაგალითად: აბონენტთა ერთი ჯგუფი მუშაობს f_1 სიხშირეზე (პირველი არხი), ხოლო სხვა ჯგუფი მუშაობს f_2 სიხშირეზე (მეორე არხი). საჭიროება მოითხოვს კავშირი დამყარდეს ამ ჯგუფებს შორის, მაგრამ კავშირი შეუძლებელია. დისპეტჩერული (მრავალარხიანი) რადიოსადგურის გამოყენებისას ინფორმაციის მიღება ხორციელდება პირველი ჯგუფიდან, პირველ არხზე. შემდეგ დისპეტჩერი გადართავს სადგურს მეორე არხზე და გადასცემს ინფორმაციას ეთერში მეორე ჯგუფს (ნახ. 77.1).



ნახ.77.1. კავშირის დისპეტჩერული სისტემის სტრუქტურა

ასეთი რადიოკავშირისას შეიძლება გამოყენებული იქნას მარტივი რადიოსადგურები რადიოარხების მინიმალური რაოდენობით და ერთი მრავალარხიანი დისპეტჩერული რადიოსადგური.

თუ დისპეტჩერი საჭიროა მხოლოდ კავშირის სიშორის გასაზრდელად, მაშინ ლოგიკური იქნება რეტრანსლიატორის გამოყენება.

დისპეტჩერული პუნქტის სისტემები შედარებით ხშირად გამოიყენება პოლიციის, სახანძრო და სასწრაფო დახმარების სამსახურებში, სადაც დისპეტჩერს მართვის ფუნქციებიც ევალება.

კავშირი რეტრანსლიატორის გამოყენებით

რეტრანსლიატორი, გარდა მისი ძირითადი ფუნქციისა (კავშირის სიშორის ზრდა) საშუალებას იძლევა შეიქმნას კავშირის რთული სისტემები. მართალია თავისთავად რეტრანსლიატორი მხოლოდ მიიღებს და გადასცემს სიგნალს, მაგრამ სწორედ ეს იძლევა უამრავი დამატებითი ფუნქციის განხორციელების შესაძლებლობას. გამოდის, რომ რეტრანსლიატორის საშუალებით სიგნალები სხვადასხვა აბონენტებიდან თავს იყრის ერთ ადგილას, მაშასადამე, შესაძლებელი ხდება მათი განაღვივება და შეცვლა გადაცემაზე. ეს პროცესი შეიძლება განხორციელდეს სპეციალური კონტროლიორების საშუალებით, რომლებიც უნდა მიუერთდეს რეტრანსლიატორებს.

კონტროლიორები – საკმარისად რთული ელექტრონული მოწყობილობებია, რომლებიც ასრულებენ ბევრ ფუნქციებს, როგორიცაა: აბონენტთა იდენტიფიკაცია, სისტემის მართვის შეუღდება, ერთი ქსელის ირგვლივ რამდენიმე სისტემის გაერთიანება, კავშირი სატელეფონო ქსელთან და ა.შ.

ჩვეულებრივ, კონკრეტული ამოცანების მქონე რადიოკავშირის ქსელის აგება მნიშვნელოვნად დამოკიდებულია საჭირო კონტროლიორის შერჩევაზე. დღეისათვის გვხვდება კონტროლიორები, რომლებიც თითქმის ყველა სახის ამოცანის გადაწყვეტის შესაძლებლობას იძლევა. მათ შორის რადიოკავშირის ქსელის ორგანიზაცია თავისუფალი არხის ავტომატური შერჩევის პრინციპით (გავრცელებული სიტყვა ტრანკი), ასევე დაიყვანება რეტრანსლიატორზე სპეციალური ტრანკული კონტროლიორების მიერთებაზე.

საერთო სარგებლობის სატელეფონო ქსელში ჩართვა

ხშირად (თუ ყოველთვის არა) კავშირის სისტემის აგებისას საჭიროა განხორციელდეს ჩართვა საქალაქო სატელეფონო ქსელში. ამ ამოცანის გადაწყვეტის ერთ-ერთი მეთოდი შეიძლება იყოს სატელეფონო ინტერფეისის გამოყენება.

სატელეფონო ინტერფეისის მუშაობის პრინციპი იმაში მდგომარეობს, რომ სატელეფონო ხაზსა და რადიოსადგურს შორის უერთდება მოწყობილობა, რომელიც გარდაქმნის სიგნალებს სატელეფონო ხაზიდან რადიოსადგურისათვის გასაცემ ფორმაში. ეს მოწყობილობა რადიოსადგურის სიგნალებს ანიჭებს ფორმას და სახეს, რომელიც საჭიროა სატელეფონო ქსელის აბონენტთა გამოსაძახებლად. ასე რომ, სააბონენტო რადიოსადგურის მფლობელმა საკმარისია აკრიფოს ინტერფეისში სამუშაო „აღმინისტრატორული“ კოდი (DTMF აკრეფით), ხოლო შემდეგ საჭირო ტელეფონის ნომერი. იმისათვის, რომ გამოვიძახოთ რადიოსაბონენტი სატელეფონო აპარატით, საჭიროა ავკრიფოთ ტელეფონის ნომერი, რომელზედაც მიერთებულია ინტერფეისი, ხოლო შემდეგ ავკრიფოთ საჭირო რადიოსადგურის ნომერი.

ამ მეთოდის დადებითი მხარე არის მისი სიიაფე, შეერთების სიმარტივე, შესაძლებლობა გამოყენებული იქნას პრაქტიკულად ნებისმიერი სახის რადიოკავშირებისას, ნებისმიერი რაიოაპარატურით. უარყოფითი მხარე კი – სისტემაში მარტივი შეღწევადობაა. ნებისმიერი რადიოსადგური, რომელიც DTMF კლავიატურით არის აღჭურვილი შეიძლება გავიდეს სატელეფონო ინტერფეისზე. მოსმენილი ან გამოძიებული იქნას ინტერფეისთან შეღწევის პაროლი.

შედარებით გავრცელებული სატელეფონო ინტერფეისის მოდელები საშუალებას იძლევიან ერთ ბაზურ მოწყობილობაზე ერთი ციფრით გამოძახებული იქნას (0-დან 9-მდე) ათამდე მოშორებული აბონენტი, ხოლო მობილური აპარატიდან – 10-მდე ბაზური სადგური. არსებობს შედარებით რთული მოწყობილობები, რომლებიც 100-მდე და მეტ მომხმარებელს ემსახურება. თუმცა უმრავლეს რეტრანსლიატორებსა და კონტროლიორებში კავშირი ტელეფონის ქსელთან სტანდარტული ფუნქციებით ხორციელდება.

მრავალზონიანი სისტემები – დიდი ფართობის მომცველი სისტემები

ერთ ადგილზე დამონტაჟებული რეტრანსლიატორის გამოყენება ყოველთვის არ იძლევა საშუალებას უზრუნველყოფილი იქნას დაფარვის ფართო ზონა. სწორედ ასეთ შემთხვევებში იქმნება ე.წ. მრავალზონიანი სისტემები.

მრავალზონიანი სისტემა წარმოადგენს ერთზონიანი სისტემების ერთობლიობას, რომლებიც გაერთიანებული არიან ერთ საერთო ქსელში. სპეციალური კონტროლიორების საშუალებით ხორციელდება აბონენტთა შორის კავშირი. დასაშვებია ადგილი ჰქონდეს სიხშირულ კონფლიქტებს (სიხშირულ კონფლიქტებს ადგილი ექნება მაშინ, როცა აბონენტი იმყოფება ორი ან მეტი რეტრანსლიატორის მოქმედების ზონაში).

შედარებით გავრცელებულია რადიო-სარელეო⁴⁸ (Trunk) მრავალზონიანი სისტემები, რომლებიც მუშაობენ MPT-1327⁴⁹ და TETRA პროტოკოლებზე. ეს სისტემები აბონენტებს სერვისის მაღალ ხარისხს

⁴⁸ რადიო-სარელეო სისტემა წარმოადგენს ინფორმაციის შორ მანძილზე გადაცემის ერთ-ერთ ფართოდ გავრცელებულ საშუალებას. სიგნალის გადასაცემად შესაძლებელია გამოყენებული იქნას ერთი ან რამდენიმე შუალედური რადიო-სარელეო სადგური (რეტრანსლიატორი).

⁴⁹ MPT-1327 - პირველად გამოქვეყნდა 1988 წლის იანვარში ბრიტანეთის რადიოკომუნიკაციების სააგენტოს მიერ და ძირითადად გამოიყენება გაერთიანებულ სამეფოში, ევროპაში, სამხრეთ აფრიკაში, ახალ ზელანდიაში,

სთავაზობს (ინდივიდუალური გამოძახება, დინამიკური ჯგუფები, ტელეფონი, მონაცემთა გადაცემა რადიოარხებზე), მაგრამ ეს სისტემები აგებულიების მიხედვით რთულია, ძვირია და რენტაბელურია მხოლოდ აბონენტთა დიდი რაოდენობის შემთხვევაში (დაახლოებით 100-10000 ფარგლებში).

იმ შემთხვევაში, როცა აბონენტთა რიცხვი არ არის დიდი და ტერიტორიულად გადანაწილებულნი არიან სხვადასხვა მხარეს, ამავე დროს არ არის აუცილებლობა მაღალი ხარისხის კავშირის უზრუნველყოფა, მაშინ შეიძლება გამოყენებული იქნას კავშირის „ჩვეულებრივი“ მრავალზონიანი სისტემები.

მრავალზონიანი სისტემების უპირატესობა არის – მათი გამოყენება პრაქტიკულად ნებისმიერი რადიოსადგურისათვის. ეს სისტემები აღჭურვილია CTCSS ან DCS მეთოდებით. მრავალზონიან სისტემებში აბონენტის ზონებს შორის გადაადგილების პრობლემა გადაწყვეტილია ე.წ. როუმინგის მეშვეობით. როუმინგი ითვალისწინებს სხვადასხვა ზონაში განთავსებული რადიოსადგურების გამოძახებას, აბონენტთა დაყოფას ჯგუფებად, შეერთებას კავშირის სხვა ქსელებთან, მათ შორის სატელეფონო ქსელთან.

მაგალითად, ამერიკული ფირმის Zetron-ის კონტროლიორები M47MR კავშირის მრავალმომხმარებელი სისტემების შექმნის საშუალებას იძლევა, რომელიც ითვალისწინებს შეერთებას სატელეფონო ქსელთან. კონტროლიორი უერთდება რეტრანსლიატორს და მართავს მის მუშაობას. ყველა კონტროლიორი უერთდება რეტრანსლიატორს მიმღევრობით 4 გამტარიანი სადენით, ან კავშირის სხვა ანალოგური არხის საშუალებით. ყოველ ზონაში რეტრანსლიატორის საშუალებით შეიძლება მუშაობდეს მომხმარებელთა რამდენიმე ჯგუფი. ყოველი ჯგუფის რადიოსადგური პროგრამირდება CTCSS-ის საკუთარი ტონით. შესაძლებელია სხვა ზონის რადიოსადგურთან შეერთება, რისთვისაც რადიოსადგურის DTMF კლავიატურაზე იკრიფება გამოსაძახებელი ზონის ნომერი. DTMF-ის საშუალებით შესაძლებელია აგრეთვე კონკრეტული რადიოსადგურის აბონენტთან ინდივიდუალური გამოძახების განხორციელება.

ამრიგად, დამოუკიდებელი აბონენტთა ჯგუფის ჩართვა საერთო ქსელში, კონკრეტული აბონენტის ან აბონენტთა ჯგუფის გამოძახება (ილენტიფიკაცია), გარეშე მომხმარებლებისაგან დაცვა, აბონენტების მართვა ცენტრალური სადისპეტჩერო სადგურიდან, რეტრანსლიაცია და დაფარვის ზონის გაფართოება, მონაცემთა ციფრული ქსელის ფარგლებში გადაცემა – ყველაფერი ეს არის არასრული ჩამონათვალი, რომელთანაც შეიძლება გვექონდეს ადგილი კავშირის სისტემების ორგანიზებისას. ამ ჩამონათვალს თუ დავუმატებთ რადიოსიხშირეების დეფიციტის საკითხს, გარემომცველ სივრცეში ელექტრომაგნიტური ფონის ზრდას და ფინანსური საშუალებების შემოსაზღვრულობას – გასაგები ხდება თუ რამდენად რთულია რეალობაში ხარისხიანი და საიმედო კავშირის ქსელის რეალიზება. რთულია და ზოგჯერ შეუძლებელიც კი. ჩვეულებრივ ყოველი ამოცანა უნიკალურია და შესაბამისად, მისი გადაწყვეტა ხდება უნიკალური საშუალებებით.

ავსტრალიაში და ჩინეთში კი. ბევრ ქვეყანას ჰქონდა ნუმერაციის/მომხმარებლის ინტერფეისის საკუთარი ვერსია, მათ შორის: MPT1343 - დიდ ბრიტანეთში, Chekker (Regionet 43) - გერმანიაში, 3RP (CNET2424) - საფრანგეთში, Multiax - ავსტრალიაში და Gong An - ჩინეთში.

§78. პეიჯერული სისტემები

პეიჯერული სისტემები წარმოადგენს ერთ სიხშირულ ცალმხრივ რადიოსისტემებს. ძირითად იმისათვის გამოიყენება, რომ აღამიანებს შეატყობინონ, რომ მათ ეძებენ. თავდაპირველად პეიჯერული სისტემები ხმოვან შეტყობინებას აგზავნიდა. მოგვიანებით ისინი ტექსტურ შეტყობინებაზე გადააწყვეს. მათ შეუძლოთ შეენახათ რამდენიმე შეტყობინება. პეიჯინგი ხორციელდებოდა ძალიან მაღალ სიხშირეებზე ან ულტრამაღალ სიხშირეებზე. პეიჯინგი ძირითადად იყენებდა FM-მოდულაციას. დღეს პრინციპში პეიჯერული სისტემა პოპულარული არ არის, მაგრამ მაინც ზოგიერთი სახელმწიფო სამსახური მას წარმატებით იყენებს.

პეიჯერული სისტემის მრავალი სტანდარტიდან გამოვყოფთ ორ მათგანს, ასე ვთქვათ ყველაზე გავრცელებულ სტანდარტებს. ესენია POCsAG (Post Office Code Standardization Advisory Group) - ბრიტანეთის საფოსტო განყოფილების სტანდარტი, და სტანდარტი Motorola's FLEX™ system.

როგორ ხორციელდება პეიჯერული კავშირი? სატელეფონო ხაზით ან თანამგზავრული არხით გადაიცემა შეტყობინება პეიჯერზე. როცა საჭიროა განხორციელდეს პერიოდული გამოძახება, ტერიტორიის მიხედვით არეალში მოხვედრილი ყველა პეიჯერი აქტიურდება ეთდროულად მიღებაზე. ერთ-ერთმა კომპანიამ (FCC) შეიმუშავა ორმხრივი პეიჯერული კავშირი 900 მგჰც სიხშირეზე, 50 კჰც გატარების სიხშირული ზოლით ერთი მიმართულებით და 12.5 კჰც მეორე მიმართულებით.

§79. მოკლე ტექსტური შეტყობინების სისტემები (SMS - Short Messaging Systems)

მოკლე ტექსტური შეტყობინების სისტემებს შეუძლიათ გადასცენ და მიიღონ 160 სიმბოლომდე ტექსტი (მაგალითის სახით შეიძლება მოვიყვანოთ Western Union-ის ტელეგრამები). სისტემის სტანდარტი ინტეგრირებულია ფიჭურ კავშირგაბმულობის სისტემასთან. შეიძლება შეტყობინების გადაცემა სპეციალური მოდემით ან გადამცემი ხაზით. ევროპაში მას მხოლოდ GSM სისტემები იყენებს, ხოლო ამერიკაში მისი გამოყენება უფრო ფართოა და გამოიყენება AT&T Wireless, Cingular Wireless და T-Mobile Wireless Corporation კავშირის სისტემებში. ეს სისტემები აწარმოებენ ტელეფონებს SMS-მოკლე ტექსტური შეტყობინების მხარდაჭერით. სპეციალისტების შეფასებით, მიუხედავად იმისა, რომ დღეს აშშ-ში SMS-მოკლე ტექსტური შეტყობინების მომხმარებლები რაოდენობრივად ცოტაა, მთელს მსოფლიოში ყოველთვიურად დაახლოებით 20 მილიარდი SMS-შეტყობინება იგზავნება.

განსაკუთრებით პოპულარულია SMS-შეტყობინების გაგზავნა/მიღება ფიჭური ტელეფონებით. ტელეფონები აღჭურვილია სპეციალური პროგრამებით, რომელიც გარეშე პირის ჩარევის გარეშე ქმნის პირობებს რათა გამგზავნა - მიმღებთან უშუალო კავშირი დაამყაროს და პირიქით (პირდაპირი კავშირი). შეტყობინება შეიძლება ინახებოდეს ინტერნეტ პროვაიდერის სერვერზე. ერთი სიტყვით, ეს არის ელექტრონული ფოსტა რამდენიმე სიმბოლოს გამოყენებით.

საზოგადოებას შეუძლია SMS-შეტყობინებით მართოს სთობო სახლში. დღეს უკვე შეიძლება ელექტროგამათბობლების ჩართვა/გამორთვა, მაღივრის სხვადასხვა ფუნქციების მართვა, ავტომობილების დისტანციური მართვა და ა.შ. თუ რა თქმა უნდა შესაბამისი მხარდაჭერა ექნება ამა თუ იმ საყოფაცხოვრებო და მოძრავ ტექნიკას. პრინციპში SMS-შეტყობინების პოტენციური ღირებულება მისი საშუალებით შეიძლება განხორციელდეს გარკვეული ობიექტის პოლიციური მეთვალყურეობა, კერძოდ, სათვალთვალო კამერების ჩაწერა ან სამეთვალყურეო მონიტორინგის პროცესში ყურადღების გამახვილება იმ ობიექტზე, საიდანაც SMS-შეტყობინება შემოვა. თანამედროვე სამეთვალყურეო კამერებს აქვს

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

საშუალება ავტომატურად გააზრდოს შეტყობინება პროგრამულად მითითებულ მისამართზე, თუ მაგალითად მოხდება ობიექტის მონიშნული პერიმეტრის არასანქცირებული გადაკვეთა და ა.შ.

§80. უსადენო კავშირგაბმულობის თაობები

მონაცემთა უსადენო გადაცემის მომსახურებას კომერციული ოპერატორები იმის მიხედვით ახორციელებენ, თუ რომელ თაობას მიეკუთვნება უსადენო სერვისი. არის კითხვის ნიშნები და კამათი იმის შესახებ თუ რა ნიშნებით იყოფა ტექნოლოგიური თაობები ერთმანეთისაგან. თუმცა, ფაქტია, რომ თაობების ძირითადი განმასხვავებელი ნიშანი არის მონაცემთა გადაცემის სიჩქარე. თაობების მიხედვით თუ ვიმსჯელებთ, 2022 წლისათვის საქართველოში გავრცელებულია 2G⁵⁰, 3G და 4G თაობები. ცხრილში 80.1 წარმოდგენილია თითოეული თაობის მოკლე აღწერა.

ცხრილი 80.1. უსადენო კავშირგაბმულობის თაობები

თაობები	სიჩქარე	სიხშირე	სიხშირული ზოლის სიგანე	მოკლე აღწერა
1G 2G	19.2 კბიტ/წმ 20 კბიტ/წმ	150-900 მჰც 900/1800 მჰც	30 კჰც 25 მჰც	ანალოგიური ფიჭური ტელეფონები (1980-1990) ციფრული ტელეფონები. მორე თაობის სისტემები GSM, iDEN და cdmaOne (1991-2000)
2.5G-3G	20-1000 კბიტ/წმ	1.6-2 გჰც	100 მჰც	GPAS, 1xRTT, EDGE, EvDO UMTS ტექნოლოგიების დამატებით (2000-2010)
4G	0.1-1 მგბიტ/წმ	2-8 გჰც	100 მჰც	LTE, WiFi (2010-2020)
5G	1-10 გბიტ/წმ	3-60 გჰც	1000 მჰც	WWW ⁵¹ (2020-2030)
6G	-	140-320 გჰც	>1 გჰც	პერსპექტივა: 5G-თან ინტეგრირებული თანამგზავრული კავშირი. ზუსტადი ინტერნეტი. ქვიანი სახლი/ქალაქი
7G	-	-	-	პერსპექტივა: კოსმოსური როუმინგი, სამყარო მთლიანად უსადენოა.

1G - პირველი თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები

ყველა პირველი ფიჭური კავშირის სისტემა ანალოგიური იყო. მათ მიეკუთვნებოდა:

- **AMPS (Advanced Mobile Phone Service** – მობილური კავშირის გაფართოებული სამსახური), მუშა სიხშირით 800 მჰც,
- **TACS (Total Access Communication Sysytem** - ფართო წვდომის საკომუნიკაციო სისტემა), მუშა სიხშირით 900 მჰც,
- **NMT-450 და NMT-900 (Nordic Mobile Telephone** - ჩრდილოეთის ქვეყნების მობილური ტელეფონები) მუშა სიხშირით შესაბამისად 450 მჰც და 900 მჰც,
- **C-450**, მუშა სიხშირით 450 მჰც,
- **NTT (Nippon Telephone an Telegraph Sysytem** – სატელეფონო და სატელეგრაფო იაპონური სისტემა), სიხშირული დიაპაზონით 800-900 მჰც,
- **Radiocom 2000**, მუშა სიხშირული დიაპაზონით 170 მჰც, 200 მჰც და 400 მჰც,
- **NTT (Nippon Telephone an Telegraph Sysytem** – სატელეფონო და სატელეგრაფო იაპონური სისტემა), სიხშირული დიაპაზონით 800-900 მჰც.

ეს სისტემები სხვადასხვა დროს სხვადასხვა ქვეყანაში დაინერგა, მაგალითად:

⁵⁰ G - სიმბოლო ინგლისური სიტყვის „Generation - თაობა“ პირველი ასოა.

⁵¹ გლობალური უსადენო ქსელი - WWW (World Wide Wireless Web).

AMPS - გამოიყენებოდა აშშ-ში, კანადაში, ავსტრალიაში, ცენტრალურ და სამხრეთ აფრიკაში. ამ სტანდარტს უწოდებდნენ, ასევე „ჩრდილოამერიკული სტანდარტს“. ის იმდენად გავრცელებული იყო, რომ მსოფლიოს აბონენტთა ნახევარი სწორედ **AMPS** სტანდარტის აბონენტი იყო. რა თქმა უნდა, დღეს ეს სტანდარტი მორალურად მოძველდა. 2008 წლიდან **AMPS** სტანდარტით სარგებლობა შეწყდა.

TACS სტანდარტის სხვადასხვა მოდიფიკაციით სარგებლობდნენ ინგლისში (**ETACS**), იტალიაში, ესპანეთში, ავსტრიაში, ირლანდიაში, იაპონიაში (**JTACS**). **TACS** სტანდარტი მომხმარებლების რაოდენობით მეორე სტანდარტი იყო. ჯერ კიდევ 1995 წელს მას მსოფლიოში სააბონენტო ბაზის მიხედვით მეორე ადგილი ეკავა.

NMT-450 და **NMT-900** სტანდარტები გამოიყენებოდა სკანდინავიის ქვეყნებში, აგრეთვე სხვა ბევრ ქვეყანაშიც, **C-450** გამოიყენებოდა გერმანიაში და პორტუგალიაში, **RTMS** გამოიყენებოდა იტალიაში, **Radiocom 2000** გამოიყენებოდა საფრანგეთში, ხოლო **NTT კი** - იაპონიაში.

ყველა პირველი თაობის ანალოგურ სტანდარტებში ითვალისწინებდა სიხშირულ მოდულაციას. პირველი თაობის მოძრავ სადგურებს დიდი სიმძლავრე ჰქონდათ (დაახლოებით 3-5 ვტ). სიგნალის გადაცემისას გამოიყენებოდა არხის სიხშირული დაყოფის მეთოდი **FDMA (Frequency Division Multiple Access)**, სიხშირული ზოლის სიგანე სხვადასხვა სტანდარტისათვის შეადგენდა 12.5 კჰც ან 30 კჰც. პრინციპში ანალოგური სისტემების ნაკლებ სწორედ სიხშირული ზოლის მცირე სიგანეში მდგომარეობდა, რაც განაპირობებდა ერთდროული მომსახურების მცირე ტევადობას.

2G - მეორე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები

აშშ-ში **AMPS** ანალოგური სისტემა იმდენად პოპულარული შეიქმნა, რომ მისი პირდაპირი ჩანაცვლება ციფრული სისტემით პრობლემური შეიქმნა. გამოსავალი ნაპოვნი იქნა, როცა შეიმუშავეს ორ რეჟიმიანი ანალოგურ-ციფრული სისტემები, რომლებიც ერთსა და იმავე სიხშირეზე ანალოგური და ციფრული რეჟიმების ჩანაცვლების საშუალებას იძლეოდა. ამ სტანდარტზე მუშაობა დაიწყო 1988 წელს და 1992 წლისათვის უკვე შემუშავდა **D-AMPS** ან **IS-54 (Interlun Standard - შუალედური სტანდარტი)**. **D-AMPS** სტანდარტის პრაქტიკული გამოყენება დაიწყო 1993 წელს. ამავე სტანდარტის ანალოგიური შეიმუშავეს იაპონიაშიც სახელწოდებით **PDC (Personal Digital Cellular - პერსონალური ციფრული ფიჭური ქსელი)**.

ევროპაში სიტუაცია ბევრად რთული იყო სხვადასხვა შეუთავსებელი ანალოგური სტანდარტების არსებობის გამო. გამოსავალი ამ შემთხვევაშიც მოიძებნა და შეიმუშავეს ერთიანი ევროპული სტანდარტი **GSM**, სიხშირული დიაპაზონით 900 მჰც. **GSM** სტანდარტის პრაქტიკული გამოყენება დაიწყო 1991 წლიდან.

ციფრული ფიჭური კავშირის ქსელის განვითარება ამით არ დასრულებულა. **D-AMPS** სტანდარტი კიდევ უფრო გავრცობილი იქნა, რაც გამოიხატებოდა ზოგიერთი ტექნოლოგიური შეზღუდვების მოხსნაში. გაიზარდა სიხშირული ზოლის სიგანე და დამუშავდა „სუფთა“ ციფრული სტანდარტი **IS-136** (ჩაისხნა ანალოგური სტანდარტი), რომელიც პრაქტიკულად დანერგილი იქნა 1996 წლიდან. ამ სტანდარტმა გააერთიანა **AMPS** და **IS-54** სტანდარტები.

1989 წლიდან **GSM** სტანდარტი გადავიდა ახალ სიხშირეზე 1800 მჰც. ამ პერიოდიდან **GSM** სტანდარტს პერსონალური კავშირის სისტემის სახელწოდებითაც მოიხსენებენ. პრინციპში **GSM-1800** მის წინამორბედისაგან **GSM-900**-ისაგან განსხვავდებოდა არა ტექნოლოგიურად, არამედ უფრო მარკეტინგული თვალსაზრისით. ტელეფონებს ამ სტანდარტით ჰქონდათ ბევრად მცირე ზომები და დიდი სიხშირული ზოლის სიგანე. გაიზარდა მობილური ტელეფონების მასიური გამოყენება.

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

რაც შეეხება აშშ-ს, 1800 მგვ სიხშირე აქ დაკავებული აღმოჩნდა სხვა მომხმარებლის მიერ, ამიტომ გამოინახა სიხშირული დიაპაზონი 1900 მგვ. ევროპული GSM სისტემის ამერიკულ ვარიანტს თავდაპირველად უწოდეს PCS (Personal Communication System - პერსონალური საკომუნიკაციო სისტემა). მისი გამოყენება დაიწყო 1995 წლიდან. მოგვიანებით დამუშავდა GSM სისტემის ამერიკული ვერსია GSM-1900.

2.5G - ორნახევარი თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები

გაგრძელდა GSM სტანდარტის სრულყოფა და დამატა ახალი სტანდარტი, როგორიცაა GPRS (General Packet Radio Service – საერთო სარგებლობის პაკეტური რადიოკავშირი), რომელიც უზრუნველყოფდა მონაცემთა პაკეტურ გადაცემას. GPRS-ით შესაძლებელი გახდა მობილურ ტელეფონებს შორის მონაცემთა გაცვლა განხორციელებულიყო GSM ქსელსა და გარე ქსელში, მათ შორის ინტერნეტის საშუალებით.

დამატა აგრეთვე EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) – GSM სისტემის მონაცემთა გადაცემის სიჩქარის გაუმჯობესების სტანდარტი, რამაც GSM სტანდარტი სრულყო მონაცემთა კოდირების სისტემით. შედეგად შესაძლებელი გახდა დიდი მოცულობის ინფორმაციის გადაცემა ერთ დროით ინტერვალში. ზოგიერთი მოსაზრებით EDGE კიდევ უფრო მომდევნო თაობას 2.75G მიეკუთვნება.

რადიოგადაცემის ერთიანი ტექნოლოგია XRTT (One Times Radio Transmission Technology) – ეფუძვნება CDMA-ტექნოლოგიას. ის იყენებს პაკეტების კომუტიციის პრინციპს. თეორიულად შესაძლებელია, რომ XRTT სტანდარტით კავშირის სიჩქარე იყოს 144 კბიტ/წმ, მაგრამ პრაქტიკაში რეალური სიჩქარე სულ რაღაც 40-60 კბიტ/წმ-ია. XRTT იყენებს ლიგენზირებულ რადიოსიხშირეებს და მობილური ტექნოლოგიების მსგავსად ფართოდ არის გავრცელებული.

3G - მესამე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები

მეორე თაობის ციფრული კავშირგაბმულობის სისტემები ეფუძვნება არხის დროითი დაყოფის ტექნოლოგიას TDMA (Time Division Multiple Access). მისგან პრინციპულად განსხვავდება 3G მესამე თაობის ტექნოლოგია, რადგან ეს უკანასკნელი იყენებს არხის კოდური დაყოფის - CDMA (Code Division Multiple Access) ტექნოლოგიას. 3G-ს პირველი სტანდარტი შემუშავებული იქნა 1992-1993 წლებში, აშშ-ში და მას ეწოდებოდა IS-95, 800 მგვ სიხშირით. გამოყენება კი დაიწყო 1995-1996 წლებში აშშ-ში, კონკონგში და სამხრეთ კორეაში. მოგვიანებით, აშშ-ში ამავე სტანდარტის გამოყენება დაიწყო 1990 მგვ სიხშირეზე. იაპონიაში განვითარდა პერსონალური ხელის ტელეფონის სისტემა PHS (Personal Handy-phone System), 1800 მგვ სიხშირით და რომელიც ასევე მიეკუთვნება მესამე თაობას.

ევროპაში განვითარდა სტანდარტი UMTS, რომლის საფუძველსაც წარმოადგენს CDMA ტექნოლოგიის ერთ-ერთი ნაირსახეობა W-CDMA. სტანდარტი UMTS გავრცელებული იყო საქართველოშიც. ეს სტანდარტი შემუშავებული იქნა იმისათვის, რომ გაერთიანებულიყო CDMA და GSM სტანდარტები, ხოლო ორივე ქსელში წვდომა ხდებოდა SIM-ბარათის საშუალებით. ასე მაგალითად, დაფარვის ზონის მიხედვით კავშირი ხორციელდებოდა ან CDMA ან GSM სისტემის საშუალებით.

3.5G - სამნახევარი თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები

ამ თაობას მიეკუთვნება მაღალი სიჩქარის პაკეტური გადაცემის სისტემა HSPA (High Speed Packet Access). პრაქტიკულად ის წარმოადგენს UMTS სისტემის შემდეგ ეტაპს. HSPA პაკეტების გადაცემა ეფუძვნება პაკეტების გადაცემის რეგლამენტირებას საბაზო სადგურიდან აბონენტისაკენ (HSDPA) და პაკეტების რეგლამენტირებას აბონენტიდან საბაზო სადგურისაკენ (HSUPA).

4G - მეოთხე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები

მეოთხე თაობის ტექნოლოგიის პრეტენდენტები არის: **LTE, TD-LTE, Mobile WiMAX, UMB, HSPA+**. დღეისათვის ქსელში მოქმედებს **WiMAX** და **LTE**. პირველი **LTE** ტექნოლოგია დაინერგა სტოკჰოლმსა და ოსლოში. გადაცემის სიჩქარე შეადგენს 382 მგბიტ/წმ, ხოლო მიღების სიჩქარე 86 მგბიტ/წმ-ია. აღსანიშნავია, რომ **WiMAX** სტანდარტს ყველა ოპერატორი არ მიაკუთვნებს მეოთხე თაობას, რადგან ის არ არის ინტეგრირებული წინა თაობის ქსელებში.

5G - მეხუთე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები

მეხუთე თაობის ძირითადი განმასხვავებელი ნიშანი წინა თაობებისაგან არის ფართო სიხშირული ზოლი, რაც ზრდის ერთდროული მომსახურების მოცულობას. ახალი ტექნოლოგია დაინერგა იმისათვის, რომ გაიზარდოს ქსელური ინფრასტრუქტურის ეფექტურობა. ვინაიდან ეს ტექნოლოგია მხოლოდ ახლა იწერება, რთულია წინასწარ ვთქვათ რა სიჩქარე ექნება მას პრაქტიკაში, თუმცა თეორიულად მოსალოდლეოა, რომ მისი სიჩქარე იქნება 1-10 გბიტ/წმ შუალედში. 5G ტექნოლოგიის სიხშირული დიაპაზონი 3-60 გჰც-ის ფარგლებშია, რაც მთავარია სიხშირული ზოლის სიგანე დაახლოებით 1000 მგჰც-ის ფარგლებში იქნება.

საქართველოში 5G მობილური კავშირგაბმულობისთვის „რადიოსიხშირული სპექტრის განაწილების ეროვნულ გეგმის“ შესაბამისად გამოყოფილია სიხშირული დიაპაზონი 24.25-27.5 გჰც. ამავე გეგმის მიხედვით ეროვნულ დონეზე 5G ტექნოლოგიის გამოყენება იგეგმება ელექტრონული საკომუნიკაციო მომსახურების მიზნით, მოკლე დისტანციური რადარების მოქმედებისათვის, ფიქსირებული რადიო-სარეწოო ხაზების მუშაობისათვის და ა.შ.

6G - მეექვსე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები

5G მეხუთე თაობის სტანდარტის განვითარების და დანერგვის შემდეგ, მეცნიერების ინტერესის ქვეშ მოექცა 6G მეექვსე თაობის სტანდარტების შემუშავება. სპეციალისტები თანხვდებიან იმ მოსაზრებაში, რომ მეექვსე თაობა კიდევ უფრო გაზრდის გადაცემის სიჩქარეს თითქმის 1 ტბიტ/წმ-მდე. ამ თაობამ შეიძლება ხელოვნური ინტელექტის პრაქტიკული რეალიზაციას შეუწყოს ხელი, დაინერგება კვანტური კომუნიკაცია. ზუსტრაფი ინტერნეტის, ჭკვიანი სახლის და ა.შ., მართვა 6G მეექვსე თაობის სტანდარტით ბევრად ეფექტური გახდება.

§81. უსადენო კავშირის სისტემა MMDS⁵²

MMDS თავდაპირველად ცნობილი იყო ფართოზოლოვანი რადიოკავშირის სამსახურის (**BSR-Broadband Radio Service**) სახელწოდებით, აგრეთვე უსადენო კავშირის ტექნოლოგიის სახელწოდებით. მას გამოიყენებენ საერთო სარგებლობის ფართოზოლოვანი ქსელურ ტექნოლოგიებში. ის გამოიყენება ბევრ ქვეყანაში, მათ შორის ყაზახეთში, ბელორუსიასა და რუსეთში. ხშირად მას მცირე დასახლებულ პუნქტებში გამოიყენებენ, სოფლად. თუმცა, ზოგიერთი კომპანია ცდილობდა ქალაქისათვისაც გაეწია მომსახურება, მაგალითად ირლანდიაში, მაგრამ საბოლოოდ 2016 წელს ქალაქისათვის მისი გამოყენება არარენტაბელური აღმოჩნდა და შეწყდა.

MMDS მუშაობს მიკროტალღურ დიაპაზონში 2.3 ან 2.5 გჰც სიხშირეზე. სატელევიზიო გადაცემების მიღება და გადაცემა ხორციელდება მიკროტალღური ანტენებით. ანტენა უერთდება გარდამქმნელს, რომელიც სიხშირეს ადაბლებს და აწვდის მიმღებ-გადამცემ მოწყობილობას (მასში გამზარებული ინტეგრირებულია). შემდეგ ციფრული არხები დეკოდირდება სტანდარტული საკაბელო მოწყობილობით, ან უშუალოდ ტელევიზორების მიერ, რომლებსაც ინტეგრირებული ციფრული დეკოდერები გააჩნიათ. სისტემა ჩართულია ინტერნეტთან, ინტერნეტ-მონაცემებთან წვდომა მას აქვს სტანდარტული საკაბელო მოდემით **DOCSIS**, რომელიც ასევე უერთდება მიმღებ-გადამცემის ანტენას (იხ. ნახ.81.1).

MMDS დაყოფილია 33 არხად. თითოეული 6 გჰც სიხშირული ზოლით. რომელიმე ციფრული სამაუწყებლო კომპანია შეიძლება ფლობდეს ერთ ან რამდენიმე არხს, რომელსაც იყენებს თავისი კომერციული საქმიანობისათვის. თითოეული არხის სიჩქარე არის 30.34 მგბიტ/წმ 64QAM (6 ბიტისანი კვადრატული მოდულაცია) მოდულაციისას, 42.88 მგბიტ/წმ-ში 256QAM (8 ბიტისანი კვადრატული მოდულაცია) მოდულაციისას. ყოველი სივრცითი პირდაპირი კორექციის გამო, აგრეთვე სხვა ტექნოლოგიური ფაქტორების გამო, ფაქტიური სიჩქარე შეადგენს 27 მგბიტ/წმ-ში 64QAM მოდულაციისას და 38 მგბიტ/წმ-ში 256QAM მოდულაციისას.

პერსპექტივაში იგეგმება **MMDS** ტექნოლოგიის ჩანაცვლება ახალი ტექნოლოგიით, რომელიც ითვალისწინებს სიხშირული ზოლის სიგანის ცვლილებას, აგრეთვე სიხშირული დიაპაზონის შეცვლას 2.150-2.162 გჰც-ზე. სპეციალისტები ვარაუდობენ, რომ ეს ცვლილებები შეიძლება არათავსებადი აღმოჩნდეს სტაციონარულ მიმღებ-გადამცემ მოწყობილობებთან.

უსადენო კავშირის სისტემები **MMDS** საშუალებას იძლევა უზრუნველყოფილი იქნას ფართოზოლიანი რადიოარხის გამოყენება კავშირისას **MMDS** ტექნოლოგიით. კავშირის კვანძს წარმოადგენს აბონენტი - „კლიენტი“.

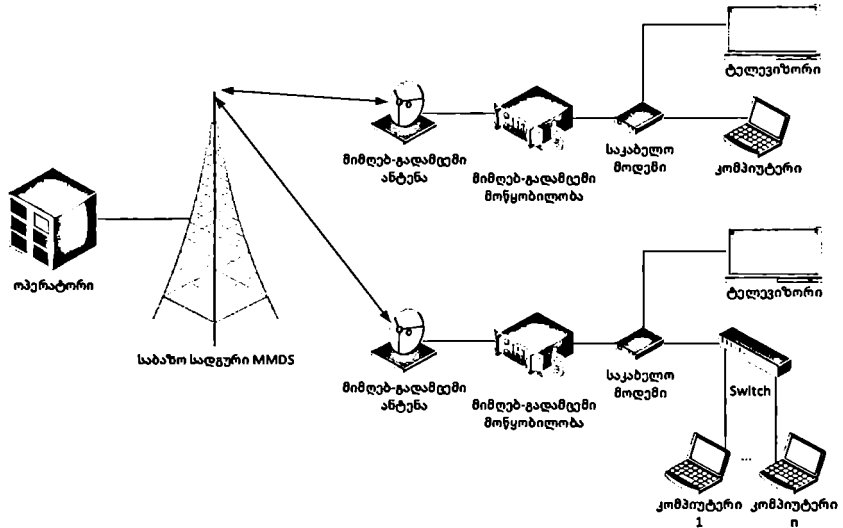
ერთმანეთისაგან მოშორებულ აბონენტებს შეიძლება წარმოადგენდეს როგორც ცალკეული სამუშაო ადგილები, ასევე ლოკალური ქსელები. რადიოკავშირის მაკავშირებლის როლში გამოიყენება ე.წ. საკაბელო მოდემი სრული კომპლექტით, რომელიც შეიცავს ანტენურ-ფიდერულ გადაცემ მოწყობილობებს.

უსადენო კავშირის სისტემის **MMDS** –ის დადებითი მხარე არის:

- გადაცემის მაღალი სიჩქარე;
- გადასაცემი მონაცემების კონფიდენციალურობა;
- მისაღები ფასი;
- უმნიშვნელო ექსპლუატაციური დანახარჯები;

⁵² მრავალარხიანი მრავალწერტილიანი გავრცელების სამსახური - **MMDS** (Multichannel Multipoint Distribution Service).

- კლიენტის განლაგების ადგილის შეცვლის შესაძლებლობა მისთვის დამატებითი აპარატურის შეძენის გარეშე;
- მრავალარხიანი სატელევიზიო ეთერის მიღების შესაძლებლობა.



ნახ.81.1. კავშირის სქემა MMDS სისტემით

MMDS სისტემები პირველ რიგში ორიენტირებულია ტელემაუწყებლობის საჭიროებიდან გამომდინარე, რომლებშიც არ მოითხოვოდა ორმხრივ მიმართული გადაცემების გარხორციელება. ამ სისტემების გამოყენებით Internet-ის მომსახურების შეთავაზება მომხმარებლებისათვის ოპერატორების მრიდან მოითხოვს მრავალი პრობლემის გადალახვას, რომელიც ადრე არ შეგვხვდრია. ეს არის ქსელი შემდეგი ტოპოლოგიით „წერტილი – ბევრი წერტილი“ და წარმოადგენს იდეალურ საშუალებას დიდი, მასიური საოფისე ცენტრების, სასტუმროების მომსახურების თვალსაზრისით. **MMDS** სისტემა, რომელიც მხოლოდ ერთი ყველაზე მიმართული ანტენური სისტემისაგან შედგება, შეუძლია მომსახურების განხორციელება 10 მილი (16 კმ) რადიუსის ფარგლებში ორი არხის გავლით.

მაგრამ პროვაიდერებს, რომლებიც Internet-თან უსადენო კავშირის განხორციელებას ახდენენ სჭირდებოდათ საიმედო, ეკონომიური და ეფექტური ინტერაქტიული (ე.ი. უკუარხის მქონე) სისტემები. მათ უნდა შეერიჩათ მრავალმისამართიანი ქსელის ოპტიმალური პროტოკოლი. შედეგად **MMDS**-ის ფართოზოლიანი ქსელის ფარგლებში აბონენტებს შეეძლებოდათ ელექტრონული ფოსტითა და Internet – პროგრამებით სარგებლობა.

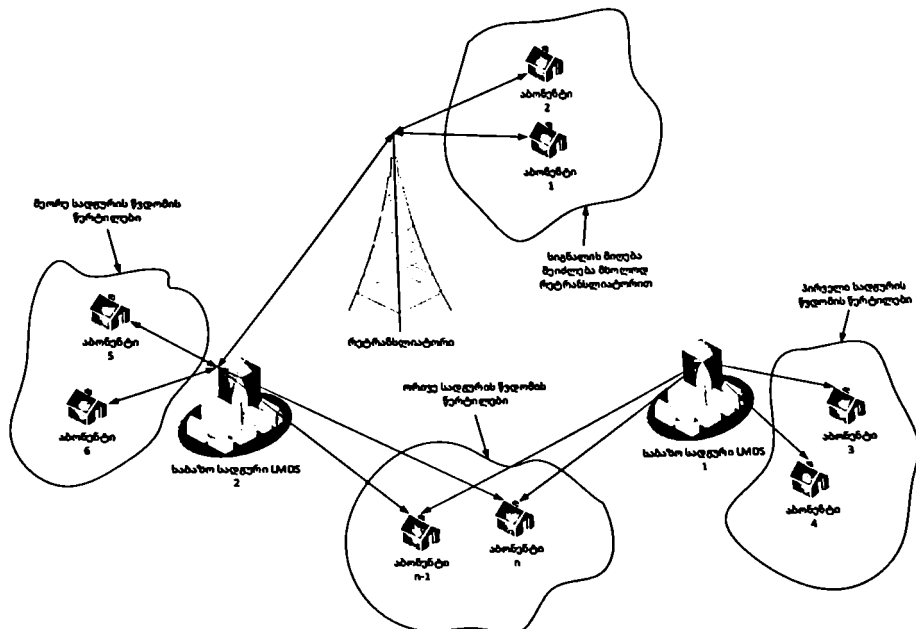
MMDS სისტემებისადმი წაყენებული იქნა ახალი მოთხოვნა, უზრუნველყოფილიყო ინტერაქტიული უკუკავშირი. უკუარხი ფორმირდება ქსელის საკაბელო სისტემის საშუალებით. ამ მიზნით სატელეფონო არხების გამოყენება მნიშვნელოვნად გაართულებდა პროტოკოლების სტრუქტურას (TCP პროტოკოლთან შედარებით) და საჭირო გახდებოდა ქსელის ცენტრალურ ოფისში დამატებითი სპეციალური აპარატურის განთავსება, რომელსაც ტექნიკურად უნდა გაემართა მონაცემთა ორმხრივი გაცვლა.

§82. უსადენო კავშირის სისტემა LMDS⁵³

ტექნოლოგია LMDS თავდაპირველად შემუშავებული იქნა ციფრული ტელევიზიისათვის. ის ჩაფიქრებული იყო, როგორც სტაციონარული უსადენო ტექნოლოგია „წერტილი - ბევრი წერტილი“ ტოპოლოგიით (იხ. ნახ.80.1).

მთლიანობაში LMDS სისტემის დანახარჯები საკაბელო სისტემის დანახარჯებთან შედარებით ნაკლებია, ხოლო გადაცემის სიჩქარე ლიცენზირებულ სიხშირეებზე, კერძოდ: 10, 26, 28, 38 მგჰც-ზე აღწევს - 45 მგბიტ/წმ-ში. მაღალი სიხშირეების გამოყენება ზღუდავს კავშირის სიშორეს, შესაბამისად, LMDS-ის მოქმედების ტიპური რადიუსი 3-8 კმ-ია. ამავე დროს ყოველ ზემოთმოყვანილ დიაპაზონში დასაშვები სიხშირული ზოლის დიაპაზონი არის შედარებით ფართო ვიდრე 2.4 ან 5 გჰც სიხშირეებზე.

გადაცემის სიგნალის ზრდას განაპირობებს ის გარემოება, რომ კავშირი მყარდება უძრავ ობიექტებს შორის. მიმღებ/გადამცემს, რომელთანაც კავშირს ამყარებს აბონენტის ხელსაწყო, გააჩნია ფიქსირებული ადგილმდებარეობა. როგორც წესი LMDS სისტემების ანტენები მონტაჟდება მენობების სახურავებზე, რათა გადამცემ და მიმღებ მოწყობილობებს შორის კავშირი ხორციელდებოდეს პირდაპირი ხედვის არეში. ამ ტექნოლოგიის ნაკლოვან მხარეს წარმოადგენს მისი მაღალი მგრძნობელობა ატმოსფეროს მიმართ: მაგალითად, ნალექი წვიმის სახით ძლიერად ამახინჯებს მილიმეტრულ სიგნალს.



ნახ.82.1. კავშირის სქემა LMDS სისტემით

⁵³ ლოკალური მრავალპუნქტიანი სადისტრიბუციო სერვისი - LMDS (Local Multipoint Distribution Service).

LMDS სისტემებში გამოიყენება დაბალი სიმძლავრის მიმღები და გადამცემი მოწყობილობები, ეფუძნება სიხშირულ მოდულაციას. ამ სისტემებში არხთა შორის 20 მგჰც-იანი სიხშირულ გადაფარვას აქვს ადგილი. **LMDS**-ის არქიტექტურა სიხშირული სპექტრის მაღალეფექტური გამოყენების საშუალებას იძლევა. მობილური კავშირის მრავალი ტექნოლოგიის ანალოგიურად, რომლებიც დაფუძნებული არიან ორთოგონალურად პოლარიზებული სიხშირე-მოდულირებულ სიგნალებზე, **LMDS** იყენებს სიგნალის სივრცით დაყოფას.

2000 წელს შესაბამისი ტექნოლოგიების ბაზარზე გამოჩნდა **LMDS** სერვისის მოდიფიცირებული ვარიანტი, რომელიც სიგნალის ორმხრივიმართულ გადაცემას ითვალისწინებდა, რამაც გზა გაუხსნა ინტერაქტიული რადიოკავშირის სისტემებს.

მიუხედავად იმისა, რომ სწორედ ეს ტექნოლოგია მისცემს საშუალებას მილიონობით მომხმარებელს მთელს მსოფლიოში გამოიყენონ კავშირისას მულტიმედია მონაცემები, რადგან **LMDS**-ი თავსებადია Internet-ში მუშაობისადმი, ვიდეო-კონფერენციებსა და სხვა სახის მაღალსიჩქარიანი ნაკადისადმი.

მაგრამ, დღეისათვის ჯერ-ჯერობით, მიუხედავად მომავალი პერსპექტივისა, ფიქსირებული, ფართოზოლიანი სისტემები არ გვევლინება ვიდეო და ხმოვანი მომსახურების, აგრეთვე მონაცემთა მაღალსიჩქარიანი გადაცემის ეფექტურ საშუალებად. პრაქტიკაში დაფუძნებული **LMDS**-სისტემები იძულებულნი არიან დაამტკიცონ არსებობისათვის მათი უფლება, მაშინ როდესაც, ამ სისტემების წამყვანმა მწარმოებლებმა Nortel და ADC – საერთოდ შეწყვიტეს **LMDS**-მოწყობილობების წარმოება.

§83. უსადენო ფართოზოლოვანი კავშირის სტანდარტი 802

უსადენო **LAN** ტექნოლოგიები სწრაფად ხდება ინტეგრირებული საზოგადოებრივი მომსახურების ინფრასტრუქტურაში. ეს ტექნოლოგიები მუშაობს 2 გგ-ზე მაღალ სიხშირეებზე, უზრუნველყოფენ მონაცემთა გადაცემას 54 მგბიტ/წმ სიჩქარით ძალიან მოკლე დიაპაზონის კომუნიკაციებს. უსადენო **LAN** ტექნოლოგიები სიგნალის დაფარვას ახორციელებს ე.წ. ოპერატიული „ცხელი წერტილები“ საშუალებით.

ცენტრალურ „საბაზო სადგურს“, რომელიც ემსახურება ცხელ წერტილს, ეწოდება უსადენო წვდომის წერტილი (**WAP**)⁵⁴. **WAP**-ები ჩვეულებრივ უკავშირდებიან სადენიან ქსელს სტანდარტული კავშირის საშუალებით, როგორიცაა 10- ან 100-baseT ტერმინალები. ტერმინალები, როგორც წესი, დაკავშირებულია **WAP**-თან მარტივი უსადენო ბარათით, რომელიც ჩართულია **PCMCIA**⁵⁵ სლოტში.

LAN ტექნოლოგიას ხშირად მოიხსენიებენ **802.11** სტანდარტების სახელწოდებით, რომელიც შემუშავებული იქნა ელექტროტექნიკისა და ელექტრონიკის ინჟინერთა ინსტიტუტის მიერ (IEEE). ცხრილი 83.1-ზე წარმოდგენილია **802.11** სტანდარტის პროტოკოლები.

ყველაზე გავრცელებული ქსელი, რომელიც ფართოდ დაინერგა არის **802.11b**. ამ ქსელებს ამონტაჟებენ როგორც საჯარო, ისე კერძო სექტორებში. **WAP**-ის საშუალებით შესაძლებელია სწრაფად გაიგვალოს დიდი რაოდენობით ინფორმაცია (მოსხენებები, კონფერენციები და ა.შ.). **WAP**-ებს ათავსებენ საზოგადოებრივი თავმჯდომარის ადგილებში, საგანმანათლებლო დაწესებულებებში და ა.შ.

ელექტრონული მოწყობილობების ერთმანეთთან დასაკავშირებლად ფართოდ დაინერგა, აგრეთვე, **Bluetooth** ტექნოლოგია.

⁵⁴ უსადენო წვდომის წერტილი - **WAP (Wireless Access Point)**.

⁵⁵ პერსონალური კომპიუტერის მეხსიერების ბარათების საერთაშორისო ასოციაცია - **PCMCIA (Personal Computer Memory Card International Association)**.

ცხრილი 83.1. IEEE 802.11 სტანდარტი და პროტოკოლები

პროტოკოლი	სიხშირე (გჰც)	სიჩქარე და აუწყება	ფიზიკური გარემო	სტანდარტი დასრულებულია?
a	5	6 - 54 მგბიტ/წმ	+	+
b	2.4	1 - 11 მგბიტ/წმ	+	+
e	-	მომსახურების ხარისხის სტანდარტი	-	-
f	-	წდომის წერტილებს შორის თავსებადობის სტანდარტი	-	+
g	2.4	>24 მგბიტ/წმ	+	-
h	-	სიხშირის და სიძლიერის დინამიური მართვის სტანდარტი	-	-
i	-	წდომის წერტილის უაფრთხოების გაფართოებული სტანდარტი	-	-
l	-	ქსელური ავთენტიფიკაციის სტანდარტი	-	+

Bluetooth მუშაობს ორ დონეზე. ძირითად ფიზიკურ დონეზე ეს არის რადიოსიხშირული სტანდარტი, რომელიც მუშაობს 2.45 გჰც სიხშირეზე. არხის დონის განმსაზღვრელი სტანდარტი უზრუნველყოფს მონაცემთა გაცვლის თანმიმდევრობას და მეზუღდვებს. **Bluetooth** ტექნოლოგია ფართოდ დაინერგა დისტანციური მართვის პულტებში. ის შეიქმნა იმისათვის, რომ იმუშაოს ადამიანის ჩარევის გარეშე. მისი სიმძლავრე სულ რაღაც 1 მილივატია, ხოლო მოქმედების რადიუსი რამდენიმე მეტრი.

MMDS და **LMDS** სისტემების გავრცელების შემაფერხებელი ერთ-ერთი პრობლემა – საერთო სტანდარტის არ არსებობაა, რომელიც მის კონკურენტებს, საკაბელო ტელევიზიას და DSL⁵⁶-ტექნოლოგიის მწარმოებლებს მოგვარებული აქვს. ფართოზოლიანი, ფიქსირებული უსადენო მომსახურების პროვაიდერებმა ჯერ-ჯერობით ვერ შეიმუშავეს ერთიანი სტანდარტი. ერთნი ეყრდნობიან კომბინირებულ მიდგომას, რომელიც ეფუძნება ვექტორულ ორთოგონალურ სიხშირულ მულტიპლექსირებასა და ქსელებში მონაცემთა გადაცემის ტექნოლოგიას (VOFDM/DOCSIS), მეორენი – ეყრდნობიან მოდულაციის სიხშირეს, მაგალითად კვადრატული ამპლიტუდის მოდულაციის (QAM), ხოლო რიგი პროვაიდერებისა ამჯობინებენ დაპატენტებულ ტექნოლოგიებს. ასეთი სხვადასხვაობა ჯერ-ჯერობით ხელს უშლის **LMDS**-ტექნოლოგიის ფართო დანერგვას.

მეცნიერები ვარაუდობენ, რომ სტანდარტიზაციის პრობლემა მოგვარებას ექვემდებარება. 1999 წელს IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers - ინჟინერთა ინსტიტუტი ელექტრობასა და ელექტრონიკაში)⁵⁷ – ფარგლებში გამოჩნდა მუშა გეგმა IEEE 802.16, რომელზემაც მიზნად დაისახეს სტანდარტიზაციის ამ სფეროში დაამყარონ წესრიგი. მათი ამოცანა თავი მოუყარონ სატელეკომუნიკაციო სივრცეში არსებული **MMDS** და **LMDS**-ტექნოლოგიებს და შეიმუშაონ ერთიანი სტანდარტი.

თავდაპირველად IEEE-ს გეგმა 802.16 ყურადღება გაამახვილეს სიხშირულ დიაპაზონებზე 28 და 30 გჰც, თუმცა მოგვიანებით შეიმუშავეს ასალი მიდგომა, რომლითაც განისაზღვრა მუშა სიხშირული დიაპაზონი 2.5 გჰც. საექტრის ეს შედარებით დაბალსიხშირული ნაწილი დაეთმო საკაბელო ვიდეოს

⁵⁶ DSL (Digital subscriber line) – ციფრული სააბონენტო ხაზი, მიეკუთვნება ციფრული ტექნოლოგიების ოჯახს, რომელიც განკუთვნილია სატელეფონო ხაზით ციფრული მონაცემების გადაცემისათვის.

⁵⁷ IEEE - წარმოადგენს პროფესიულ ასოციაციას ელექტრულ ინჟინერიაში და ელექტრონიკაში. მისი კორპორატიული ოფისი განთავსებულია ნიუ-იორკში (აშშ), ხოლო ოპერაციული ცენტრი პისკატაუში (ნიუ-ჯერსი, აშშ). IEEE დაარსდა 1963 წელს ორი ინსტიტუტის შეერთების საფუძველზე (ინჟინერ-ელექტრიკოსების ამერიკის ინსტიტუტი და რადიოინჟინერების ამერიკის ინსტიტუტი).

მომსახურებას, რომელიც საბოლოოდ ძლიერ დაიჩაგრა თანამგზავრული ტელევიზიის მხრიდან. თანამგზავრული ტელევიზია თავსებადია Internet-თან, და ციფრულ ვიდეო მომსახურებასთან. რადგან MMDS-ის მოქმედების რადიუსი დაახლოებით 50 კმ-ს უდრის, ამიტომ არც თუ დიდი რაოდენობის ანტენების საშუალებით შეიძლება დაფარული იქნას ფართო მეგაპოლისის ტერიტორია.

ჯგუფი 802.16 კიდევ ერთ მიმართულებას ამუშავებს ინტენსიურად, რომელიც შეეხება სპექტრის არალიცენზირებული სიხშირული დიაპაზონის გამოყენებას. არალიცენზირებული სიხშირეების გამოყენების აქტუალობა განპირობებულია იმით, რომ ლიცენზირებული სიხშირეების დიაპაზონში LMDS-ს MMDS სისტემების მფლობელების რიცხვი საკმარისად მცირეა. მოცემულ შემთხვევაში საუბარი შეეხება 5 და 6 გჰც სიხშირეებს. აქ 802.16 ჯგუფი აქტიურად თანამშრომლობს IEEE-ს მეორე ჯგუფთან 802.11⁵⁸.

მუშა ჯგუფის 802.16 ამოგანა რადიოინტერფეისების სტანდარტიზაცია და დამატებითი ფუნქციების შემუშავება. IEEE- ტექნოლოგიის ფარგლებში 802.16 ჯგუფში 3 ქვეჯგუფი მუშაობს, რომლებიც ამუშავებენ შემდეგ სტანდარტებს:

- IEEE 802.16.1 – შეიმუშავებს რადიოინტერფეისის სიხშირეთა დიაპაზონში 10 - 66 გჰც;
- IEEE 802.16.2 – ახდენენ სხვადასხვა ფართოზოლიანი უსადენო სისტემების თავსებადობის საკითხების დამუშავებას;
- IEEE 802.16.3 – შეიმუშავებს რადიოინტერფეისის ლიცენზირებულ სიხშირეთა დიაპაზონში 2 - 11 გჰც.

დღეისათვის პროგრესი შეიმჩნევა პირველი ჯგუფის საქმიანობაში, რადგან მათი შედეგები ეხება თავისუფალ (ჯერ კიდევ დაუკავებელ) სიხშირულ დიაპაზონს.

სამივე ჯგუფი ეყრდნობა განყენებულ ეტალონურ მოდელს. 802.16 ჯგუფის მიერ მომავალში შემუშავებულმა სტანდარტმა უნდა უზრუნველყოს: აბონენტების მიმღებებს შორის კავშირი, ამ თვალსაზრისით შეიძლება მოგვევლინოს რაიმე განმსოლოებული ხელსაწყო ან ქსელი (მაგ: LAN ლოკალური ქსელი, IP-ტელეფონი) და რადიო-სარელეო ქსელი და ინტერნეტი.

ეტალონურ მოდელში გამოიყენება სამი რადიოინტერფეისი. პირველი განსაზღვრავს კავშირს აბონენტის მიმღებ/გადამცემსა და ბაზურ სადგურს შორის, ამავე დროს კავშირი მათ შორის სრულად ეფუძნება 802.16 სტანდარტს. მეორე – განსაზღვრავს კავშირს აბონენტის მიმღებ/გადამცემსა და ქსელის სადგურთან, რომლითაც ისინი ჩართული არიან ქსელში. ეს არის აბონენტის ქსელური ინტერფეისი (SNI)⁵⁹ და ბაზური სადგურის ქსელური ინტერფეისი (BNI)⁶⁰. ამ ინტერფეისების თავისებურებები არ წარმოადგენს 802.16 სტანდარტის განხილვის საგანს, თუმცა ისინი ჩართულნი არიან ეტალონურ მოდელში იმის გამო, რომ აბონენტისა და ბაზური ქსელების (იგივე რაც ATM⁶¹) ინტერფეისები გაკლენას ახდენენ რადიოინტერფეისის ტექნოლოგიის მერჩევაზე.

და ბოლოს მესამე ინტერფეისი – ეხება რეტრანსლიატორების ფაკულტატიურ სარგებლობას. რადიოინტერფეისის სპეციფიკაცია ითვალისწინებს რეტრანსლიატორების გამოყენებას ან ხელ-

⁵⁸ IEEE 802.11 წარმოადგენს IEEE 802 ტექნიკური სტანდარტების ნაწილს ლოკალური ქსელებისათვის (LAN – Local Area network). ის განსაზღვრავს საკომუნიკაციო საშუალებების წვდომის სტანდარტებს (MAC- Media Access Control) და ფიზიკური დონის (აპარატურული დონე PHY) თავსებადობას უსადენო კომპიუტერული ქსელის (WLAN- Wireless Computer Area Network) რეალიზაციის მიზნით.

⁵⁹ აბონენტის ქსელური ინტერფეისი- SNI (Subscriber Network Interface).

⁶⁰ ბაზური სადგურის ქსელური ინტერფეისი - BNI (Base Station Network Interface).

⁶¹ გადაცემის ასინქრონული რეჟიმი - ATM (Asynchronous Transfer Mode).

შემდეგი ფაქტორების გარშემოწოდებისათვის საჭირო ამრეკლი საშუალებების მონტაჟს. რადიო-სიგნალს გავრცელების გზაზე შეიძლება შეხვდეს ხელშემშლელი ფაქტორები, ამიტომ ამრეკლი საშუალება და რეტრანსლიატორები (repeaters) გარკვეულწილად უზრუნველყოფენ სიგნალის მიერ ამ დაბკოების გარშემოწოდებას.

პროტოკოლი

არქიტექტურა 802.16 განსაზღვრავს 4 დონის პროტოკოლს. დაბალი დონის პროტოკოლები შესაბამება ეტალონური მოდელის (OSI) ფიზიკურ დონეს (PHY). სწორედ ამ დონეზე სრულდება ისეთი ოპერაციები, როგორიცაა სიგნალების კოდირება და დეკოდირება, გენერაცია და პაკეტების სათაურების წაშლა (სინქრონიზაციის მიზნით), ცალკეული ბიტების გადაცემა და მიღება. სამომავლოდ 802.16 სტანდარტში გათვალისწინებული იქნება სიგნალის გარემოში გავრცელებასთან და სიხშირულ დიაპაზონთან დაკავშირებული პარამეტრებიც.

მაღალი დონის პროტოკოლები აკონტროლებენ აბონენტებთან, ან იგივე ხელმძღვანელებთან მომსახურების საკითხებს. აქ შედის პაკეტების (კადრების) გადაცემა და კონტროლი (MAC - Media Access Control).

პროტოკოლი 802.16 MAC განსაზღვრავს გადაცემის პროცედურის ინიციალიზაციას რადიოარხის გავლით აბონენტის ან ბაზური სადგურის მხრიდან. ვინაიდან ზოგიერთი შემთხვევაში დონე (ისეთი, როგორიცაა ATM) საჭიროებს სერვისის განსაზღვრული ხარისხის მხარდაჭერას (QoS)⁶², ამიტომ MAC-პროტოკოლის მიერ გათვალისწინებული უნდა იქნას გამოყოფილი რადიოარხების ჯამური რაოდენობის ტევადობა კონკრეტული მომსახურების განხორციელებისას. დადგენილი მიმართულებით (ბაზური სადგურიდან აბონენტისაკენ) სიგნალის გადაცემისას, არსებობს მხოლოდ ერთი გადაცემა სადგური და შესაბამისად, QoS სერვისის რეალიზაცია MAC-პროტოკოლის დონეზე საკმაოდ მარტივია. მაგრამ სიგნალის აღმავალი მიმართულებით (აბონენტიდან სადგურისაკენ) ტრანსპორტირებისას იქმნება კონკრეტული გარემო აბონენტების მოწყობილობებს შორის გადაცემა გარემოში შეღწევის მიზნით, რაც მნიშვნელოვნად ართულებს MAC-პროტოკოლის მუშაობას.

MAC-პროტოკოლის შემდეგ საფეხურს წარმოადგენს ე.წ. კონვერგენციის დონე, რომლის ფუნქციებიც დამოკიდებულია შემოთავაზებული სერვისის ხასიათზე. კერძოდ, მასზე შეიძლება მინიჭებული იქნას კადრების ან მონაცემთა ბლოკების (PDU)⁶³ ინკაპსულაცია.

ცალკეულ შემთხვევებში, მაგალითად ვიდეო, აუდიო და ვიდეო-ტრაფიკთან მუშაობისას შეიძლება კონვერგენციის დონის გამოტოვება და შესაბამისი ნაკადი გადაცემული იქნას უშუალოდ სტრანსპორტ დონეზე. თუმცა ის ზედა დონეების მომსახურებები, რომლებიც PDU სტრუქტურას სარგებლობენ, საჭიროებენ კონვერგენციის დონის პროტოკოლის არსებობას.

ფართოზოლიანი სერვისი

802.16-ისადმი მოთხოვნების ფორმულირება შეიძლება ასე ჩამოვყალიბოთ: მან აპარატურულად მხარი უნდა დაუჭიროს ფართოზოლიან სერვისულ მომსახურებას. კერძოდ, 802.16-ინტერფეისი თავსებადი უნდა იყოს გადაცემის სიჩქარესთან და QoS დონესთან, რომლებიც ATM ან IP ქსელებში არის გათვალისწინებული, ან აღნიშნული ინტერფეისი თავსებადი უნდა იყოს ხმისა და ვიდეო სიგნალის გადაცემისათვის საჭირო გამტარუნარიანობასთან.

⁶² მომსახურების ხარისხის მხარდაჭერა - QoS (Quality of service).

⁶³ პროტოკოლის მონაცემთა ერთეული - PDU (Protocol data unit).

ფართოზოლიანი მომსახურებისადმი სპეციალური მოთხოვნები ფორმულირებულია 802.16.1 – ინტერფეისში, სადაც შემოთავაზებულია სამი სახის მომსახურება: არხების კომუტაცია; ცვლადი სიგრძის პაკეტების მართვა და ფიქსირებული სიგრძის პაკეტების/უჯრების მართვა. მათ შორის პირველი ტიპის სპეციფიკა ცხადი ხდება მისი დასახელებიდან. მეორე ტიპის სპეციფიკა ორიენტირებულია IP, frame relay და MPEG-4 პაკეტებთან სამუშაოდ. მესამე ტიპის სპეციფიკა კი – ითვალისწინებს ATM უსელებთან თავსებადობას. ფართოზოლიანი მომსახურების აღწერისას ძირითად პარამეტრს წარმოადგენს: მონაცემთა გადაცემის სიჩქარე, გადაცემის შეცდომების სიხშირე და ერთმიმართულ-ბიანი გადაცემის მაქსიმალური შეფერხება.

MAC–დონე

802.16 ინტერფეისის გავლით გადასაცემი მონაცემები წარმოადგენს MAC–კადრების თანმიმდევრობას. არ შეიძლება მათი აღრევა TDMA (Time Division Multiple Access) კადრებთან, რომლებიც შედგება დროითი სლოტების ერთობლიობისაგან. ყოველი დროითი სლოტი გამოყოფილია განსაზღვრული აბონენტისათვის. დროითი სლოტი TDMA შეიძლება შეიცავდეს ერთ MAC კადრს, რამდენიმე ასეთ კადრს ან კადრის ნაწილს. დროითი სლოტები, რომლებიც განკუთვნილია რომელიმე კონკრეტულ აბონენტს ქმნიან ლოგიკურ არხს, რომლითაც გადაიცემა MAC–კადრები.

802.11 MAC–პროტოკოლი ორიენტირებულია კავშირის დამყარებაზე. ყოველი MAC–კადრი შეიცავს შეერთების იდენტიფიკატორს, რომლითაც MAC–პროტოკოლი მიაწვდის მონაცემებს აღრესატს.

სერვისული ნაკადის კონვეფიცია – გადამწყვეტია MAC–პროტოკოლის ფუნქციონირების თვალსაზრისით, რადგანაც სწორედ სერვისული ნაკადები წარმოადგენს აღმავალი და დადმავალი გადაცემების კონტროლის მექანიზმს. კერძოდ, ისინი გამოიყენება ბაზური სადგურის მიერ ცალკეული სერვისის შესასრულებლად საჭირო ზოლის წილის გამოყოფის პროცესში.

ფიზიკური დონე

802.11 PHY–სპეციფიკაციებით გათვალისწინებულია დადმავალი არხების „წერტილი–ბევრი წერტილი“ და აღმავალი არხების „ბევრი წერტილი – წერტილი“ სტრუქტურები. ასე, მაგალითად: აღმავალი მიმართულებით სიგნალის გადაცემისას გამოიყენება დროითი მემჭიდროებისადმი მრავალმხრივი თავსებადობის სქემები. ეს უპანასკნელი შევსებულია მოთხოვნის შესაბამისად, გამტარ–ზოლის გამოყოფის ალგორითმით DAMA (Demand Assignment Multiple Access). ეს ალგორითმი საშუალებას იძლევა ქსელები ოპტიმალური გზით ადაპტირებული იქნას „კლიენტთა“ მხრიდან მუდმივად ცვლადი მოთხოვნებისადმი. კომბინაცია DAMA-TDMA უზრუნველყოფს დროითი სლოტების დინამიკურ გამოყოფას ცალკეული ლოგიკური არხის მიერ.

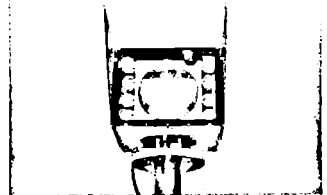
დადმავალი მიმართულების ტრაფიკის გადაცემისას გათვალისწინებულია ორი რეჟიმი: ერთი მათგანი ითვალისწინებს მიმართული ნაკადების ტრანსპორტირებას (აუდიო და ვიდეო), ხოლო მეორე – ცვლადი ინტენსიობის ტრაფიკის ტრანსპორტირებას (IP–პაკეტები):

პირველ შემთხვევაში ლოგიკურ არხთან შედგენის მიზნით გამოიყენება დროითი მულტიპლექსირების მეთოდი (TDM)⁶⁴, ხოლო აღმავალ და დაღმავალ ტრაფიკებს შორის გამტარობის ზოლის განაწილება წარმოებს არხების დუპლექსურ-სიხშირული დაყოფით (Frequency Division Duplexing, FDD)⁶⁵.

მეორე შემთხვევაში გამოიყენება ზემოთ აღწერილი DAMA-TDMA სქემა, ხოლო ურთიერთსაწინააღმდეგო მიმართულებით გადაცემული სიგნალის დაყოფის მიზნით ტრაფიკის გაყოფისათვის კი ალგორითმები FDD (დუპლექსურ-სიხშირული დაყოფა) და TDD (დუპლექსურ-დროითი დაყოფა)⁶⁶.

584. უსადენო კავშირის ოპტიკური არხები (ოპტიკა თავისუფალ სივრცეში FSO- Free Space Optics)

თავისუფალ სივრცეში ოპტიკური კომუნიკაცია (FSO) არის ოპტიკური საკომუნიკაციო ტექნოლოგია, რომელიც იყენებს თავისუფალ სივრცეში სინათლის გავრცელებას ტელეკომუნიკაციის ან კომპიუტერული მონაცემების უსადენოდ გადასაცემად. „თავისუფალი სივრცე“ ნიშნავს ჰაერს, ატმოსფეროს, ვაკუუმს. FSO არ გამოიყენება მყარ გარემოში (გამტარები, ოპტიკურ-ბოჭკოვანი სადენები და სხვ.). FSO - წარმოადგენს ტექნოლოგიას, რომელიც სინათლის წყაროს სახით იყენებს მრავალსიხივიან ლაზერულ რეცეპტორს. ლაზერული რეცეპტორი, ჩვეულებრივ, FSO გადამცემის შუაში მონტაჟდება. სურ.84.1⁶⁷ -ზე FSO გადამცემი, რომლის შუა ნაწილში ლინზის ფორმის დიდი რგოლი არის სწორედ რეცეპტორი.



თუკი პირველი FSO-მოწყობილობები უზრუნველყოფდნენ კავშირის სიჩქარეს წამში რამდენიმე ათეული მეგაბაიტის ოდენობით, თანამედროვე პირობებში უმრავლესი კომერციული პროდუქტი საშუალებას იძლევა მონაცემთა ტრანსლირება მოხდეს 45 გბიტ/წმ –დან – 2.5 გბიტ/წმ–დე.

სურ.84.1. მ-სიხივიანი ლაზერული არხი, რომელიც გათვლილია 1 გბიტ/წმ-სიჩქარით ინფორმაციის გადასაცემად. შუაში დიდი ლინზა წარმოადგენს რეცეპტორს, ხოლო გადამცემი მცირე ზომის ლინზის მაგვარი, რომელიც განთავსებულია მარჯვენა ზედა კუთხეში

აღსანიშნავია, რომ ლაბორატორიულ პირობებში ზოგიერთმა მწარმოებელმა (მაგალითად: TeraBeam და Lucent Technologies) უკვე შეძლო მიეღწია სიჩქარის ფანტასტიკურ ნიშნულამდე 160 გბიტ/წმ.

ასეთი შთამბეჭდავი შედეგის მიუხედავად FSO-სისტემების კომერციული პროდუქტი მხოლოდ გასული საუკუნის 90-იან წლებში გამოჩნდა. მაგალითად: მხოლოდ გერმანიაში 1996 წელს ამ სისტემებზე მოთხოვნა 16-ჯერ გაიზარდა წინა წლებთან შედარებით.

⁶⁴ მულტიპლექსირება დროითი დაყოფით - TDM (Time-division multiplexing) — ეს არის დამოუკიდებელი სიგნალების მიღება-გადაცემის მეთოდი ერთი საერთო სიგნალის ტრაქტით. ის ხორციელდება გადამრთველების სინქრონიზაციით ყოველი გადაცემის ბოლოს. ამ მეთოდით ორი ან მეტი ვიწროხაზი სიგნალი გადაიცემა ერთი საერთო არხით. მისი გამოყენება შეიძლება, როცა ბიტური სიჩქარე აღემატება სიგნალის გადაცემის სიჩქარეს. მულტიპლექსირების ეს მეთოდი დამუშავებული იქნა 19-ე საუკუნის ბოლოს ტელეგრაფული სისტემებისათვის, მაგრამ თავისი გამოყენება ვიწროხაზი სიგნალებშიც პოვა.

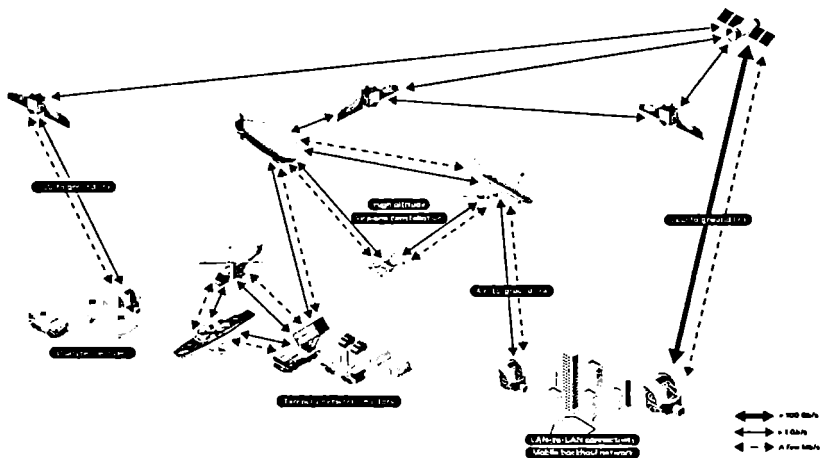
⁶⁵ დუპლექსურ-სიხშირული დაყოფა - FDD (Frequency Division Duplexing).

⁶⁶ დუპლექსურ-დროითი დაყოფა - TDD (Time Division Duplexing).

⁶⁷ https://en.wikipedia.org/wiki/Free-space_optical_communication

FSO—ტექნოლოგიის ჩრდილიდან გამოსვლა განპირობებულია შემდეგი მიზეზებით. პირველ რიგში შეიქმნა აუცილებლობა რეალური მაღალეფექტური ლოკალური და გლობალური ქსელების შექმნისა. მეორე, ლაზერული ტექნოლოგია გახდა საიმედო და გამოირჩეოდა მაღალი საექსპლუატაციო პერიოდით, დაახლოებით 5 და მეტი წელი. ამ გარემოებებმა მიმზიდველი გახადა FSO—სისტემები რენტაბელურობა კომერციული თვალსაზრისით გამოყენებისადმი.

„თავისუფალი“ ოპტიკის ძირითადი იდეა იმაში მდგომარეობს, რომ მან უნდა უზრუნველყოს ინფორმაციის გადაცემა მოდულირებული სინათლის ტალღების საშუალებით, პრაქტიკულად ისევე, როგორც ოპტიკურ-ბოჭკოვანი კაბელები. ამასთან, აღსანიშნავია, რომ სინათლის სხივი იმყოფება ინფრანითელ დიაპაზონში (თვალისათვის უხილავ დიაპაზონში). ამ დიაპაზონს იყენებს აგრეთვე ისეთი მოწყობილობა, როგორიცაა მობილური ტელეფონების IrDA—მოდემი⁶⁸. ჩვეულებრივ სინათლის გამომსხივებელი სისტემები (ლაზერი და შედოიდი) FSO—ხელსაწყოებში მუშაობენ 700-950 ნმ (315-428 ტპე) დიაპაზონში. თუმცა ბოლო პერიოდში სულ უფრო ხშირად გვხვდება მოწყობილობები, რომლებიც ორიენტირებულია 1300 და 1550 ნმ დიაპაზონებში სამუშაოდ. ასე, რომ FSO—სისტემები თავსებადია ოპტიკურბოჭკოვან DWDM⁶⁹—სისტემებთან.



ნახ.84.1⁷⁰. FSO ტექნოლოგიის გამოყენების სქემა, ისრების სისქე მოუთხოვს კავშირის სიჩქარეზე, მაქსიმალური სიჩქარე 100 გბიტ/წმ, მინიმალური რამდენიმე მგბიტ/წმ

ფაქტურად FSO—სისტემების დიაპაზონი შერჩეული იქნა ლაზერებისა და ოპტიკურბოჭკოვანი სისტემების შუა დიაპაზონებიდან. სინათლის სხივი მინიმალურ მიღევას განიცდის მიწის ბოჭკოვან

⁶⁸ ინფრანითელი მონაცემების ასოციაცია - (IrDA - The Infrared Data Association) — ეს არის ჯგუფი, რომელიც შეიქმნა 1994 წელს დაახლოებით 50 კომპანიის მიერ. IrDA წამოადგენს ინფრანითელი უსადენო კომუნიკაციის პროტოკოლთა და სპეციფიკაციათა სრულ კრებულს.

⁶⁹ ტალღის სიგრძის დაყოფით მულტიპლექსირება (DWDM - Dense wavelength-division multiplexing) — ეს არის ოპტიკურ-ბოჭკოვანი კაბელების მულტიპლექსირება, რომელიც ზრდის ოპტიკურ-ბოჭკოვანი კაბელების გამტარუნარიანობას.

⁷⁰ <https://axiomoptics.com/application/free-space-optical-communications/>

კედელში, რამაც ხელი შეუწყო ლაზერული ტექნოლოგიების მასიურ დანერგვას სწორედ ამ დიაპაზონში. განსხვავება ოპტიკერბოქოვან სისტემებსა და FSO-სისტემებს შორის მდგომარეობს მხოლოდ მათი გავრცელების გარემოში. მაგალითად: ოპტიკერბოქოვანი სისტემებისათვის – ეს გარემო არის ბოქოვანი მინა, ხოლო FSO-სისტემებისათვის კი – ღია ატმოსფერო.

შეიძლება ითქვას, რომ სწორედ მონაცემთა გადაცემის გარემოში იმალება ოპტიკური სისტემების ბევრი უპირატესობა. მკვირივი გარემოს არ არსებობამ FSO-სისტემები გამოყენების თვალსაზრისით მნიშვნელოვნად გააიაფა. მაგალითად, აშშ-სა და დასავლეთ ევროპაში, ქალაქში 2 კილომეტრიანი და 155 მგბიტ/წმ-ში სიჩქარის FSO-შეერთების ორგანიზების ხარჯი დაახლოებით შეადგენდა 20000 \$-ს, მაშინ როდესაც, ანალოგიური ოპტიკურ-ბოქოვანი არხის აგების ხარჯი 5-10-ჯერ ძვირი ჯდება.

FSO-ტექნოლოგიის მეორე პლუსი არის ის, რომ მსოფლიოს ბევრ ქვეყანაში რაიმე შეზღუდვა ან ლიცენზირებული პირობები ლაზერების ატმოსფეროში მუშაობის თვალსაზრისით, არ არსებობს, რადგან ლაზერული მოწყობილობის სიხშირული დიაპაზონი რადიოდიაპაზონის მახლობლადაა 400-600 გჰ (რადიოდიაპაზონის საზღვრები რეგულირებას ექვემდებარება).

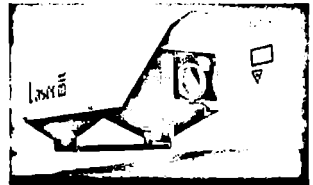
სინათლის მკვეთრი მიმართულების გამო თითქმის მთლიანად გამორიცხულია რაიმე დამატებითი შემაფერხებელი ფაქტორები, რომლებიც შეიძლება გამოწვეული იყოს სხვა უსადენო ლაზერული სისტემების არსებობითა და მუშაობით. ხელშემშლელი სიგნალების აღმოჩენა და მათი უარყოფითი გავლენის შეშვრება მიმდებ-გადამცემ სისტემებზე აქტუალობას არ კარგავს (განსაკუთრებით მაგალითად 2.4 გჰ დიაპაზონში მომუშავე რადიოსისტემებისათვის. ეს დიაპაზონი ფართოდ გამოიყენება IEEE 802.11 ტექნოლოგიის მექნე რადიომოწყობილობების მიერ).

თითქმის ყველა უსადენო სისტემა საშუალებას იძლევა ძლიან მცირე დროში დამყარდეს კავშირი და უკუკავშირი. FSO-სისტემები მთლიანად გამორიცხავენ საკაბელო ინფრასტრუქტურისათვის დამახასიათებელ დამატებით შრომას. ერთადერთი რაც საჭიროა – უნდა განთავსდეს ელექტრონული მიმდებ-გადამცემი მყარ და მდგრად ადგილას (შენობის სახურავი, სპეციალური ანძა) და განხორციელდეს მისი შეერთება მულტიპლექსორთან/გარდამქმნელთან (ჩვეულებრივ ის შენობაში მონტაჟდება), აგრეთვე საჭიროა მიმდებ/გადამცემ მოწყობილობასთან მიყვანილი იქნას სადენები კვების წყაროდან. ასეთი ტიპის ქსელის გამართვა შესაძლებელია მოკლე დროში (სულ რაღაც 1-2 დღე).

FSO-ტექნოლოგიის კიდევ ერთი დადებითი ატრიბუტი არის მაღალი დაცვა სხვადასხვა გარემო ჩარევებისადმი. ეს განპირობებულია პირველ რიგში იმით, რომ მონაცემთა გადაცემა ხორციელდება ძალიან ვიწრო სხივით, რაც განაპირობებს გამოსხივების არ არსებობას სხვა მიმართულებით, რომლებიც სინათლის ნაკადის მდ-ში არ აისახება. მეორეც, ლაზერული სხივი აბსოლუტურად უნილაკია, ამიტომ მისი აღმოჩენა საკმარისად რთულია. მაშინაც კი თუ ვინმე აღმოაჩენს სხივის მიმართულებას და შეეცდება ინფორმაციის მოხსნას სპეციალური ხელსაწყოების საშუალებით, მგრძნობიარე მიმდები აუცილებლად დააფიქსირებს სიმძლავრის დაცემას, რასაც აუცილებლად მოჰყვება კავშირის გაწყვეტა, ხოლო დაგვის სისტემის არსებობის შემთხვევაში ჩაირთვება განგამის სიგნალი.

უსადენო ლაზერულ-ოპტიკურ სისტემებს გააჩნიათ უარყოფითი მხარე. სპეციალისტები გამოყოფენ ორ ძირითად პრობლემას: მონაცემთა დამუშავების მცირე დროს და გამომსხივებული ელემენტის (ლაზერი, შუქდიოდი) მოქმედების შეწყვეტას და სიგნალის გადაცემის სიშორის ძლიერ დამოკიდებულებას ამინდზე. ამ პირობებისადმი FSO-სისტემები მდგრადია 99,7%-ით, რომელიც ზოგიერთი სამომხმარებლო სისტემებისათვის მიუღებელი აღმოჩნდა. მაგალითად, პროვადერული ქსელე-ბისათვის, FSO-სისტემების მდგრადობის ეს პროცენტული მაჩვენებელი მიუღებელი აღმოჩნდა, რადგან მსგავსი პროცენტული მაჩვენებელი მითითებდა ქსელის არამუშა მდგომარეობაში ყოფნას წელიწადში დაახლოებით 27 საათის განმავლობაში.

დღეისათვის პირველი პრობლემა თითქმის გადაწყვეტილია – ლაზერული დიოდები, თითოეული 100 მვტ სიმძლავრემდე, კომპლექსურად უზრუნველყოფენ მონაცემთა დამუშავების მცირე დროს და გამოსხივების უწყვეტობას დაახლოებით 150 000 სთ განმავლობაში (პრაქტიკულად 15 წელი). FSO – სისტემებში გამოყენება კპოვს აგრეთვე APC (Adaptive Power Control) სქემებმა, რომლებიც მართავენ გამოსხივების სიმძლავრეს ატმოსფერული პირობების შესაბამისად (მაგალითად: კარგ ამინდში გამოსხივების სიმძლავრე მინიმალურია). ასეთი სქემები საშუალებას იძლევიან გაიზარდოს ლაზერული მოწყობილობების სიგნალის ხანგრძლივობა და საიმედოობა.



სურ.84.2. LaserBit Pico 100 მგბიტ/წმ ორარხიანი ოპტიკური გადაცემა ხაზი. საშუალებას იძლევა 100 მ-დე დაშორებული ობიექტები დააკავშიროს ერთმანეთთან

რაც შეეხება გადაცემის სიშორის ზრდის გავლენას ამინდის პირობებზე, ეს საკითხი ჯერ-ჯერობით რჩება აქტუალური. სინათლის ლაზერული სიგნალის ჩახშობას ახდენს სველი თოვლი, წვიმა, ნისლი და ქარი. ამასთან, ნისლი (განსაკუთრებით დაბნეული) ჩამოთვლილთაგან ყველაზე ძლიერ ზემოქმედებს FSO–სისტემების მოქმედების რადიუსზე, რადგანაც ატმოსფეროში დაკიდებული წყლის მოლეკულები ძლიერ აფერხებენ ფოტონების მოძრაობას. ამასთან, სინათლის გავრცელებას შეიძლება ხელი შეუმალოს გადამფრენმა ფრინველებმა ან სხვა ფაქტორებმა, რომლებიც ელემენტარულად, გზას გადაუღობავენ უხილავ ლაზერულ სივს.

თუმცა უნდა აღინიშნოს, რომ წვიმიან ამინდში FSO–სისტემები შედარებით უკეთ მუშაობენ, ვიდრე კავშირის რადიო-სარელეო ხაზები. ეს უკანასკნელნი გამოიყენებენ 18-64 გჰც დიაპაზონს. მაგალითად, ძლიერი წვიმისას (როცა წვიმის დონე 75 მმ/წმ-ში) FSO - ლაზერულ სისტემა ფარავს დაახლოებით 2 კმ-დე მანძილს, მაშინ როდესაც რადიო-სარელეო ხაზებით ასეთი მანძილის დაფარვა, ამავე პირობებში, პრაქტიკულად შეუძლებელია.

დღეისათვის FSO – სისტემების საიმედოობის გაზრდის მიზნით იყენებენ სხვადასხვა მეთოდებს, როგორიცაა სიგნალის სიმძლავრის გაზრდა, სარეზერვო რადიოარხების გამოყენება, მრავალსიხივიანი სისტემების გამოყენება და ა.შ. ასე მაგალითად, მრავალსიხივანი სისტემები საშუალებას იძლევიან რამდენჯერმე გაიზარდოს კავშირის საიმედოობა, თუნდაც იმიტომ, რომ უმრავლეს შემთხვევაში ხელშეშლელ ფაქტორებს (ფრინველს ან მტკერის ნაწილს) არ შეუძლია გადაუკეტოს გზა ერთდროულად ყველა სხივს.

საინტერესო შემთხვევას წარმოადგენს, როცა ინტეგრირებულია უსადენო ოპტიკა FSO – სისტემა და რადიოსარელეო ხაზი. რადიოსისტემები მუშაობენ მნიშვნელოვნად დიდ ტალღის სიგრძეზე, ვიდრე FSO–სისტემები, ამიტომ მათი კომბინირება უკეთ გადალახავს დაბნეული ნისლის მქონე გარემოს. ასეთი კომბინაციით შექმნილი მოწყობილობის მდგრადობა საშუალოდ 1 კმ მანძილზე – 99,999%-ს შეადგენს (ე.ი. წელიწადში სისტემა არაუმეა მდგომარეობაში იქნება მხოლოდ 5 წუთი). პრაქტიკამ აჩვენა, რომ იმ რეგიონებში, სადაც წლის განმავლობაში დიდი რაოდენობის ნალექი მოდის (მაგალითად ლონდონი, ბათუმი) FSO – სისტემების მრავალი ნაირსახეობა უზრუნველყოფს სტაბილურ კავშირს 2 კმ მანძილამდე.

უსადენო FSO–სისტემების აგება

უსადენო ოპტიკური კავშირის არხის ასაგებად საჭიროა მოშორებული ოფისების შენობებში განთავსდეს ლაზერული მიმღებ/გადამცემი მოწყობილობები პირდაპირი ხედვის არეში. ამასთან, გარე აპარატურა აუცილებელია საფუძვლიანად დამაგრებული იყოს, რათა ვიბრაციებმა (მაგალითად,

გამვლელმა ტრანსპორტმა ან ძლიერმა ქარმა) არ დაარღვიოს სხივის ფოკუსირება. ოპტიკური მიმღებ/გადამცემი ყველაზე ხშირად უერთდება მიდა ბლოკს ოპტიკური კაბელის საშუალებით (უკიდურეს შემთხვევაში, შესაძლებელია სპილენძის მავთულითაგ შეერთების განხორციელებაც). მიდა ბლოკი გამტარ სადენებს უერთდება სხვადასხვა ინტერფეისით - 10/100/1000 Ethernet, V.35, E1/E3, G.703/G.704, OC-12/OC-48 და სხვა.

შემდეგ საქმე დადის ხელსაწყოების შეძენამდე. სატელეკომუნიკაციო ბაზარზე სხვადასხვა მახასიათებლების მქონე FSO-სისტემები არსებობს. მაგალითად, მოშორებულ ფილიალებს შორის ქსელის გაერთიანების და მაღალსიჩქარიანი კავშირის რეალიზაციის შესაძლებლობას იძლევა ხელსაწყო LaserBit, რომელსაც აწარმოებს ფირმა LaserBit Communications (სურ.84.2⁷¹). მოდელი LB-5000 საშუალებას იძლევა განვახორციელოთ მაღალსიჩქარიანი კავშირი (100 ან 150 მგბიტ/წმ) 5 კმ მანძილზე. ეს მოდელი შეიცავს და გამოიყენებს 4 ლაზერულ დიოდს. ლაზერული მოწყობილობის სიმძლავრე იცვლება 50–დან 150 ვტ–მდე. ამ მოწყობილობების კორპუსი და დეტალები დამზადებულია სპეციალური ალუმინის შენადნობისაგან, რომელიც მოწყობილობას უნარჩუნებს ხანგრძლივი ექსპლუატაციის ვადას.

თავის მხრივ კომპანია PAV Data Systems-ის მიერ წარმოებული ხელსაწყო SkyNet, SkySell საშუალებას იძლევა პირდაპირი ხედვის არეში დამყარდეს კავშირი 4 კმ მანძილამდე. SkyNet ATM-4000 გამოიყენებს სამლაზერიან გადამცემს გამო-მავალი სიხშირით 300 მჰც. გადაცემის სიხშირე შეადგენს 155 მგბიტ/წმ.

კომპანია LightPointe მომხმარებელს შეაფარებს ხელსაწყოს FlightSpectra, რომელიც მონაცემთა გადაცემას ახორციელებს 52, 155, 622 მგბიტ/წმ და 1.25 გბაიტ/წმ სიჩქარეებით (სურ.84.3⁷²). კავშირის სიშორე 4 კმ–მდეა. მაქსიმალური სიჩქარის მისაღწევად ხელსაწყოებში გამოიყენება სპეციალური ოპტიკური გამამდიერებელი EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier).

მაღალსიჩქარიანი უსადენო ოპტიკური კავშირის განხორციელების მიზნით გამოიყენება აგრეთვე კორპორაცია FSONA-ს პროდუქცია SONAbeam 155M (სიჩქარე – 155, 622 ან 1028 მგბიტ/წმ, კავშირის სიშორე – 10 კმ.), კომპანია AirFiber-ის პროდუქცია Hybrid FSO/Radio, რომელიც აერთიანებს ოპტიკურ და რადიო-სარელეო კავშირის სისტემებს (სიჩქარე – 1.25 გბაიტ/წმ), ფირმა MRV-ს მიერ წარმოებული პროდუქცია TereScope 1000 (გააჩნია Gigabit Ethernet ინტერფეისი, კავშირის სიშორე – 2 კმ) და სხვა.

მართალია დღეისათვის FSO-ტექნოლოგია არ განიცდის ისეთ ბუმს, როგორც უსადენო Wi-Fi-სისტემები, მაგრამ თანდათანობით ფართოვდება ბაზარზე მის მიმართ მოთხოვნილება. საინტერესოა, რომ Merill Lynch-ის მონაცემებით 2005 წელს უსადენო ოპტიკური სისტემების ბრუნვამ ბაზარზე შეადგინა 2 მილიარდი დოლარი.

შეიარაღებასა და თავდაცვის სფეროში ოპტიკური ტექნოლოგიების მწარმოებელი ორგანიზაციებიდან შეიძლება აღვნიშნოთ: Vodafone, Sprint, Verizon და სხვა. ცნობილია, რომ პირველად მსოფლიოში გიგაბიტური ოპტიკური უსადენო ქსელი გაშვებული იქნა ლონდონში 1999 წელს, სადაც გამოყენებული იქნა CableFree აპარატურა.

⁷¹ https://www.telcostock.co.uk/Pico_p/700.htm

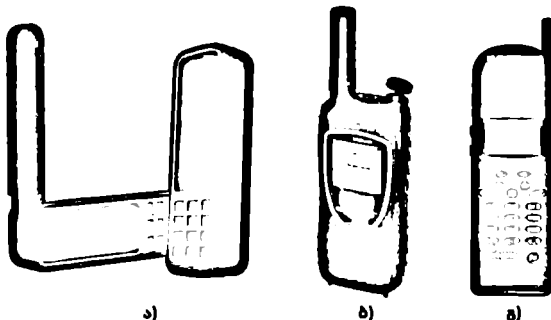
⁷² <http://www.laseroptronics.com/products.cfm/product/27-179-0.htm>

საქართველოში FSO-სისტემები ახლა იწერება. ყოველ შემთხვევაში ცნობები ამ სისტემების გამოყენების შესახებ უმნიშვნელოა.

§85. თანამგზავრული კავშირი

პირველი ტელეფონები Inmarsat იყო მძიმე და დიდი ზომის. მათი საშუალებით მობილური კავშირის დამყარებას სჭირდებოდა დაახლოებით 5 წუთი. დღეს ყველაფერი გამარტივდა და როგორც Iridium, ასევე Inmarsat-Extreme (სურ.85.1⁷³) სისტემები თავისუფლად თავსდება ჯიბეში, მათი საშუალებით კავშირი მყარდება სულ რამდენიმე წამში, ხოლო მობილური ტელეფონები Globalstar იწონიან 300-400 გრამს და ძალიან წაგავს ტრადიციულ ფიჭურ ტელეფონებს.

თანამგზავრული ტელეფონები, რომლებიც მობილურ ტელეფონებს წაგავს შეიძლება გამოყენე-



სურ.85.1. ტელეფონები თანამგზავრული კავშირისათვის: ა) Inmarsat, ბ) Iridium Extreme, გ) GlobalStar

ბული იქნას ხმელეთზე მოგზაურობისას, ხოლო შედარებით დიდი ზომის თანამგზავრული აპარატები Inmarsat (იგი შეიცავს ანტენურ კომპლექსს და მისი წონა დაახლოებით 3 კგ-ია) შეიძლება გამოყენებული იქნას საკუთარი იაბტით ან სხვა სატრანსპორტო საშუალებით მოგზაურობისას.

თანამგზავრული სისტემები

Inmarsat — არის თანამგზავრული კავშირის ბრიტანული სისტემა, რომელიც მომხმარებელს გლობალურ მობილურ მომსახურებას სთავაზობს. ეს კომპანია 2019 წელს ოფიციალურად ეკუთვნოდა ლონდონის საფონდო ბირჟას, ხოლო 2019 წელს შეიძინა კომპანია „Connect Bidco“-მ.

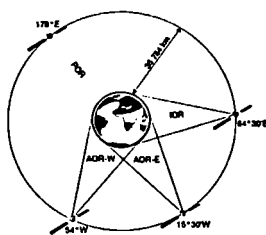
Inmarsat სისტემებში გამოიყენება 4 მაღალორბიტალური (სიმაღლე 35 875 კმ დედამიწის ზედაპირიდან. იხ. ნახ.85.1 Inmarsat⁷⁴) ეკვატორული თანამგზავრი, რომლებიც მბრუნავი დედამიწის თავზეა განლაგებული. ამ თანამგზავრებს გეოსტაციონარული ეწოდებათ, იმის გამო რომ მათი მდგომარეობა ცის თაღზე არ იცვლება. ერთ-ერთი ასეთი თანამგზავრისაკენ აუცილებლად უნდა იქნას მიმართული ტელეფონის ანტენა კავშირისას. კოსმოსში რადიოკავშირს შეფერხებას არავინ არ უქმნის, ამიტომ თანამგზავრები მაღალ ორბიტებზეც კი თავისუფლად დებულობენ სატელეფონო სიგნალებს 1

⁷³<https://www.inmarsat.gov.com/firstnet/satellite-voice/>

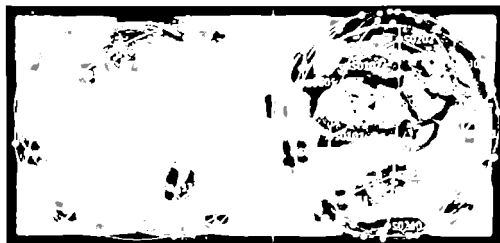
⁷⁴<https://www.sofrasur.eu/en/satellite-inmarsat-2/>

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

ვატი გამომავალი სიმძლავრით. თითოეული თანამგზავრი 89 სხივით უზრუნველყოფს თითქმის დედამიწის მესამედის დაფარვას.



Inmarsat



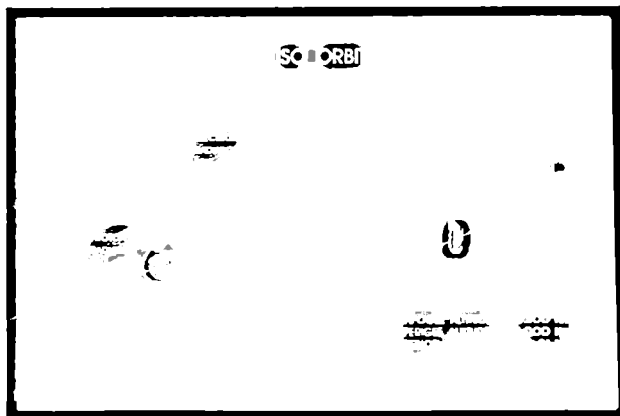
Globalstar

Iridium

ნახ.85.1. Inmarsat, Globalstar და Iridium თანამგზავრული სისტემების ტოპოლოგია

2019 წლის 26 ნოემბერს გაიანის კოსმოსური ცენტრიდან გამეზებული იქნა პირველი თანამგზავრი, რომლის ამოცანაც იყო გაეფართოებინა Global Xpress პირველი თაობის თანამგზავრული დაჯგუფების მოქმედების არეალი.

Iridium სისტემებში გამოიყენება 73 დაბალორბიტალური თანამგზავრი (სიმაღლე 780 კმ დედამიწის ზედაპირიდან, იხ. ნახ.85.1 Iridium⁷⁵), რომლებიც გარს შემოუვლიან ჩვენს პლანეტას სარტყელიდან სარტყელამდე სულ რაღაც 100 წთ-ში. Iridium-ის თანამგზავრები 40-ჯერ ახლოსაა აბონენტთან, ვიდრე Inmarsat-ის თანამგზავრები. თითქოს და გამომავალი სიმძლავრეც ასეთ ტელეფონებს უნდა ჰქონდეს მგირე, მაგრამ ამ თანამგზავრების სწრაფი გადაადგილების გამო საჭირო ხდება არამიმართული ანტენების გამოყენება. შესაბამისად, Iridium ტელეფონების საშუალო გამომავალი სიმძლავრე 0.5-2 ვტ-ია.



ნახ.85.2. ISO სისტემის ტრაექტორია

⁷⁵ Zhu Tang and other. A Quasi-Dynamic Inter-Satellite Link Reassignment Method for LEO Satellite Networks. International Conference on Wireless Algorithms, Systems, and Applications, 2015.

<https://www.researchgate.net/publication/300633907>

Globalstar და ICO სისტემებში გამოიყენება თანამგზავრები, რომლებიც ევკატორისადმი 52 და 45 გრადუსებით ბრუნავენ. Globalstar სისტემაში გაერთიანებულია 48 თანამგზავრი. ისინი დედამიწას წრეს არტყამენ 114 წუთში (სიმაღლე 1414 კმ დედამიწის ზედაპირიდან). მეორე ICO (The Infrared Space Observatory) სისტემა შეიქმნა კოსმოსის ინფრაწითელ დიაპაზონში შესასწავლად (იხ.ნახ.85.2). გაშვებული იქნა 10-მდე ხელოვნური თანამგზავრი, რომელმაც შექმნა ინფრაწითელი კოსმოსური ტელესკოპი. თანამგზავრი, დედამიწას წრეს არტყამდა 12 სთ-ში (სიმაღლე 10 355 კმ დედამიწის ზედაპირიდან). ამ სისტემებზე მომუშავე მობილური ტელეფონების გამომავალი სიმძლავრე არ აღემატება ფიჭური მობილური ტელეფონების სიმძლავრეს (0.5 ვტ).

თითქოს და ამ თანამგზავრებმა უნდა მოიცავს მთელი დედამიწა, მაგრამ თეთრი ლაქა მაინც არსებობს, სადაც თანამგზავრული სიგნალი არ ვრცელდება. მაგალითად, Inmarsat სისტემა პრინციპულად ვერ მუშაობს დედამიწის ჩრდილოეთ და სამხრეთ პოლუსებზე, აგრეთვე პოლარულ წრეზე (რადგანაც გეოსტაციონარული თანამგზავრები ამ წერტილებიდან არ ჩანს). ასევე შეიძლება ითქვას Globalstar სისტემის შესახებად, რომლებიც ჯერ-ჯერობით, ასევე, ვერ გვთავაზობს კავშირს ჩრდილოეთ და სამხეთ პოლუსების მახლობლად. გამოდის, რომ მხოლოდ Iridium სისტემა გვთავაზობს რეალურად გლობალურ სისტემას, რომელიც უზრუნველყოფს პენტაგონის არმიის გლობალურ მობილურობასაც.

თანამგზავრული სისტემების მუშაობის პრინციპი

თანამგზავრული სისტემების გავლით აბონენტთა დაკავშირებას უზრუნველყოფს სპეციალური სადგურები დედამიწაზე, რომლებიც ყველა კონტიგენტზე არის გაშლილი. მათ ფუნქციებში შედის აბონენტის კონტროლი, სალაპარაკო დროის გათვალისწინება და განსაზღვრა კავშირზე გასული აბონენტის კრედიტის მოქმედისუნარიანობისა. მანამ სანამ ეს სამსახურები არკვევენ აბონენტის კრედიტთან, სალაპარაკო დროსთან დაკავშირებულ საკითხებს, აბონენტს მოუწევს ლოდინი დაახლოებით რამდენიმე ათეული წამის ოდენობით.

Iridium-სისტემებში კავშირი მობილურისაქვე ხორციელდება მხოლოდ თანამგზავრის გავლით. მაგრამ ასეთი „სუფთა ზარის“ განხორციელებას შეიძლება უზრუნველყოფდეს 4 სადგურის ერთობლიობა. Inmarsat სისტემებში ზარი თანამგზავრული ტელეფონებიდან ანალოგიურ ტელეფონზე ხორციელდება სიგნალის ორმაგი სვლის ხარჯზე, როცა სიგნალი ჯერ მიდის თანამგზავართან, იქედან ბრუნდება უკან დედამიწაზე, შემდეგადაც კვლავ მიეწოდება თანამგზავრს, ხოლო შემდეგ გადაეცემა ადრესატის ტელეფონს. სწორედ ამიტომ, თანამგზავრიდან, თანამგზავრულ ტელეფონზე კავშირისათვის Inmarsat სისტემებში ზარის ღირებულება დაახლოებით 2-ჯერ ჯდება.

ის ფაქტი, რომ Inmarsat სისტემით სარგებლობისას საჭიროა წარმოდგენა ვიქონიით თუ რა არის განდელი და გრძელი, ვიდრე კომპასით სარგებლობა, არ უნდა ართულებდეს ამ სისტემით სარგებლობას თუნდაც არასრული განათლების მქონე ადამიანებისათვის. არსებობს ფერადი რუკები აზიმუტისა და მომსახურე თანამგზავრის დახრის კუთხის განსაზღვრის მიზნით. ან კიდევ შეიძლება უბრალოდ დავატრიალოთ აპარატი ან გავაქანოთ ანტენა, დავიჭიროთ უკეთესი სიგნალი და განვახორციელოთ კავშირი.

მაგრამ თუ ადამიანი მოგზაურობს ავტომატურად ან სხვა სატრანსპორტო საშუალებით, მაშინ სატრანსპორტო საშუალებაზე შეიძლება დაყენებული იქნას ამინდის მიმართ მდგრადი უნივერსალური ანტენური კომპლექსი, რომელიც თვითონ იპოვნის შესაფერის თანამგზავრს და უზრუნველყოფს კავშირს.

მონაცემთა გადაცემა კოსმოსის გავლით

არსებითად უნდა განვასხვავოთ ტელეფონი ე.ი. აპარატი, რომლითაც ვსაუბრობთ ან გადავცემთ ციფრულ ინფორმაციას, სატელეფონო არხისაგან. სწორედ ამიტომ, Iridium-ი, ისევე როგორც ყველა სხვა თანამგზავრული სატელეფონო სისტემები არც კი მოიპოვებინა Inmarsat- მონაცემთა გადაცემის სისტემების კონკურენტებად. დღეისათვის Inmarsat-M4 და Inmarsat-B სისტემები უზრუნველყოფენ კავშირის სიჩქარეს მაქსიმუმ 64 კბიტ/წმ, მაშინ როდესაც Iridium-ით (4.8 მგბიტ/წმ) და Globalstar-ით (9.6 მგბიტ/წმ) ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარე თითქმის დიდი, მაგრამ რამდენადაც იაფი არ უნდა იყოს დაბალორბიტალური სისტემაში კავშირი მაღალ ორბიტალურ სისტემაში კავშირთან შედარებით, მაინც, უმჯობესია მაღალორბიტალური Inmarsat სისტემით სარგებლობა, რადგან მონაცემთა გადაცემისათვის დახარჯული დროც ცხადია, ასევე თანხასთან არის დაკავშირებული. ვთქვათ, ტექსტის ზომა Microsoft Word-ის ფორმატში შეადგენს 36 კბაიტს. ეს ინფორმაცია თანამგზავრული კავშირისას 4.8 კბიტ/წმ სიჩქარით გადაიცემა სულ 1 წთ-ში, ხოლო ერთი ციფრული ფოტოსურათის გადაცემას (ზომით 300 კბაიტ- 1.5 მგბაიტ) შეიძლება დასჭირდეს 1 სთ-მდე დრო.

Inmarsat სისტემებში მონაცემების სახით შეიძლება გადაეცემალი იქნას არა მხოლოდ ტელექსები⁷⁶ და ფაქსები, არამედ ტელეგრაფები⁷⁷ საქირო საფოსტო მისამართისათვის, სურვილისამებრ, შესაძლოა მაღალსიჩქარიანი ინტეგრირებული სერვისების, ციფრული ქსელის (ISDN)⁷⁸ - ტელეფონებით სარგებლობა. ციფრული სატელეფონო ქსელი ISDN გამოიყენება არა მხოლოდ სიტყვების გადასაცემად, არამედ გამოსახულების გადასაცემად.

კავშირის კონფიდენციალობა

აბონენტის კონფიდენციალობა – ფარდობითია. თუ მაგალითად, საერთაშორისო უსაფრთხოების სისტემებისაგან ვერაფერს ვერ დავშალავთ, სამაგიეროდ ბიზნეს-კონკურენტებისაგან რაღაც რაღაც შეიძლება დაფარული იქნას. უსაფრთხოების თვალსაზრისით არის ორი გზა: პირველი – მთლიანად ვენდოთ აპარატურის მწარმოებელს და მეორე – მოვახდინოთ საკუთარი ინფორმაციის კოდირება დამოუკიდებლად.

ფიჭური სისტემები GSM და CDMA, თანამგზავრული სისტემები Globalstar, Iridium, Inmarsat, აგრეთვე რადიოტელეფონები DECT დეკლარირებენ სრულ კონფიდენციალობას და ეთერის გარეშე პირთა მხრიდან მოსმენის შეუძლებლობას. Iridium სისტემებში გათვალისწინებულია აბონენტის ადგილმდებარეობის განმსაზღვრავი სისტემა. მაგალითად, თუკი თანმიმდევრული ზარების რიგი ხორციელდება ერთმანეთისაგან საკმაოდ მოშორებული წერტილებიდან, მიუხედავად იმისა იმყოფებიან თუ არა ისინი სტრატეგიული ადგილის მახლობლად, სისტემა რთავს განგამს და იწყება პოტენციური ორეულის მოძებნა.

Inmarsat – სისტემის ბაზურ ვარიანტში გამოიყენება კრიპტოკოდირება, ამავე დროს თუ მომხმარებელს აქვს საიდუმლო ინფორმაცია, მან შეიძლება შეიძინოს სერიული კრიპტობლოკი, თუმცა ასეთივე კრიპტოაპარატურა უნდა ჰქონდეს ინფორმაციის მიმღებ ადრესატსაც, წინააღმდეგ შემთხვევაში

⁷⁶ ტელექსი (Telex) - სააბონენტო ტელეგრაფირების საერთაშორისო ქსელი. საერთაშორისო უბნებზე იყენებენ სიხშირული ტელეგრაფირების არხებსა და რადიოარხებს.

⁷⁷ ტელეგრამა (Telle - შორს, Gramma - ასო) - ტელეგრაფით გაგზავნილი ცნობა.

⁷⁸ ინტეგრირებული სერვისების ციფრული ქსელი - ISDN (Integrated Services Digital Network). ეს არის საკომუნიკაციო სტანდარტების ერთობლიობა, რომელიც უზრუნველყოფს: ხმის, ვიდეოს, ციფრული მონაცემების ერთდროულ გადაცემას საერთო სარგებლობის ციფრული სატელეფონო ქსელით. სტანდარტზე მუშაობა დაიწყო 1980 წელს Bell Labs-ში.

თავი XV - უსაღწერო კავშირის სისტემები

ის ვერ შეძლებს დამოუკიდებელი ინფორმაციის დეკოდირებას. მოგეშულ შემთხვევაში Inmarsat სისტემა ქმნის ე.წ. „გამჭვირვალე არხს“, რომელსაც აღარ მიფრავს და არ ახდენს კოდირებას, რადგან უკვე კოდირებულია. თუ მომხმარებელს არ სურს გამოიყენოს სტანდარტული კრიპტოაპარატურა და ალგორითმები, მაშინ ნებისმიერი სატელეფონო ქსელიდან შეუძლია გადავიდეს მონაცემთა გადაცემის რეჟიმში და მოახდინოს ინფორმაციის კოდირება დამოუკიდებლად ცნობილი კრიპტოალგორითმების გამოყენებით.

თანამგზავრული კავშირის ღირებულება

თანამგზავრული ზარის ღირებულება დამოკიდებულია აბონენტის ადგილმდებარეობაზე. თანამგზავრიდან თანამგზავრულ ტელეფონზე დარეკვისას თანხას იხდის როგორც აბონენტი, ასევე ადრესატი. თუმცა მაგალითად, საქართველოდან Inmarsat ან Iridium სატელეფონო აპარატზე დარეკვისას თანხას იხდის მხოლოდ აბონენტი. ძალიან ბევრ ქვეყანაში ზარისათვის თანხას იხდის მხოლოდ აბონენტი და იმის და მიხედვით თუ სად რეკავს, 1 წთ სალაპარაკო დროის ღირებულება სხვადასხვაა. თანამგზავრული ტელეფონიდან დარეკვისას Inmarsat აპარატზე თანხა არ არის დამოკიდებული ადრესატის ადგილმდებარეობაზე და ჯდება 3\$, ხოლო Iridium და Globalstar აპარატებზე დარეკვისას მერყეობს 1\$-დან – 3\$-მდე (დამოკიდებულია იმაზე, თუ რა გზით ვრცელდება სიგნალი ადრესატამდე).

თანამგზავრული კავშირის პერსპექტივები

ახალი თანამგზავრული სისტემების მწარმოებლები აქცენტს აკეთებენ მათი სისტემების მასიურობაზე და ფიქური სატელეფონო სისტემებისადმი თავსებადობაზე. გამოდის ღწუალური აპარატები, შემუშავებულია როუმინგის სპეციალური ტარიფები, შემოღებულია ზარების ღირებულებების გადასახადი, გამოიყენება საერთო SIM-ბარათები და ა.შ. მთელს მსოფლიოში ბაზური GSM და CDMA სადგურების გამართვა რატომღაც რთულია, თუმცა შეიძლება დია კოსმოსში გასვლა ამ სადგურებიდანაც თუ მოხდება მათი ჩანაცვლება მაღალტექნოლოგიური სატელეკომუნიკაციო აპარატურებით, რომლებიც უზრუნველყოფენ კავშირს ყოველთვის და ყველგან.

კაცობრიობა, პოპოლის თუ მაკრონის პირველი რადიოდან, საკმაოდ შორს წავიდა და გადააქცია ჩვენი ჰლანეტა ერთ დიდ რადიოჰარსკვლავად, აითვისა თითქმის ყველა სახის რადიოტალღა და მჭიდროდ მიუახლოვდა ტელეფონების სრული პერსონიფიკაციის საკითხს. დღეისათვის, ტექნიკურად შესაძლებელია მივიღოთ არა მხოლოდ პირადი (სიგნოსლის ბოლომდე) საიდენტიფიკაციო ნომერი, არამედ სატელეფონო და რადიოაპარატურების საიდენტიფიკაციო ნომრებიც.

ყველაფერი რაზეც ზემოთ ვისაუბრეთ, მხოლოდ ნაწილია თანამედროვე სატელეკომუნიკაციო სივრცის. შორს არ არის დრო, როცა ნებისმიერი მომხმარებელი არა მხოლოდ სულ რაღაც წამებში მიიღებს თავის ასეულ გიგაბაიტ ინფორმაციას, არამედ გადასცემს და მიიღებს მაღალხარისხიან სატელეფონო და სატელევიზიო სიგნალს ან გადასცემს ინფორმაციას სამყაროს ნებისმიერი წერტილიდან.

დანართი 1. კრამერს-კრონიგის თანაფარდობა

ვთქვათ, მოცემული გვაქვს კომპლექსური $S(t)$ ფუნქცია:

$$S(t) = S_1(t) + jS_2(t),$$

როცა $|t| \rightarrow \infty$, $S(t) \rightarrow 0$, ჰილბერტის თანაფარდობა ჩაიწერება შემდეგი სახით:

$$S_1(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{S_2(\tau)}{\tau - t} d\tau, \quad S_2(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{S_1(\tau)}{\tau - t} d\tau. \quad (\text{დ. 1.1})$$

ჩანს, რომ $S_1(t)$ და $S_2(t)$ ურთიერთდამოკიდებული ფუნქციებია. სრული $S(t)$ ფუნქცია შეიძლება აღვადგინოთ, თუ მოცემულია მხოლოდ მისი ნამდვილი ან წარმოსახვითი ნაწილი:

$$S(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{S(\tau)}{\tau - t} d\tau. \quad (\text{დ. 1.2})$$

მაგალითად, კლასიკურ ელექტროდინამიკაში კრამერს-კრონიგის თანაფარდობით სარგებლობენ დისპერსიული თანაფარდობის ჩაწერისას:

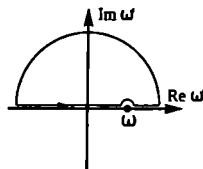
$$\epsilon(\omega) = \epsilon'(\omega) + j\epsilon''(\omega).$$

დისპერსიული თანაფარდობა ასახავს კომპლექსური დიელექტრიკული შეღწევადობის დამოკიდებულებას კომპლექსურ ω სიხშირეზე. ამ შემთხვევაში კრამერს-კრონიგის თანაფარდობის გამოყენებით, დიელექტრიკული შეღწევადობის ნამდვილი და წარმოსახვითი ნაწილები, შეიძლება წარმოდგენილი იქნას შემდეგი სახით:

$$\epsilon'(\omega) = 1 + \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\epsilon''(\omega')}{\omega' - \omega} d\omega', \quad \epsilon''(\omega) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\epsilon'(\omega') - 1}{\omega' - \omega} d\omega'. \quad (\text{დ. 1.3})$$

დიელექტრიკული შეღწევადობის ნამდვილი და წარმოსახვითი ნაწილები განსაზღვრავენ შესაბამისად, გარდატეხის მაჩვენებელს და შთანთქმის კოეფიციენტს. ისინი აღწერენ გარემოს ოპტიკურ მდგომარეობას. გარდატეხის მაჩვენებლის ნამდვილი და წარმოსახვითი ნაწილები არ არის ურთიერთდამოუკიდებელი ფუნქციები, შესაბამისად შესაძლებელია ერთ-ერთი მათგანის, მაგალითად $\epsilon'(\omega)$ -ის სპექტრით შევაფასოთ მეორე $\epsilon''(\omega)$ სპექტრი, ისე, რომ ამ უკანასკნელის უშუალო გაზომვის საჭიროება არ იყოს.

კრამერს-კრონიგის (მათემატიკაში ჰილბერტის გარდაქმნის) გეომეტრიული ინტერპრეტაცია შემდგომში მდგომარეობს. კომპლექსური ცვლადის $\epsilon(\omega)$ ფუნქციას აქვს ნამდვილი და წარმოსახვითი ნაწილები. კომპლექსურ სიბრტყეში $\text{Re } \omega'$ ნამდვილი ღერძის ოდნავ ქვემოთ და ოდნავ ზემოთ შევაფასოთ ინტეგრალური სხვაობა (იხ. ნახაზი):



$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\epsilon(\omega')}{\omega' - j\omega} d\omega' + \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\epsilon(\omega')}{\omega' + j\omega} d\omega' \right] = \oint \frac{\epsilon(\omega')}{\omega'} d\omega' = 2\pi j\epsilon(0). \quad (\text{დ. 1.4})$$

დანართები

მაშასადამე, კომპლექსური ω სიხშირის შემთხვევაში $\varepsilon(\omega)$ - ანალიზურად მოთავსებულია ზედა ნახევარსიბრტყეში, შესაბამისად, შეფარდება: $\frac{\varepsilon(\omega')}{\omega' - j\omega}$ ასევე მოთავსებულია ზედა ნახევარსიბრტყეში. ნებისმიერი ჩაკეტილი ინტეგრალი ამ ნახევარსიბრტყეში ნულის ტოლია:

$$\oint_{-\infty}^{+\infty} \frac{\varepsilon(\omega')}{\omega' - j\omega} d\omega' = 0.$$

კრამერს-კრონიგის თანაფარდობა საშუალებას იძლევა, შემცირდეს ექსპერიმენტულად მისაღები ინფორმაციის მოცულობა. რიგი ექსპერიმენტული მონაცემები შეიძლება ჩანაცვლდეს ანალიზური შეფასებებით.

კრამერს-კრონიგის თანაფარდობის სამართლიანობა არაერთხელ შემოწმდა ექსპერიმენტულად სხვადასხვა აგრეგატული მდგომარეობის გარემოსათვის, სხვადასხვა ტემპერატურაზე.

დანართები

დანართი 2. ლოგარითმული ერთეულები

სიმძლავრის (ძაბვის ან დენის ძალის) ორი მნიშვნელობის შეფარდებიდან აღებული ლოგარითმი 10-ის ფუძით არის ბელების რაოდენობა, რომელიც დიდი სიდიდეა, ამიტომ პრაქტიკაში სარგებლო 10-ჯერ უფრო მცირე სიდიდით დეციბელით: $1 \text{ ბ} = 10 \text{ დბ}$.

$$G = \log_{10} \left(\frac{P}{P_{\text{გტ}}} \right) \text{ ბ}, \quad (\text{დ. 2.1})$$

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{P_{\text{გტ}}} \right) \text{ დბ}, \quad (\text{დ. 2.2})$$

P და $P_{\text{გტ}}$ აქვთ ერთი და იგივე განზომილება.

თუ $P = P_{\text{გტ}}$, მაშინ $G = 0$

თუ $P > P_{\text{გტ}}$, მაშინ $G > 0$

თუ $P < P_{\text{გტ}}$, მაშინ $G < 0$

$$P = 10^{\frac{G}{10}} P_{\text{გტ}}. \quad (\text{დ. 2.3})$$

ზოგჯერ G -ს ლოგარითმის ქვეშ განიხილავენ ორი სიდიდის კვადრატების შეფარდებას. მაგალითად თუ ჩავთვლით, რომ $P \sim u^2$, $P_{\text{გტ}} \sim u_{\text{გტ}}^2$, მაშინ:

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{u^2}{u_{\text{გტ}}^2} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{u}{u_{\text{გტ}}} \right). \quad (\text{დ. 2.4})$$

$$u = 10^{\frac{G}{20}} u_{\text{გტ}}$$

სარგებლობენ ლოგარითმულ მასშტაბში გამოსახული სხვადასხვა ერთეულებით, მაგალითად:

1. **დბვტ (dBW) - დეციბელვატი**, რომელიც მიუთითებს ლოგარითმს სიმძლავრეთა შეფარდებიდან, როცა ეტალონური სიმძლავრე 1 ვტ-ის ტოლია, ე.ი., $P_{\text{გტ}} = 1 \text{ ვტ}$:

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{1} \right) \text{ დბ},$$

2. **დბმვტ (dBm) - დეციბელმილივატი**. ამ შემთხვევაში ეტალონური ერთეული არის 1 მვტ. $P_{\text{გტ}} = 1 \text{ მვტ}$

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{10^{-3}} \right) \text{ დბმვტ}$$

3. **დბვ (dBV) - დეციბელვოლტი**. ეტალონური ძაბვა 1 ვ-ის ტოლია:

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{U}{1 \text{ ვ}} \right) \text{ დბვ},$$

4. **დბმვ (dBmV) - დეციბელმილივატი**. ეტალონური ძაბვა 1 მვ-ის ტოლია:

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{U}{1 \text{ მვ}} \right) \text{ დბმვ},$$

მაგალითად, ვთქვათ $P = 1000 \text{ ვტ}$, ხოლო $P_{\text{გტ}} = 1 \text{ მვტ}$, მაშინ:

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{10^3}{10^{-3}} \right) = 60 \text{ დბ} = 30 \text{ დბმვტ}$$

ლოგარითმულ ერთეულებში სიდიდეების წარმოდგენა მიზნად ისახავს ფიზიკური სიდიდეები დიდი ცვლილებები წარმოდგენილი იქნას კომპაქტურ ლოგარითმულ მასშტაბში. მაგალითად, ბგერის წნევა რომელიც 120 დბ-ს შეესაბამება მიუთითებს, რომ წნევა ტრილიონჯერ აღემატება სმენადობის ზღვარს. ზოგადად, ბგერიით ტალღა გამოსახული დეციბელებში განსაზღვრავს ხმაურის დონეს. საორიენტაციოდ, ქვემოთ მოყვანილია ცხრილი.

ხმაურის დონის და შესაბამისი ობიექტი		
რიგი	ხმაური, დეციბელი (დბ)	ობიექტი
1	0-20	სამარე
2	20-40	საძინებელი
3	40-60	სამუშაო ოთახი, მისაღები ოთახი
4	60-80	ქუჩა, სუპერმარკეტი
5	80-100	ქარხანა, ფაბრიკა
6	100-120	იმპულსური ხმაური, ატომური ბომბის აფეთქების მსგავსი

დანართი 3. კავშირი ოთხპოლუსას Y, H და Z პარამეტრებს შორის

Y ⇌ H კავშირები	Y ⇌ Z კავშირები	H ⇌ Z კავშირები
$\dot{Y}_{11} = \frac{1}{\dot{H}_{11}}$ $\dot{H}_{11} = \frac{1}{\dot{Y}_{11}}$	$\dot{Y}_{11} = \frac{\dot{Z}_{21}}{\dot{Z}_{11}\dot{Z}_{22} - \dot{Z}_{12}\dot{Z}_{21}}$ $\dot{Z}_{11} = \frac{\dot{Y}_{22}}{\dot{Y}_{11}\dot{Y}_{22} - \dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}$	$\dot{H}_{11} = \frac{\dot{Z}_{22}}{\dot{Z}_{11}\dot{Z}_{22} - \dot{Z}_{12}\dot{Z}_{21}}$ $\dot{Z}_{11} = \frac{\dot{H}_{11}\dot{H}_{22} - \dot{H}_{12}\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{22}}$
$\dot{Y}_{12} = -\frac{\dot{H}_{12}}{\dot{H}_{11}}$ $\dot{H}_{12} = -\frac{\dot{Y}_{12}}{\dot{Y}_{11}}$	$\dot{Y}_{12} = -\frac{\dot{Z}_{12}}{\dot{Z}_{11}\dot{Z}_{22} - \dot{Z}_{12}\dot{Z}_{21}}$ $\dot{Z}_{12} = -\frac{\dot{Y}_{12}}{\dot{Y}_{11}\dot{Y}_{22} - \dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}$	$\dot{H}_{12} = -\frac{\dot{Z}_{12}}{\dot{Z}_{11}\dot{Z}_{22} - \dot{Z}_{12}\dot{Z}_{21}}$ $\dot{Z}_{12} = \frac{\dot{H}_{12}}{\dot{H}_{22}}$
$\dot{Y}_{21} = \frac{\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{11}}$ $\dot{H}_{21} = \frac{\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{11}}$	$\dot{Y}_{21} = -\frac{\dot{Z}_{21}}{\dot{Z}_{11}\dot{Z}_{22} - \dot{Z}_{12}\dot{Z}_{21}}$ $\dot{Z}_{21} = -\frac{\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{11}\dot{Y}_{22} - \dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}$	$\dot{H}_{21} = -\frac{\dot{Z}_{21}}{\dot{Z}_{22}}$ $\dot{Z}_{21} = -\frac{\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{22}}$
$\dot{Y}_{22} = \frac{\dot{H}_{22}\dot{H}_{11} - \dot{H}_{12}\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{11}}$ $\dot{H}_{22} = \frac{\dot{Y}_{22}\dot{Y}_{11} - \dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{11}}$	$\dot{Y}_{22} = \frac{\dot{Z}_{22}}{\dot{Z}_{11}\dot{Z}_{22} - \dot{Z}_{12}\dot{Z}_{21}}$ $\dot{Z}_{22} = \frac{\dot{Y}_{22}}{\dot{Y}_{11}\dot{Y}_{22} - \dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}$	$\dot{H}_{21} = \frac{1}{\dot{Z}_{22}}$ $\dot{Z}_{22} = \frac{1}{\dot{H}_{22}}$

დანართი 4. ათობითი სისტემიდან ორობითში გადაყვანის მეთოდი

ათობითი სისტემიდან ორობითი სისტემაში რიცხვის გადაყვანის შემდეგი მარტივი წესი არსებობს. რიცხვს ვყოფთ 2-ზე, ვწერთ მთელ ნაწილს და ნაშთს, რომელიც იქნება 0 ან 1. მიღებულ მთელს ვყოფთ 2-ზე, ვწერთ მთელ ნაწილს და ნაშთს. ასე ვიქცევით მანამდე, სანამ არ მივიღებთ მთელს 0-ს და ნაშთს 1. მიღებული ნაშთები ჩაწერილი უკუ თანმიმდევრობით გვაძლევს ამ რიცხვს ორობითი სისტემაში.

მაგალითად, რიცხვი 125_{10} , გადავიყვანოთ ორობითი სისტემაში.

$125_{10} \rightarrow ?_2$	
$125:2 = 62$	ნაშთი 1
$62:2 = 31$	ნაშთი 0
$31:2 = 15$	ნაშთი 1
$15:2 = 7$	ნაშთი 1
$7:2 = 3$	ნაშთი 1
$3:2 = 1$	ნაშთი 1
$1:2 = 0$	ნაშთი 1
$125_{10} \rightarrow 1111101_2$	

მართლაც:

$$1111101_2 \rightarrow 1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = \\ = 64 + 32 + 16 + 8 + 4 + 0 + 1 = 125_{10}$$

თუ ათობითი სისტემაში მოცემულია რაციონალური რიცხვი (არა მთელი), მაშინ ორობითი სისტემაში გადაყვანისას გამოვყოფთ რიცხვის მთელ ნაწილს და რაციონალურ ნაწილს. მთელ ნაწილზე ვასრულებთ ზემოთ აღწერილ ოპერაციას, ხოლო რაციონალზე კი ვიქცევით პირიქით.

რაციონალურ ნაწილს ვამრავლებთ 2-ზე, თუ მიღებული შედეგი კვლავ რაციონალურია და ნაკლებია 1-ზე, მაშინ ორობითი სისტემის გრაფაში ვწერთ „მთელი 0“-ს. შემდეგ მიღებულ შედეგს კვლავ ვამრავლებთ 2 და კვლავ ვწერთ „მთელი 0“-ს, თუ შედეგად კვლავ მივიღებთ 1-ზე ნაკლებ რაციონალურ რიცხვს. ასე ვიქცევით მანამდე, სანამ 2-ზე გადამრავლებით შედეგი არ გაუტოლდება 1-ს ან იქნება 1-ზე მეტი. როგორც კი შედეგი მიიღება 1-ზე მეტი, ორობითი გრაფაში ვწერთ „მთელი 1“-ს, ხოლო ნაშთის სახით მიღებულ რაციონალურ ნაწილზე ვასრულებთ იგივე ოპერაციას. საბოლოოდ, მიღებული მთელი ნაწილები ჩაწერით პირდაპირი თანმიმდევრობით და მივიღებთ რიცხვს ორობითი სისტემაში, რომელიც შეიძლება იყოს სასრული ან უსასრულო პერიოდული ათწილადის სახით ჩაწერილი ბინარული რიცხვი.

მაგალითი 1	
$(0.125)_{10} \rightarrow ?_2$	
$0.125 \times 2 = 0.250$	მთელი 0
$0.25 \times 2 = 0.5$	მთელი 0
$0.5 \times 2 = 1.0$	მთელი 1
$(0.125)_{10} \rightarrow 0.001_2$	

მაგალითი 2	
$(0.2)_{10} \rightarrow ?_2$	
$0.2 \times 2 = 0.4$	მთელი 0
$0.4 \times 2 = 0.8$	მთელი 0
$0.8 \times 2 = 1.6$	მთელი 1
$0.6 \times 2 = 1.2$	მთელი 1
$0.2 \times 2 = 0.4$	მთელი 0
$(0.2)_{10} \rightarrow 0.(0011)_2$	

დანართები

შესაბამისად:

$$(125.125)_{10} \rightarrow 1111101.001_2,$$

$$(125.2)_{10} \rightarrow 1111101.0011_2.$$

ელექტრო გამომთვლელ მანქანებში რიცხვების შეკრება ხდება ორობით სისტემაში. ანუ ჯერ ხდება ათობითი სისტემიდან რიცხვების გადაყვანა ორობითში, ხოლო შემდეგ მოქმედებების შესრულება. სწორედ, ამიტომ $a = 0.1 + 0.2$ მოქმედების შესრულების შემდეგ $print(a)$ ბრძანების პასუხია: $print(a) = 0.300000000004$.

დანართი 6. ლოგიკური სქემების პირობითი აღნიშვნები

პირობითი აღნიშვნები სისტემა ANSI Y32.2 (IEEE Std 315-1975)	პირობითი აღნიშვნები სისტემა IEC 60617	დანიშნულება
 AND2	 AND2	2 შესასვლელიანი ლოგიკური AND სქემა
 OR2	 OR2	2 შესასვლელიანი ლოგიკური OR სქემა
 NOT	 NOT	ლოგიკური სქემა NOT, ინვერტორი
 AND3	 AND3	3 შესასვლელიანი ლოგიკური AND სქემა
 OR3	 OR3	3 შესასვლელიანი ლოგიკური OR სქემა
 NOR2	 NOR2	2 შესასვლელიანი ლოგიკური NOT-OR სქემა
 NOR3	 NOR3	2 შესასვლელიანი ლოგიკური NOT-OR სქემა
 NAND2	 NAND2	2 შესასვლელიანი ლოგიკური NOT-AND სქემა
 NAND3	 NAND3	3 შესასვლელიანი ლოგიკური NOT-AND სქემა
 XOR2	 XOR2	2 შესასვლელიანი ლოგიკური ელემენტი XOR, რომელსაც აქვს მაღალი დონის გამოსავალი - „1“, როცა კენტი რაოდენობის შესავალი სიგნალი არის მაღალი დონის. ლუწი სიგნალები გამოსავალზე ქმნის დაბალი დონის სიგნალს - „0“.
 XNOR2	 XNOR2	2 შესასვლელიანი ლოგიკური ელემენტი XNOR, რომელსაც აქვს მაღალი დონის გამოსავალი - „1“, როცა ლუწი რაოდენობის შესავალი სიგნალი არის მაღალი დონის. კენტი სიგნალები გამოსავალზე ქმნის დაბალი დონის სიგნალს - „0“.
 SR_FF		RS-ტრიგერის პირობითი აღნიშვნა, ინგლისურად მას Latch (ჩართვა-გამორთვა) ტერმინით მოიხსენიებენ.

დანართი 7. ჯოულ-ლენცის კანონი დიფერენციალური ფორმით

ჩავწეროთ ჯოულ-ლენცის კანონი ინტეგრალური ფორმით:

$$dQ = I^2 R dt ,$$

dQ - სითბოს რაოდენობაა გამოყოფილი dt დროში.

$$Q = \int_{t_1}^{t_2} I^2 R dt ,$$

Q - სრული სითბოს რაოდენობაა.

$$Q = I^2 R t .$$

სიმძლავრე არის დროის ერთეულში გამოყოფილი სითბოს რაოდენობა:

$$P = I^2 R . \quad (\text{დ. 7.1})$$

ჩავწეროთ ომის კანონი დიფერენციალური ფორმით:

$$I = \frac{u}{R} = \frac{E\ell}{\rho \frac{\ell}{S}} = \frac{S}{\rho} E , \quad (\text{დ. 7.2})$$

$$J = \frac{I}{S} = \frac{1}{\rho} E = \sigma E , \quad (\text{დ. 7.3})$$

სადაც $u = E\ell$ - გამოსახავს კავშირს ძაბვასა და ელექტრული ველის დაძაბულობას შორის, $R = \rho \frac{\ell}{S}$ - აქტიური წინაღობაა, $\gamma = \frac{1}{\rho}$ - კუთრი გამტარობაა. (დ.7.2) გავითვალისწინოთ (დ.7.1)-ში და მხედველობაში მივიღოთ წინაღობის გამოსათვლელი ფორმულა, მივიღებთ:

$$P = \frac{S\ell}{\rho} E^2 = \gamma E^2 V .$$

გავყოთ განტოლების ორივე მხარე V მოცულობაზე, მივიღებთ სიმძლავრეს მოცულობის ერთეულზე:

$$w = \frac{P}{V} = \gamma E^2 . \quad (\text{დ. 7.4})$$

დანართი 8. ელემენტარული ვიბრატორის გამოსხივება ახლო, შორეულ და შუალედურ ზონაში

მივიღოთ ელემენტარული ვიბრატორის ველის გამოსახულებები ზოგად შემთხვევაში. ელექტრული ველის დაძაბულობის ვექტორი ზოგად შემთხვევაში შეიძლება წარმოავიდგინოთ შემდეგი სახით:

$$\vec{E} = -\text{grad}\varphi - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}, \quad (\text{დ. 8.1})$$

სადაც φ და $\vec{A}$ - შესაბამისად ველის სკალარული და ვექტორული პოტენციალებია. ისინი განისაზღვრებიან მაქსველის განტოლებათა სისტემიდან სკალარული და ვექტორული ველის ტალღული განტოლებებიდან:

$$\Delta\varphi - \varepsilon\mu \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} = -\frac{\rho}{\varepsilon}, \quad (\text{დ. 8.2})$$

$$\Delta\vec{A} - \varepsilon\mu \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} = -\mu\vec{j}. \quad (\text{დ. 8.3})$$

სკალარ და ვექტორ პოტენციალები აკმაყოფილებს უწყვეტობის განტოლებას:

$$\text{div}\vec{A} + \varepsilon\mu \frac{\partial \varphi}{\partial t} = 0. \quad (\text{დ. 8.4})$$

(დ.8.2) და (დ.8.3) განსაზღვრავს ტალღურ პროცესს სივრცეში. მათი ამონახსნებია:

$$\varphi = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \int_V \frac{\rho\left(t - \frac{r}{v}\right)}{r} dV, \quad (\text{დ. 8.5})$$

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi\varepsilon} \int_V \frac{\vec{j}\left(t - \frac{r}{v}\right)}{r} dV, \quad (\text{დ. 8.6})$$

dV - შესაბამება ვიბრატორის ელემენტის მოცულობას, რომელშიდაც განაწილებულია მუხტისა და დენის სიმკვრივე, $v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}}$ - ტალღის გავრცელების სიჩქარეა გარემოში, $\tau = t - \frac{r}{v}$ - დაგვიანების დროა, რომელიც გვიჩვენებს, რომ ვიბრატორიდან (წყაროდან) დაკვირვების A წერტილამდე წყაროს სჭირდება სასრული დრო. იმ შემთხვევაში, როცა ვიხილავთ წვრილ გამტარს, მოცულობითი ინტეგრალი შეიძლება შევცვალოთ წირითი ინტეგრალით:

$$dV \equiv Sdl,$$

$$\rho S = \frac{q}{V} S = \frac{q}{Sl} S = \frac{q}{l} = \sigma$$

$$\vec{j} S = \vec{i}$$

σ - მუხტის წირითი სიმკვრეა, $\vec{i}$ - მყისი დენის ძალა. გვაქვს:

$$\varphi = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \int_l \frac{\sigma\left(t - \frac{r}{v}\right)}{r} dl, \quad (\text{დ. 8.7})$$

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi\epsilon} \int \frac{\vec{i}\left(t - \frac{r}{v}\right)}{r} dl, \quad (\text{დ.8.8})$$

რადგან წრფივ ანტენაში ადიცრება პარამონიული რხევები, ამიტომ:

$$\sigma\left(t - \frac{r}{v}\right) = \sigma_0 e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ.8.9})$$

$$\vec{i}\left(t - \frac{r}{v}\right) = \vec{I}_0 e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ.8.10})$$

ω - გამოსხივების კუთხური სიხშირეა, ხოლო $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ - ტალღური რიცხვია. პარამონიული რხევების შემთხვევაში:

$$\frac{\partial \varphi}{\partial t} = j\omega\varphi, \quad \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = j\omega\vec{A}. \quad (\text{დ.8.11})$$

(დ.8.11) გავითვალისწინოთ (დ.8.4)-ში, მივიღებთ კავშირის სკალარ და ვექტორ პოტენციალებს შორის:

$$\varphi = j \frac{\text{div}\vec{A}}{\epsilon\mu\omega}. \quad (\text{დ.8.12})$$

(დ.8.12) გავითვალისწინოთ (დ.8.1)-ში:

$$\vec{E} = -j \frac{\text{grad div}\vec{A}}{\epsilon\mu\omega} - j\omega\vec{A}. \quad (\text{დ.8.13})$$

ანალოგიურად, გამოვსახოთ მაგნიტური ველის დაძაბულობა ვექტორ და სკალარ პოტენციალების საშუალებით. გავითვალისწინოთ, რომ:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \text{rot}\vec{A}. \quad (\text{დ.8.14})$$

ამრიგად, თუ ვივით ვექტორ პოტენციალი, ვპოულობთ ელექტრული და მაგნიტური ველის დაძაბულობებს. ელემენტარულ ვიბრატორში l - დენის ძალა ვიბრატორის მთელი ღერძის გასწვრივ უცვლელია, ამიტომ ის შეიძლება გავითვალისწინოთ საინტეგრაციო ნიშნის გარეთ. გარდა ამისა, იმ პირობის გათვალისწინებით, რომ $l \ll r$, საინტეგრაციო ნიშნის გარეთ შეიძლება ყველა იმ წერვის გატანა, რომელიც ამ პირობას აკმაყოფილებს, მაშინ (დ.8.8) ვექტორ -პოტენციალისათვის მივიღებთ:

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi r} \vec{I} e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}. \quad (\text{დ.8.15})$$

ჩავეწეროთ ველის კომპონენტები დეკარტეს მართკუთხა კოორდინატთა სისტემაში. რადგან ვიბრატორის ღერძი მიმართულია Z ღერძის გასწვრივ, $\vec{A}$ -ს არანულოვანი აქვს მხოლოდ Z მდგენელი:

$$\vec{A}(A_x = 0, A_y = 0, A_z = A)$$

$$E_x = -j \frac{1}{\epsilon\mu\omega} \text{grad}_x \text{div}\vec{A} - j\omega A_x = -j \frac{1}{\epsilon\mu\omega} \frac{\partial^2 A}{\partial x \partial z}, \quad (\text{დ.8.16})$$

$$E_y = -j \frac{1}{\epsilon\mu\omega} \text{grad}_y \text{div}\vec{A} - j\omega A_y = -j \frac{1}{\epsilon\mu\omega} \frac{\partial^2 A}{\partial y \partial z}, \quad (\text{დ.8.17})$$

$$E_z = -j \frac{1}{\epsilon \mu \omega} \text{grad}_z \text{div} \vec{A} - j \omega A_z = -j \frac{1}{\epsilon \mu \omega} \frac{\partial^2 A}{\partial y \partial z} - j \omega A_z. \quad (\text{დ. 8.18})$$

(დ.8.14)-ის საშუალებით მივიღებთ მაგნიტური ველის კომპონენტებს:

$$H_x = \frac{\text{rot}_x \vec{A}}{\mu} = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y}, \quad (\text{დ. 8.19})$$

$$H_y = \frac{\text{rot}_y \vec{A}}{\mu} = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x}, \quad (\text{დ. 8.20})$$

$$H_z = \frac{\text{rot}_z \vec{A}}{\mu} = 0, \quad (\text{დ. 8.21})$$

ჩავსვათ $\vec{A}$ - ის გამოსახულება (დ.8.15) , (დ.8.16)-(დ.8.21)-ში და გავითვალისწინოთ, რომ:

$$r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}, \quad k = \frac{\omega}{v} = \omega \sqrt{\epsilon \mu},$$

მივიღებთ:

$$E_x = \frac{I}{4\pi\epsilon} \frac{xz}{r^2} \frac{1}{\omega} \left(-j \frac{3}{r^3} + \frac{3k}{r^2} + j \frac{k^2}{r} \right) e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.22})$$

$$E_y = \frac{I}{4\pi\epsilon} \frac{yz}{r^2} \frac{1}{\omega} \left(-j \frac{3}{r^3} + \frac{3k}{r^2} + j \frac{k^2}{r} \right) e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.23})$$

$$E_z = \frac{I}{4\pi\epsilon} \frac{1}{r^2} \frac{1}{\omega} \left(-j \frac{3z^2 - r^2}{r^3} + \frac{3k(3z^2 - r^2)}{r^2} + j \frac{k^2(z^2 - r^2)}{r} \right) e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.24})$$

ანალოგიურად:

$$H_x = -\frac{I}{4\pi\epsilon} \frac{y}{r} \left(\frac{1}{r^2} + j \frac{k}{r} \right) e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.25})$$

$$H_y = \frac{I}{4\pi\epsilon} \frac{x}{r} \left(\frac{1}{r^2} + j \frac{k}{r} \right) e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.26})$$

$$H_z = 0. \quad (\text{დ. 8.27})$$

(დ.8.22)-(დ.8.24) ასახავს ელექტრული ველის დაძაბულობის ვექტორის კომპონენტებს დეკარტეს კოორდინატთა სისტემაში, ხოლო (დ.8.25) – (დ.8.27) კი მაგნიტური ველის კომპონენტებს. ყველა სიდიდე გამოსახულია SI სისტემაში.

გამოვსახოთ ველის კომპონენტები სფერულ კოორდინატთა სისტემაში. ნაცვლად (E_x, E_y, E_z) , და (H_x, H_y, H_z) მდგენელებისა, სფერულ კოორდინატთა სისტემაში გვაქვს: (E_r, E_θ, E_ϕ) და (H_r, H_θ, H_ϕ) . დავუშვათ E_R მდგენელი არის ანტენის ღერძისადმი მართობული, მაშინ გვაქვს:

$$E_R = E_x \cos \varphi + E_y \sin \varphi, \quad (\text{დ. 8.28})$$

$$E_r = E_R \sin \theta + E_z \cos \theta, \quad (\text{დ. 8.29})$$

$$E_\theta = E_R \cos \theta + E_z \sin \theta. \quad (\text{დ. 8.30})$$

$$\cos \theta = \frac{z}{r}, \quad \sin \theta = \frac{R}{r}, \quad \cos \varphi = \frac{x}{R}, \quad \sin \varphi = \frac{y}{R}. \quad (\text{დ. 8.31})$$

ჩავსვათ E_x, E_y, E_z გამოსახულებები (დ.8.28)-(დ.8.30)-ში, მივიღებთ:

$$E_r = \frac{l}{2\pi\epsilon\omega} \cos \theta \left(-j \frac{1}{r^3} + \frac{k}{r^2} \right) e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.32})$$

$$E_\theta = \frac{l}{2\pi\epsilon\omega} \sin \theta \left(-j \frac{1}{r^3} + \frac{k}{r^2} + j \frac{k^2}{r} \right) e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.33})$$

$$H_\varphi = \frac{l}{4\pi\epsilon} \sin \theta \left(\frac{1}{r^2} + j \frac{k}{r} \right) e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.34})$$

$$E_\varphi = H_r = H_\theta = 0. \quad (\text{დ. 8.35})$$

ამრიგად, მხოლოდ სამი არანულოვანი კომპონენტი გვაქვს სფერულ კოორდინატთა სისტემაში.

ახლო ზონა

$$r \ll \lambda, \quad kr \ll 1,$$

(დ.8.32)-(დ.8.35)-დან ვღებულობთ:

$$E_r = -j \frac{l}{2\pi\epsilon\omega} \frac{1}{r^3} \cos \theta e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.36})$$

$$E_\theta = -j \frac{l}{2\pi\epsilon\omega} \frac{1}{r^3} \sin \theta e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.37})$$

$$H_\varphi = \frac{l}{4\pi\epsilon} \frac{1}{r^2} \sin \theta e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.38})$$

შორეული ზონა (ტალღური ზონა, იგივე ფრაუნჰოფერის ზონა)

$$r \gg \lambda, \quad kr \gg 1,$$

$$E_\theta = j \frac{l}{4\pi} \omega \mu \frac{1}{r} \sin \theta e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.39})$$

$$H_\varphi = j \frac{l}{4\pi} \omega \frac{1}{r} \sin \theta e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.40})$$

$$E_r = E_\varphi = H_r = H_\theta = 0. \quad (\text{დ. 8.41})$$

მიმართულების დიაგრამის აგებისას ვსარგებლობთ (დ.8.39) ტოლობით. გავითვალისწინოთ, რომ თავისუფალ სივრცეში ტალღის გავრცელების სიჩქარე თითქმის სინათლის სიჩქარის ტოლია:

$$v = c,$$

$$\omega \mu = k c \mu = \frac{2\pi}{\lambda} c \mu = \frac{2\pi}{\lambda} 3 \cdot 10^8 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} = \frac{240\pi^2}{\lambda},$$

(დ.8.39) მიიღებს სახეს:

$$E_\theta = j \frac{60\pi l}{r} \sin \theta e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}. \quad (\text{დ. 8.42})$$

დანართი 9. შემოკლებული აღნიშვნები

აზ - აკრძალული ზონა

აიშ - ამპლიტუდა-იმიპულსურ მოდულაცია

ასმ - ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებელი

გამ - განივ-იმიპულსურ მოდულაცია

გზ - გამტარებლობის ზონა

გკ - გაძლიერების კოეფიციენტი

დოდ - დონორული ენერგეტიკული დონე

ემძ - ელექტრო მაგნიტურძალებული ძალა

მდ - მიმართულების დიაგრამა

მს - მზიდი სიგნალი

მკკ - მარგი ქმედების კოეფიციენტი

რს - რადიოსიგნალი

სზ - სავალენტო ზონის

ფსმ - ფაზა-სიხშირული მახასიათებელი

მს - შეტყობინების სიგნალი

ADC (Analog-Digital Converter) - ანალოგურ-ციფრული გარდაქმნა

AM (Amplitude Modulation) - ამპლიტუდა-მოდულირებული

AMPS (Advanced Mobile Phone Service) - მობილური კავშირის გაფართოებული სამსახური

AND - თანხვედრის სქემა

ASK (Amplitude Shift Keying) - ამპლიტუდური მანიპულაცია

ATM (Asynchronous Transfer Mode) - გადაცემის ასინქრონული რეჟიმი

BNI (Base Station Network Interface) - ბაზური სადგურის ქსელური ინტერფეისი

CCD (Charge Couple Device) - მუხტით მართვადი სენსორები

CTCSS (Continuous Tone-Coded Squelch System) - ტონალური ხმაურხმშობი სისტემა

DAC (Digital-Analog Converter) - ციფრულ-ანალოგური გარდაქმნა

DCS (Digital-Coded Squelch) - ციფრული ხმაურხმშობი სისტემა

DTMF (Dual-Tone Multi-Frequency) - კოდური ხმაურხმშობი სისტემა

DWDM (Dense wavelength-division multiplexing) - ტალღის სიგრძის დაყოფით მულტიპლექსირება

EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) - GSM მონაგვმთა გადაცემის სიჩქარის გაუმჯობესება

FDD (Frequency Division Duplexing) - დუპლექსურ-სიხშირული დაყოფა

FM (Frequency Modulation) - სიხშირე-მოდულირებული

FSK (Frequency Shift Keying) - სიხშირული მანიპულაცია

FSO (Free Optic Space) - უსადენო ოპტიკური კავშირი

GPRS (General Packet Radio Service) - საერთო სარგებლობის პაკეტური რადიოკავშირი

GSM (Global System for Mobile Communications) - მობილური კომუნიკაციის გლობალური სისტემა

HF (High Frequency) - მაღალი სიხშირე

IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers) - ინჟინერთა ინსტიტუტი ელექტრობასა და ელექტრონიკაში

IrDA (The Infrared Data Association) - ინფრარედაული მონაგვმების ასოციაცია

IS-54 (Interim Standard) - შუალედური სტანდარტი

ISDN (Integrated Services Digital Network) - ინტეგრირებული სერვისების ციფრული ქსელი

LAN (Local Area network) - ლოკალური ქსელი

LCD (Liquid Crystal Display) - თხევად კრისტალური ეკრანი

LMDS (Local Multipoint Distribution Service) - ლოკალური მრავალუპქტიანი სადისტრიბუციო სერვისი

MAC (Media Access Control) - საკომუნიკაციო საშუალებების წვდომის სტანდარტი

MF (Middle Frequency) - საშუალო სიხშირე

MMDS (Multichannel Multipoint Distribution Service) - მრავალარხიანი მრავალწერტილიანი გავრცელების სამსახური

NMT-450 და NMT-900 (Nordic Mobile Telephone) - ჩრდილოეთის ქვეყნების მობილური ტელეფონები

NOT - უარყოფის სქემა

NTT (Nippon Telephone an Telegraph System) - სატელეფონო და სატელეგრაფო იაპონური სისტემა

OLED (an Organic Light Emitting Diode) - ორგანული მუქდიოდები

OR - ზემკრები სქემა

PAM (Puls Aplitude Modulation) - ამპლიტუდა-იმპულსური მოდულაცია

pass filter - გამშვები ფილტრი

PCMCA (Personal Computer Memory Card International Association) - პერსონალური კომპიუტერის მეხსიერების ბარათების საერთაშორისო ასოციაცია

PCS (Personal Comunication System) - პერსონალური საკომუნიკაციო სისტემა

PDC (Personal Digital Cellular) - პერსონალური ციფრული ფიჭური ქსელი

PDU (Protocol data unit) - პროტოკოლის მონაცემთა ერთეული

PHY - ფიზიკური დონე (აპარატურული დონე)

PM (Phase Modulation)- ფაზა-მოდულირებული

POCSAG (Post Office Code Standardization Advisory Group) - ბრიტანეთის საფოსტო განყოფილების სტანდარტი

PSK (Phase Shift Keying) - ფაზური მანიპულაცია

PTFM (Pulse Time Frequency Modulation) - დროით-იმპულსურ სიხშირული მოდულაცია

PTM (Pulse Time Modulation) - დროით-იმპულსური მოდულაცია

PTPM (Pulse Time Phase Modulation) - დროით-იმპულსურ ფაზური მოდულაცია

PTT (Push-To-Talk) - დაჭირე, რომ ილაპარაკო

PWM (Pulse Wide Modulation) - განივ-იმპულსური მოდულაცია

QAM (Quadrature Amplitude Modulation) -კვადრატული ამპლიტუდური მოდულაცია

QDEF (The Quantum Dot Enhancement Film) - კვანტური წერტილების გამაუმჯობესებელი ფირი

QoS (Quality of service) - მომსახურების ხარისხის მხარდაჭერა

QPSK-კვადრატული ფაზის მანიპულაცია

RAM (Random Access Memory) - ოპერატიული მეხსიერება

Reject filter - გადამღობი ფილტრი

Replters - რეტრანსლიატორი

RS (Reset-Set) – ტრიგერი

SNI (Subscriber Network Interface) - აბონენტის ქსელური ინტერფეისი

TACS (Total Access Communication Sysytem) - ფართო წვდომის საკომუნიკაციო სისტემა

TDD (Time Division Duplexing) - დუპლექსურ-დროითი დაყოფა

TDM (Time-division multiplexing) - მულტიპლექსირება დროითი დაყოფით

TETRA (TErrestrial Trunking RAdio) - რადიო-სარელეო ციფრული რადიოკავშირის ევროპული სტანდარტი

WAP (Wireless Access Point) - უსადენო წვდომის წერტილი

WLAN (Wireless Computer Area Network) - უსადენო კომპიუტერული ქსელი

WWW (World Wide Wireless Web) - გლობალური უსადენო ქსელი

XRTT (One Times Radio Transmission Technology) - რადიოგადაცემის ერთიანი ტექნოლოგია

გამოყენებული ლიტერატურა

- [1] ბებიაშვილი შ. რადიოტექნიკის საფუძვლები. თბილისი, 1981
- [2] ბებიაშვილი შ. რადიოტექნიკის ლაბორატორიული სამუშაოები. თბილისის სახ. უნივერსიტეტი, თბილისი, 1968.
- [3] გურგენიძე რ. ჟურნალი "ისტორიანი", 2013 წლის სექტემბერი, #9/33
- [4] ურდულიძე ნ., შავგულიძე ს. გიფრული კავშირის სისტემების შემუშავება რადიოარხებისათვის. კავკასიის უნივერსიტეტის გამომცემლობა, თბილისი, 2020.
- [5] დგებუაძე გ. სრულად მართვადი ძალური ნახევარგამტარული გასაღები. დამზარე სახელმძღვანელო. საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი, 2007.
- [6] ფაღავა ა. ბიოსიგნალების დამუშავების საფუძვლები. საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი. 2011.
- [7] ლომიძე ნ., ლომიძე ნ. ლექციების კურსი „რადიოფიზიკაში“, 2016 (ხელნაწერი).
- [8] ლომიძე ნ. ლექციების კურსი „უკაბელო კავშირის სისტემები“, 2013 (ხელნაწერი).
- [9] Boylestad R., Nashelsky I. Electronic devices and circuit theory. Seventh Edition.
- [10] Digital Video Broadcasting (DVB); Interaction channel for Local Multi-point Distribution Systems (LMDS). European Standard (Telecommunications series). <http://www.etsi.org>
- [11] Digital Video Broadcasting (DVB); Interaction channel through the Global System for Mobile communications (GSM). European Standard (Telecommunications series). <http://www.etsi.org>
- [12] Digital Video Broadcasting (DVB); Microwave Multipoint Distribution Systems (MMDS) below 10 GHz. European Standard (Telecommunications series). <http://www.etsi.org>
- [13] Eggimann W.H. Higher Order Evaluation of Electromagnetic Diffraction by Circular Disks, I.R.E. Trans. Micro. Theor. Tech. 9, 408 (1961).
- [14] Gradshteyn I.S., Ryzhik I.M. Table of Integrals, Series, and Products. Alan Jeffrey, Editor University of Newcastle upon Tyne, England. Academic Press is an imprint of Elsevier. ISBN-13: 978-0-12-373637-6
- [15] HICKMAN I. PRACTICAL RADIO-FREQUENCY HANDBOOK. FOURTH EDITION. BSC (HONS), CENG, MIET, MIEEE
- [16] McDonald K.T. Radiation In the Near Zone of a Hertzian Dipole (April 22, 2004).
- [17] NI Multisim. User Manual. National Electronics. Electronic work Groups. 2008
- [18] Proakis J.G. Digital Communications, 5th ed., New York: McGraw-Hill, 2008.
- [19] Radio Astronomy Contributing to American Competitiveness. Compiled by the staff of the National Radio Astronomy Observatory (NRAO). The NRAO is operated by Associated Universities, 2006
- [20] RF & Communication Trainer GRF-1300. User manual and text book. GW Instek part No. 82RF-13000MA1.
- [21] Беляев Ю.В. Кислов В.Я. Кислов В.В. Радиотехника и Электроника 2000 Т.45 №8. С954.
- [22] Герошензон Е.М., Полянина Г.Д., Соина Н. В. Радиотехника. Москва, «Просвещение», 1986.
- [23] Гололобов Д.В. Теория колебаний и волн. конспект лекций для студентов, 2008.
- [24] Манаев Е. И. Основы радиотехники. 1986.
- [25] Опаленов Ю.В. Потапов А.А. Радиотехника и Электроника. 2000.
- [26] www.britannica.com/
- [27] www.nasa.gov
- [28] www.en.wikipedia.org
- [29] www.wolfram.com
- [30] www.sss-mag.com/pdf/smithchart.pdf

გამოყენებული პროგრამული პაკეტი და სიმულატორები

- MS Visio
- GRAPHICS CALCULATOR, COPYRIGHT © 2005–2021 APPLE INC.
- WOLFRAM MATHEMATICA 12.0
- CIRCUIT SIMULATOR MULTISIM 14.0. NATIONAL ELECTRONICS
- MATHCAD 15.0

სადიგებელი

A

AC, - 46 -
Adaptive Power Control, - 308 -
AM, - 17 -, - 18 -, - 86 -, - 229 -, - 245 -
ASCII, - 229 -
Asynchronous Transfer Mode, - 302 -

B

Base Station Network Interface, - 302 -
Bluetooth, - 300 -, - 301 -

C

CDMA, - 280 -, - 313 -
Connect Bldco, - 310 -
Continuous Tone-Coded Squelch System, - 285 -

D

DC, - 46 -
DCS - Digital-Coded Squelch, - 286 -
Demand Assignment Multiple Access, - 304 -
Digital-Coded Squelch, - 285 -
DTMF- Dual-Tone Multi-Frequency, - 287 -

F

F1 ლენა, - 245 -
FDMA, - 279 -
Flip flop, - 235 -
Frequency Division Duplexing, - 305 -
FSO- Free Space Optics, - 305 -
FSO-სისტემები, - 308 -

G

Globalstar, - 310 -, - 311 -, - 312 -, - 313 -, - 314 -
GSM, - 280 -, - 284 -, - 292 -, - 293 -, - 313 -, - 314 -, - 329 -

I

ICO, - 312 -
IEEE 802.11, - 301 -
IEEE 802.16.1, - 302 -
IEEE 802.16.2, - 302 -
IEEE 802.16.3, - 302 -
Infrared Space Observatory, - 312 -
Inmarsat, - 310 -
Iridium, - 310 -, - 311 -, - 312 -, - 313 -, - 314 -

L

LaserBit, - 309 -

Latch, - 235 -
LMDS, - 299 -

M

MAC-ლონე, - 304 -
Media Access Control, - 303 -
MMDS, - 297 -

P

Pass Filter, - 277 -
Post Office Code Standardization Advisory Group, - 292 -, - 330 -
-
Protocol data unit, - 303 -
PSK, - 225 -

Q

QAM, - 222 -, - 223 -, - 224 -, - 225 -, - 301 -, - 330 -
QPSK, - 228 -
Quality of service, - 303 -
Q-მეტრი, - 51 -

R

Reject Filter, - 277 -
RS ტრიგერი, - 233 -

S

Shift-რეგისტრი, - 238 -
Sprint, - 309 -
Subscriber Network Interface, - 302 -

T

TDMA, - 279 -
Time Division Multiple Access, - 304 -

V

Verizon, - 309 -
Vodafone, - 309 -

W

Wireless Access Point, - 300 -
World Wide Wireless Web, - 293 -

ა

ავტოკორელაციური ფუნქცია, - 33 -
ალბათობის სიმკვრივე, - 34 -, - 37 -, - 38 -, - 227 -
ალექსანდრ პოპოვი, - 11 -
ამოძიხილი, - 42 -

ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებელი, - 26 -, - 57 -, - 67
 -, - 80 -, - 81 -, - 82 -, - 83 -, - 85 -
 ამპლიტუდური მანიპულაცია, - 18 -, - 222 -
 ამპლიტუდური სპექტრი, - 26 -
 ანალოგურ-ციფრული გარდაქმნა, - 222 -
 ანოლური მახასიათებლები, - 103 -
 ანტენა, - 18 -
 ანტენის ეფექტური ფართობი, - 259 -
 ანტენის მიერ გამოსხივებული სიმძლავრე, - 257 -
 ანტენური კოეფიციენტები, - 276 -, - 277 -
 აპერიოდული, - 16 -, - 151 -
 არადიფუზური, - 126 -
 არაერთგვაროვანი გარემო, - 244 -
 არარეგულირებადი სარქველი, - 140 -
 არასტაციონარული, - 22 -
 არაწრფივი დამახინჯება, - 147 -, - 148 -
 არეკლის კოეფიციენტი, - 190 -
 არტურ ელვინ კენელი, - 244 -
 ასიმეტრიული ანტენა, - 260 -
 ასიმეტრიული ვიზიტორი, - 260 -, - 261 -, - 270 -
 ასინქრონული ტრიგერი, - 235 -

ბ

ბარიერის (ჯებირის) ტევადობა, - 120 -
 ბიჰოლარული ტრანზისტორი, - 125 -

გ

გაბნევის ეფექტური განვითი, - 249 -
 გადამცემი ანტენა, - 257 -
 გადამცემი ხაზები, - 178 -
 გადამცემის კომპლექსური კოეფიციენტი, - 56 -
 გავრელებულ პარამეტრებიანი წრედები, - 41 -
 გამამდიერებელი, - 106 -, - 123 -, - 133 -, - 145 -, - 146 -, -
 147 -, - 150 -, - 151 -, - 153 -, - 155 -, - 157 -, - 159 -, - 160 -, -
 161 -, - 162 -, - 165 -, - 171 -, - 173 -, - 174 -, - 176 -, - 230 -, -
 233 -, - 277 -, - 309 -
 გამზომი ხაზი, - 182 -
 გამმართვლები, - 136 -, - 137 -, - 165 -, - 239 -
 გამოსახულების გამლა, - 199 -
 გამოსვლის მუშაობა, - 99 -, - 101 -
 გამოსხივების წინააღობა, - 258 -
 გამშვები ფილტრები, - 63 -
 გამწმენდი ფილტრები, - 141 -, - 142 -
 განის დიოდი, - 123 -
 გარდევის ძაბვა, - 124 -
 გატარების ზოლის სიგანე, - 223 -
 გაუსის კანონი, - 36 -
 გაძლიერების დინამიკური კოეფიციენტი, - 134 -, - 135 -
 გაწმენდის კოეფიციენტი, - 141 -, - 142 -
 გეოსტაციონარული თანამგზავრები, - 310 -
 გვირაბული დიოდი, - 123 -
 გიბსის ეფექტი, - 33 -
 გულელმო მარკონი, - 12 -

დ

დაბალი სიხშირის ფილტრები, - 63 -, - 64 -, - 65 -, - 66 -, -
 68 -
 დადებითი უკუკავშირი, - 147 -
 დატვირთვის წრე, - 107 -
 დეფარვის ზონა, - 249 -
 დიხროლოზა, - 63 -, - 104 -, - 105 -, - 106 -, - 107 -
 დევიდ ჰოუზი, - 11 -
 დელტა-კორელირებადი, - 36 -
 დემოფულატორი, - 18 -
 დემოდულაცია, - 18 -
 დენის ძალის ეფექტური მნიშვნელობა, - 50 -
 დეტერმინირებული, - 21 -
 დეტერმინირებული სიგანეები, - 21 -, - 27 -
 დიპტეკტორი, - 19 -
 დიკი, - 124 -
 დინამიკი, - 19 -
 დინამიკური მახასიათებელი, - 106 -
 დინამიკური რეჟიმი, - 103 -
 დინამიკური წონასწორობა, - 101 -
 დინოტრონული ეფექტი, - 110 -
 დინოტრონული ვარდნა, - 110 -
 დიოდური ბოგიტი, - 139 -, - 141 -
 დირაკის მ ფუნქცია, - 27 -
 დირექტორი, - 213 -, - 275 -
 დისკრეტული სიგანა, - 22 -
 დისპერსია, - 35 -, - 36 -, - 37 -
 დისკრეტული სისტემები, - 288 -
 დიფუზური, - 120 -, - 126 -
 დიფუზირება, - 118 -
 დუპლექსორი (Duplexer), - 277 -
 დუპლექსორი, - 280 -

ე

ეგზოსფერო, - 244 -
 ეფუარდ ბრანლი, - 11 -, - 12 -
 ეკვივალენტური კონტური, - 73 -
 ეკვივალენტური სქემები, - 165 -, - 168 -, - 171 -, - 172 -, - 173 -

-

ელექტროგაუმურთი, - 97 -, - 99 -, - 172 -, - 173 -
 ელექტრომაგნიტური ღონა, - 209 -
 ელექტრო-მაგნიტური ძალა, - 52 -
 ელექტრონის ხვედრითი მუხტი, - 111 -
 ელექტრონული პროექტორი, - 206 -
 ელექტრონ-ხვედრის გენერაცია, - 114 -
 ელექტრული გამტარებლობა, - 43 -, - 113 -
 ელექტრული მოლაცები, - 41 -, - 147 -, - 165 -
 ელექტრული მოდული, - 21 -
 ელექტრული სარქველები, - 136 -
 ემიტერი, - 100 -, - 125 -, - 126 -, - 127 -, - 128 -, - 133 -, - 134 -,
 - 136 -, - 151 -, - 152 -, - 157 -, - 170 -, - 171 -, - 177 -
 ენერგეტიკული ღონე, - 114 -, - 115 -, - 116 -, - 117 -, - 329 -
 ენერგეტიკული მახასიათებლები, - 27 -
 ენერგეტიკული სპექტრი, - 22 -, - 33 -
 ერგოდული, - 36 -, - 37 -, - 39 -, - 40 -
 ეტო-რეკიტორებს, - 283 -

3

ვარგისობა, - 50 -
ვარცაპი, - 123 -
ვექტორული დიაგრამა, - 73 -, - 75 -, - 76 -, - 90 -, - 254 -
ვიდეოსიგნალები, - 31 -
ვიდეოსიგნალი, - 15 -, - 16 -, - 18 -, - 198 -, - 202 -, - 203 -, - 206 -
ვიდეოკონი, - 202 -
ვინის ბოგირი, - 156 -
ვიწროზოლოვანი პროტესები, - 40 -
ვიწროზოლოვანი შემთხვევითი პროტესტი, - 40 -

ზ

ზემოქმედება, - 42 -
ზენერის დიოდები, - 143 -
ზენერის ძაბვა, - 143 -
ზოლური ფილტრები, - 63 -, - 67 -
ზონური დიაგრამა, - 115 -
ზღვრული სიხშირე, - 148 -, - 153 -, - 176 -

თ

თავმოყრილ პარამეტრებიანი წრელები, - 41 -
თანავარსკვლავედის დიაგრამა, - 223 -
თანამგზავრული კავშირი, - 310 -
თანხვედრის სქემა - AND, - 230 -
თეთრი ხმაური, - 31 -, - 36 -, - 37 -
თერმოსფერო, - 244 -
თომას ალვა ედისონი, - 11 -
თომას ედისონი, - 14 -
თხევადკრისტალური მონიტორები, - 210 -

ი

იდეალური ფილა, - 227 -, - 284 -, - 285 -, - 287 -, - 289 -, - 291 -
იზერსოლი, - 210 -
იმპედანსი, - 53 -, - 55 -, - 58 -, - 60 -, - 61 -, - 158 -
იმპულსის ხანგრძლივობა, - 28 -, - 94 -, - 95 -
იმპულსური დიოდები, - 124 -
ინტეგრირებული კომპონენტი, - 44 -
ინტეგრირების კოეფიციენტი, - 44 -, - 51 -, - 68 -, - 147 -, - 155 -, - 156 -
ინვენტორი, - 230 -
ინტეგრალური ტექნიკა, - 239 -
ინფორმაციული სიგნალები, - 21 -
ინფორმაციული შესასვლელები, - 234 -
იონოსფერო, - 246 -
ირიბემეტოზობიანი კათოლი, - 101 -

კ

კავშირის კოეფიციენტი, - 69 -, - 70 -, - 71 -, - 81 -, - 82 -, - 84 -, - 167 -
კავშირის სიხშირე, - 83 -
კავშირის წინაღობა, - 69 -, - 70 -, - 72 -, - 77 -, - 170 -
კარლოს ფარდინანდ ბრაუნსი, - 14 -
კენელი-პეკისაიდის ფუნქცია, - 245 -

კენოტრონი, - 102 -
კვადრატული კომპონენტები, - 225 -
კვანძი სტაციონარული, - 42 -
კვანძური ხმაური, - 149 -
კილურა მდგენელი, - 88 -
კინესკოპი, - 210 -
კირპოფის მორეკანონი, - 47 -, - 52 -
კლასის გენერატორი, - 159 -
კლარენს ზენერი, - 143 -
კოდი, - 223 -
კოლერი Squeelch-სისტემები, - 287 -
კოვალენტური კავშირი, - 114 -
კოლექტორი, - 125 -, - 126 -, - 127 -, - 128 -, - 133 -, - 134 -, - 135 -, - 136 -, - 151 -, - 152 -, - 153 -, - 169 -, - 171 -, - 177 -
კოლპიგის გენერატორი, - 159 -
კომბინირი (Combiner), - 278 -
კომპლექსური ამპლიტუდა, - 53 -, - 56 -, - 233 -
კომპლექსის ფუნქტი, - 251 -
კონტროლიორები, - 289 -
კონტურის ანოდა, - 81 -
კონტურის მახასიათებელი წინააღობა, - 50 -
კოპერირი, - 12 -
კრამერს-კრონიეის თანაფარდობა, - 40 -, - 315 -, - 316 -
კრისტალურ მესერი, - 113 -
კრიტიკული, - 79 -, - 80 -, - 81 -, - 82 -, - 84 -
კროს-დიაგნოზიანი დუბლეტი, - 283 -

ლ

ლანდელ დე მურე, - 11 -
ლაპლასის ფუნქცია, - 39 -
ლოგარითმული დეკრემენტი, - 50 -
ლოგარითმული მასშტაბი, - 32 -
ლორენცის ძალა, - 99 -

მ

მაგნეტრონი, - 111 -
მაგნიტოსფერო, - 244 -
მაიკლ ფარადეი, - 11 -
მაშობლურიბელები სიგნალი, - 87 -
მანქანები, - 100 -
მარტოვთა იმპულსი, - 28 -
მარტოვთა საფუძვლობრივი იმპულსი, - 28 -
მაღალი სიხშირის ფილტრები, - 63 -, - 68 -
მდგრადი მდგომარეობა (ტრანზისტორის), - 233 -
მდგრადი ტალღები, - 182 -, - 183 -, - 186 -, - 190 -, - 191 -, - 192 -, - 194 -, - 197 -
მდგრადი ტალღის კოეფიციენტი, - 190 -
მეორადი ემისია, - 110 -, - 204 -
მეორე კრძო რეზონანსი, - 77 -, - 78 -
მზიდი სიგნალი, - 18 -
მცროზოლოვანი ხაზი, - 68 -
მცროზპროტესორები, - 241 -
მიმართულების დიაგრამა, - 258 -
მიმართული ანტენები, - 264 -
მიმდევრობითი რხევითი კონტური, - 58 -, - 59 -, - 60 -
მიმდები ანტენა, - 257 -
მეცდარი ზონა, - 249 -

მმართველი ელექტროდი, - 103 -
 მობილური (მოძრავი) ანტენები, - 264 -
 მოდულატორი, - 18 -
 მოდულაცია, - 17 -, - 18 -, - 86 -, - 87 -, - 90 -, - 94 -, - 95 -, - 96
 -, - 216 -, - 220 -, - 221 -, - 222 -, - 223 -, - 224 -, - 225 -, - 226
 -, - 229 -, - 279 -, - 292 -, - 297 -, - 300 -, - 329 -, - 330 -
 მოდულაციის კოეფიციენტი, - 87 -, - 88 -, - 89 -, - 91 -, - 94 -
 მოზაიკური ეკრანები, - 212 -
 მონოპოლი, - 264 -
 მრავალკანოვანი ფილტრები, - 142 -
 მრავალტონიანი, - 90 -
 მსრბოლი ტალღა, - 181 -
 მუდმივ პარამეტრებიანი წრელები, - 41 -
 მულტიმუცრები (Multicoupler), - 278 -

6

ნახევარგამტარული დიოდები, - 41 -, - 122 -, - 137 -
 ნახევრობის დენი, - 102 -
 ნახევრობის რეჟიმი, - 125 -, - 127 -
 ნემატური სტრუქტურები, - 213 -
 ნიკოლა ტესლა, - 11 -
 ნონუსი, - 187 -
 ნორმა, - 23 -
 ნორმალური შემთხვევითი პროცესი, - 39 -
 ნორმირებული დიამეტრი, - 258 -

ო

ოლივერ ჰევისაიდი, - 244 -
 ოპერაციული გამაძლიერებელი, - 159 -
 ორთოგონალური ფუნქცია, - 23 -
 ორმაგი ელექტრონული კავშირი, - 114 -

3

პარაზიტული მოდულაცია, - 90 -
 პარაზიტული წინაღობა, - 146 -
 პარალელური რხევითი კონტური, - 60 -
 პარამეტრული გამაძლიერებელი, - 161 -
 პარსევალის თეორემა, - 30 -
 პერიოდული სისტემები, - 292 -
 პენტოდი, - 109 -
 პერიოდი, - 21 -
 პირდაპირი დენი, - 119 -, - 121 -, - 133 -
 პირველი კერძო რეზონანსი, - 77 -, - 78 -
 პირველი სტატისტიკური მომენტი, - 35 -
 პლანარული, - 117 -
 პორტატული ანტენები, - 264 -
 პროტოკოლი, - 303 -
 პუასონის ხმაური, - 149 -
 პულსაციის კოეფიციენტი, - 138 -

რ

რადიოსიგნალი, - 18 -
 რადიოტალღების სპექტრი, - 242 -
 რადიოტექნიკური წრელები, - 41 -, - 42 -, - 63 -

რეტაქტული წინაღობა, - 53 -, - 54 -, - 73 -, - 78 -, - 80 -, - 82 -,
 - 189 -, - 195 -, - 197 -
 რეგისტრი, - 237 -
 რეგულირებადი სარქველი, - 140 -
 რეგულირების კუთხე, - 140 -
 რეზისტორული ელემენტი, - 42 -, - 43 -, - 44 -
 რევეტული ფილტრები, - 63 -
 რეტრანსლიატორები (Repiters), - 281 -
 რეფლექტორი, - 261 -
 რეფრაქცია, - 244 -
 რთული რეზონანსი, - 77 -, - 82 -, - 83 -
 როუმინგი, - 291 -, - 293 -, - 314 -

ს

საბაზო სადგურის ანტენები, - 264 -
 საველე ტრანზისტორი, - 10 -, - 125 -, - 129 -, - 130 -, - 131 -,
 - 132 -, - 133 -, - 158 -, - 172 -, - 173 -, - 177 -, - 221 -
 საიმედოობა, - 100 -
 საკუთარი გამტარებლობა, - 114 -
 სამუთხა იმპულსი, - 28 -
 სამოცლოაიო სიგნალი, - 87 -
 სიგნალის ეფექტური სანგრძლივობა, - 31 -, - 32 -
 სიგნალის სპექტრი, - 22 -
 სითბური ხმაური, - 20 -, - 21 -, - 149 -, - 150 -, - 161 -
 სიმენსი, - 43 -
 სიმპლექსური, - 280 -
 სინქრონული ტრიგერი, - 235 -
 სისხილური მანიპულაცია, - 221 -
 სინშირული დამახინჯება, - 146 -
 სინშირული მანიპულაცია, - 18 -, - 222 -, - 223 -
 სანაირებადი ანტენები, - 273 -
 სმექტური კრისტალები, - 213 -
 სმიტის დიამეტრი, - 194 -, - 322 -
 სპექტრის ეფექტური სიგანე, - 31 -
 სპექტრის სიგანე, - 16 -, - 22 -, - 30 -, - 32 -, - 37 -, - 91 -, - 92 -,
 - 149 -
 სპექტროგრამა, - 15 -
 სპინ-ორბიტალური, - 97 -
 სპორადული, - 245 -
 სრული რეზონანსი, - 77 -, - 78 -, - 79 -, - 80 -, - 81 -, - 82 -, -
 83 -
 სრული წინაღობა, - 53 -, - 60 -, - 78 -, - 182 -, - 193 -, - 194 -
 სტაბილიზაციის კოეფიციენტი, - 144 -
 სტატისტიკური რეჟიმი, - 103 -
 სტაციონარული, - 22 -
 სტაციონარული შემთხვევითი სიგნალები, - 36 -
 სუბტონი, - 285 -
 სუფთა ნახევარგამტარი, - 114 -

ტ

ტალღური არხი, - 275 -
 ტალღური წინაღობა, - 181 -
 ტეპალური ელემენტი, - 45 -, - 46 -
 ტელეუფდა, - 198 -
 ტეტროდი, - 109 -
 ტექნიკური დონე (ტრიგერის), - 241 -
 ტრისტორი, - 124 -, - 132 -

ტონალური Squelch-სისტემები, - 285 -
 ტრანზისტორი, - 41 -, - 126 -, - 128 -, - 129 -, - 132 -, - 133 -, -
 136 -, - 145 -, - 147 -, - 154 -, - 165 -, - 171 -, - 221 -, - 233 -
 ტრანზისტორის გამოსავლის დინამიკური
 მახასიათებელი, - 135 -
 ტრანზისტორის გარდამავალი მახასიათებელი, - 132 -
 ტრანსი, - 289 -
 ტრაპეცოიდი იმპულსი, - 28 -
 ტრიგერი, - 232 -
 ტრიოდი, - 101 -, - 103 -, - 104 -, - 105 -, - 106 -, - 107 -, - 108 -,
 - 110 -, - 155 -, - 172 -, - 173 -
 ტრიოდული ტირისტორები, - 133 -
 ტროპოსფერო, - 10 -, - 244 -

უ

უარყოფითი უკუკავშირი, - 147 -
 უარყოფის სქემა - NOT, - 230 -
 უილიამ დ. ლოფლინი, - 51 -
 უელენი, - 119 -
 უნიპოლარული ტრანზისტორი, - 125 -

ფ

ფაზა-მოდულირებული სიგნალი, - 93 -
 ფაზა-სიხშირული მახასიათებელი, - 57 -
 ფაზური მანიპულაცია, - 18 -, - 222 -, - 223 -, - 224 -, - 225 -, -
 330 -
 ფაზური სპექტრი, - 26 -, - 29 -
 ფაზური ფილტრები, - 63 -
 ფარდობითი აძლა, - 58 -, - 61 -
 ფიზიკური დონე, - 304 -
 ფიტოლიტოგრაფია, - 117 -
 ფოტოელექტრული ემისია, - 100 -
 ფურიეს განზოგადოებული კოეფიციენტები, - 23 -
 ფურიეს კოეფიციენტები, - 24 -

ბ

ბეთანხმებული დატვირთვა, - 182 -
 ბეთხოვეითი სიგნალები, - 34 -
 ბეჭდები სქემა - OR, - 230 -
 მესატანი წინაღობა, - 72 -, - 77 -, - 78 -
 ბეტანილი წინაღობა, - 73 -
 ბეტაობინების სიგნალი, - 15 -, - 18 -, - 19 -, - 86 -, - 90 -, - 93
 -, - 216 -
 მიკა დიფერენციალური განტოლება, - 106 -
 მიკა წინაღობა, - 60 -, - 104 -, - 105 -, - 132 -, - 136 -, - 230 -
 მოკლი, - 121 -, - 124 -

მოტკის დიოდი, - 123 -

ჩ

ჩამეტი ძაბვა, - 104 -, - 121 -
 ჩამოკვეთის რეჟიმი, - 125 -, - 127 -
 ჩანდრა ბოშე, - 11 -
 ჩარჩული ანტენა, - 274 -

ც

ცის ტალღები, - 249 -
 ციფრულ-ანალოგური გარდაქმნა, - 222 -
 ციფრული Squelch-სისტემები, - 286 -

ძ

ძაბვის სტაბილიზატორები, - 142 -
 ძირითადი ჰარმონიკა, - 25 -

წ

წრიული დიაგრამა, - 194 -
 წრფივი კოდირება, - 221 -
 წრფივი ოთხპოლუსა, - 56 -, - 58 -, - 76 -, - 168 -

ჭ

ჭკიანი (Smart) ანტენები, - 265 -

ხ

ხელშეშლელი სიგნალი, - 20 -
 ხმაურმხშობები, - 284 -

ჯ

ჯეიმს კლარკ მაქსველი, - 12 -
 ჯეფრი დამი, - 239 -

ჰ

ჰაინრიხ რუდოლფ ჰერცი, - 12 -
 ჰარმონიკების კოეფიციენტები, - 148 -
 ჰეისიდიის ფუნქცია, - 27 -
 ჰერცის ვიბრატორი, - 260 -
 ჰილბერტის გარდაქმნა, - 40 -
 ჰისტოლოგის მარყევი, - 274 -