

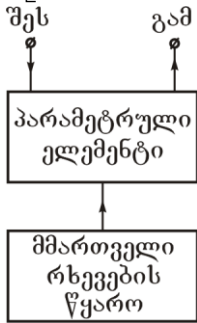
**თაზო V. სიბნალბის ბარდაჰმნა ხაზოვან პარამეტრულ
წრედებში**

ხაზოვანი სისტემები, რომლებიც აღიწერებიან დროზე დამოკიდებული არასტაციონალური სისტემური $T(t)$ ოპერატორებით, ხასიათდებიან საინტერესო და სასარგებლო თვისებებით. ამ შემთხვევაში შესასვლელი სიგნალის გარდაქმნის კანონს აქვს სახე

$$u_{გამ}(t) = T(t)u_{შეს}(t), \quad (5.1)$$

ამასთან სისტემის ხაზოვნობის გამო ნებისმიერი α_1 და α_2

$$T(t)[\alpha_1 u_{შეს1}(t) + \alpha_2 u_{შეს2}(t)] = \alpha_1 T(t)u_{შეს1}(t) + \alpha_2 T(t)u_{შეს2}(t). \quad (5.2)$$



ნახ. 16.1

დამხმარე წყაროს (ნახ. 16.1), რომლითაც იმართება ელემენტების პარამეტრები.

რადიოტექნიკაში პარამეტრულ წრედებს მნიშვნელოვანი როლი მიეკუთვნება. ეს განპირობებულია მათი უნართ, გარდაქმნან შესასვლელი სიგნალების სპექტრები და მცირეხმოვანი პარამეტრული მაძლიერებლის აგების შესაძლებლობით.

**თემა 16.1. სიგნალების გავლა რეზისტულ
პარამეტრულ წრედებში**

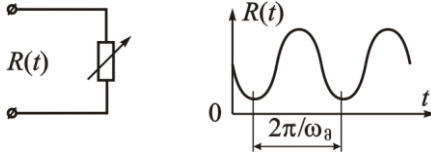
პარამეტრულ წრედს უწოდებენ **რეზისტულს**, თუ მის სისტემურ ოპერატორს აქვს $k(t)$ სახე, რომელიც დამოკიდებულია დროზე და წარმოადგენს პროპორციულობის კოეფიციენტს $u_{შეს}(t)$ შესასვლელ და $u_{გამ}(t)$ გამოსასვლელ სიგნალებს შორის:

$$u_{გამ}(t) = k(t)u_{შეს}(t). \quad (5.3)$$

ასეთი სახის უმარტივეს სისტემებში გამოიყენება პარამეტრული რეზისტორი $R(t)$. კანონს, რომელიც აკავშირებს ძაბვისა და დენის მყისიერ მნიშვნელობებს, აქვს სახე:

$$u(t) = R(t)i(t). \quad (5.4)$$

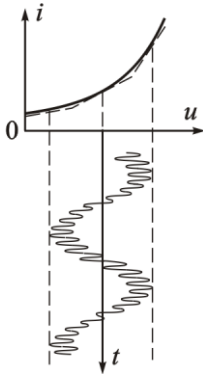
პარამეტრული რეზისტორის ელემენტი (ნახ. 16.2) შესაძლებელია აღიწეროს ასევე დროში ცვლადი გამტარობით $G(t) = 1/R(t)$



ნახ. 16.2

16.1.1. პარამეტრული რეზისტორის ელემენტების რეალიზაცია

პრაქტიკაში პარამეტრული მართვადი რეზისტორული ელემენტები შეიქმნება შემდეგნაირად. $i = f(u)$ ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის მქონე არაინერციული არაწრფივი ელემენტის ორპოლუსას შესასვლელზე აწოდებენ ორი სიგნალის ჯამს: მმართველი $u_a(t)$ და სიგნალის $u_b(t)$ ძაბვებს. ამასთან მმართველი ძაბვის ამპლიტუდა მნიშვნელოვნად აღემატება სასარგებლო სიგნალს. დენი არაწრფივ ორპოლუსაში შეიძლება ჩაიწეროს ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის ტეილორის მწკრივად დაშლით მყისიერი მმართველი ძაბვის მიმართ:



ნახ. 16.3

$$i = i(u_a + u_b) = i(u_a) + i'(u_a)u_b + \frac{1}{2}i''(u_a)u_b^2 + \dots \quad (5.5)$$

სიგნალის ამპლიტუდას ირჩევენ ისეთ მცირეს, რომ (5.5) ფორმულაში შესაძლებელია $u_b(t)$ სიგნალის მეორე და უფრო მაღალი ხარისხების მქონე წევრების უგულებელყოფა. ავნიშნოთ ორპოლუსაში დენის ნაზრდი $i_b(t)$, რომელიც გამოწვეულია სიგნალის არსებობით, მაშინ მივიღებთ

$$i_b(t) \approx i'[u_a(t)]u_b = S_{\text{ლინ}}[u_a(t)]u_b, \quad (5.6)$$

სადაც მახასიათებლის დიფერენციალური დახრილობა $S_{\text{დოფ}}$ განისაზღვრება მმართველი ძაბვის “დიდი” მნიშვნელობით.

ქვემოთ შევისწავლით განხილული სახის რეზისტორული ელემენტების მნიშვნელოვან გამოყენებას.

16.12. სიხშირის გარდაქმნა

ასე უწოდებენ მოდულირებული სიგნალის ტრანსფორმაციას, რომელიც დაკავშირებულია მისი სპექტრის გადამტანი ω_c სიხშირის მიდამოდან რაიმე სხვა შუალედური $\omega_{\text{გა}}$ სიხშირის მიდამოში გადატანასთან. ეს გადატანა სრულდება მოდულაციის კანონის შეუცვლელად.

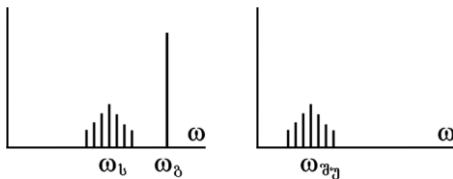
სიხშირის გარდაქმნელი შედგება **შემრვეისაგან** (პარამეტრული არაინერციული ელემენტი) და **ჰეტეროდინისაგან** (დამხმარე ჰარმონიული რხევების გენერატორი სიხშირით ω_g), რომელიც ასრულებს შემრვეის პარამეტრული რეგულირების ფუნქციას. ჰეტეროდინის ძაბვის ზემოქმედებით შემრვეის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის დიფერენციალური დახრილობა დროში პერიოდულად იცვლება კანონით

$$S_{\text{დოფ}}(t) = S_0 + S_1 \cos \omega_g t + S_2 \cos 2\omega_g t + \dots \quad (5.7)$$

თუ სიხშირის გარდაქმნელის შესასვლელზე მოქმედებს ამ სიგნალის ძაბვა $u_b(t) = U_m (1 + M \cos \Omega t) \cos \omega_c t$, მაშინ გამოსახულებების (5.6) და (5.7) თანახმად გამოსასვლელ დენში გამოჩნდება მდგენელი

$$i_b(t) = U_m (1 + M \cos \Omega t) [S_0 \cos \omega_c t + \frac{1}{2} S_1 \cos(\omega_g - \omega_c)t + \frac{1}{2} S_1 \cos(\omega_g + \omega_c)t + \frac{1}{2} S_2 \cos(2\omega_g - \omega_c)t + \frac{1}{2} S_2 \cos(2\omega_g + \omega_c)t + \dots]$$

შუალედურ სიხშირედ მიღებულია სიხშირე $\omega_{\text{შუ}} = |\omega_g - \omega_c|$



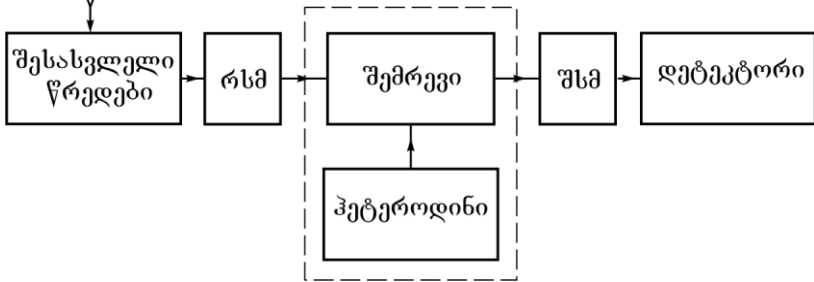
ნახ. 16.4

(იხ. ნახ.16.4); შუალედურ სიხშირეზე დენი $i_{\text{შუ}}(t)$ არის **ამ-რხევა** მოდულაციის იგივე კანონით, რაც ახასიათებს შესასვლელ სიგნალს.

$$i_{\text{ჟუ}}(t) = \frac{1}{2} S_1 U_m (1 + M \cos \Omega t) \cos \omega_{\text{ჟუ}} t \quad (5.8)$$

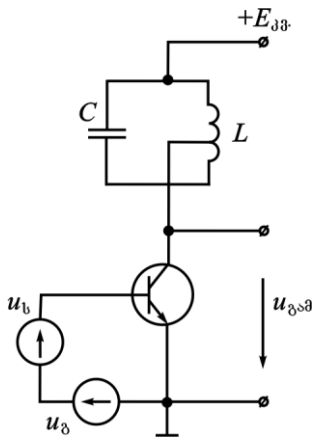
სპექტრიდან შუალედურ სიხშირეებთან მიახლოებული სიხშირეების გამოსაყოფად გარდამქმნელის გამოსასვლელ წრედში რთავენ რხევით კონტურს, აწყობილს შუალედურ $u_{\text{ჟუ}}$ სიხშირეზე.

სიხშირის გარდამქმნა ხშირად გამოიყენება რადიოტექნიკურ ხელსაწყოებში – ეგრეთწოდებულ **სუპერჰეტეროდინებში**. მისი სტრუქტურული სქემა მოყვანილია ნახ. 16.5-ზე



ნახ.16.5

ანტენით მიღებული სიგნალი შესასვლელში განთავსებული მაფილტრირებელი და რადიოსიხშირეების მაძლიერებელი (რსმ) წრედების გავლის შემდეგ მიეწოდება გარდამქმნელს, რომელიც

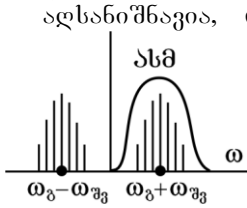


ნახ.16.6

შედგება შემრევის და ჰეტეროდინისაგან. გარდამქმნელის გამოსასვლელი სიგნალი არის გადამტანი სიხშირით მოდულირებული სიგნალი. მისი სიხშირე უდრის მიმღების შუალედურ სიხშირეს. მიმღების ძირითადი გაძლიერებას და მის სიხშირულ ამორჩევითობას, ანუ უნარს გამოარჩიოს სასარგებლო სიგნალი სხვა სიხშირეების შემფთოებებისაგან, უზრუნველყოფს წვრილზოლოვანი შუალედური სიხშირის მაძლიერებელი (უსმ).

სუპერჰეტეროდინის დიდი ღირსებაა – შუალედური სიხშირის უცვლელობა; მიმღების გასაწყობად ასაწყობია მხოლოდ ჰეტეროდინი და ზოგიერთ შემთხვევაში რხევითი

სისტემა, რომლებიც არიან შესასვლელ წრედებში და რადიოსიხშირულ მაძლიერებელში (რსმ).



ნახ. 16.7

უზრუნველყოთ რეზონანსური სისტემების ისეთი არჩევადობა, რომ საიმედოთდ ჩახშობილი იყოს სარკისებული არხის სიგნალები.

აღსანიშნავია, რომ სიხშირის გარდამქმნელი ერთნაირად რეაგირებს $\omega_{s1} = \omega_0 + \omega_{m3}$ და $\omega_{s1} = \omega_0 - \omega_{m3}$ სიხშირეების სიგნალებზე (იხ ნახ. 16.7).

რადიოტექნიკაში ლაპარაკობენ, რომ შესაძლებელია სიგნალების მიღება როგორც *ძირითად*, ასევე *სარკისებულ* არხებზე. მიმღების გაწყობის არაერთმნიშვნელოვანობის თავიდან ასაცილებლად უნდა

16.1.3. გარდამქმნელის დახრილობა

სიხშირის გარდამქმნელის მუშაობის ეფექტურობა მიღებულ-ია დახასიათდეს განსაკუთრებული პარამეტრით - **გარდამქმნელის დახრილობით** $S_{გარ}$. ის არის პროპორციულობის კოეფიციენტი შუალედური სიხშირის დენის ამპლიტუდასა და ძაბვის არამოდულირებულ სიგნალს შორის, ანუ $S_{m3} = I_{m3} / U_{m1}$.

როგორც გამომდინარეობს (5.8), $S_{m3} = S_1 / 2$. (5.9)

ამგვარად, გარდამქმნელის დახრილობა უდრის პარამეტრული ელემენტის დიფერენციალური დახრილობის პირველი პარმონიკის ამპლიტუდის ნახევარს.

დაუშვათ, რომ სიხშირის გარდამქმნელში შემავალი არაწრფივი ელემენტის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი კვადრატულია: $i(t) = b \cdot u^2$. იმ შემთხვევაში, როდესაც სასარგებლო სიგნალი არ მიეწოდება, ელემენტზე მოდებულია წანაცლების და ჰეტეროდინის ძაბვების ჯამი: $u_3 = U_0 + U_{m3} \cos \omega_3 t$.

გარდამქმნელის დიფერენციალური დახრილობა იცვლება დროში კანონით $S_{დოფ}(t) = 2b u_3 = 2b U_0 + 2b U_{m3} \cos \omega_3 t$. (5.10)

ფორმულა (5.9) -დან ჩანს, რომ მოცემულ შემთხვევაში

$$S_{m3} = b U_{m3} . \quad (5.11)$$

ამგვარად, სასარგებლო სიგნალის მუდმივი მნიშვნელობისას გარდამქმნელის გამოსასვლელი სიგნალი ჰეტეროდინის ძაბვის ამპლიტუდის პროპორციულია.

მაგალითი 5.1. სისშირის გარდამქნელში გამოყენებულია არაწრფივი ელემენტი (ტრანზისტორი) მახასიათებლით $i = 20u^2$, პარამეტრით $b = 20, \text{მა} / \text{ვ}^2$. რხევითი კონტურის კოლექტორულ წრედში რეზონანსური წინაღობა $R_{\text{რეზ}} = 3 \text{ კომ}$. შესასვლელი არამოდულირებული სიგნალის ამპლიტუდა $U_{\text{მს}} = 50 \text{ მკვ}$, ჰეტეროდინის ძაბვის ამპლიტუდაა $U_{\text{მგ}} = 0,5 \text{ ვ}$. იპოვეთ $U_{\text{მშუ}}$ - გარდამქნელის გამოსასვლელზე შუალედური სისშირის ძაბვის ამპლიტუდა.

ამოხსნა. ფორმულა (5.11)-ის გამოყენებით ვიპოვებთ გარდაქმნის დახრილობას $S_{\text{შუ}} = bU_{\text{მგ}} = 20 \cdot 0,5 = 10 \text{ მა} / \text{ვ}$. კოლექტორის წრედის შუალედური სისშირის დენის ამპლიტუდა გამოითვლება $I_{\text{მშუ}} = S_{\text{შუ}}U_{\text{მს}} = 0,5 \text{ მკა}$. თუ ჩავთვლით, რომ ტრანზისტორის გამოსასვლელი წინაღობა საკმარისად დიდია, ისე, რომ შეგვიძლია რხევით კონტურზე მისი მამუნიტირებელი მოქმედების უგულვებელყოფა, მაშინ ვიპოვებთ $U_{\text{მშუ}} = I_{\text{მშუ}}R_{\text{რეზ}} = 1,5 \text{ მკ}$.

16.14. სინქრონული დეტექტირება

ვივარაუდოთ, რომ სისშირის გარდამქმნელში ჰეტეროდინი აწყობილია ზუსტად სიგნალის სისშირეზე. ამიტომ დიფერენციალური დახრილობა დროში იცვლება კანონით

$$S_{\text{დოფ}}(t) = S_0 + S_1 \cos \omega_b t + S_2 \cos 2\omega_b t + \dots$$

ასეთ ხელსაწყოს შესასვლელზე მივაწოდოთ ამ-სიგნალი $u_b(t) = U_{\text{მს}}(1 + M \cos \Omega t)[S_0 \cos(\omega_b t + \phi_b)]$, მაშინ მივიღებთ სიგნალით შეპირობებული გამოსახულებას დენისათვის,

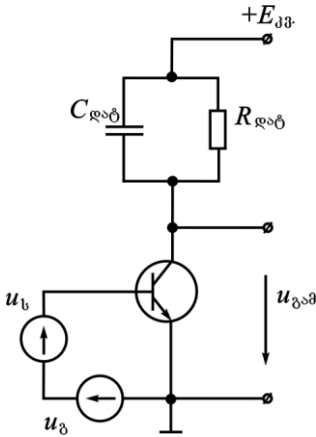
$$i_b(t) = U_{\text{მს}}(1 + M \cos \Omega t)[S_0 \cos(\omega_b t + \phi_b) + 1/2 S_1 \cos(2\omega_b t + \phi_b) + 1/2 S_1 \cos \phi_b + \dots]. \quad (5.12)$$

კვადრატულ ფრხილებში მოყვანილი გამოსახულება შეიცავს მუდმივ მდგენელს $1/2 S_1 \cos \phi_b$, რომელიც დამოკიდებულია ფაზათა წანაცვლებაზე ჰეტეროდინის და შესასვლელი სიგნალის გადამტან სიგნალებს შორის. ამიტომ გამოსასვლელ დენში წარმოიშობა დაბალსისშიროვანი მდგენელი

$$i_{\text{ღს}}(t) = 1/2 S_2 U_{m\text{ს}} (1 + M \cos \Omega t) \cos \phi_{\text{ს}}; \quad (5.12)$$

ეს დენი პროპორციულია $\Delta\phi$ -სიგნალის ცვლადი მდგენელისა.

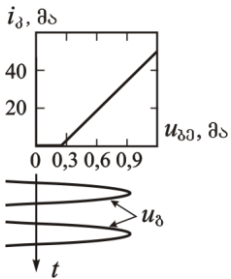
სინქრონული დეტექტორი ეწოდება სისწირის დეტექტორს, რომელიც მუშაობს $\omega_{\text{ფ}} = \omega_{\text{ს}}$ პირობებში; სასარგებლო სიგნალის გამოყოფისათვის გამოსასვლელზე ჩართულია დაბალი სისწირის ფილტრი (ფსფ), მაგალითად, პარალელური RC წრედი.



ნახ. 16.8

ქვემოთ მოყვანილია სინქრონული გენერატორის გამოთვლის მაგალითი

მაგალითი 5.2. სინქრონულ დეტექტორში გამოყენებულია ტრანზისტორი, რომლის მახასიათებელი $i_{\text{კ}} = i(u_{\text{კა}})$ აპროქსიმირდება ორი წრფივი მონაკვეთით. აპროქსიმაციის პარამეტრებია: $S = 50 \text{ მა/ვ}$, $U_{\text{ღ}} = 0,3 \text{ ვ}$. პეტეროდიის ძაბვის ამპლიტუდაა $U_{m\text{ღ}} = 1 \text{ ვ}$. მუდმივი წანაცვლების



ნახ. 16.9

სინქრონული დეტექტორის გამოყენებისას პრაქტიკაში შესასვლელი სიგნალის გადამტანი რხევის და პეტეროდიის რხევებს შორის უნდა შენარჩუნდეს მკაცრი ფაზური თანაფარდობა.

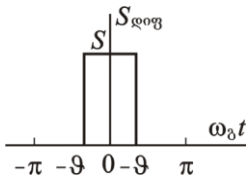
ყელაზე ხელსაყრელი მუშაობის რეჟიმია $\phi_{\text{ს}} = 0^{\circ}$, თუ კი $\phi_{\text{ს}} = 90^{\circ}$, მაშინ სასარგებლო გამოსასვლელი სიგნალი არ იქნება. სინქრონული დეტექტორის მგრძობიარობა ფაზათა წანაცვლებასთან მიმართებაში იძლევა მისი გამოყენების საშუალებას ორ კოჰერენტული რხევებს შორის ფაზათა თანაფარდობების გასაზომად.

ძაბვა ($U_0 = 0$). სასარგებლო არამოდულირებული სიგნალი ამპლიტუდით $U_{m\text{ს}} = 25 \text{ მკვ}$ წანაცვლებულია ფაზით პეტეროდიის რხევიდან კუთხით $\phi_{\text{ს}} = 45^{\circ}$. განსაზღვრეთ მუდმივი დენის დონის ცვლილება სინქრონული დეტექტორის გამოსასვლელზე, რომელიც გამოიწვია სასარგებლო სიგნალმა, თუ დატვირთვის რეზისტორის წინააღობაა $R_{\text{ღ}} = 1,2 \text{ კომ}$.

ამოხსნა. ნახ. 16.9 მოცემული არაწრფივი ელემენტის ვოლტ-ამპერულ მახასიათებლის დიფერენციალურ დახრილობას შეუძლია მიიღოს მხოლოდ ორი მნიშვნელობა: $S_{\text{დოფ}} = \begin{cases} 0, & u_a < U_{\text{დ}} \\ S, & u_a \geq U_{\text{დ}}. \end{cases}$

ამიტომ დიფერენციალური დახრილობის მახასიათებლის დროში ცვლილება წარმოადგენს მართკუთხა ვიდუოსიგნალების პერიოდულ მიმდევრობას. დენის წაკვეთის კუთხეს ϑ , რომელიც განსაზღვრავს ამ იმპულსების ხანგრძლივობას, ვიპოვით (იხ. "ელექტრული სიგნალები" თავი 2) ფორმულით

$$\vartheta = \arccos \left[(U_{\text{დ}} - U_0) / U_{m\vartheta} \right] = 72,5^\circ.$$



ნახ. 16.10

(მიაქციეთ ყურადღება იმას, რომ წაკვეთის ϑ ოპტიმალური კუთხე (იხ. ნახ. 16.10) ტოლია 90°).

$S_{\text{დოფ}}(t)$ ფუნქციის ფურიეს მწკრივად დაშლისას, გამოვთვლით პირველი ჰარმონიის დახრილობას:

$$S_1 = \frac{S}{\pi} \int_{-\vartheta}^{\vartheta} \cos \xi d\xi = (2/\pi) S \sin \vartheta = 0,607 S = 30,35 \text{ მა / ვ.}$$

(5.13)-ის თანახმად დენის სახარვეებლო სიგნალი იწვევს ტრანზისტორში დენის ნაზრდს

$\Delta i = 1/2 S_1 U_{m\vartheta} \cos \varphi_b = 0,268 \text{ მკა. აქედან ვპოულობთ მუდმივი ძაბვის დონის ცვლილებას სინქრონული დეტექტორის გამოსასვლელზე: } \Delta u_{\text{გამ}} = -\Delta i R_{\text{დ}} = -0,32 \text{ მვ.}$

16.1.5. პარამეტრული რეზისტორული ელემენტისაგან გამოსასვლელი სიგნალის სპექტრი

სიხშირული გარდამქმნელის და სინქრონული დეტექტორის მუშაობის ანალიზი გვიჩვენებს, რომ პარამეტრული რეზისტორული ელემენტის გამოსასვლელზე შეიქმნება ისეთი სპექტრალური მდგენელები, რომლებიც არ არის ამ ელემენტის შესასვლელზე.

განვიხილოთ (5.3) სახის პარამეტრული გარდაქმნა სპექტრალური ანალიზის საერთო პოზიციებიდან. ცხადია, რომ პარამეტრული რეზისტორული ელემენტი ფუნქციონირებს, როგორც შესასვლელი სიგნალის $u_{\text{აგს}}(t)$ და მმართველი რხევების $f(t)$ გადამამრავლებელი.

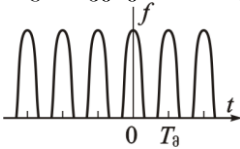
ჩაწეროთ შემდეგი თანაფარდობები სიგნალებსა და მათ ფურიეს გარდამქმნებს შორის:

$$u_{\text{შეს}}(t) \leftrightarrow U_{\text{შეს}}(\omega), u_{\text{გამ}}(t) \leftrightarrow U_{\text{გამ}}(\omega), f(t) \leftrightarrow F(\omega)$$

სიგნალების ნამრავლის სპექტრის თეორემის საფუძველზე (იხ. "სიგნალების თეორია" თავი 2) გამოსასვლელი სიგნალის სპექტრალური სიმკრივე წარმოადგენს ნახევვს

$$U_{\text{გამ}}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-g}^g U_{\text{შეს}}(\omega - \xi) F(\xi) d\xi. \quad (5.14)$$

გამოყენებითი თვალსაზრისით დიდ ინტერესს წარმოადგენს შემთხვევა, როდესაც მმართველი რხევა $f(t)$ არის პერიოდული რაიმე მოცემული $T_{\text{პ}}$ პერიოდით (იხ. ნახ. 16.11) და შესაძლებელია წარმოვიდგინოთ ფურიეს

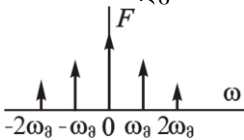


ნახ. 16.11

მწკრივად
$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_p t}, \quad (5.15)$$

სადაც $\omega_p = 2\pi/T_p$ - მმართველი სიგნალის კუთხური სიხშირეა.

როგორც ცნობილია, მსგავს არაინტეგრირებად სიგნალს, სიხშირის ღერძის დისკრეტულ წერტილებში, აქვს ნულისაგან განსხვავებული სპექტრალური სიმკრივის მნიშვნელობები (ნახ. 16.12):



ნახ. 16.12

$$F(\omega) = 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \delta(\omega - n \cdot \omega_p). \quad (5.16)$$

მოყვანილი გამოსახულება ჩავსვათ (5.14) ფორმულაში, მივიღებთ პარამეტრული ელემენტის გამოსახულებზე სიგნალის სპექტრს:

$$\begin{aligned} U_{\text{გამ}}(\omega) &= \int_{-g}^g U_{\text{შეს}}(\omega - \xi) \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \delta(\xi - n \cdot \omega_p) d\xi = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \int_{-\infty}^{\infty} U_{\text{შეს}}(\omega - \xi) \delta(\xi - n \cdot \omega_p) d\xi = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n U_{\text{შეს}}(\omega - n \cdot \omega_p). \end{aligned} \quad (5.17)$$

16.1.6. სტრობირებული სიგნალის სპექტრი

(5.17) ზოგადი ფორმულის ანალიზი მოსახერხებელია ჩატარდეს პრაქტიკაში ფართოდ გავრცელებული სიხშირული შემთხვევისათვის. ვთქვათ, მმართველი ფუნქცია $f(t)$ ყოველი პერიოდის განმავლობაში დროის მონაკვეთში ხანგძლივობით τ_a უდრის ერთს, ხოლო დანარჩენ დროის მომენტებში $f(t)=0$.

რადიოტექნიკაში სიგნალის გამრავლებას მსგავსი სახის ფუნქციაზე ეწოდება **სიგნალის სტრობირება**.

ადვილად დავრწმუნდებით, რომ ფურიეს კომპლექსური რიგის (5.15) კოეფიციენტები განსახილავი მასტრობირებელი $f(t)$ ფუნქციის მიმართებაში გამოისახება შემდეგი სახით:

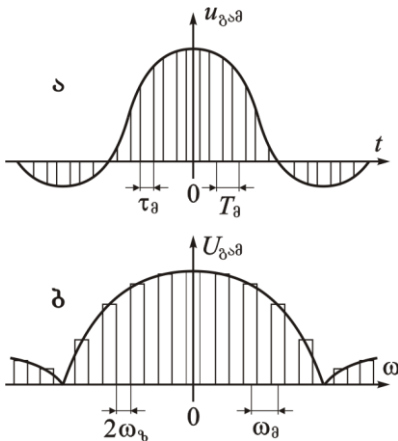
$$C_n = \frac{1}{T_a} \int_{-\tau_a/2}^{\tau_a/2} e^{-jn\omega_a t} dt = \frac{1}{q} \cdot \frac{\sin(n\pi/q)}{n\pi/q}, \quad (5.18)$$

სადაც $q = T_a/\tau_a$ - მასტრობირებელი მიმდევრობის სიმეჩხრეა.

ამ რეზულტატის (5.17) ჩასმის შემდეგ მივიღებთ სტრობირებული სიგნალის სპექტრალურ სიმკვრივეს

$$U_{\text{გამ}}(\omega) = \frac{1}{q} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin(n\pi/q)}{n\pi/q} U_{\text{უგ}}(\omega - n\omega_a). \quad (5.19)$$

ნახ. 16.13 მოყვანილია სპექტრის ტრანსფორმაცია იდეალური



ზღვარს ω_b .

ნახ. 16.13

დაბალ სიხშირეოვანი სიგნალის სტრობირებისას (იხ. “ელექტრული სიგნალები” თავი 5): ა - მასტრობირებული ხელსაწყოს გამოსასვლელზე სიგნალის დროითი დიაგრამა; ბ - გამოსასვლელი სიგნალის სპექტრალური სიმკვრივე.

გრაფიკები მოყვანილია იმ შემთხვევისთვის, როდესაც მმართველი სიგნალის სიხშირე ω_a გაცილებით აღემატება შესასვლელი სიგნალის სპექტრის ზედა სიხშირულ

შეიძლება შევნიშნოთ, რომ სტრობირებული სიგნალის სპექტრში შეიქმნება საწყისი რხევების “ასლები”-ს უსასრულო რიცხვი.

ყოველი ასეთი “ასლი” ლოკალიზირდება წერტილების $\pm n\omega_0$, $n=0, 1, 2, \dots$ სიხლოვეში, რომლებიც შეესაბამება სიხშირის გენერატორის ძირითად ჰარმონიკებს. გენერატორი კი მართავს მასტრობირებელ მოწყობილობას. n ნომრის ზრდასთან ერთად სპექტრალური მდგენელების ინტენსივობა ვარდება მამრავლის $\sin(n\pi/q)/(n\pi/q)$ პროპორციულად.

თუ სტრობირებული იმპულსის ხანგძლივობა მიისწრაფის ნულისკენ, მაშინ ყველა სპექტრალური მდგენელის ინტენსიობა უტოლდება ერთმანეთს და გამოსასვლელ სიგნალა არ ექნება ფოთლისებური ფორმა.

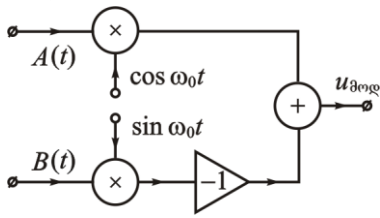
16.17. მოდულატორები და დეტექტორები პარამეტრული რეზისტორების ელემენტების ბაზაზე

გადამამრავლებლის ერთ-ერთ შესასვლელზე გადასაცემი სიგნალის პროპორციული $s(t)$ სიგნალის, ხოლო მეორე შესასვლელზე – არმოდულირებული $\cos \omega_0 t$ სახის რხევის მიწოდებისას, გამოსასვლელზე მივიღებთ ამპლიტუდურად მოდულირებულ ბალანსურ სიგნალს $u_{გა} (t) = s(t) \cos \omega_0 t$.

ასეთი ხელსაწყო ადვილად გარდაიქმნება მოდულატორად, რომელიც შექმნის **ჰმ**-სიგნალს ორივე გვერდითი ზოლებით და არაჩასშობილი გადამტანი რხევებით. თუ პირველ სიგნალს დავუმატებთ მეუდმივ მდგენელს, მივიღებთ:

$$u_{გა} (t) = [1 + Ms(t)] \cos \omega_0 t .$$

პარამეტრული გადამამრავლებელი ელემენტის გამოყენებით შესაძლებელია შევქმნათ ხელსაწყო ნებისმიერი სახის მოდულირებული სიგნალების მისაღებად – **ჰმ**, **სმ** ან **შმ**. პარამეტრული მოდულატორის მუშაობა ეფუძნება იმას, რომ მოდულირებული რადიოსიგნალები, წარმოადგენენ რა ვიწროზოლოვან რხევებს, უშვებენ მათ წარმოდგენას (იხ. “სიგნალების თეორია” თავი 5) შემდეგი სახით:



$$(5.20)$$

ნახ. 16.14

$$u_{მოდ} (t) = A(t) \cos \omega_0 t - B(t) \sin \omega_0 t .$$

ზოგადი სახის პარამეტრული მოდულატორის სტრუქტურული სქემა მოყვანილია ნახ. 16.14-ზე. ხელსაწყო შეიცავს ორ გადამამრავლებელს, ინვერტორს და სუმატორს. მამოდულირებელ სიგნალებს წარმოადგენენ სიმფაზური $A(t)$ და კვადრატული $B(t)$ გამოსასვლელი სიგნალის კომპლექსური მომენტების მდგენელები.

გადამტანი ω_0 სიხშირის რხევა (5.20) გამოსახულების მიხედვით მიეწოდება გადამამრავლებლების შესასვლელებს 90° ფაზური წანაცვლებით. უმარტივეს შემთხვევაში, როდესაც მოითხოვება $\Delta\omega$ -სიგნალის მიღება, შესაძლებელია გამოვიყენოთ სქემის მხოლოდ ერთი, მაგალითად, ზედა არხი (იხ. ნახ. 16.14).

სინქრონული დეტექტორის მაგალითზე ჩვენ უკვე გავეცანით პარამეტრულ დეტექტორს. ზოგად შემთხვევაში ასეთი მოდულატორი წარმოადგენს გადამამრავლებლის და დაბალი სიხშირის ფილტრის (ფსფ) კასკადურ შეერთებას. გადამამრავლებლის ერთ-ერთ შესასვლელზე მიეწოდება გასადექტირებადი სიგნალი $u_{\text{ფს}}(t)$, მეორე შესასვლელზე მიწოდებულია პერიოდული მმართავი ძაბვა

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\omega_0 t, \quad \text{ამასთან,}$$

მმართავი გენერატორის სიხშირე უნდა იყოს მთელი რიცხვიდან დადამრავლებულებაში გადამტან სიხშირესთან: $\omega_m = \omega_0 / k$ სადაც ($k = 1, 2, \dots$).

ამ პირობის შესრულებისას გამოსასვლელი სიგნალის შემდგენლობაში იქნება დაბალსიხშირული მდგენელები, განპირობებული მმართავი ძაბვის k -ური ჰარმონიკით. ასე, რომ $\Delta\omega$ -სიგნალის

$$u_{\text{ფს}}(t) = U_m [1 + Ms(t)] \cos \omega_0 t \quad \text{დემოდულაციისას}$$

მივიღებთ $u_{\text{ფს}}(t) = \frac{1}{2} A_k U_m [1 + Ms(t)].$

თუ დემოდულაციას ექვემდებარება $u_{\text{ფს}}(t) = U_m \cos[\omega_0 t + ms(t)],$ სახის კუთხური მოდულაციის

სიგნალი, მაშინ $u_{\text{ფს}}(t) = \frac{1}{2} A_k U_m \cos[ms(t)].$

პარამეტრული დემოდულატორი ძირითადად განკუთვნილია რადიოსიგნალების კოჰერენტული დამუშავებისათვის, მაგრამ მისი გამოყენება შესაძლებელია $\Delta\omega$ -, $\Delta\omega$ - ან $\Delta\omega$ -რხევების დექტირებისას.