

ჯ. დოჭვირი, ი. დოჭვირი

**ელექტროენერგეტიკული
მანქანების კიბერნეტიკული
მართვის საფუძვლები**

„ტექნიკური უნივერსიტეტი“

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

ჟ. დოჭვირი, ი. დოჭვირი

**ელექტროენერგეტიკული
მანქანების კიბერნეტიკული
მართვის საფუძვლები**

დამტკიცებულია სტუ-ს
სარედაქციო-საგამომცემლო
საბჭოს მიერ სახელმძღვანელოდ
15.04.2008

თბილისი -2008

განხილულია ელექტროენერგეტიკული მანქანების (გენერატორებისა და ელექტროამბრავების) კიბერნეტიკული (უკუკავშირებიანი) მართვის უმთავრესი საკითხები.

სახელმძღვანელო განკუთვნილია ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის ფაკულტეტის ელექტროენერგეტიკული სპეციალობის სტუდენტებისათვის.

რეცენზენტი: ტექნიკურ მეცნიერებათა დოქტორი,
სრული პროფესორი კ. ნ. კამკამიძე

© საგამომცემლო სახლი „ტექნიკური უნივერსიტეტი“, 2008
ISBN 978-9941-14-056-3

ს ა რ ჩ ე ვ ი

შესავალი 7

I თავი. გენერატორების და ელექტროამძრავების უკუკავშირიანი სისტემები 9

§1.1. გენერატორების ძაბვის რეგულირების უკუკავშირიანი სისტემები 9

§1.2. მუდმივი დენის ელექტროამძრავების უკუკავშირიანი სისტემები 17

§1.3. ცვლადი დენის ასინქრონული ელექტროამძრავების უკუკავშირიანი მართვის სისტემები 23

II თავი. ელექტროენერგეტიკული მანქანების მართვის სისტემების ძირითადი ელემენტების გადაცემა ფუნქციები 26

§2.1. გენერატორების გადაცემა ფუნქცია 26

§2.2. მუდმივი დენის დამოუკიდებელ აგზნებიანი ძრავას გადაცემა ფუნქციები 28

§2.3. მართვის სისტემების გამზომ-გადამწოდი ელემენტები... 29

§2.4. ცვლადი დენის გამმართველის, რეგულატორებისა და მაკორექტირებელი ოთხპოლუსების 32

III თავი. არაწრფივი ელემენტების ფუნქციონა და მანანიათმებლების ბაწრფივება. სუპერკონდუქტორების პრინციპი 37

§3.1. გაწრფივების ხერხები 37

§3.2. დინამიკური სისტემის თავისუფალი და იძულებითი მოძრაობა 40

§3.3. სუპერპოზიციის პრინციპი წრფივი სისტემებისათვის 41

IV თავი. სიხშირული გადამცემი ფუნქციები. სტრუქტურული სქემების გარდაქმნის წესები 43

§4.1 სიხშირული გადამცემი ფუნქციები და მახასიათებლები 43

§4.2. ლოგარითმულ-ამპლიტუდური და ფაზურ-სიხშირული მახასიათებლების აგების თავსებურებები 47

§4.3. ტიპური დინამიკური რგოლები და მათი სიხშირული მახასიათებლები 51

§4.4. სტრუქტურული სქემების გარდაქმნის წესები 64

V თავი. წრფივ სისტემათა მდგრადობის ანალიზი.

მდგრადობის კრიტერიუმები 67

§ 5.1. წრფივ სისტემათა მდგრადობის ზოგადი ანალიზი67

§ 5.2. ლიაპუნოვის თეორემები გაწრფივებული სისტემებისათვის 71

§5.3. წრფივ სისტემათა მდგრადობის აუცილებელი პირობები 72

§5.4. მდგრადობის რაუს-ჰურვიცის კრიტერიუმი 73

§5.5. მდგრადობის ნაიკვისტის კრიტერიუმი. მდგრადობის ანალიზი ლოგარითმულ-სიხშირული მახასიათებლების მიხედვით 74

VI თავი. რეგულირების ხარისხის გაუმჯობესება მაკორექტირებელი მოწყობილობებით	80
§6.1. რეგულირების ხარისხის ძირითადი მაჩვენებლები	80
§6.2. მიმდევრობითი მაკორექტირებელი მოწყობილობები	83
§6.3. კორექციები უკუკავშირის დახმარებით	89
§6.4. მიმდევრობითი და პარალელური კორექციების შედარება	91
§6.5. სასურველი ლოგარითმულ-ამპლიტუდური მახასიათებლის აგება	94
ლიტერატურა	98

შესავალი

ელექტროენერგეტიკული მანქანების მართვა, კერძოდ, გენერატორების ძაბვისა და ელექტროამძრავების სინქარის რეგულირება, შესაძლებელია როგორც გახსნილწრედიანი (უკუკავშირის გარეშე), ასევე შეკრულწრედიანი (უკუკავშირიანი) პრინციპით მოქმედი ავტომატური სისტემით.

გახსნილწრედიანი მართვის პინციპის გამოყენებისას სამართავი ობიექტი (ელექტროენერგეტიკული მანქანა -დანადგარი) მუშაობს სარეგულირო სიდიდის კონტროლის გარეშე და ის ვერ უზრუნველყოფს დავალების შესრულებას მაღალი სიზუსტით. ამ პრინციპით მოქმედ მართვის სისტემებს, კერძოდ გენერატორების ძაბვის ან ელექტროამძრავების სინქარის ავტომატური რეგულირების სისტემებს, როგორც წესი, აგებენ რელეკონტაქტორული აპარატებით და უკუკავშირიანი წრედები არ გააჩნიათ. ასეთი სისტემები არ მიეკუთვნებიან კიბერნეტიკულს და ავტომატური მართვის თეორიაში (ტექნიკურ კიბერნეტიკაში) მათ საერთოდ არ შეისწავლიან.

შეკრულწრედიანი -უკუკავშირებიანი ავტომატური მართვის სისტემების მრავალი სახეობა არსებობს, რომელთა კლასიფიკაციას სხვადასხვა ავტორი სხვადასხვა ნიშნის მიხედვით აწარმოებს.

მართვის სქემებში გამოყენებული გადასაცემი სიგნალების სახეობის მიხედვით ავტომატური მართვის სისტემებს დაყოფენ ანალოგურ (უწყვეტ სიგნალებიანი) და ციფრულ (დისკრეტულ სიგნალებიანი) სისტემებად.

მათემატიკური აღწერილობის მიხედვით კი მართვის სისტემებს განიხილავენ წრფივს და არაწრფივს. წრფივი სისტემის ყველა შემადგენელი ელემენტის სტატიკური მახასიათებელი (დამოკიდებულება ელემენტის გამომავალი და შემავალი სიგნალების დამყარებულ მნიშვნელობებს შორის) წრფივია (ან ახლოსაა მასთან), ხოლო თუ სისტემის თუნდაც ერთ ელემენტს აქვს მკვეთრად გამოხატული არაწრფივი სტატიკური მახასიათებელი, მაშინ სისტემა არის არაწრფივი. იდეალურად წრფივი სახის სისტემა პრაქტიკაში არ არსებობს, არსებობენ სისტემები სუსტად ან ძლიერ გამოხატული არაწრფივი მახასიათებლების მქონე ელემენტებით. თუ, სისტემის ელემენტებს არ გააჩნიათ ძლიერ გამოხატული არაწრფივი სტატიკური მახასიათებლები, მაშინ დასაშვებია ასეთი სისტემის წრფივ სისტემად განხილვა.

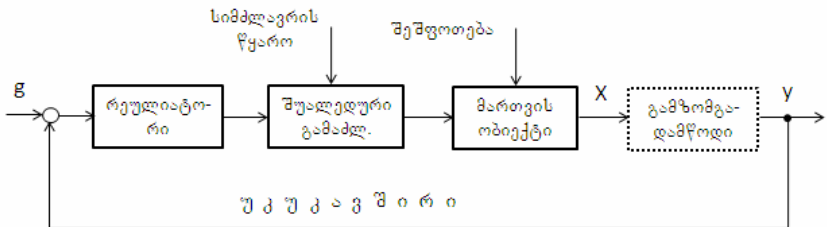
ელექტროენერგეტიკული მანქანების გამოსავალზე მიღებული სიგნალების სარეგულიროდ მიზანშეწონილია ე.წ. მასტაბილიზებული სისტემების გამოყენება, რომლებიც უზრუნველყოფენ სარეგულირო სიდიდის მუდმივად შენარჩუნებას მაღალი სიზუსტით.

ელექტროამძრავების და გენერატორების თანამედროვე მართვის სისტემების მაღალი სიზუსტითა და სწრაფქმედებით მუშაობისათვის მთავარია რეგულატორების პარამეტრების ოპტიმალური მნიშვნელობების განსაზღვრა. ამ მიზნით უნივერსალურია ტექნიკურ კიბერნეტიკაში (ავტომატური მართვის თეორიაში) ცნობილი სიხშირული მახასიათებლების მეთოდები.

I თავი. გენერატორების და ელექტროამპრაჟების
უკუკავშირიანი სისტემები

§1.1. მუდმივი დენის გენერატორის ძაბვის რეგულირების უკუ-
კავშირიანი სისტემა

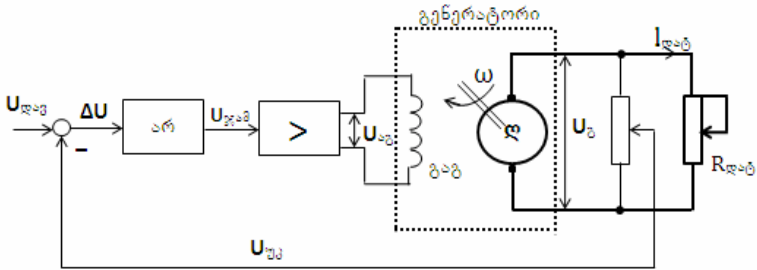
უკუკავშირიანი (შეკრულწრდიანი) მართვის პრინციპით მოქმედ სისტემებში სარეგულირო სიდიდე კონტროლდება სპეცი-
ალური გამზომ-გადამწოდი მოწყობილობით და მისი პროპორ-
ციული სიგნალი უკუკავშირის საშუალებით მიეწოდება მართ-
ვის სისტემის პირდაპირ არხში შესავალზე განთავსებულ რე-
გულატორზე ისე, როგორც ეს ნაჩვენებია 1-ლ სურათზე.



სურ.1

სარეგულირო x სიდიდის ფაქტიური მნიშვნელობის შესაბა-
მისი y სიგნალი, რომელიც გამომუშავდება უკუკავშირში ჩარ-
თული გადამწოდის მიერ, შედარდება g დავალების (მართვის)
სიგნალს და მიღებული სხვაობა ე.წ. სისტემის ცდომილების
სიგნალი (უფრო ზუსტად მისი პროპორციული სიდიდე) მიეწო-
დება რეგულატორს. რეალურად ეს სიგნალი ამუშავებს მთელ
სისტემას მაღალი სიზუსტითა და მაქსიმალური სწრაფქმედე-
ბით.

მე-2 სურათზე წარმოდგენილია მუდმივი დენის გენერატორის (გ) ძაბვის რეგულირების სისტემა, რომელიც უზრუნველყოფს სარეგულირო სიდიდის მუდმივად შენარჩუნებას (სტაბილიზაციას) მაღალი სიზუსტით.



სურ.2

სქემაზე გვაქვს შემდეგი აღნიშვნები: u_d არის სისტემის დავალების (მართვის) ძაბვა, მისი სიდიდე 10 ვ-ს არ აღემატება; $რ$ – რეგულატორი, რომელიც თანამედროვე რეგულირებად ტექნიკაში წარმოადგენს ოპერაციულ გამაძლიერებელს დიდი სტატიკური გაძლიერების კოეფიციენტით; $შ$ – შუალედური მაძლიერებელი, რომელიც $რ$ რეგულატორიდან მიღებულ რამდენიმე ერთეულის ტოლ ძაბვას გააძლიერებს $გ$ გენერატორის აგზნების გრანგნილისათვის საჭირო რამდენიმე 100 -ული ვოლტის ტოლ ძაბვამდე; $პ$ – პოტენციომეტრი, რომლიდანაც ვიღებთ $გ$ -ის გამოსავალ მომჭერებზე არსებული ძაბვის პროპორციულ სიგნალს. სწორედ ეს სიგნალი მიეწოდება სისტემის უკუკავშირის წრედში $u_{უკ}$ -ის ძაბვის სახით; $R_{დ-ბ}$ –გენერატორის ღუხის მომჭერებზე მიერთებული დატვირთვის წინაღობა, რომლის ცვლი-

ლება იწვევს გ-გენერატორის ღუზის დენის ($I_{ღ}$) და ძაბვის ცვლილებას.

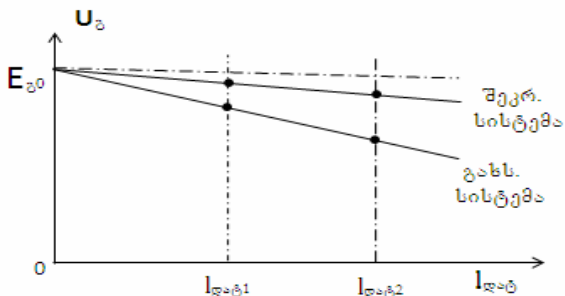
განსახილველი სქემა მუშაობს შემდეგნაირად: თავდაპირველად გ-გენერატორს გარე ზემოქმედებით მოვიყვანთ ბრუნვით მოძრაობაში. შემდგომ იმისათვის, რომ გ-გენერატორმა გამოიმუშაოს ძაბვა საჭიროა სქემის შესავალზე მივაწოდოთ დავალების ω ძაბვა. შესაბამისი ძაბვები წარმოიქმნება რეგულატორის და შუალედური გამაძლიერებლის გამოსასვლელზე ანუ გ-ის აგზნების გრაგნილს გუხნდება ძაბვა. ეს გ-ში შექმნის აგზნების მაგნიტურ ველს. ის მბრუნავი გ-ის ღუზის გრაგნილებში დააინდუქცირებს ე.მ.ძალას, რაც საბოლოოდ გენერატორის ღუზის მომჭერებზე წარმოქმნის ძაბვას

$$U_{\delta} = E_{\delta} - I_{ღ} \cdot R_{\delta} \quad (1)$$

სადაც $E_{\delta} = k_{\delta} \cdot \omega_{\delta} \cdot \phi_{\delta}$ არის გენერატორის ღუზის გრაგნილებში დაინდუქცირებული ე.მ.ძალა ; k_{δ} - მანქანის კონსტრუქციული კოეფიციენტი; ϕ_{δ} - გენერატორის აგზნების მაგნიტური ველის ნაკადი ; R_{δ} - გენერატორის ღუზის გრაგნილის აქტიური წინაღობა.

თუ დაუშვებთ, რომ გენერატორი მუშაობს უქმ სვლაზე, ე.ი $I_{ღ} = 0$ -ს, მაშინ $U_{\delta} = E_{\delta}$ -ს. ამ დროს უკუკავშირის ძაბვა (u_{δ}) მცირედ განსხვავდება დავალების ძაბვის ($u_{ღ}$ -ს) სიდიდისაგან (განსხვავება სქემის ცდომილებაზეა დამოკიდებული). როცა გენერატორის ღუზის გრაგნილის მომჭერებთან

ნავრთავთ $R_{ლატ}$ -ს, მაშინ (1)-ფორმულის თანახმად U_{δ} -ძაბვა შემცირდება $\Delta U_{\delta} = I_{ლატ} R_{\delta}$ -სიდიდით, თუ სისტემას არ აქვს უკუკავშირი.



სურ.3

მე-3 სურათზე ნაჩვენებია გენერატორის გარე მახასიათებელი, რომლის I წერტილი გვიჩვენებს დატვირთვის შესაბამისი ძაბვის მნიშვნელობას სისტემის მუშაობისას უკუკავშირის გარეშე. როცა სისტემას გააჩნია ძაბვის უარყოფითი უკუკავშირი, მაშინ გენერატორის ძაბვა ეცემა მხოლოდ $1'$ წერტილის შესაბამის სიდიდემდე. ეს ხდება იმიტომ, რომ უკუკავშირიან სისტემაში გენერატორის დატვირთვისას, U_{δ} -ს შემცირება იწვევს $U_{\gamma\delta}$ -ის ძაბვის შემცირებასაც, მას კი მოჰყვება სისტემის ცდომილების ΔU ძაბვის გაზრდა. ეს გამოიწვევს გაგ-ზე მიწოდებული ძაბვის და გ-ის მაგნიტური ველის ნაკადის ($\phi_{\gamma\delta}$) მომატებას. ამით საბოლოოდ გაზრდება გენერატორის მიერ გამომუშავებული U_{δ} ძაბვა. ამრიგად, (1)-ლ ფორმულაში მეორე მდგენელის (გენერატორის დატვირთვით გამოწვეული ძაბ-

ვის ვარდნის) კომპენსაცია, უკუკავშირის მოქმედების გამო, ხორციელდება აგზნების ნაკადის მომატებით და E_g -ს გაზრდით. იმავე სურ.3-ზე ნახვენებია გენერატორის გარე მახასიათებლები შეკრულწრდიანი (უკუკავშირიანი) სისტემისათვისაც.

უკუკავშირიანი მართვის სისტემის (სურ.2) შემთხვევაში გენერატორის გარე მახასიათებლის ფორმულის მისაღებად უნდა ვისარგებლოთ მისი ცალკეული ელემენტისათვის დაწერილი შემდეგი განტოლებებით:

$$\begin{aligned}
 U_g &= E_g - I_{\text{ღატ}} R_g; \\
 E_g &= k_g \cdot U_{\text{აგ}}; \\
 U_{\text{აგ}} &= k_g \cdot U_1; \\
 U_1 &= k_{\theta} \cdot \Delta U; \\
 \Delta U &= U_{\text{ღ}} - U_{\text{უკ}}; \\
 U_{\text{უკ}} &= k_{\text{უკ}} \cdot U_g,
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

სადაც k_g არის გენერატორის გაძლიერების (გადაცემის) კოეფიციენტი ზაბვის მიხედვით, იგი შეიძლება განვსაზღვროთ მისი ნომინალური სიდიდეებით, ასე $k_g = E_{\text{გნომ}} / U_{\text{აგნომ}}$; k_{θ} , $k_{\text{უკ}}$ და $k_{\text{უკ}}$ - შესაბამისად შუალედური გამაძლიერებლის, სისტემის რეგულატორის და უკუკავშირის გადაცემის კოეფიციენტები.

(2)-ის ერთობლივი გადაწყვეტით მივიღებთ გენერატორის გარე მახასიათებლის გამოსახულებას უკუკავშირიანი სისტემისათვის:

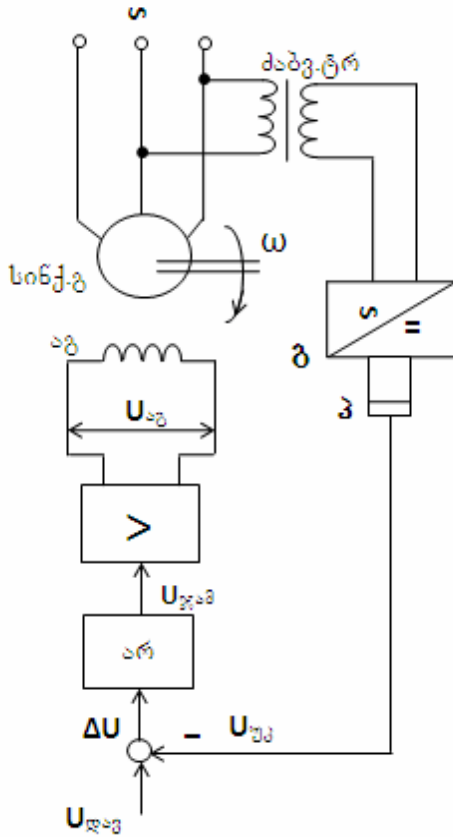
$$U_{\delta} = \frac{k_b/k_{\text{შპ}}}{1+k_b} \cdot U_{\text{ლაზ}} - \frac{I_{\text{ლაზ}} \cdot R_{\delta}}{1+k_b}, \quad (3)$$

სადაც $k_b = k_{\sigma} k_{\eta} k_{\delta} k_{\text{შპ}}$ - სისტემის საერთო გაძლიერების (გადაცემის) კოეფიციენტი.

(3)-ის პირველი მდგენელი ეკვივალენტურია გენერატორის ემ-ძალისა, ხოლო მეორე მდგენელი კი გენერატორში ძაბვის ვარდნაა შეკრულწრედიანი მართვისას.

როგორც ჩანს, გენერატორში ძაბვის ვარდნა უკუკავშირთან სისტემაში $(1+k)$ -ჯერ ნაკლებია გახსნილ სისტემაში ძაბვის ვარდნასთან ($\Delta U_{\delta} = I_{\text{ლაზ}} R_{\delta}$) შედარებით. თანამედროვე სისტემებისათვის k -ს სიდიდე რამდენიმე ათეული ათასის ტოლია, რის გამოც ΔU_{δ} შეიძლება ჩავთვალოთ ნულის ტოლად.

მე-4 სურათზე წარმოდგენილია ცვლადი დენის სინქრონული გენერატორის ძაბვის რეგულირების უკუკავშირანი სისტემა. სქემა მოქმედებს ზემოთ განხილული მუდმივი დენის გენერატორის უკუკავშირანი სისტემის (სურ.2) ანალოგიურად. განსხვავება მხოლოდ იმაშია, რომ ამ შემთხვევაში ძაბვის უარყოფითი უკუკავშირი განხორციელებულია ძაბვის მზომი ტრანსფორმატორის (ძტრ), გამმართველისა და ძაბვის გამყოფი (კ) პოტენციომეტრის საშუალებით. სინქრონული გენერატორის (სგ) აგზნების გრანული, როგორც წესი, იკვებება მის ღერძზე დამაგრებული მუდმივი დენის თვითაგზნებიანი ელექტრული მანქანიდან ე.წ. აგზნებიდან. აქაც ისევე, როგორც წინა შემთხვევაში გენერატორის მიერ გამომუშავებული ძაბვის რეგუ-



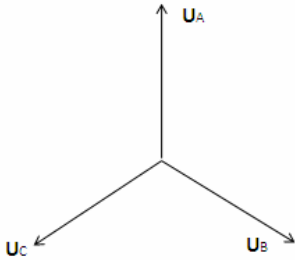
სურ.4

ლირება ხორციელდება აგზნების გრაფილში მიწოდებული დენის რეგულირებით. გარდა ამისა, მისი საშუალებით შეიძლება აგრეთვე ვარგულობით გენერატორიდან ქსელში მიწოდებული რეაქტიული სიმძლავრეც.

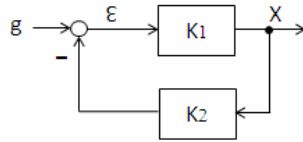
ცნობილია, რომ სგ-ს მიერ გამოიმუშავებული 3-ფაზა (ცალკეული ფაზების) ძაბვები სინუსოიდალურია და შესაბამისად ტოლია:

$$\begin{aligned}
 U_A &= U_{\max} \sin(\omega_0 t + \varphi); \\
 U_B &= U_{\max} \sin\left(\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right)\right); \\
 U_C &= U_{\max} \sin\left(\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} + \varphi\right)\right),
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

სადაც ω_0 არის გენერატორის ბრუნვის სინქრონული კუთხური სიხშირე; φ -კუთხე, რომლითაც დატვირთვის ქვეშ მყოფი სგ-ს სტატორის დენი ჩამორჩება მის ძაბვას (აქტიურ-ინდუქციური დატვირთვისას) ან წინ უსწრებს მას (აქტიურ-ტევადური დატვირთვისას). მე-5 სურათზე ნახვენებია სგ-ს ფაზური ძაბვების ვექტორული დიაგრამა.



სურ.5



სურ.6

მე-6 სურათზე მოყვანილია უკუკავშირირანი მართვის სისტემის გამარტივებული სტრუქტურული სქემა, რომლის მიხედვითაც ცდომილების პროპორციული სიგნალი ტოლია:

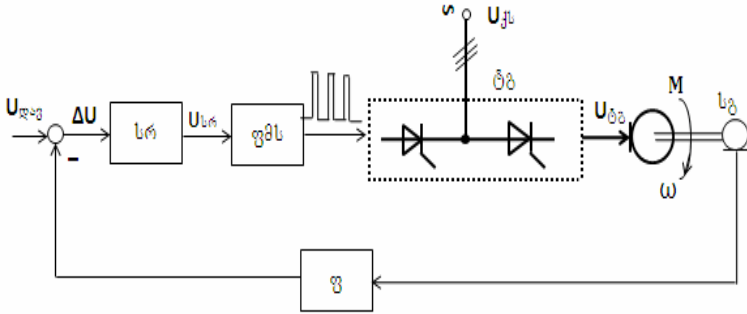
$$\varepsilon = \frac{1}{1+k} \cdot g,
 \tag{6}$$

სადაც $k = k_1 \cdot k_2$ - არის სისტემის საერთო გაძლიერების კოეფიციენტი. (6)-დან ჩანს, რომ რაც მეტი იქნება k , მით ნაკლები იქნება სისტემის \mathcal{E} ცდომილება. გასათვალისწინებელია ის გარემოება, რომ ნორმირებულ დინამიკურ რეჟიმებს ვერ უზრუნველყოფს k -ს დაუშვებლად დიდი სიდიდის აღება, უფრო მეტიც მას შეუძლია გამოიწვიოს სისტემის მდგრადობის პირობების გაუარესება და შეუქცევადი გარდამავალი პროცესები. აქედან გამომდინარე დინამიკური მახვენებლების ოპტიმიზებისათვის აუცილებელია k -ს ოპტიმალური მნიშვნელობის განსაზღვრა. ოპტიმიზების ამოცანის გადაწყვეტა, როგორც წესი, დაიყვანება სისტემის რეგულატორის გადაცემის კოეფიციენტის ოპტიმალური მნიშვნელობის შერჩევაზე. ეს იმიტომ, რომ სისტემის დანარჩენი ელემენტების გადაცემის კოეფიციენტები წინასწარ მოცემულია (ისინი განსაზღვრულია პროექტირების ეტაპზე). თუ სისტემის რეგულატორი p -ტიპისაა, მაშინ მისი ე.წ. დინამიკური გაძლიერების კოეფიციენტის გარდა შესარჩევი იქნება მისი საკუთარი დროის მუდმივას ოპტიმალური მნიშვნელობაც. ეს საკითხი დაწვრილებით განხილულია წიგნის დასკვნით ნაწილში სისტემების დინამიკური ოპტიმიზებისას ლოგარითმულ-სისწირული მახასიათებლების მეთოდით.

§12. მუდმივი დენის ელექტროამძრავების უკუკავშირიანი სისტემები

მე-7 სურათზე წარმოდგენილია მუდმივი დენის სიჩქარის

უარყოფით უკუკავშირიანი ტირისტორული ელექტროამძრავის სისტემა, რომელიც შედგება შემდეგი ელემენტებისაგან:



სურ.7

Δ – არის მუდმივი დენის დამოუკიდებელ აგზნებიანი ძრავა; ტბ – ტირისტორული გამმართველი (იგი კვებას ძრავას ღუზის გრაგნილს რეგულირებადი ძაბვით); სრ და სტ – სინქარის რეგულატორი და გადამწოდია (ტაქოგენერატორი); ფ – ფილტრია, რომელიც ჩართულია ტაქოგენერატორის გამოსავალზე და უზრუნველყოფს სტ-დან მიღებული ძაბვის ($U_{ტკ}$) გაუთოებას.

ელექტროამძრავის განსახილველი სისტემა მუშაობს შემდეგნაირად. მანამ სანამ სისტემას მივაწვდით დავალების სიგნალს, უპირველესად აუცილებელია ძაბვა მივაწოდოთ ძრავის აღზნების გრაგნილს და ტირისტორულ გარდამსახს. მხოლოდ მას შემდეგ უნდა მივაწოდოთ სისტემას დავალების სიგნალი (u_d). ეს გამოიწვევს ამძრავის ამუშავებას, მისი სინქარე დამყარდება დავალების სიგნალის შესაბამის სიდიდეზე. ძრავს გაშვების პროცესი ამჯერად ხორციელდება ფორსირებულად (დაჩქარებულად) სისტემის უკუკავშირის დახმარებით. ფორსირებას იწვევს ის, რომ თავიდან სანამ ძრავ ჯერ კიდევ

უძრავია და უკუკავშირის ძაბვა ნულია, დავალების μ ძაბვა მთლიანად მოედება სინქარის რეგულატორს. ძაბვის ეს სიდიდე გაცილებით ჭარბობს ნორმალურს, ამიტომ გაშვების პროცესი წარმართება ფორსირებულად. როგორც კი ძრავა დაიწყებს ბრუნვას. როცა განდება ძაბვა უკუკავშირში, მაშინვე დაიწყებს შემცირებას რეგულატორის შესავალზე მოდებული ძაბვის სიდიდე. ძრავას სინქარის სტაბილიზაცია ხდება შემდეგნაირად: ძრავას დატვირთვისას დაეცემა რა მისი სინქარე, შემცირდება უკუკავშირის ძაბვაც, უმაღლეს მომატებს ძაბვა რეგულატორის შესავალზე, რასაც მოყვება ძაბვის გაზრდა რეგულატორის და ტირისტორული გარდამსახის გამოსავალზე. ეს კი საბოლოოდ გაზრდის ძრავას სინქარეს თავდაპირველ სიდიდემდე, ე.ი. განხორციელდება ამზრავის სინქარის სტაბილიზაცია.

სინქარის უარყოფით უკუკავშირიანი ტირისტორული ელექტროამძრავის სისტემის სინქარული მახასიათებლის ფორმულის მისაღებად საჭიროა ჩავწეროთ მისი ცალკეული ელემენტის სტატიკური რეჟიმის შესაბამისი განტოლებები:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta U = U_{\text{ღ}} - U_{\text{უკ}}; \\ U_{\text{უკ}} = K_{\text{სგ}} \omega; \\ U_{\text{სრ}} = K_{\text{სრ}} \Delta U; \\ E_{\text{ტგ}} = K_{\text{ტგ}} U_{\text{სრ}}; \\ U_{\text{ტგ}} = E_{\text{ტგ}} - I_{\text{ღ}} R_{\text{ტგ}}; \\ U_{\text{ძ}} = E_{\text{ძ}} - I_{\text{ღ}} R_{\text{ღძ}}; \\ E_{\text{ძ}} = c_{\text{ძ}} \omega, \end{array} \right. \quad (7)$$

სადაც $K_{სრ}$, $K_{ტგ}$ და $K_{სგ}$ - არის შესაბამისად სიჩქარის რეგულატორის, ტირისტორული გარდამსახის და სიჩქარის გადამწოდის გადაცემის კოეფიციენტები; $E_{ტგ}, E_{ტგ}, I_{ღ}, R_{ღd}$ და $R_{ტგ}$ -ძრავას ღუზის და ტგ-ის ე.მ. ძალები, აგრეთვე ღუზის დენი, ღუზის გრანილის და ტგ-ის აქტიური წინაღობებია; $C_{ა}$ -ძრავას ე.მ.-ძალის პროპორციულობის კოეფიციენტი, რომელიც განისაზღვრება მისი საპასპორტო მონაცემებით და შემდეგი ფორმულით:

$$C_{ა} = \frac{U_{ნომ} - I_{ნომ} \cdot R_{ღd}}{\omega_{ნომ}}; \quad (8)$$

$E_{ტგ}, R_{ტგ}$ -ტირისტორული გარდამსახის ე.მ. -ძალა და აქტიური წინაღობაა; $K_{ტგ}$ -ტირისტორული გარდამსახის გადაცემის კოეფიციენტი, მისი განსაზღვრა წარმოებს გარე მახასიათებლის მუშა წერტილში გავლებული მხების დახრის კუთხის ტანგენსით ანუ

$$K_{ტგ} = \frac{\Delta E_{ტგ}}{\Delta U_{სრ}}; \quad (9)$$

(7)-ის ერთობლივი ამონახსნი გვაძლევს უკუკავშირიანი ამძრავის სიჩქარული მახასიათებლის ფორმულას:

$$\omega = \frac{K_{სრ} K_{ტგ} K_{დ}}{1 + K_{სრ} K_{ტგ} K_{დ} K_{უკ}} \cdot U_{ღ} - \frac{I_{ღ} R_{ღწ}}{C_{ა} (1 + K_{სრ} K_{ტგ} K_{დ} K_{უკ})}, \quad (10)$$

სადაც $K_{დ} = \frac{1}{C_{ა}}$ - არის ელექტროძრავას გადაცემის კოეფიციენტი; $R_{ღწ} = R_{ღd} + R_{ტგ}$ -ძრავას ღუზის წრედის სრული აქტიუ-

რი წინალობა.

თუ (10)-ში $I_{\text{ღ}}$ -ს შევცვლით ძრავას ბრუნვის მომენტის (M)

შესაბამისი სიდიდით შემდეგი გამოსახულებიდან

$$M = c_{\text{ქ}} \cdot I_{\text{ღ}}, \quad (11)$$

მაშინ ადვილად მივიღებთ ელექტროამძრავის უკუკავშირიანი სისტემის მექანიკური მახასიათებლის ფორმულასაც:

$$\omega = \frac{K/K_{\text{უკ}}}{1+K} U_{\text{ღ}} - \frac{MR_{\text{ღ}}}{c_{\text{ქ}}^2(1+K)}, \quad (12)$$

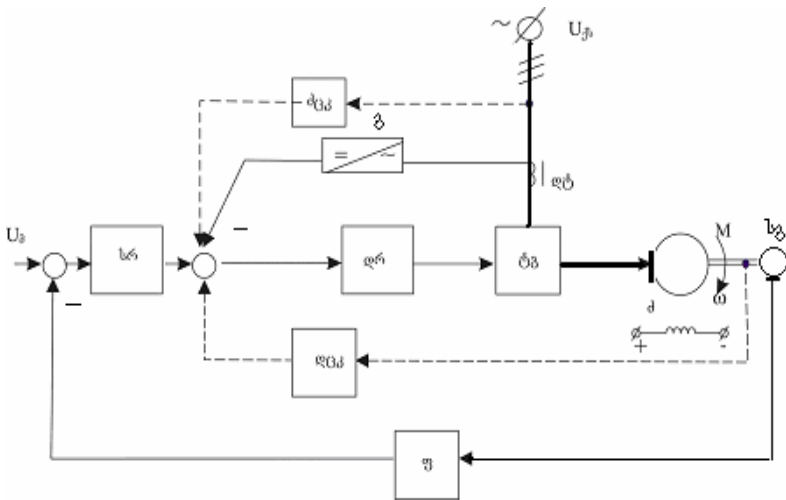
სადაც $K = K_{\text{სრ}} \cdot K_{\text{ტგ}} \cdot K_{\text{ქ}} \cdot K_{\text{უკ}}$ -სისტემის საერთო გაძლიერების კოეფიციენტი.

(12)-ში პირველი მდგენელი წარმოადგენს ამძრავის უქმი სვლის სიჩქარეს (ω_0), ხოლო მეორე მდგენელი არის ამძრავის სიჩქარის სტატიკური ვარდნა უკუკავშირიან (შეკრულ) სისტემაში ($\Delta\omega$). ვინაიდან სისტემის საერთო K რამდენიმე ასეულის ტოლია, ამიტომ: $\Delta\omega_{\text{ყ}}$ ძალიან მცირეა და შეადგენს ნომინალურის (0.1–0.5) %-ს . აქედან გამომდინარე:

$$\Delta\omega_{\text{ყ}} \ll \Delta\omega_{\text{გახსნ}} = \frac{M \cdot R_{\text{ღ}}}{c_{\text{ქ}}^2}. \quad (13)$$

ამრიგად, სიჩქარის უარყოფით უკუკავშირიანი ელექტროამძრავის სისტემას დატვირთვის მოდებისას სიჩქარის სტატიკური ვარდნა თითქმის არ გააჩნია, რაც იმას ნიშნავს, რომ განხილული სიტემა უზრუნველყოფს ძრავას სიჩქარის სტაბილიზაციას მაღალი სიზუსტით.

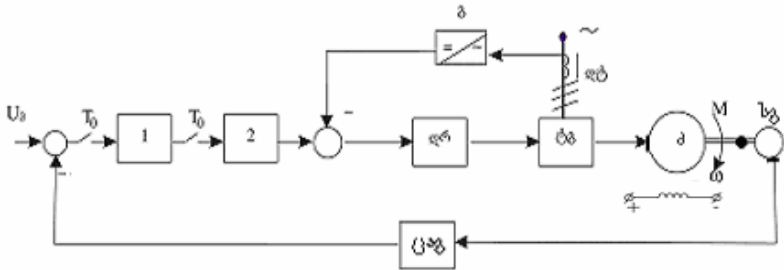
პრაქტიკაში რეგულირებად ამძრავებში ძირითადად გამოიყენება სიჩქარის და დენის უკუკავშირებიანი (ე.წ. ორკონტურიანი) ტირისტორული ელექტროამძრავის სისტემა, რომლის ფუნქციონალური სქემა წარმოდგენილია 8-ე სურათზე. სქემაზე **სრ** და **დრ** სიჩქარის და დენის რეგულატორებია. იგი ისე, როგორც წინა განხილული სისტემა, უზრუნველყოფს ამძრავის სიჩქარის სტაბილიზაციას მაღალი სიზუსტით, ხოლო დინამიკაში საშუალებას იძლევა გაკომპენსირებულ იქნას ამძრავის ძირითადი (დიდი) ინერციულობები, რაც საბოლოოდ საშუალებას მოგვცემს გავზარდოთ სიჩქარის რეგულირების სწრაფმოქმედება.



სურ. 8

მუდმივი დენის ციფრულ-რეგულატორიანი ტირისტორული ელექტროამძრავის სისტემა (სურ.9) გარდა ციფრული რეგუ-

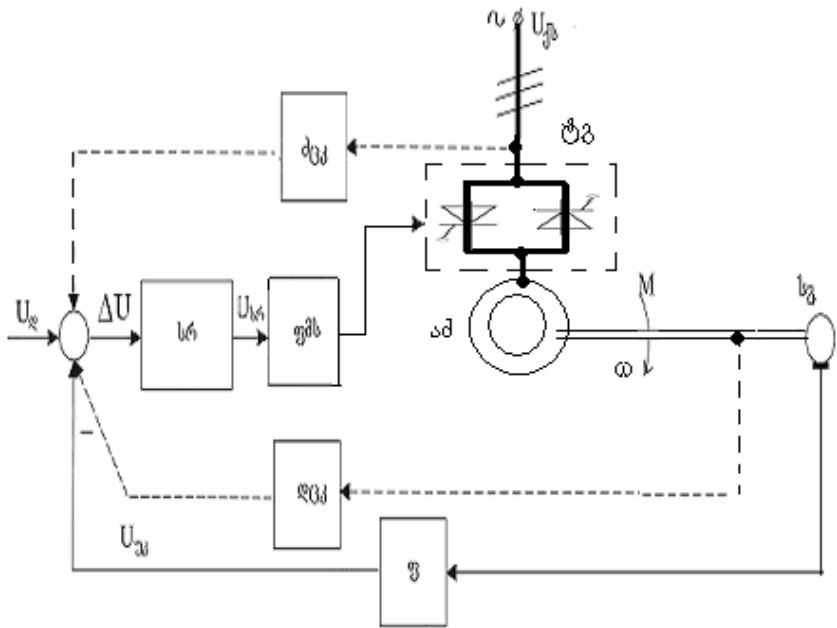
ლატორისა (1) შეიცავს ნულოვანი დონის ექსტრაპოლიატორს (2), რომელიც უზრუნველყოფს სისტემის იმპულსური და უწყვეტი (ანალოგური) მოქმედების ნაწილების ურთიერთკავშირს. სისტემაში სინქარის უკუკავშირის სკ-გადამწოდი, როგორც წესი, იმპულსური მოქმედებისაა და მის წრედში ჩართულია სპეციალური ციფრულ-ანალოგური გარდამსახი (ცაგ).



სურ.9

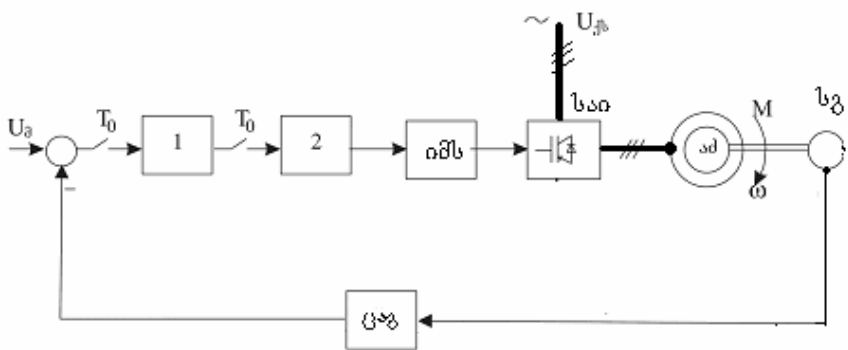
§13. ცვლადი დენის ასინქრონული ელექტროამძრავების უკუკავშირიანი მართვის სისტემები

პრაქტიკაში ამწე-კრანებზე, რომლებსაც ესაჭიროებათ რეგულირების დიაპაზონი $D=3:1$, ფართოდ გამოიყენება ცვლადი დენის სამფაზიანი ასინქრონული ელექტროამძრავის უწყვეტი მართვის სისტემა ძაბვის ტირისტორული გარდამქმნელით (სურ.10). რეგულირების შეზღუდული დიაპაზონი განპირობებულია ძრავას კრიტიკული (მაქსიმალური) ბრუნვის მომენტის კვადრატული დამოკიდებულებით სტატორის გრავნილებზე მიწოდებული ძაბვისაგან.



სურ.10

სიჩქარის რეგულირების დიდ დიაპაზონს იძლევა ძაბვით და მისი სისწორით მართვადი სამფაზა ასინქრონული ელექტ-



სურ.11

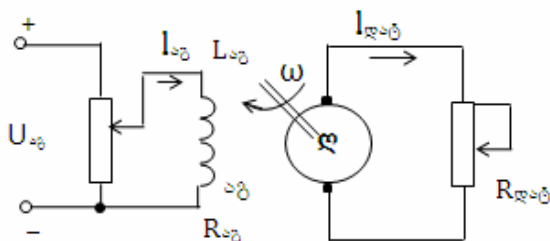
როამპრავის უკუკავშირიანი სისტემა, რომლის ფუნქციონალური სქემა ციფრული რეგულატორით მოცემულია 11-ე სურათზე. გარდა ზემოთ აღნიშნული ელემენტებისა იგი შეიცავს ე.წ. სისშირის ავტონომიურ ინვერტორს, რომელიც ქსელის დაბვას და მის სისშირეს გარდაქმნის საჭირო სიდიდის და სისშირის დაბვად. ამპრავის ასეთი სისტემა უზრუნველყოფს თითქმის ისეთივე სტატიკურ და დინამიკურ მახასიათებლებს, როგორც გააჩნია მუდმივი დენის ტირისტორულ ელექტროამპრავს.

**II თავი. ელექტრომეხანიკური მანქანების მართვის
სისტემების ძირითადი ელემენტების გალაგვები
ფუნქციები**

§2.1. გენერატორების გადამცემი ფუნქცია

დინამიკური სისტემების გარდამავალი პროცესების შესასწავლად, როგორც წესი, გამოიყენება დიფერენციალური განტოლებები. მათი საშუალებით შეიძლება შედგენილ იქნას, აგრეთვე უკუკავშირიანი მართვის სისტემების მათემატიკური მოდელები. შედარებით რთული სისტემების დინამიკური რეჟიმების შესწავლის დროს უფრო ხშირად სარგებლობენ ე.წ. გადამცემი ფუნქციებითა და მათი საშუალებით შედგენილი სტრუქტურული სქემებით. რომელიმე რგოლის (ან ელემენტის) გადამცემი ფუნქცია საზოგადოდ წარმოადგენს გამომავალი და შემავალი სიდიდეების ოპერატორულ მნიშვნელობათა შეფარდებას ნულოვანი საწყისი პირობების დროს. ოპერატორად, როგორც წესი, იღებენ წარმოებულის სიმბოლურ აღნიშვნას და ის ასე გამოიხატება $s = d/dt$.

თავდაპირველად განვიხილოთ თუ რას წარმოადგენს მუდმი-



სურ.12

ვი დენის გენერატორის (სურ.12) გადამცემი ფუნქცია. დავუშვათ, რომ გენერატორი ბრუნავს მუდმივი სიჩქარით ($\omega = \text{const}$). ვინაიდან გენერატორის ძაბვის რეგულირების პროცესის ხანგრძლივობა ძირითადად განსაზღვრავება მისი აგზნების წრედის ელექტრომაგნიტური ინერციულობით, ამიტომ უნდა ვისარგებლოთ ძაბვების წონასწორობის შემდეგი დიფერენციალური განტოლებით, რომელიც დაწერილია სწორედ აგზნების წრედისათვის :

$$U_{\text{აგ}} = L \frac{dI_{\text{აგ}}}{dt} + R_{\text{აგ}} I_{\text{აგ}}, \quad (14)$$

სადაც $L_{\text{აგ}}$, $R_{\text{აგ}}$ -გენერატორის აგზნების გრაგნილის ინდუქტივობა და აქტიური წინაღობაა.

თუ ჩავთვლით, რომ მ.დ. გენერატორი მუშაობს დამაგნიტების მრუდის წრფივ უბანზე, ე.ი. მისი ე.მ. ძალა $E_{\text{აგ}} \equiv I_{\text{აგ}}$, მაშინ (14)-ის მარტივი გარდაქმნების შემდეგ ვღებულობთ გენერატორის გადამცემ ფუნქციას

$$W(p) = \frac{E_{\text{აგ}}(p)}{U_{\text{აგ}}(p)} = \frac{K_{\text{აგ}}}{T_{\text{აგ}} p + 1}, \quad (15)$$

სადაც $K_{\text{აგ}} = \Delta E_{\text{აგ}} / \Delta U_{\text{აგ}}$ -არის გენერატორის გაძლიერების კოეფიციენტი ძაბვის მიხედვით; $T_{\text{აგ}} = L_{\text{აგ}} / R_{\text{აგ}}$ - აგზნების გრაგნილის ელექტრომაგნიტური დროის მუდმივა.

(15)-ე სამართლიანია, აგრეთვე ცვლადი დენის სამფაზა სინქრონული გენერატორისთვისაც.

§2.2. მუდმივი დენის დამოუკიდებელ აგზნებიანი ძრავას გადამცემი ფუნქციები

თუ ჩავთვლით, რომ ძრავის აგზნების ნაკადი, მისი ღუზის წრედის ინდუქტიუობა ($L_{\text{გ}}$) და აქტიური წინაღობა ($R_{\text{გ}}$) არ იცვლება, მაშინ გადამცემი ფუნქციის მისაღებად უნდა ვისარგებლოთ ღუზის წრედის ძაბვების წონასწორობის და ამძრავის მოძრაობის შემდეგი განტოლებებით

$$U = c_{\text{ა}} \cdot \omega + L_{\text{გწ}} \frac{dI_{\text{გ}}}{dt} + R_{\text{გწ}} I_{\text{გ}} ; \quad (16)$$

$$M - M_{\text{სტ}} = J \frac{d\omega}{dt} , \quad (17)$$

სადაც: U - არის ძრავას ღუზაზე მიწოდებული ძაბვა (შემავალი სიგნალი); $c_{\text{ა}}$ - ძრავას ემ-ძალის პროპორციულობის კოეფიციენტი; M - ძრავას ბრუნვის მომენტი; J - ამძრავის ჯამური ინერციის მომენტი; $M_{\text{სტ}}$ - ძრავას ღერძზე წინაღობის სტატიკური მომენტი.

თუ დავუშვებთ, რომ ძრავა მუშაობს უქმ სვლაზე ($M_{\text{სტ}} = 0$), მაშინ ზემოთ ჩაწერილი დიფერენციალური განტოლებების მარტივი გარდაქმნებით მივიღებთ მუდმივი დენის დამოუკიდებელ აგზნებიანი ძრავას გადამცემ ფუნქციას

$$W_{\text{ა}}(p) = \frac{\omega(p)}{U_{\text{ა}}(p)} = \frac{K_{\text{ა}}}{T_{\text{გ}} T_{\text{გმ}} p^2 + T_{\text{გმ}} p + 1} , \quad (18)$$

სადაც $K_{\text{ა}} = 1/c_{\text{ა}}$ - არის ძრავას გადამცემის კოეფიციენტი;

$T_{\text{ღ}} = L_{\text{ღწ}}/R_{\text{ღწ}}$ და $T_{\text{გმ}} = JR_{\text{ღწ}}/c^2$ -შესაბამისად, ძრავას ღუზის წრედის ელექტრომაგნიტური და ამძრავის ელექტრომექანიკური დროის მუდმივები.

მიღებული გადამცემი ფუნქციის ანალიზი გვიჩვენებს, რომ თუ $T_{\text{გმ}} \geq 4T_{\text{ღ}}$, მაშინ (18)-ე შეიძლება ჩავწეროთ ე.წ. მეორე რიგის აპერიოდული რგოლის სახით:

$$W_{\text{ა}}(p) = \frac{K_{\text{ა}}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}, \quad (19)$$

სადაც:
$$T_{1,2} = \frac{T_{\text{გმ}}}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{T_{\text{გმ}}}{2}\right)^2 - T_{\text{ღ}} T_{\text{გმ}}}. \quad (20)$$

თუ $T_{\text{გმ}} < 4T_{\text{ღ}}$, მაშინ ძრავას განიხილავენ როგორც რხევით რგოლს შემდეგი ნორმირებული სახის ფუნქციით

$$W_{\text{ა}}(p) = \frac{\omega(p)}{U_{\text{ა}}(p)} = \frac{K_{\text{ა}}}{T_{\text{ა}}^2 p^2 + 2\zeta T_{\text{ა}} p + 1}, \quad (21)$$

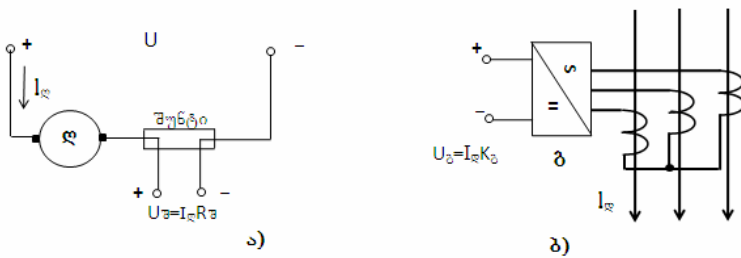
სადაც ζ -რხევითი რგოლის დემპფერირების (რხევის ჩაქრობის) კოეფიციენტი.

§2.3. მართვის სისტემების გამზომ-გადამწოდი ელემენტები

მართვის სისტემებში სარეგულირო ცვლადების კონტროლისა და უკუკავშირის წრედის რეალიზებისათვის გამოიყენება სხვადასხვა ფიზიკური სიდიდის გამზომ-გადამწოდი მოწყობილობანი. ჩვენ ქვემოთ განვიხილავთ ზოგიერთ მათგანს, რომლე-

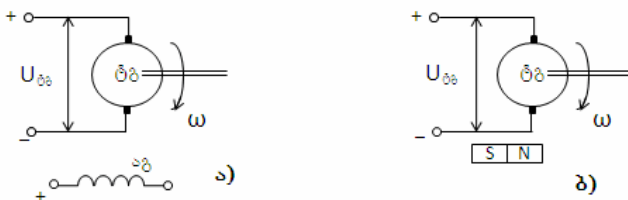
ბიც გამოიყენება ელექტრომექანიკური დანადგარების ავტომატიკაში.

მუდმივი დენის წრედში გამავალი დენის გამზომ-გადამწოდ ელემენტად პრაქტიკაში იყენებენ ე.წ. შუნტს, რომელიც ნაჩვენებია სურ.13, ა-ზე. ცვლადი დენის წრედში კი დენის გამზომ-გადამწოდ ელემენტად იყენებენ დენის ტრანსფორმატორს და გამმართველს (სურ.13,ბ).



სურ.13

ელექტრომანქანების სინქარის გამზომ-გადამწოდად გამოიყენება როგორც ცვლადი დენის (ასინქრონული), ისე მუდმივი დენის ტაქოგენერატორები. ტაქოგენერატორი მცირე სიმძლავრის ელექტრული მანქანაა, რომელიც მუდმივი დენის შემთხვევაში მზადდება ელექტრომაგნიტური (სურ.14.ა) ანდა მაგნეტო-ელექტრული (მუდმივი მაგნიტებით) (სურ.14,ბ) შესრულებით.



სურ.14

ტაქოგენერატორისადმი წაყენებული მოთხოვნებიდან მთავარია: მახასიათებლის წრფივობა; ტგ-ის მომჭერებზე აუცილებელია დიდი სიდიდის წინაღობის მქონე პოტენციომეტრის ჩართვა; გეკოლექტორზე ძაბვის პულსაციის მინიმუმი.

ცვლადი დენის ტაქოგენერატორი მზადდება დრუ როტორით. მისი უპირატესობაა შედარებით ნაკლები ინერციის მომენტი; მაღალი საიმედოობა ექსპლოატაციაში და კონსტრუქციული სიმარტივე. უარყოფითი მხარეა გამომუშავებული სინუსოიდური ძაბვის შედარებით დამახინჯებული ფორმა.

სიჩქარის გადამწოდის (ტაქოგენერატორის) გადამცემა ფუნქცია მის გამოსავალზე ჩართული ფილტრის გათვალისწინებით ტოლია:

$$W_{\text{სგ}}(s) = \frac{\Delta v_{\text{გ1}}(s)}{\Delta v(s)} = \frac{1}{T_{\text{გ1}}s + 1}, \quad (22)$$

სადაც $T_{\text{გ1}} = 0,02$ წმ -ფილტრის დროის მუდმივაა.

დენის გადამწოდის გადამცემა ფუნქცია შემდეგნაირად გამოისახება

$$W_{\text{გგ}}(s) = \frac{\Delta v_{\text{გ2}}(s)}{\Delta i(s)} = \frac{K_i}{T_{\text{გ2}}s + 1}, \quad (23)$$

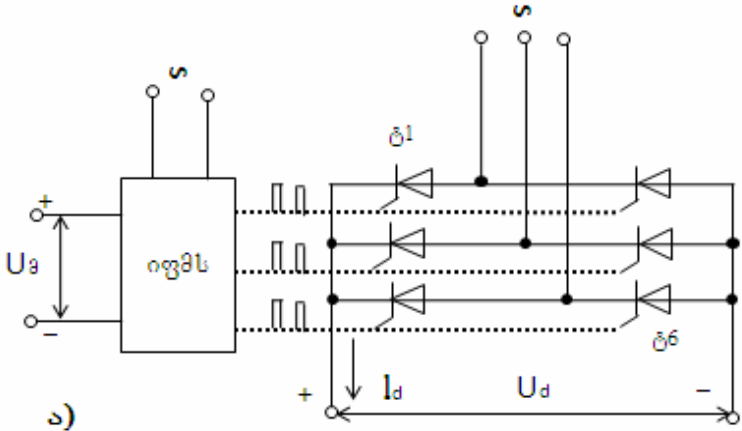
სადაც $K_i = K_{\text{გგ}} \cdot \alpha_{\text{გგ}}$ -დენის გადამწოდის გადამცემის კოეფიციენტია შეთანხმების კოეფიციენტის გათვალისწინებით;

$$K_{\text{გგ}} = \frac{U_{\text{გგ}}}{I_{\text{გგ}}}; \alpha_{\text{გგ}} = \frac{I_{\text{გ.ბ.}}}{U_{\text{გ.ბ.}}}; T_{\text{გ2}} = 0,002 \text{ წმ.}$$

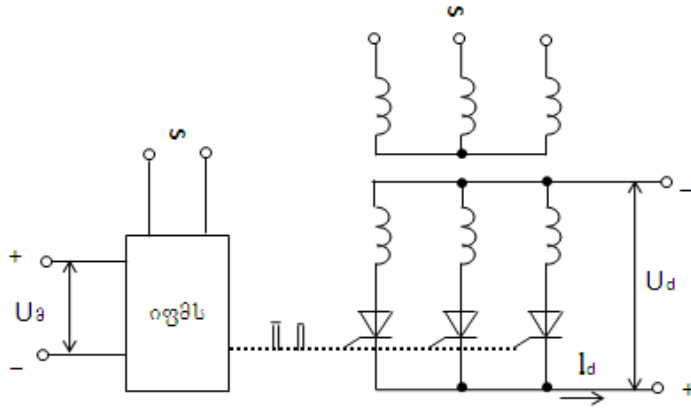
სიდიდეები „ბ“ ინდექსით შეესაბამება სისტემის მუშაობას ბაზისურ რეჟიმში.

§2.4. ცვლადი დენის გამმართველის, რეგულატორებისა და მაკორექტირებელი ოთხბოლუსების გადამცემი ფუნქციები

განვიხილოთ ახლა ტირისტორული გამმართველის ძალური ნაწილის ელექტრული სქემები, რომლებიც საშუალო და დიდი სიმძლავრის დანადგარების შემთხვევაში სამფაზა შესრულებისაა. მათი საშუალებით შესაძლებელია გამართული ძაბვის ცვლა 0-დან $U_{\text{ნომ}}$ – მდე, ამასთან ძაბვის რეგულირება ხდება ტირისტორების მართვის ელექტროდებზე მიწოდებული იმპულსების ფაზური ძვრის კუთხის ცვლილებით. მე-15, ა, ბ სურათზე მოყვანილია ტირისტორული გამმართველების სამფაზა ორტაქტა და ერთტაქტა შესრულების სქემები, რომლებზედაც *იფმს* - არის იმპულსების ფაზური მართვის სისტემა.



სურ.15,ა



სურ.15,ბ

მუდმივი დენის ძრავას ღუზის მკვებავი ტირისტორული გარდამსახისათვის, როგორც წესი, სარგებლობენ შედეგი მიახლოებითი გადამცემი ფუნქციით:

$$W_{\text{ტბ}}(s) = \frac{\Delta \varepsilon_{\text{ტბ}}(s)}{\Delta U_{\text{სრ}}(s)} = \frac{K_{\text{ტ}}}{T_{\text{ტბ}} \cdot s + 1}, \quad (24)$$

სადაც $\Delta U_{\text{სრ}} = \frac{\Delta U_{\text{სრ}}}{\Delta U_{\text{დბ}}}$ არის ტბ-ს შესავალზე სრ-დან მიწოდებული ძაბვა;

$K_{\text{ტ}} = K_{\text{ტბ}} \cdot \alpha_{\text{ტბ}}$ -ტბ-ს გადამცემის კოეფიციენტი შეთანხმების კოეფიციენტის გათვალისწინებით (ფარდობითი ნაზრდების გამო);

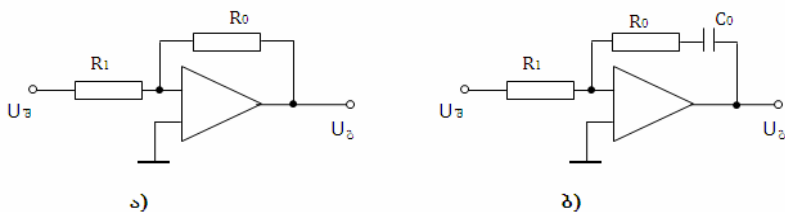
$K_{\text{ტბ}} = \frac{\Delta E_{\text{ტბ}}}{\Delta U_{\text{სრ}}}$ -ტირისტორული გარდამსახის გადამცემის კოეფიციენტი ძაბვის მიხედვით, რომელიც განისაზღვრება მისი სტატიკური (გარე) მახასიათებლის მიხედ-

დვით ($K_{ტბ} = 70 \div 100$); $\alpha_{ტბ} = \frac{U_{დ.ბ.}}{E_{ტბ.ბ.}}$; $U_{დ.ბ.}$ -მართვის სისტემის

დავალების სიგნალის ბაზისური სიდიდე; $T_{ტბ} = \tau_{ტბ} + T_{ფ.ტბ}$ -ტბ-ის ექვივალენტური დროის მუდმივაა, რომელიც შედგება გარდამქმნელის დაგვიანების დროისა და მის შესასვლელზე ჩართული ფილტრის დროის მუდმივებისაგან

$$(T_{ტბ} = 0,002 + 0,003 = 0,005\text{წმ}).$$

თანამედროვე ავტომატიკაში რეგულატორებად იყენებენ მუდმივი დენის სამკასკადა მაძლიერებელს პროპორციული (პ) ან პროპორციულ-მაინტეგრებელი (პი) ტიპისას. მათი გამარტივებული ელექტრული სქემები წარმოდგენილია მე-16,ა,ბ სურათზე.



სურ.16

პ-ტიპის რეგულატორის გადამცემი ფუნქციაა

$$W(p) = k_1 = R_0 / R_1, \quad (25)$$

სადაც R_0 და R_1 -რეგულატორის საკუთარი უკუკავშირის წრედში და შესავალზე ჩართული წინაღობების სიდიდეებია.

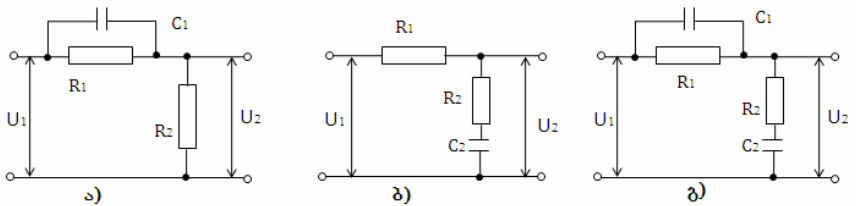
პი-ტიპის რეგულატორის გადამცემი ფუნქციაა

$$W(p) = \beta(p\tau + 1) / p, \quad (26)$$

სადაც $\beta = R_0 / R_1$ - რეგულატორის დინამიკური გაძლიერების კოეფიციენტი; $\tau = R_0 C_0$ - რეგულატორის საკუთარი უკუკავშირის წრედის დროის მუდმივა.

ზემოთ მოყვანილი გადამცემი ფუნქციებით ადვილად აგებენ ავტომატიზებული ელექტროამძრავების სისტემების დეტალიზებულ სტრუქტურულ სქემებს.

იმ შემთხვევაში, როცა მართვის სისტემა ვერ იძლევა რეგულირების სასურველ ხარისხობრივ მახვენებლებს საჭირო ხდება საწყის სქემაში დამატებითი მაკორექტირებელი რგოლების (ელემენტების) ჩართვა. პრაქტიკაში ანგარიშის გამართივების მიზნით უფრო ხშირად იყენებენ მაკორექტირებელი ოთხპოლუსების ჩართვას პირდაპირ არხში რეგულატორის მიმდევრობით. აღნიშნული ოთხპოლუსები, როგორც წესი, სრულდებიან პასიური $R-C$ ელემენტების ბაზაზე, ისე როგორც ეს ნაჩვენებია მე-14, ა, ბ, გ სურათზე.



სურ.17

მე-17, ა სურათზე ნაჩვენებია მადიფერენცირებელი ტიპის მაკორექტირებელი ოთხპოლუსის ელექტრული სქემა. ის გამოიყენება სისტემის დინამიკური სწრაფქმედების გასაზრდელად. მისი გადამცემი ფუნქცია ადვილად შეიძლება განისაზღვროს. ის შემდეგი სახისაა:

$$W(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{k_0(T_1 p + 1)}{T_2 p + 1}, \quad (27)$$

სადაც: $k_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1$; $T_1 = R_1 \cdot c_1$; $T_2 = k_0 \cdot T_1$.

მე-17,ბ სურათზე ნაჩვენებია მაინტეგრებელი ტიპის მაკორექტირებელი ოთხპოლუსის სქემა. ის გამოიყენება სისტემის სტატიკური სიზუსტის გასაზრდელად. მისი გადამცემი ფუნქცია შემდეგი სახისაა:

$$W(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{T_2 p + 1}{T_1 p + 1}, \quad (28)$$

სადაც: $T_1 = (R_1 + R_2)c_2$; $T_2 = R_2 \cdot c_2$.

მე-17,გ სურათზე მოყვანილია მაინტეგრებელ-მადიფერენცირებელი ტიპის მაკორექტირებელი ოთხპოლუსის სქემა. ის გამოიყენება ერთდროულად სისტემის სიზუსტისა და სწრაფქმედების გასაზრდელად. მისი გადამცემი ფუნქცია შემდეგი სახისაა:

$$W(p) = \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{(T_3 p + 1)(T_4 p + 1)}, \quad (29)$$

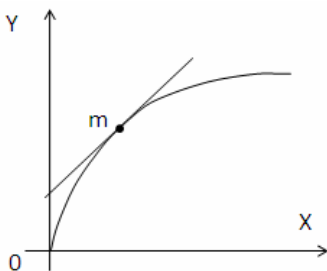
სადაც: $T_1 = R_1 \cdot c_1$; $T_2 = R_2 \cdot c_2$; $a = \frac{R_1 + R_2}{R_2} > 1$;

$$T_{3,4} = \frac{T_1 + aT_2}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4T_1 T_2}{(T_1 + aT_2)^2}} \right). \quad (30)$$

III თავი. არაწრფივი ელემენტების ფუნქციონალური
მასხასიათებლების გაწრფივება. სუპერკონვიციის
პრინციპი

§3.1. გაწრფივების ხერხები

მე-18 სურათზე ნაჩვენებია გაჯერების ტიპის რგოლის სტატიკური მახასიათებელი.

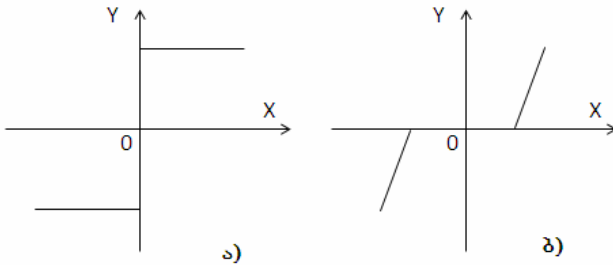


სურ.18

ასეთია ელექტრული მანქანების (გენერატორებისა და ელექტროძრავების) დამაგენიტების მრუდი. იმის გამო, რომ ისინი ძირითადად მუშაობენ მრუდის წრფივ უბანზე, ამიტომ აღნიშნულ მახასიათებელს თვლიან სუსტად გამოხატულ არაწრფივ ელემენტად. მათი გაწრფივება შეიძლება მახასიათებლის მუშა წერტილში გავლებული მხების საშუალებით. მათემატიკურად ეს ასე ჩაიწერება:

$$y_0 = ax_0 + b, \quad (31)$$

სადაც a და b კოეფიციენტებია, რომლებითაც განისაზღვრება მოცემული ფუნქციონალური წირის მუშა წერტილში გავლებული მხების დახრის კუთხე.



სურ.19

მე-19 სურათზე წარმოდგენილია მახასიათებლები ძლიერ გამოსატული არაწრფივობით, კერძოდ: მე-19,ა სურათზე მოცემულია რელეური ტიპის მახასიათებელი, ხოლო მე-19,ბ სურათზე კი მახასიათებელი უგრძობადობის ზონით (ე.წ. ლუფტით). თუ არაწრფივი ელემენტი მოცემულია რაიმე ფორმულით, მაშინ მისი გაწრფივება შეიძლება, თუ მას დავშლით ტეილორის მწკრივის სახით და ვისარგებლებთ მისი მხოლოდ პირველი ორი წევრით.

ორი ცვლადის ნამრავლის შემცველი ფუნქციაც არაწრფივია. ასეთი სახის ფუნქცია გვხვდება ელექტროამძრავების ღუზის გრაგნილის ე.მ.ძალისა და ბრუნვის მომენტის ფორმულებში, როცა ადგილი აქვს აგზნების ნაკადის ცვლილებას. ამ შემთხვევაში გაწრფივების მიზნით შესაბამის განტოლებებს ჩაწერენ ცვლადებით ნაზრდებში (უმჯობესია ცვლადების ჩაწერა ფარდობით ნაზრდებში), ამასთან უნდა გამოვიყენოთ მხოლოდ პირველი რიგის ნაზრდებიანი წევრები. მაგ; თუ განვიხილავთ დალაშქერის პრინციპით შედგენილ ამძრავის მოძრაობის განტოლებას

$$M - M_{\text{ბგ}} = j \frac{d\omega}{dt}, \quad (32)$$

როცა ადგილი აქვს მანქანის აგზნების ნაკადის ცვლილებას, მაშინ ბრუნვის მომენტი წარმოადგენს ორი ცვლადის ნამრავლის ფუნქციას, კერძოდ: $M = K \cdot \Phi \cdot I$. ეს ფუნქცია არაწრფივია. თუ, ამ განტოლებაში ცვლადების სტატისტიკური რეჟიმიდან გადავალთ აბსოლუტურ ნაზრდებზე გვექნება:

$$K(\Phi_{\text{ბგ}} + \Delta\Phi)(I_{\text{ბგ}} + \Delta I) - (M_{\text{ბგ}} + \Delta M) = J \frac{d(\omega_{\text{ბგ}} + \Delta\omega)}{dt}. \quad (33)$$

თუ (33)-ში გავითვალისწინებთ მხოლოდ პირველი რიგის ნაზრდებს, მაშინ გვექნება:

$$K\Phi_{\text{ბგ}}\Delta I + KI_{\text{ბგ}}\Delta\Phi - \Delta M_{\text{ბგ}} = J \frac{d\Delta\omega}{dt}. \quad (34)$$

გავყოთ (34)-ის ყველა წევრი $M_{\text{ბგ}}$ -ზე, მაშინ მივიღებთ განტოლებას ცვლადებით ფარდობით ნაზრდებში:

$$\Delta\varphi + \Delta i - \Delta\mu_{\text{ბგ}} = T_{\text{ა}} \cdot p \cdot \Delta\nu, \quad (35)$$

$$\text{სადაც } \Delta\varphi = \frac{\Delta\Phi}{\Phi_{\text{ბგ}}}, \quad \Delta i = \frac{\Delta I}{I_{\text{ბგ}}}, \quad \Delta\mu_{\text{ბგ}} = \frac{\Delta M_{\text{ბგ}}}{M_{\text{ბგ}}} \quad \text{და } \Delta\nu = \frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{ბგ}}}$$

არის შესაბამისად მანქანის აგზნების ნაკადის, ღუზის დენის, ამძრავის დატვირთვის სტატისტიკური მომენტის და ძრავას ბრუნვის კუთხური სიხქარის ფარდობითი ნაზრდები;

$T_{\text{ა}} = j\omega_{\text{ბგ}} / M_{\text{ბგ}}$ –ამძრავის მექანიკური დროის მუდმივა.

მიღებული (35)-ე განტოლება წრფივია. აქ განხილული მეთოდით გაწრფივება მით უფრო მისაღებია, ვინაიდან თანამედროვე ავტომატიკის ელემენტები საშუალებას იძლევა მდოვრედ

ვარგულიროთ ელექტროამძრავების ძაბვისა და სიჩქარის სიდიდეები.

§3.2. დინამიკური სისტემის თავისუფალი და იძულებითი მოძრაობა

ავტონომური მართვის სისტემის მუშაობის პროცესი ზოგადად შეიძლება აღიწეროს შემდეგი სახის დიფერენციალური განტოლებით:

$$\begin{aligned} a_0 \frac{d^n x}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_n x &= \\ &= b_0 g + b_1 \frac{dg}{dt} + \dots + c_0 f + c_1 \frac{df}{dt} + \dots \end{aligned} \quad (36)$$

სადაც: $a_0 \dots a_n, b_0 \dots b_m, c_0 \dots c_k$ არის სისტემის მახასიათებელი კოეფიციენტები, რომლებიც განისაზღვრებიან ცალკეული რგოლების პარამეტრებით; g, f, x – სისტემაზე მოქმედი მართვის და შეშფოთების ზემოქმედებები, აგრეთვე სარეგულირო ცვლადი.

უმ. მათემატიკის კურსიდან ვიცით, რომ დიფერენციალური განტოლების სრული ამონახსნი შედგება დიფერენციალური განტოლების მარცხენა მხარის შესაბამისი ამონახსნისაგან (ე.წ. თავისუფალი მდგენელისაგან) და დიფგანტოლების მარჯვენა მხარის შესაბამისი კერძო ამონახსნისაგან (ე.წ. იძულებითი მდგენელისაგან). ამრიგად, $x(t) = x_{\text{ავ}}(t) + x_{\text{იძ}}(t)$. თავისუფალი მდგენელი განისაზღვრება დიფგანტოლების მახასიათებელი განტოლების ფესვებით, ხოლო იძულებითი მდგენელი

განპირობებულია განტოლების მარჯვენა მხარეში მყოფი მართვის $g(t)$ ან შემფოთების $f(t)$ ზემოქმედებათა სიდიდეებით.

სისტემის მართვის სრული პროცესი განისაზღვრება როგორც თავისუფალი, ისე იძულებითი ამონახსნებით. ამასთან, თავისუფალი მდგენელი სისტემას ახასიათებს დინამიკაში (გარდამავალ რეჟიმში), ხოლო იძულებითი მდგენელი სისტემის მუშაობას ახასიათებს როგორც სტატისტიკაში, ისე დინამიკაში.

§3.3. სუპერპოზიციის პრინციპი წრფივი სისტემებისათვის

დავუშვათ, რომ მართვის სისტემა, რომელზეც ერთდროულად მოქმედებს როგორც დავალების (მართვის), ისე შემფოთების ზემოქმედება, აღიწერება ოპერატორულ სახეში ჩაწერილი შემდეგი დიფერენციალური განტოლებით:

$$A(p)x(t) = B(p)g(t) + C(p)f(t), \quad (37)$$

სადაც: $A(p)$, $B(p)$ და $C(p)$ შესაბამისად არის, n -ური და, m -ური და k -ური რიგის პოლინომები, ამასთან $m < n$ და $k < n$,

მაშინ (37)-ე განტოლების ამონახსნი შეიძლება ვიპოვოთ როგორც მართვის და შემფოთების სიგნალების ერთობლივი ზემოქმედების შესაბამისად, ასევე მათი ცალკეული ზემოქმედებისას (თუ $g(t)=1(t)$, მაშინ $f(t)=0$, ხოლო როცა $f(t)=1(t)$, მაშინ $g(t)=0$).

წრფივი მართვის სისტემებისათვის დადგენილია პრინციპი, რომ სისტემაზე მართვის და შემფოთების ერთდროული ზემოქმედებით გამოწვეული გარდამავალი პროცესის ამსახველი ფუნქცია იგივე ხასიათისაა, როგორც მიიღება სის-

ტემაზე ცალკეულ ზემოქმედებათა შედეგად გამოწვეული გარდამავალი პროცესების მრუდების შეჯამებისას. ამ პრინციპს უწოდებენ სუპერპოზიციის პრინციპს. მისი გამოყენება არაწრფივ ელემენტური მართვის სისტემებისათვის მიუღებელია.

IV თავი. სისწორული გადაცემი ფუნქციები.
სტრუქტურული სემების ბარლაქნის წესები

**§4.1 სისწორული გადაცემი ფუნქციები და
 მახასიათებლები**

ეთქვათ წრფივი მართვის სისტემა აღიწერება შემდეგი დიფერენციალური განტოლებით

$$a_0 \frac{d^n x}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_n x = b_0 g \frac{d^k g}{dt^k} + \dots + b_k g, \quad (38)$$

მაშინ მოცემული სისტემის შესავალზე $g(t) = G_{max} \sin \omega t$ პარმონიული სიგნალის მიწოდების შემდეგ, მის გამოსავალზე დამყარებულ რეჟიმში მივიღებთ ასევე პარმონიულ სიგნალს $x(t) = X_{max} \sin(\omega t + \varphi)$ -ს განსხვავებული ამპლიტუდითა (X_{max}) და ფაზური ძვრით (φ).

ეილერის ფორმულების თანახმად $g(t)$ და $x(t)$ პარმონიული სიგნალები სხვანაირად ასე ჩაიწერება :

$$g(t) = \frac{G_{max}}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) = g'(t) + g''(t) \quad (39)$$

$$x(t) = \frac{x_{max}}{2} (e^{j(\omega t + \varphi)} + e^{-j(\omega t + \varphi)}) = x'(t) + x''(t) \quad (40)$$

სუპერპოზიციის პრინციპის თანახმად დასაშვებია $g'(t)$ და $g''(t)$ მდგენელების ცალცალკე განხილვა, ამასთან, $g'(t)$ გამოიწვევს $x'(t)$ -ს, ხოლო $g''(t)$ გამოიწვევს $x''(t)$ სიგნალს.

ღს. ამიტომ დასაშვებია ვისარგებლოთ შემდეგი სიმბოლური აღნიშვნებით:

$$g(t) = G_{max} e^{j\omega t} ; \quad x(t) = X_{max} e^{j(\omega t + \varphi)}. \quad (41)$$

რომელიმე დინამიკური რგოლის სისშირული გადამცემი ფუნქციის მარტივად განსაზღვრის მიზნით უნდა ვისარგებლოთ მისი ოპერატორულ სახეში ჩაწერილი გადამცემი ფუნქციით, რომელშიდაც (41)-ის შეტანით ადვილად ვიპოვიოთ რგოლის სისშირულ გადამცემ ფუნქციას.

რგოლის სისშირული გადამცემი ფუნქცია კიდევ უფრო ადვილად შეიძლება ვიპოვოთ, თუ ოპერატორულ სახეში ჩაწერილ გადამცემ ფუნქციაში p -ოპერატორს უშუალოდ შევცვლით $j\omega$ -ით, სადაც $j = \sqrt{-1}$ - წარმოსახვითი ერთეულია. მაგალითისათვის განვიხილოთ შემდეგი გადამცემი ფუნქცია:

$$W(p) = \frac{K_1 + K_2 p}{T^2_2 p^2 + T_1 p + 1} , \quad (42)$$

საიდანაც მარტივი გარდაქმნების გზით მივიღებთ განხილული რგოლის სისშირულ გადამცემ ფუნქციას

$$W(j\omega) = \frac{K_1 + jK_2 \omega}{-T^2_2 \omega^2 + jT_1 \omega + 1} . \quad (43)$$

(43)-ე წარმოადგენს კომპლექსურ ფუნქციას.

სისშირული გადამცემი ფუნქცია, როგორც კომპლექსური ფუნქცია ზოგადად შემდეგნაირად გამოისახება:

$$W(j\omega) = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)} = U(\omega) + jV(\omega), \quad (44)$$

სადაც $A(\omega)$ -არის სისშირული გადამცემი ფუნქციის მოდული, ის წარმოადგენს რომლის მოდული ტოლია რგოლის გამო-

მაკალი და შემაკალი სიგნალების მოდულების შეფარდებას; ხოლო $\varphi(\omega)$ -არგუმენტი წარმოადგენს გამომაკალი სიგნალის ფაზურ ძვრას შემაკალი სიგნალის მიმართ; $U(\omega)$ და $V(\omega)$ - სისშირული გადამცემა ფუნქციის ნამდვილი და წარმოსახვითი ნაწილებია.

ლიტერატურაში იყენებენ სხვაგვარ აღნიშვნებსაც, კერძოდ:

$$U(\omega) = \operatorname{Re}W(j\omega); V(\omega) = \operatorname{Im}W(j\omega); \operatorname{mod}W(j\omega) = |W(j\omega)| = A(\omega); \quad \arg W(j\omega) = \varphi(\omega). \quad (45)$$

(43)-ე გამოსახულება (45)-ის შესაბამისად მოგვცემს:

$$U(\omega) = \frac{K_1(1 - T_2^2\omega^2) + K_1T_1\omega^2}{(1 - T_2^2\omega^2)^2 + T_1^2\omega^2}; \quad (46)$$

$$V(\omega) = \frac{K_2\omega(1 - T_2^2\omega^2) - K_1T_1\omega}{(1 - T_2^2\omega^2)^2 + T_1^2\omega^2}; \quad (47)$$

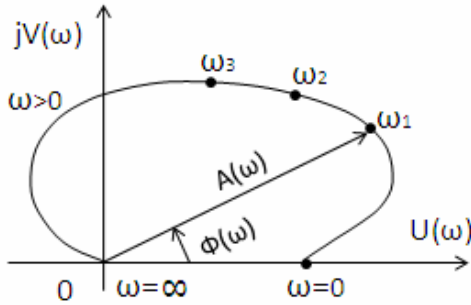
$$A(\omega) = \frac{\sqrt{K_1^2 + (K_2\omega)^2}}{\sqrt{(1 - T_2^2\omega^2)^2 + T_1^2\omega^2}}; \quad (48)$$

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{K_2\omega}{K_1} - \operatorname{arctg} \frac{T_1\omega}{1 - T_2^2\omega^2}. \quad (49)$$

ზემოთ მიღებული (46)-(49) გამოსახულებების შესაბამისად განიხილავენ სისშირული მახასიათებლების ნაირსახეობებს. განვიხილოთ ისინი ცალ-ცალკე.

ამპლიტუდურ-ფაზურ სისშირული მახასიათებლები აიგება სისშირული გადამცემა ფუნქციის ნამდვილი (46)-ე და წარმოსახვითი (47)-ე გამოსახულებებით ω -ს ცვლილებებისას 0-

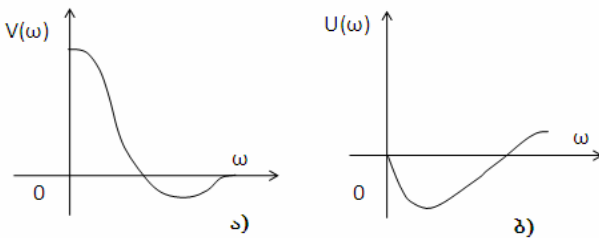
დან ∞ -მდე და კომპლექსურ სიბრტყეზე ავაგებთ მრუდს ისე, როგორც ეს ნახვენებია 20-ე სურათზე.



სურ.20

მიღებული პოლოგრავი წარმოადგენს $W(j\omega)$ -ს შესაბამის ვექტორთა ბოლოების გეომეტრიულ ადგილს. ვექტორის სიგრძეს, რომელიც აკავშირებს კოორდინატა სათავეს პოლოგრავის პოლოგრავის ნებისმიერ წერტილთან, უწოდებენ მოდულს, ხოლო კუთხეს აბსცისთა ღერძის დადებით მიმართულებასა და ვექტორის მიმართულებას შორის უწოდებენ არგუმენტს.

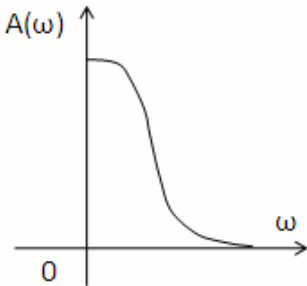
ნამდვილი (არსი) და წარმოსახვითი (ეითარსი) სისწორული მახასიათებლები აიგება შესაბამის გამოსახულებებში ω -ს ცვლილებებისას 0-დან ∞ -მდე. ასეთი მახასიათებლების ერთ-



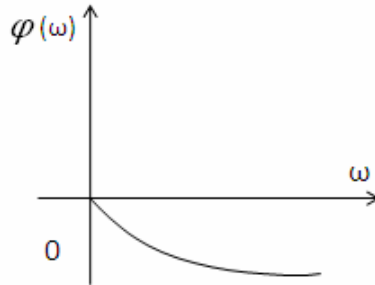
სურ.21

ერთი ვარიანტი ნაჩვენებია 21-ე სურათზე.

ამპლიტუდურ-სიხშირული მახასიათებლები აიგება სიხშირული გადამცემი ფუნქციის მოდულის გამოსახულების მიხედვით. ასეთი მახასიათებელი (სურ.22) გვიჩვენებს, თუ როგორ ატარებს რგოლი სიგნალს სხვადასხვა სიხშირეზე.



სურ.22



სურ.23

ფაზურ-სიხშირული მახასიათებელი (სურ.23) აიგება სიხშირული გადამცემი ფუნქციის არგუმენტის გამოსახულებით და იგი გვიჩვენებს რგოლის გამოშვებული სიგნალის ფაზურ ძერას შემაჯავალ სიგნალთან შედარებით.

§4.2. ლოგარითმულ-ამპლიტუდური და ფაზურ სიხშირული მახასიათებლების აგების თავისებურებები

მართვის სისტემების დინამიკური მდგრადობის კვლევისას და ოპტიმიზაციის ამოცანების გადაწყვეტისას მოხერხებულია გამოვიყენოთ ლოგარითმულ-ამპლიტუდურ და ფაზურ-სიხშირული მახასიათებლები (MATLAB-ში ისინი ცნობილია ე.წ. ბოდეს დიაგრამების სახელწოდებით).

ლოგარითმულ-ამპლიტუდური მახასიათებლების (ლამ) აგებისას სიბრტყის ორდინატთა ღერძზე გადაზომავენ გადამცემი ფუნქციის მოდულს შემდეგი ფორმულის მიხედვით

$$L(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \lg A(\omega). \quad (50)$$

იგი იზომება დეციბელებში (დბ). ბელი არის ლოგარითმული ამპლიტუდის ერთეული, დეციბელი (დბ) კი ბელის მათედი ნაწილია.

სიბრტყის აბსცისთა ღერძზე კი გადაზომავენ ω სიხშირის მნიშვნელობებს ლოგარითმულ მასშტაბში. ამ ღერძზე სიგრძის ერთეულად მიღებულია დეკადა, რასაც შეესაბამება სიხშირის გაათკეცებული მნიშვნელობა.

ფაზურ-სიხშირული მახასიათებლის (ფმ) აგებისას ორდინატთა ღერძზე გადაზომავენ ფაზას (არგუმენტს) გრადუსებში, ხოლო აბსცისთა ღერძზე გამოიყენება სიხშირის იგივე მასშტაბი, რაც ლამ-ის აგებისას.

ლოგარითმულ-სიხშირული მახასიათებლების ასაგებად შეიძლება გამოვიყენოთ როგორც სპეციალური ნახევრადლოგარითმულ დანაყოფებიანი ქაღალდი, ისე ჩვეულებრივი მილიმეტრებიანი ქაღალდი. ამ უკანასკნელის გამოყენებისას რეკომენდებულია ვისარგებლოთ შემდეგი მასშტაბებით: 1 დეკადა-5 სმ, ფაზის 10 გრად-1 სმ-ზე, ამპლიტუდის 5დბ კი ორდინატის 1 სმ-ზე. აბსცისთა ღერძზე სიხშირეთა ლოგარითმულ მასშტაბში დასატანად უნდა ვისარგებლოთ ლოგარითმული სახაზავით.

თუ, გავითვალისწინებთ, რომ *სიხშირის ნული* აბსცისთა ღერძზე ლოგარითმულ მასშტაბში მდებარეობს $-\infty$ -ში, ამიტომ ორდინატთა ღერძს დაიტანენ ისე, რომ მის მარჯვნივ

განლაგდეს გამოსაკვლევი სისტემის შესაბამისი სრული ლამ-ი. ამ მიზნით აუცილებელია ორდინატოა ღერძი გატარდეს სისტემის ყველაზე მცირე შეუღლების სიხშირის მახლობლობაში.

ლოგარითმული მახასიათებლების გამოყენება განსაკუთრებით მოხერხებულია მაშინ, როცა სისტემის გადამცემი ფუნქცია მიღებულია ტიპური თანამამრავლების (p -ს პირველი ან მეორე რიგის პოლინომების) ნამრავლის სახით. ასეთ შემთხვევაში გადამცემ ფუნქციაში შემავალი ცალკეული თანამამრავლისათვის აგებენ ასიმპტოტურ ლამ-ს, რომელთა შეკრებით მიიღება ჯამური ლამ-ი. მიღებული ლამ-ი წარმოდგენილ იქნება 20 დბ/დკ სიდიდის ჯერადი დახრილობის მქონე წრფეთა ერთობლიობის სახით. ასიმპტოტურ ლამ-ზე შესწორებათა დატანის შემდეგ შეიძლება მივიღოთ საკვლევი სისტემის ზუსტი ლამ-იც.

ლამების აგების საილუსტრაციოდ ქვემოთ ნაჩვენებია ისინი რამდენიმე მარტივი რგოლისათვის.

უინერციო რგოლი. რომლის გადამცემი ფუნქციაა:

$$W(p) = \frac{x(p)}{g(p)} = k_1. \quad (51)$$

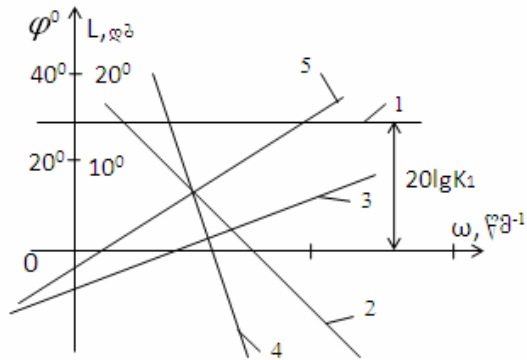
მისი მოდული $A(\omega) = k_1$ და შესაბამისად $L(\omega) = 20 \lg k_1$.

ასეთი რგოლის ლამ-ი წარმოადგენს აბსცისთა ღერძის პარალელურ წრფეს (სურ.24-ზე, 1-ლი მახასიათებელი).

თუ, რგოლი **მაინტეგრებელი ტიპისაა** და მისი გადამცემი ფუნქციაა

$$W(p) = k_1 / p, \quad (52)$$

მაშინ მოდული $A(\omega) = k_1 / \omega$ და $L(\omega) = 20 \lg k_1 - 20 \lg \omega$. ასეთი რგოლის ლამი წარმოადგენს 20 დბ/დკ დახრის მქონე დადმავალ წრფეს, რომელიც გადის $\omega = 1$ სიხშირეზე აბსცისთა ღერძიდან $20 \lg k_1$ -ის ტოლი მონაკვეთის სიმაღლეზე (24-ე სურათზე მე-2 მახასიათებელი).



სურ.24

თუ, რგოლი **მადიფერენცირებელი ტიპისაა**, მაშინ მისი გადა-
მცემი ფუნქცია იქნება

$$W(p) = k_1 p, \quad (53)$$

მოდული $A(\omega) = K_1 \omega$ და $L(\omega) = 20 \lg k_1 + 20 \lg \omega$. ასეთი რგოლის ლამი წარმოადგენს 20 დბ/დკ დახრის მქონე აღმავალ წრფეს, რომელიც გადის $\omega = 1$ სიხშირეზე აღმართულ ვერტიკალზე $20 \lg k_1$ -ის ტოლი მონაკვეთის დაშორებით (სურ.24 -ზე მე-3 მახასიათებელი).

ანალოგიურად აიგება ლამი რგოლისათვის, რომლის გადა-
მცემი ფუნქციაა

$$W(p) = k_1/p^2, \quad (54)$$

მაშინ $L(\omega) = 20 \lg \frac{k_1}{\omega^2}$ (სურ.24, მე-4 მახასიათებელი).

სხვა სახის გადამცემი ფუნქციების მქონე რგოლებისათვის ლოგარითმული სიხშირული მახასიათებლების აგება განხილული იქნება შემდეგ პარაგრაფში.

§4.3. ტიპური დინამიკური რგოლები და მათი სიხშირული მახასიათებლები

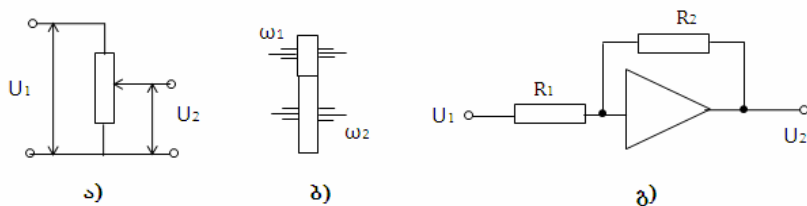
მართვის სისტემათა სხვადასხვა ელემენტი შეიძლება მათემატიკურად აღიწერებოდეს ერთი და იგივე დიფერენციალური განტოლებით, შესაბამისად ერთი და იგივე გადამცემი ფუნქციით. ამიტომ დინამიკური თვალსაზრისით მიღებულია, რგოლების კლასიფიკაცია შესრულდეს გადამცემ ფუნქციათა სახეობის მიხედვით.

რგოლს, რომლის გადამცემი ფუნქციის მრიცხველის და მნიშვნელის პოლინომი არ აღემატება n -ოპერატორის მე-2 რიგს უწოდებენ ტიპურ დინამიკურ რგოლს. მათი რაოდენობა შეზღუდულია და ცნობილია შემდეგი სახელწოდებებით: უინერციო, აპერიოდული (I და II რიგის), რხევითი, მაინტეგრებელი, მადიფერენცირებელი და დაგვიანებით მოქმედი. განვიხილოთ ისინი ცალ-ცალკე.

უინერციო (მაძლიერებელი) რგოლის გადამცემ ფუნქციას აქვს შემდეგი სახე:

$$W(p) = \frac{x(p)}{g(p)} = k_1 \quad (55)$$

მისი მაგალითებია: აქტიური წინაღობის მქონე პოტენციომეტრი, კბილანა რედუქტორი და ოპერაციული გამამკვირვებელი (სურ.25).



სურ.25

ასეთი რგოლის ამპლიტუდურ-ფაზურ სიხშირულ მახასიათებელს წარმოადგენს კომპლექსურ სიბრტყეში კოორდინატთა სათავიდან აბსცისთა დერძზე k_1 -ის ტოლი მონაკვეთით დაშორებული წერტილი. მისი ღამი პორიზონტალური წრფეა (სურ.24, 1-მახასიათებელი), ხოლო ფაზა ნულის ტოლია. გარდამავალი ფუნქცია ნახტომისებრი ხასიათისაა :

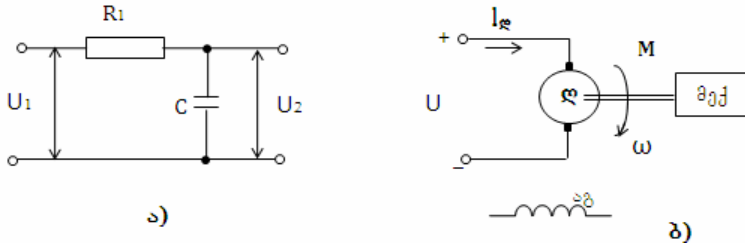
$$h(t) = k_1 \cdot 1(t). \quad (53)$$

I რიგის აპერიოდული რგოლის გადამცემი ფუნქციაა:

$$W(p) = \frac{x(p)}{g(p)} = \frac{k_0}{T_0 p + 1}, \quad (54)$$

სადაც T_0 არის რგოლის დროის მუდმივა, რომელიც განსაზღვრავს მის ინერციულობას. ასეთი რგოლის მაგალითებია $r - c$ ელემენტებიანი ოთხპოლუსა (სურ 26,ა) ან ელექტრუ-

ლი ძრავა, როცა ღუზის გრაგნილის ინდუქციურობა მცირეა და ითვალისწინებენ მხოლოდ მექანიკურ ინერციულობას (სურ.26,ბ).

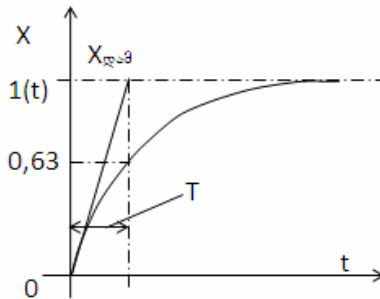


სურ.26

I რიგის აპერიოდული რგოლის გარდამავალი ფუნქციაა

$$h(t) = K(1 - e^{-t/T}) \cdot 1(t), \quad (55)$$

რომელიც გრაფიკულად წარმოდგენილია სურ. 27-ზე.



სურ.27

თეორიულად ნებისმიერ ელემენტში გარდამავალი პროცესები მიმდინარეობს ∞ -დროში, პრაქტიკულად კი პროცესს, დამყარებულად თვლიან $t = (3 \div 4)T_0$ - დროში.

I რიგის აპერიოდული რგოლის სისშირული გადამცემი ფუნქცია ტოლია

$$W(j\omega) = \frac{K}{jT\omega + 1} = \frac{K}{T^2\omega^2 + 1} - j \frac{KT\omega}{T^2\omega^2 + 1}. \quad (56)$$

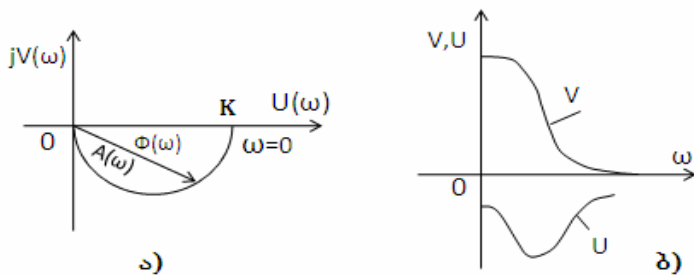
მისი მოდულის გამოსახულებაა:

$$A(\omega) = \frac{k_0}{\sqrt{T_0^2\omega^2 + 1}}, \quad (57)$$

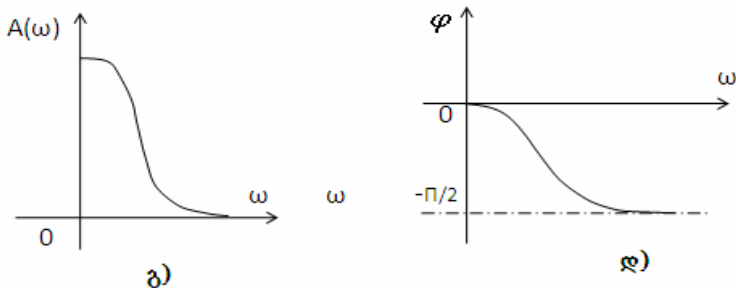
ხოლო არგუმენტის გამოსახულება

$$\varphi(\omega) = -\text{arctg}T_0\omega. \quad (58)$$

ზემოთ მოყვანილი (56)-(58) გამოსახულებების შესაბამისი სისწორული მახასიათებლები წარმოდგენილია 28,ა,ბ,გ,დ სურათებზე.



სურ.28



სურ.29

I რიგის აპერიოდული რგოლის ლამ-ის ასაგებად უნდა ვი-სარგებლოთ შემდეგი გამოსახულებით:

$$L(\omega) = 20 \lg k_0 - \frac{1}{2} \cdot 20 \lg(1 + T_0^2 \omega^2). \quad (59)$$

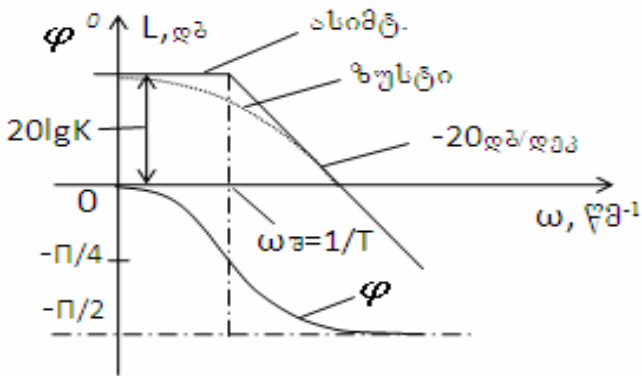
სიმარტივის მიზნით თავდაპირველად ავებენ ასიმპტოტურ ლამ-ს, რომელიც შეუღლების სიხშირემდე $\omega < \omega_{\text{ა}} = \frac{1}{T_0}$ აიგე-

ბა $20 \lg k_0$ მდგენელით (მეორე მდგენელს სიმცირის გამო უგულებელყოფენ), ხოლო შეუღლების სიხშირის შემდეგ ($\omega > \omega_{\text{ა}}$) ლამ-ი დებულობს 20 დბ/დკ დახრილობას (59)-ის მეორე მდგენელის გამო, ამასთან უნდა გავითვალისწინოთ რომ $T_0^2 \omega^2 \gg 1$.

დადგენილია, რომ რგოლის ზუსტი ლამ-ი ასიმპტოტურისაგან ყველაზე მეტად განსხვავდება შეუღლების სიხშირეზე და ამ განსხვავების სიდიდე ასე განისაზღვრება:

$$\Delta L(\omega_0) = -20 \lg \sqrt{1 + T_0^2 \omega_0^2} = -20 \lg \sqrt{2} = -3 \text{ დბ.} \quad (60)$$

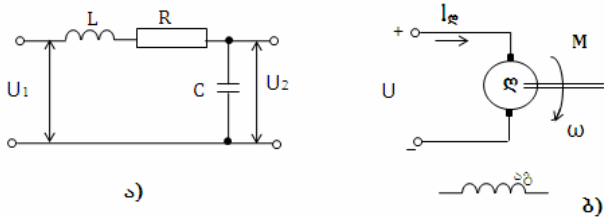
ასიმპტოტურ ლამ-ზე შესწორების დამატება ხდება შეუღლების სიხშირიდან ორივე მხარეზე ნახევარ-ნახევარი დეკადის მანძილზე, ისე როგორც ეს ნახვენებია წყვეტილი წირებით სურათი 30-ზე. საბოლოოდ მივიღებთ ზუსტ ლამ-ს



სურ.30

I რიგის აპერიოდული რგოლის ფაზურ-სიხშირული მახასიათებელი სიმარტივის გამო აიგება ლიტერატურაში ცნობილი თარგის მიხედვით ისე, რომ შეუღლების სიხშირეზე უნდა მოთავსდეს 45 გრადუსის შესაბამისი წერტილი (სურ.30).

რხევითი რგოლისათვის დამახასიათებელია ენერჯის ორი დამგროვებელი ელემენტი, რომელთა შორისაც წარმოებს ენერჯიათა გაცვლა, და მესამე ელემენტი, რომელიც ენერჯის გარკვეულ ნაწილს შთანთქავს. ასეთი რგოლის მაგალითებია $R-L-C$ ელემენტებისგან შედგენილი ოთხბოლუსა და მუდმივი დენის დამოუკიდებელ აგზნებიანი ძრავა (სურ.31, ა,ბ).



სურ.31

რხევითი რგოლის დიფერენციალური განტოლება ნორმირებულ სახეში ასე გამოისახება:

$$T_0^2 \frac{d^2 x}{dt^2} + 2\xi T_0 \frac{dx}{dt} + x = k_0 g, \quad (61)$$

სადაც: ξ - არის რხევითი რგოლის დემპფერირების (რხევების მიღების) კოეფიციენტი.

(61)-ის შესაბამისი გადამცემა ფუნქცია შემდეგნაირად გამოისახება:

$$W(p) = \frac{k_0}{T_0^2 p^2 + 2\xi T_0 p + 1}, \quad (62)$$

რხევითი რგოლის მახასიათებელი განტოლებაა

$$T_0^2 p^2 + 2\xi T_0 p + 1 = 0, \quad (63)$$

რომლის ფესვები ტოლია

$$p_1, p_2 = (-\xi \pm \sqrt{\xi^2 - 1}) / T_0 \quad (64)$$

თუ $\xi < 1$, მაშინ (64)-დან მიიღება კომპლექსური ფესვები და რგოლი იქნება რხევითი ხასიათის. თუ $\xi \geq 1$, მაშინ ფესვები

იქნება ნამდვილი და რგოლი წარმოდგება მე-2 რიგის აპერიოდული ფუნქციის სახით

$$W(p) = \frac{k_0}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} \quad (65)$$

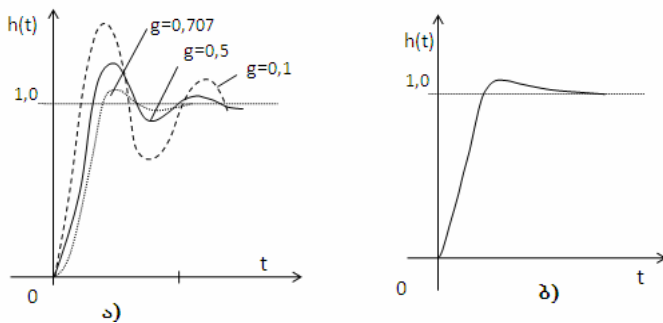
სადაც: $T_{1,2} = T_0 (\xi \pm \sqrt{\xi^2 - 1})$. (66)

რხევითი რგოლის გარდამავალ ფუნქციას აქვს შემდეგი სახე

$$h(t) = k_0 \left[1 - e^{-\gamma t} \left(\cos \lambda t + \frac{\gamma}{\lambda} \sin \lambda t \right) \right] \cdot 1(t), \quad (67)$$

სადაც: $\gamma = \frac{\xi}{T_0}$; $\lambda = \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{T_0}$ (68)

(67)-ის შესაბამისი გარდამავალი ფუნქციები წარმოდგენილია 32,ა სურათზე. ხოლო II რიგის აპერიოდული რგოლის გარდამავალი ფუნქცია ნაჩვენებია 32,ბ-ე სურათზე.



სურ.32

რხევითი რგოლის სისშირულ გამოსახულებებს აქვს შემდეგი სახე:

$$W(j\omega) = \frac{k_0}{(1 - T_0^2 \omega^2) + 2\xi T_0 j\omega} = \frac{k_0(1 - T_0^2 \omega^2)}{(1 - T_0^2 \omega^2) + (2\xi T_0 \omega)^2} -$$

$$- j \frac{2k_0 T_0 \xi \omega}{(1 - T_0^2 \omega^2) + (2\xi T_0 \omega)^2}; \quad (69)$$

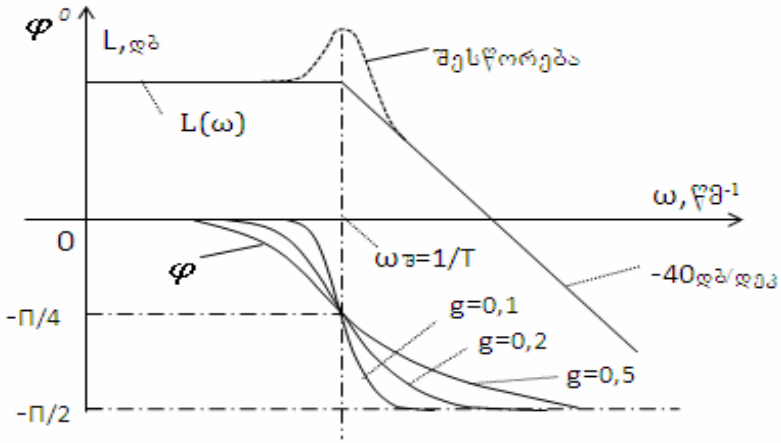
$$A(\omega) = \frac{k_0}{\sqrt{(1 - T_0^2 \omega^2)^2 + (2\xi T_0 \omega)^2}}; \quad (70)$$

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg} \frac{2\xi T_0 \omega}{1 - T_0^2 \omega^2}. \quad (71)$$

რხევეითი რგოლის ასიმპტოტური ღამ-ი უნდა ავაგოთ (70)-ის საფუძველზე მიღებული შემდეგი გამოსახულებით:

$$L(\omega) = 20 \lg k_0 - 20 \cdot \frac{1}{2} \lg[(1 - T_0^2 \omega^2)^2 + (2\xi T_0 \omega)^2] \quad (72)$$

(71) და (72)-ის შესაბამისი სისშირული მახასიათებლები მოყვანილია 33-ე სურათზე.

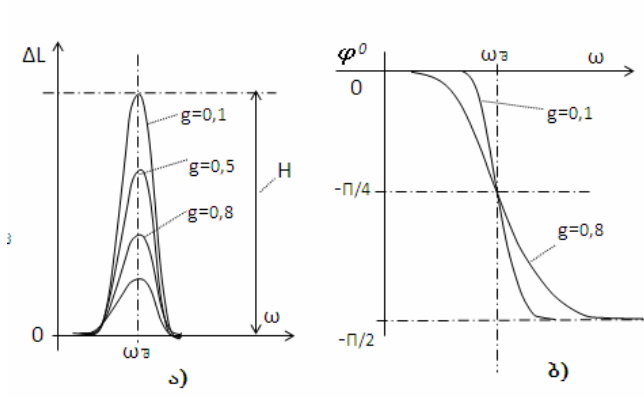


ურ.33

რხევითი რგოლის ზუსტი ლამ-ის მისაღებად ასიმპტოტურს დაამატებენ ლიტერატურაში მოცემული ნომოგრამებიდან ξ კოეფიციენტის მიხედვით შერჩეულ შესწორებას. შესწორების პიკის სიმაღლე ტოლია:

$$H = 20 \lg \frac{1}{2\xi}. \quad (73)$$

34,ა და ბ სურათებზე მოცემულია რხევითი რგოლის ლამ-ის შესწორებათა და ფაზური მახასიათებლების თარგები.

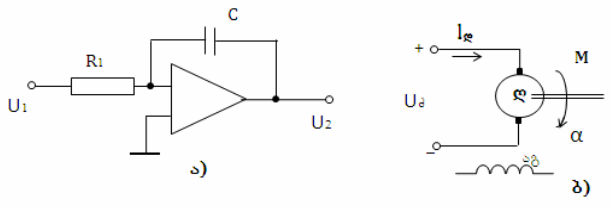


სურ.34

მაინტეგრებული რგოლისათვის დამახასიათებელია შემდეგი გადამცემი ფუნქცია

$$W(p) = \frac{x(p)}{g(p)} = \frac{k_0}{p}. \quad (74)$$

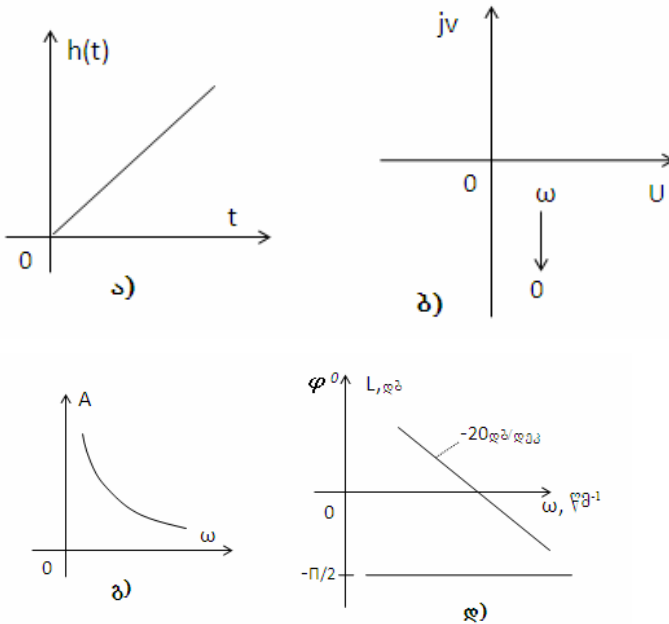
ასეთი რგოლის მაგალითებია მაინტეგრებული ტიპის ოპერაციული მაძლიერებელი (სურ.35,ა) და მცირე სიმძლავრის უინერცია ელექტროძრავა ($T_{\text{ღ}} = 0$ და $T_{\text{მეკ}} = 0$), რომლის გამომავალი სიგნალია ძრავას დერძის მობრუნების კუთხე, ხოლო შემავალი -ღუზაზე მოწოდებული ძაბვა (სურ.35,ბ)



სურ.35

(74)-ის შესაბამის გარდამავალ ფუნქციას აქვს შემდეგი სახე (სურ.36,ა):

$$h(t) = k_0 \cdot t \cdot 1(t). \quad (75)$$



სურ.36

ასეთი რგოლის სიხშირული მახასიათებლების გამოსახულებებია:

$$W(j\omega) = \frac{k_0}{j\omega} = -j \frac{k_0}{\omega}; \quad (76)$$

$$A(\omega) = k_0/\omega; \quad (77)$$

$$\varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2}; \quad (78)$$

შესაბამისი სისწორული მახასიათებლები აგებულია სურ.36,ბ,გ -ზე.

$$L(\omega) = 20 \lg k_0 - 20 \lg \omega. \quad (79)$$

შესაბამისი ლოგარითმულ სისწორული მახასიათებლები აგებულია სურ.36,დ -ზე.

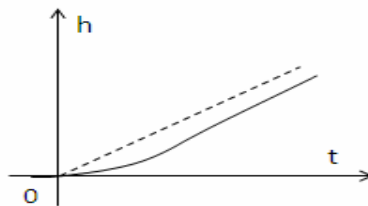
შენვლებით მოქმედი მაინტეგრებელი რგოლი ხასიათდება შემდეგი გადამცემი ფუნქციით

$$W(p) = \frac{k_0}{p(T_0 + 1)}. \quad (80)$$

ასეთი რგოლის მაგალითია ელექტროძრავა, როცა $T_{\text{ღ}} = 0$ და $T_{\text{მქ}} \neq 0$, რომლის გამომავალი სიგნალია -ღერძის მობრუნების კუთხით. ამ რგოლის გარდამავალი ფუნქცია ანალიზურად გამოისახება შემდეგნაირად

$$h(t) = k_0 [t - T_0(1 - e^{-t/T_0})] \cdot 1(t). \quad (81)$$

(81)-ე გრაფიკულად მოცემულია 37-ე სურათზე.



სურ.37

(80)-ის შესაბამისი სისწორული გამოსახულებებია:

$$W(j\omega) = \frac{k_0}{j\omega(jT_0\omega + 1)} = \frac{-k_0 T_0}{T_0^2 \omega^2 + 1} - j \frac{k_0}{\omega(T_0^2 \omega^2 + 1)}; \quad (82)$$

$$A(\omega) = \frac{k_0}{\omega \sqrt{T_0^2 \omega^2 + 1}}; \quad (83)$$

$$\varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} T_0 \omega. \quad (84)$$

შენელებით მოქმედი მაინტეგრებული რგოლის ლამ-ი აიგება შემდეგი ფორმულით:

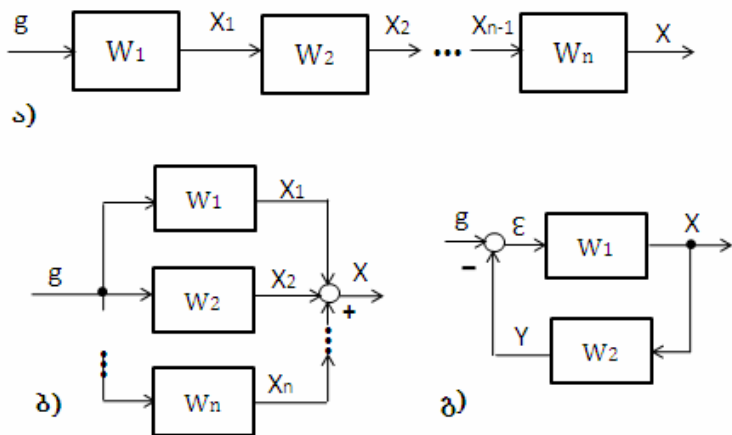
$$L(\omega) = 20 \lg k_0 - 20 \lg \omega - \frac{1}{2} 20 \lg(1 + T_0^2 \omega^2). \quad (85)$$

§4.4. სტრუქტურული სქემების გარდაქმნის წესები

დინამიკური სისტემის მათემატიკურ მოდელს, როგორც წესი, წარმოადგენენ დეტალიზებული სტრუქტურული სქემის სახით. მისი საშუალებით უფრო ადვილად არის შესაძლებელი სისტემების ყოველმხრივი შესწავლა და ოპტიმიზება სხვადასხვა მეთოდებით (ლამ-ებითა და კომპიუტერზე MATLAB -ში).

თანამედროვე მართვის სისტემები რთულია და შეიძლება შედგებოდეს მრავალი კონტურისაგან, მათ შორის ზედდებული კონტურებისაგან და ჯვარედინა კავშირებისაგან. მრავალკავშირიანი და კონტურებიანი რთული ამს-ის ოპტიმიზების ამოცანის გადასაწყვეტად სიხშირული მახასიათებლების მეთოდით საჭიროა საწყისი სტრუქტურული სქემა გარდაკმნათ და გამარტივებით დავიყვანოთ ერთკონტურიან სქემამდე. ამისათ-

ვის გამოყენება გარდაქმნის შემდეგი ძირითადი წესები:



სურ. 38

რამდენიმე მიმდევრობით შეერთებული რგოლის (სურ.38,ა) შემთხვევაში საერთო გადამცემი ფუნქცია განისაზღვრება, როგორც ცალკეული რგოლების გადამცემ ფუნქციათა ნამრავლი, მართლაც:

$$W(p) = \frac{x(p)}{g(p)} = \frac{x_1(p)}{g(p)} \cdot \frac{x_2(p)}{x_1(p)} \cdot \dots \cdot \frac{x(p)}{x_{n-1}(p)} = W_1(p) \cdot \dots \cdot W_n(p).$$

(86)

რაც შეეხება პარალელურად შეერთებული რამდენიმე რგოლის (სურ.38,ბ) საერთო გადამცემი ფუნქცია კი განისაზღვრება, როგორც ცალკეული რგოლების გადამცემ ფუნქციათა ჯამი, მართლაც:

$$\begin{aligned} W(p) &= \frac{x_1}{g} + \frac{x_2}{g} + \dots + \frac{x_n}{g} = \frac{x_n}{g} = \frac{x(p)}{g(p)} = \\ &= W_1(p) + W_2(p) + \dots W_n(p) \end{aligned} \quad (86)$$

იმ შემთხვევაში, როცა მოცემული გვაქვს უკუკავშირიანი კონტური (სურ.38.გ), სქემის საერთო გადამცემი ფუნქცია განსაზღვრება შემდეგი განტოლებებით:

$$x = W_1 \varepsilon = W_1(g - y); \quad (88)$$

$$y = W_2 \cdot x. \quad (89)$$

(89)-ის ჩასმით (88)-ში და მარტივი გარდაქმნებით საბოლოოდ მივიღებთ უკუკავშირიანი კონტურის საერთო გადამცემ ფუნქციას:

$$W(p) = \frac{x(p)}{g(p)} = \frac{W_1(p)}{1 \pm W_1(p)W_2(p)}. \quad (90)$$

თუ კონტური ერთეულოვანი უკუკავშირითაა შემოფარგლული, მაშინ (90)-ე მიიღებს შემდეგ სახეს:

$$W(p) = \frac{W_1(p)}{1 \pm W_2(p)} \quad (91)$$

ყველა ზემოთ განხილული წესის გამოყენებით შეიძლება გარდაექმნათ ნებისმიერი სირთულის მრავალკონტურიანი სტრუქტურული სქემა და განვსაზღვროთ საერთო გადამცემი ფუნქცია.

**V თავი. წრფივ სისტემათა მდგრადობის ანალიზი.
მდგრადობის კრიტერიუმები**

**§ 5.1. წრფივ სისტემათა მდგრადობის ზოგადი
ანალიზი**

დინამიკურ სისტემაზე მუშაობის პროცესში მართვის სიგნალის გარდა ზემოქმედებს სხვადასხვა შემფოთების სიგნალები, რომლებიც იწვევენ მისი მოძრაობის მოცემული კანონიდან გადახრას. თუ სისტემა შემფოთების ზემოქმედების გამო გამოვიდა წონასწორობიდან და შემფოთების მოხსნის შემდეგ კვლავ დაუბრუნდა საწყის მდგომარეობას, მაშინ სისტემის მუშაობას თვლიან მდგრადად. თუ სისტემა შემფოთების მოხსნის შემდეგ არ უბრუნდება საწყის მდგომარეობას და დროთა განმავლობაში სისტემის მოძრაობის დაშორება საწყისი წერტილიდან სულ უფრო იზრდება, მაშინ სისტემის მუშაობას თვლიან არამდგრადად. ქვემოთ განსაზღვრულია სისტემის მდგრადი მუშაობის ზოგადი პირობები.

დაუშვათ, რომ წრფივი სისტემა აღიწერება შემდეგი დიფერენციალური განტოლებით

$$a_0 \frac{d^n x}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_n x = k_0 \cdot g(t) \quad (92)$$

მათემატიკის კურსიდან ცნობილია, რომ (92)-ე განტოლების საერთო ამონახსნი ტოლია კერძო და თავისუფალი ამონახსნების ჯამისა:

$$x(t) = x_{\text{თ}}(t) + x_{\text{კ}}(t) \quad (93)$$

ამონახსნის თავისუფალი მდგენელი ახასიათებს სისტემის გარდამავალ პროცესს, ხოლო კერძო ახასიათებს სისტემის სტაციონალურ პროცესს (სტატიკას). ამიტომ მისი მდგრადი მუშაობის განმსაზღვრელია $x_{\infty}(t)$ მდგენელი. როცა სისტემა მდგრადია დროთა განმავლობაში $x_{\infty}(t) \rightarrow 0$, ხოლო არამდგრადობის შემთხვევაში $x_{\infty}(t) \rightarrow \infty$.

ცნობილია, რომ დიფერენციალური განტოლების ამონახსნის თავისუფალ მდგენელს ზოგადად აქვს შემდეგი სახე:

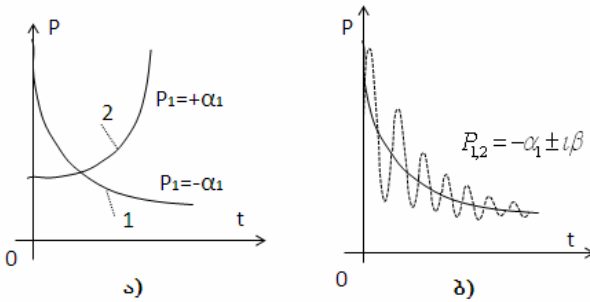
$$x_{\infty}(t) = c_1 e^{p_1 t} + \dots + c_n e^{p_n t}, \quad (94)$$

სადაც: p_1, \dots, p_n -არის სისტემის მახასიათებელი განტოლების ფესვები; c_1, \dots, c_n ინტეგრების მუდმივებია, რომლებიც განისაზღვრებიან ამოცანის საწყისი პირობებით.

ვინაიდან სისტემის მდგრადი მუშაობის გაგება გულისხმობს მხოლოდ გარდამავალი პროცესის მიღების ფაქტის არსებობას, ამიტომ ეს საკითხი შეიძლება გადაწყდეს მხოლოდ მახასიათებელი განტოლების ფესვების ცოდნით. ამასთან, აუცილებელი არ არის ვიპოვოთ თვით ფესვების მნიშვნელობები, არამედ საკმარისია ფესვთა თვისების ცოდნა, რომლის დროსაც სისტემა იქნება მდგრადი.

დავადგინოთ, თუ რა თვისებებია საჭირო ფესვებისათვის, რომ სისტემამ უზრუნველყოს მდგრადი მუშაობა. ცნობილია, რომ მახასიათებელ განტოლებას შეიძლება ჰქონდეს სამკვარეული ფესვები: ნამდვილი, კომპლექსური (ან წმინდა წარმოსახვითი) და ნულოვანი. განვიხილოთ ეს შემთხვევები ცალ-ცალკე.

თუ ფესვი ნამდვილია და უარყოფითი $p_1 = -\alpha_1$, მაშინ მისი შესაბამისი ამონახსნის მდგენელი იქნება $c_1 e^{-\alpha_1 t}$. ამ გამოსახულების შესაბამისი გარდამავალი ფუნქცია დროთა განმავლობაში იქნება მიღევალი ხასიათის (იხ. 1-ლი მრუდი სურ.36,ა). თუ ფესვი დადებითია ე.ი. $p_1 = +\alpha_1$, მაშინ გარდამავალი პროცესი იქნება განშლადი ხასიათის (იხ. მე-2 მრუდი 39,ა ნახ-ზე).



სურ.39

თუ, ფესვები კომპლექსურია ე.ი. $p_{1,2} = -\alpha \pm j\beta$, მაშინ მათი შესაბამისი გარდამავალი ფუნქცია იქნება შემდეგი სახის

$$c_1 e^{(-\alpha + j\beta)t} + c_2 e^{(-\alpha - j\beta)t} = e^{-\alpha t} (c_1 e^{j\beta t} + c_2 e^{-j\beta t}) = A e^{-\alpha t} \cdot \sin(\beta t + \varphi) \quad (95)$$

სადაც A და φ -არის ახალი ინტეგრების მუდმივები. ამ შემთხვევაში მიიღება მიღევალი რხევითი პროცესი, რხევის β სიხშირითა და მიღევადობის α კოეფიციენტით (სურ.39,ბ).

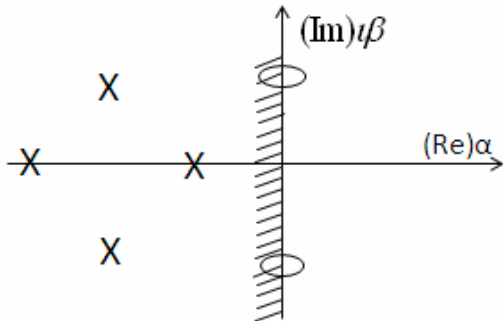
თუ ფესვები $p_{1,2} = \alpha \pm j\beta$, მაშინ მივიღებთ გარდამავალ ფუნქციას განშლადი პროცესით.

თუ ფესვები წმინდა წარმოსახვითია $p_{1,2} = \pm j\beta$, მაშინ გარდამავალი პროცესი იქნება ავტორხევითი ხასიათის, რომლის ფუნქციაა:

$$c_1 e^{j\beta t} + c_2 e^{-j\beta t} = A \sin(\beta t + \varphi) \quad (96)$$

ამრიგად, ავტომატური მართვის სისტემის მუშაობა იქნება მდგრადი (გარდამავალი პროცესი იქნება მიღვევადი), თუ მახასიათებელ განტოლებას ფესვები ექნება უარყოფითი ნამდვილი ან კომპლექსური უარყოფითი ნამდვილი ნაწილით. თუ ფესვთაგან თუნდაც ერთი გამოერევა დადებითი ნამდვილი ნაწილით, მაშინ სისტემა მთლიანობაში მაინც იქნება არამდგრადი.

მახასიათებელი განტოლების ფესვებს, როგორც წესი, წარმოადგენენ ფესვთა კომპლექსურ სიბრტყეზე (სურ.40).



სურ.40

ჩატარებული ანალიზის თანახმად, სისტემის მდგრადი მუშაობის აუცილებელი და საკმარისი პირობაა ის, რომ სისტემის მახასიათებელი განტოლების ყველა ფესვი უნდა განლაგებული იყოს ფესვთა მარცხენა ნახევარსიბრტყეში. ამ სიბრტყის ორდინატთა ღერძი წარმოადგენს მდგრადი მუშაობის საზღვარს. თუ ერთ-ერთი ფესვი ნულოვანია, მაშინ სისტემას უწოდებენ ნეიტრალურად მდგრადს, ხოლო თუ ფესვები წმინდა წარმოსახვითია (ისინი თავსდებიან ორდინატთა ღერძზე), მაშინ სისტემა იმყოფება მდგრადობის ე.წ. რხევით ზღვარზე.

§5.2. ლიაპუნოვის თეორემები გაწრფივებული სისტემებისათვის

ვინაიდან პრაქტიკაში წმინდა სახის წრფივი სისტემა არ არსებობს, არამედ შესაძლებელია ზოგიერთი სისტემის წრფივი სახით განხილვა, ამიტომ ამს-ის გაწრფივების საფუძვლიანობას ადასტურებს ქვემოთ დამტკიცების გარეშე მოყვანილი ლიაპუნოვის შემდეგი თეორემები:

თეორემა 1. თუ გაწრფივებული ამს-ის ყველა ფესვი უარყოფითია და ნამდვილი, მაშინ რეალური ამს-ი მდგრადია და მცირე არაწრფივ მდგენელებს (რომლებიც უგულვებელყოფილია გაწრფივების პროცესში) არ შეუძლიათ დაარღვიონ სისტემის მდგრადი მუშაობა.

თეორემა 2. თუ გაწრფივებულ სისტემას გააჩნია თუნდაც ერთი ფესვი დადებითი ნამდვილი ნაწილით, მაშინ რეალური სისტემა იქნება არამდგრადი და მცირე არაწრფივ მდგენე-

ლებს, რომლებიც უგულვებლყოფილი გვქონდა გაწრფივებისას, არ შესწევთ უნარი დააბრუნონ სისტემა მდგრადობაში.

თეორემა 3. თუ გაწრფივებული სისტემის მახასიათებელი განტოლების ფესვებს შორის იარსებებს თუნდაც ერთი ნულოვანი, ანდა წმინდა წარმოსახვითი ფესვები, მაშინ რეალური სისტემის მდგრადობის საკითხი გაურკვეველია. ასეთ შემთხვევაში გაწრფივების პროცესში უგულვებლყოფილმა წევრებმა შესაძლოა სისტემა გადაიყვანოს მდგრად ან არამდგრად მდგომარეობაში.

§5.3. წრფივ სისტემათა მდგრადობის აუცილებელი პირობები

როგორც ავღნიშნეთ, ავტომატური მართვის სისტემის მდგრადობის დასადგენად აუცილებელი არ არის მახასიათებელი განტოლების ფესვების განსაზღვრა.

მათემატიკოსებმა დაამუშავეს მეთოდები -ე.წ. მდგრადობის კრიტერიუმები, რომლებიც საშუალებას იძლევიან მახასიათებელი განტოლების ამოხსნის გარეშე დავადგინოთ სისტემის დინამიკური მდგრადობა.

სანამ განვიხილავდეთ მდგრადობის კრიტერიუმებს, დავადგინოთ მდგრადობის აუცილებელი (და არასაკმარისი) პირობა.

დავუშვათ, რომ მახასიათებელი განტოლების ფესვები ნამდვილი და უარყოფითია, მაშინ მახასიათებელი განტოლება ასეც შეიძლება ჩავწეროთ:

$$a_0(p + a_1)(p + a_2)...(p + a_n) = 0 \quad (97)$$

ადვილი მისახვედრია, რომ მიღებულ გამოსახულებაში ფრჩხილების გახსნის შემდეგ μ -ს ყველა რიგის კოეფიციენტი იქნება დადებითი. აქედან დავასკვნით, რომ მდგრადობის აუცილებელი პირობაა მახასიათებელი განტოლების ყველა წევრის კოეფიციენტების ერთნაირნიშნაობა. თუ აღნიშნული პირობა არ სრულდება, სისტემა აუცილებლად იქნება არამდგრადი, ხოლო თუ პირობა სრულდება, შესაძლოა სისტემა იყოს მდგრადი ან არამდგრადი.

აღსანიშნავია, რომ მდგრადობის აუცილებელი პირობა I და II რიგის მახასიათებელი განტოლების მქონე სისტემებისათვის მდგრადობის საკმარისობის პირობასაც წარმოადგენს.

§5.4. მდგრადობის რაუს-ჰურვიცის კრიტერიუმი

მდგრადობის რაუს-ჰურვიცის კრიტერიუმი ითვლება ალგებრაულ კრიტერიუმად, რამდენადაც იგი ემყარება შეკრული სისტემის მახასიათებელი განტოლების კოეფიციენტებით და სპეციალური წესით შედგენილი დეტერმინანტის ამოხსნას. რაუს-ჰურვიცის დეტერმინანტის შედგენის წესი მდგომარეობს შემდეგში: დეტერმინანტის დიაგონალზე განლაგებენ მახასიათებელი განტოლების კოეფიციენტებს, დაწყებულს მეორე წევრის კოეფიციენტით. ცალკეული სვეტების შევსება კი დიაგონალის ქვემოდან ხდება კლებად ინდექსიანი წევრების კოეფიციენტებით, ხოლო ზემოდან ზრდად ინდექსიანი წევრების კოეფიციენტებით. იქ, სადაც დეტერმინანტში წევრები არ გვაქვს, ჩავწერთ ნულებს. სისტემის მდგრადობისათვის კი საკმარისია აღნიშნული დეტერმინანტის ამონახსნი იყოს დადებითი.

მაგ., განვიხილოთ მე-4 რიგის მახასიათებელი განტოლება

$$a_0 p^4 + a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3 p + a_4 = 0 \quad (98)$$

(104)-ის შესაბამისი დეტერმინანტი ჩაიწერება შემდეგნაირად:

$$\Delta_4 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & 0 & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & 0 \\ 0 & a_0 & a_2 & a_4 \end{vmatrix}. \quad (99)$$

დადგენილია, რომ n -ური რიგის მახასიათებელი განტოლების მქონე სისტემის მდგრადობისათვის საკმარისია ამოვხსნათ $n-1$ რიგის დეტერმინანტი და შესრულდეს პირობა $\Delta_{n-1} > 0$

რაუს-ჰურვიცის კრიტერიუმით სისტემის მდგრადობის რხევით ზღვარზე არსებობის პირობა ჩაიწერება შემდეგნაირად:

$$\Delta_{n-1} = 0 \quad (100)$$

(100)-ე საშუალებას იძლევა განვსაზღვროთ სისტემის კრიტიკული გაძლიერების კოეფიციენტი და მის საფუძველზე შევასდეს რეგულატორის ოპტიმალური გაძლიერების კოეფიციენტის მნიშვნელობა. შესაბამისად უზრუნველყოფილ იქნება სისტემის დინამიკური მახასიათებლები პრაქტიკისათვის მისაღები რეგულირების ხარისხის მაჩვენებლებით.

§5.5. მდგრადობის ნაიკვისტის კრიტერიუმი. მდგრადობის ანალიზი ლოგარითმულ-სისშირული მახასიათებლების მიხედვით

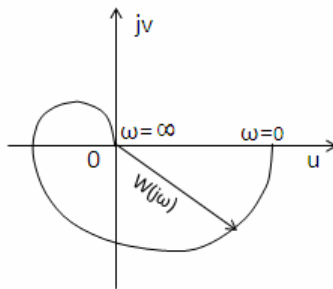
ნაიკვისტის კრიტერიუმიც მიეკუთვნება სისშირულ კრიტერიუმთა რიცხვს და ეყრდნობა გახსნილი სისტემის ამპლიტუდურ-ფაზურ სისშირული მახასიათებლის თვისებას.

დავუშვათ, რომ უკუკავშირიანი სისტემის გახსნილი კონტურის სისშირულ გადამცემ ფუნქციას აქვს შემდეგი სახე:

$$W(j\omega) = \frac{R(j\omega)}{Q(j\omega)} = U(\omega) + jV(\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}. \quad (101)$$

განვსაზღვროთ პირობები, რომლებსაც უნდა აკმაყოფილებდეს სისტემის გახსნილი კონტურის შესაბამისი ამპლიტუდურ-ფაზურ სისშირული მახასიათებელი იმისათვის, რომ შეკრული სისტემა იყოს მდგრადი.

განვიხილოთ შემთხვევა, როცა გახსნილი სისტემა მდგრადია, ე.ი. $Q(j\omega)$ პოლინომის ყველა ფესვი მოთავსებულია ფესვთა სიბრტყის მარცხენა ნახევარსიბრტყეში. 41-ე სურათზე ნაჩვენებია გახსნილი სისტემის ამპლიტუდურ-ფაზურ სისშირული მახასიათებელი.



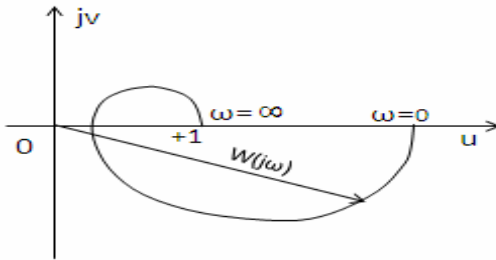
სურ. 41

განხილვაში შემოვიტანოთ შემდეგი დამხმარე გადამცემი ფუნქცია

$$\psi(j\omega) = 1 + W(j\omega) = \frac{Q(j\omega) + R(j\omega)}{Q(j\omega)} = \frac{D(j\omega)}{Q(j\omega)}, \quad (102)$$

სადაც $D(j\omega)$ - არის შეკრული სისტემის მახასიათებელი პოლინომი.

(102)-ის შესაბამისი სიხშირული მახასიათებელი აგებულია 42-ე სურათზე.

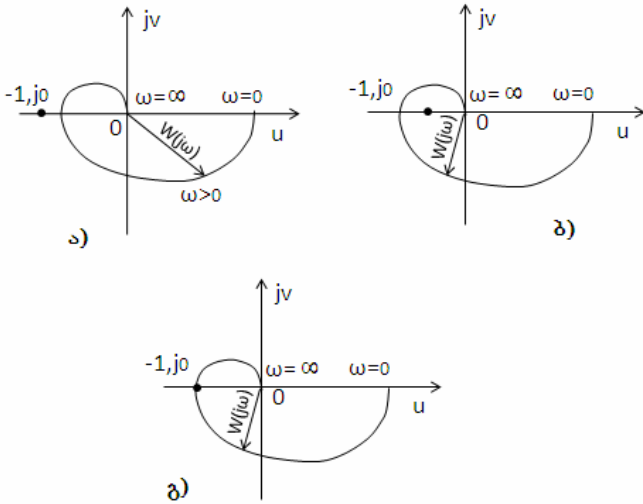


სურ.42

ამ მახასიათებელიდან ჩანს, რომ ვექტორის რეზულტიური მობრუნების კუთხე, სიხშირის დიაპაზონში, ნულის ტოლია. ეს სხვაგვარად იმითაც აიხსნება, რომ პოლინომები ერთნაირი რიგისაა. ვინაიდან მდგრადი სისტემის შემთხვევაში ვექტორმა არ უნდა შემოუაროს კომპლექსური სიბრტყის კოორდინატთა სათავეს, აქედან ვასკვნით, რომ მდგრადობისათვის საკმარისია $W(j\omega)$ -ს შესაბამისმა პოლოგრამმა არ შემოუარგლოს წერტილი კოორდინატებით $(-1, j0)$.

მე-43,ა სურათზე წარმოდგენილია სისტემის გახსნილი კონტურის ამპლიტუდურ-ფაზურ სიხშირული მახასიათებელი მდგ-

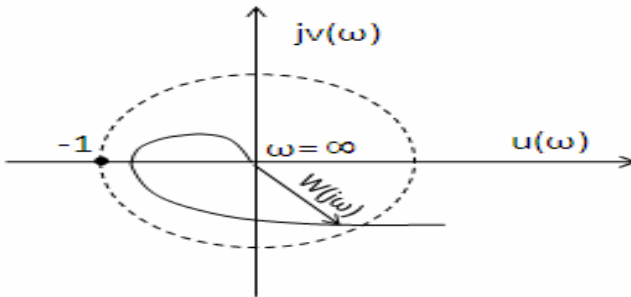
რადი შემთხვევისათვის; 43,ბ სურ-ზე ნახვენებია ამპლიტუდურ-ფაზურ სისშირული მახასიათებელი შემთხვევისათვის, როცა სისტემა იმყოფება მდგრადობის რხევით ზღვარზე.



სურ.43

უკუკავშირიანი სისტემებისათვის მდგრადობის დადგენა უფრო მოხერხებულია სისტემის გახსნილი კონტურის ლოგარითმულ-ამპლიტუდური და ფაზურ-სისშირული მახასიათებლებით. ამ შემთხვევაში იმისათვის, რომ დავადგინოთ უკუკავშირიანი სისტემის მდგრადი მუშაობის პირობები, წინასწარ 44-ე სურათზე მოცემული პოდოგრაფით განვსაზღვროთ ამპლიტუდურ-ფაზურ სისშირული მახასიათებლის ზოგიერთი თავისებურება. შემოვავლოთ სიბრტყეზე ერთეულოვანი რადიუსის მქონე წრეწირი, რომლის ცენტრი იქნება კოორდინატა სათავეში. მახასიათებლის ყველა იმ წერტილისთვის, რომლებიც განლა-

გებულება წრეწრის გარეთ, ვექტორის მოდული $|W(j\omega)| > 1$,



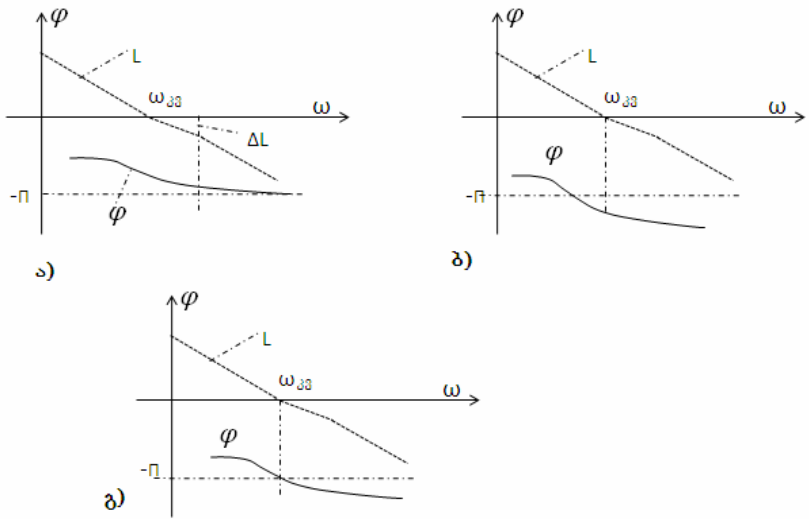
სურ.44

ე.ი. $L(\omega) > 0$. მახასიათებლის ის წერტილები, კი რომლებიც წრის შიგნით მდებარეობენ, შეესაბამებიან პირობას

$$|W(j\omega)| < 1, \text{ ე.ი. } L(\omega) < 0.$$

ჰოლოგრაფის წრეწირთან კვეთის წერტილში $|W(j\omega)| = 1$, ე.ი. $L(\omega) = 0$. აღნიშნული კვეთის წერტილის შესაბამის სისშირეს კვეთის სისშირეს უწოდებენ.

45-ე სურათზე მოყვანილია (43-ე სურათზე მიხედვით) მდგრადი, არამდგრადი და მდგრადობის ზღვარზე ყოფნის შემთხვევების შესაბამისი ლოგარითმულ-ამპლიტუდური და ფაზურ-სისშირული მახასიათებლები.



სურ.45

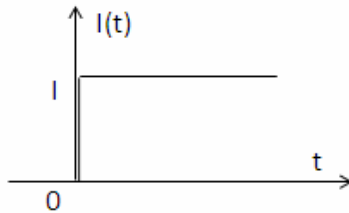
ავტომატური მართვის სისტემის ექსპლოატაციის პირობებში შეიძლება ადგილი ჰქონდეს სისტემის ზოგიერთი ელემენტის k ან T პარამეტრის მნიშვნელობის შეცვლას, ამიტომ მდგრადობის შესანარჩუნებლად საჭიროა სისტემას გააჩნდეს გარკვეული მარაგი (მდგრადობის საზღვრიდან დაშორება), რომელიც აღნიშნული პარამეტრების ცვლილების შემთხვევაში უზრუნველყოფს სისტემის მდგრად მუშაობას. კარგად მომუშავე სისტემებისათვის მარაგი ამპლიტუდის მიხედვით უნდა შეადგენდეს $\Delta L = 10-15$ დბ-ს, ხოლო მარაგი ფაზის მიხედვით $\Delta\varphi = (30^0 \div 50^0)$.

**VI თავი. რეგულირების ხარისხის გაუმჯობესება
მაკორმეტირებელი მოწყობილობებით**

§6.1. რეგულირების ხარისხის ძირითადი მაჩვენებლები

ავტომატური მართვის სისტემების რეგულატორებს დავალების სიგნალი, როგორც წესი, მიეწოდებათ გარედან წინასწარ შერჩეული სიდიდის დაბვის სახით. შეშფოთების ზემოქმედებათა სიგნალები კი იწვევენ სისტემის სარეგულირო ცვლადის სასურველი სიდიდიდან გადახრას.

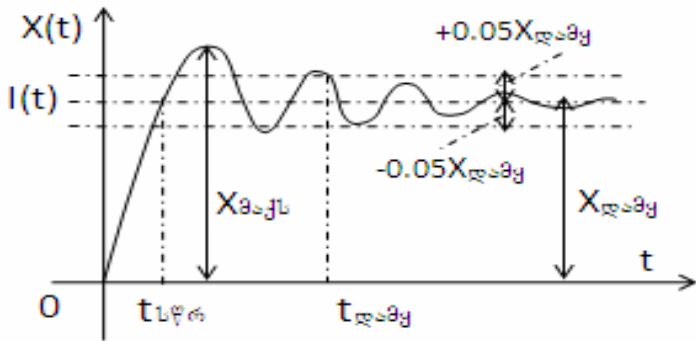
დინამიკური რეჟიმების კვლევისას სისტემაზე როგორც მართვის, ისე შეშფოთების ზემოქმედების სიგნალად უმთავრესად იყენებენ ნახტომისებრი ფორმის ერთეულოვან სიგნალს (სურ.46).



სურ.46

სისტემის შესავალზე ასეთი სიგნალის მიწოდების შედეგად აკვირდებიან სისტემის რეაქციას–სარეგულირო ცვლადის გარდამავალ პროცესს. 47-ე სურათზე წარმოდგენილია სისტემის სარეგულირო ცვლადის გარდამავალი პროცესის მრუდი (განზოგადების მიზნით პროცესი პირობითად რხევითი ხასი-

ათისაა), რომელიც გამოწვეულია შესავალზე მიწოდებული ნახტომისებრი სიგნალით. ამ მრუდის მიხედვით აკეთებენ სისტემის დინამიკაში მუშაობის ხარისხობრივ შეფასებას.



სურ.47

პრაქტიკაში იყენებენ რეგულირების ხარისხის შეფასების შემდეგ ძირითად მაჩვენებლებს: მდგრადობის მარაგს, გარდამავალი პროცესის ხანგძლივობას, გადამეტრეგულირებას, სწრაფქმედებას და რხევათა რიცხვს. მდგრადობის მარაგზე საუბარი უკვე გვქონდა, ამიტომ მასზე აქ არ ვიმსჯელებთ. თუმცა, მასთან დაკავშირებით აღსანიშნავია ერთი თვისება, რომ რეგულატორის გაძლიერების კოეფიციენტის შერჩევას არ უნდა დაგვავიწყდეს, რომ მისი გაზრდა (აუმჯობესებს სიზუსტეს) ერთდროულად საწინააღმდეგო გავლენას ახდენს სისტემის მდგრადობის მარაგზე.

განვიხილოთ ეხლა რეგულირების ხარისხის სხვა მაჩვენებლების განსაზღვრის წესები:

ა) **გადამეტრეგულირება** არის სარეგულირო ცვლადის დამყარებული სიდიდისაგან მაქსიმალური ფარდობითი გადახრა გარდამავალ პროცესში.

47-ე სურათის მიხედვით გადამეტრეგულირება

$$\sigma = \frac{x_{\text{მაქს}} - x_{\text{დამყ}}}{x_{\text{დამყ}}} 100\% \quad (103)$$

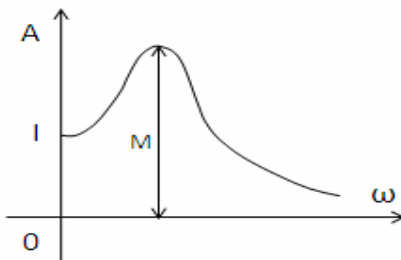
პრაქტიკაში დასაშვებია $\sigma < 20\%$.

ბ) **სწრაფქმედება** ($t_{\text{სწრ}}$) დროა, როდესაც სარეგულირო ცვლადი გარდამავალ პროცესში პირველად აღწევს დამყარებულ მნიშვნელობას (სურ.47).

გ) **გარდამავალი პროცესის ხანგრძლივობა** (t_g) დროა, რომლის განმავლობაშიც სარეგულირო ცვლადი შეაღწევს დამყარებული სიდიდის 5%-იან ზონაში (სურ.47), რის შემდეგაც პროცესი აღნიშნული ზონიდან გარეთ არ გამოდის.

დ) **გარდამავალი პროცესის რხევათა რიცხვი**. რხევათა რიცხვი არ უნდა აღემატებოდეს: 1; 2-ს.

სისტემაზე პარამონიული სიგნალით ზემოქმედებისას რეგულირების ხარისხის შეფასება შესაძლებელია ე.წ. რხევის მაჩვენებლის მიხედვით (სურ.48).



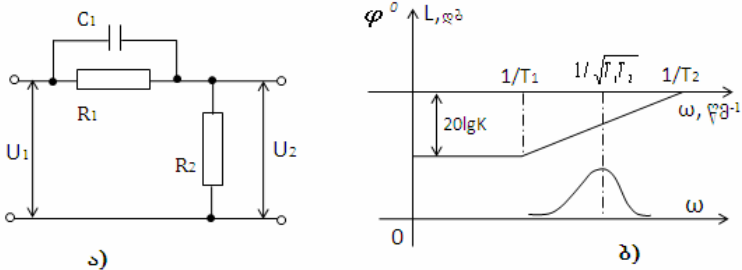
სურ.48

ის განისაზღვრება სისტემის შეკრული კონტურის ამპლიტუდურ-სიხშირული მახასიათებლის მაქსიმალური მნიშვნელობით. სისტემებისათვის, რომლებიც მუშაობენ დამაკმაყოფილებელი დინამიკური მაჩვენებლებით, $M=1,1$ - დან $1,2$ მდე .

§6.2 მიმდევრობითი მაკორექტირებელი მოწყობილობები

კორექციის ფიზიკური არსი მდგომარეობს იმაში, რომ სისტემის დინამიკური თვისებები (ხარისხის ძირითადი მაჩვენებლები) უნდა შეეცვალოს სპეციალური დამატებითი მოწყობილობის ჩართვით ისე, რომ მივიღოთ სასურველი გარდამავალი პროცესი. ამ მიზნით ქვემოთ განვიხილავთ სამი სახის მაკორექტირებელ მოწყობილობას კერძოდ, მაღიფერენცირებელს, მაინტეგრებელს და მაღიფერენცირებელ- მაინტეგრებელს.

პასიური ოთხპოლუსის ბაზაზე შედგენილი **მაღიფერენცირებელი** (სურ.49,ა) მაკორექტირებელი მოწყობილობის ჩართვით სისტემის პირდაპირ არხში შეიძლება მივალწიოთ რხევების შემცირებას გარდამავალ პროცესში.ეს ნიშნავს ლამ-ზე კვეთის სიხშირის გაზრდას ფაზური მარაგის შემცირების გარეშე.



სურ.49

მადიფერენცირებელი რგოლის გადამცემი ფუნქციაა:

$$W(p) = \frac{K(T_1 p + 1)}{T_2 p + 1}, \quad (104)$$

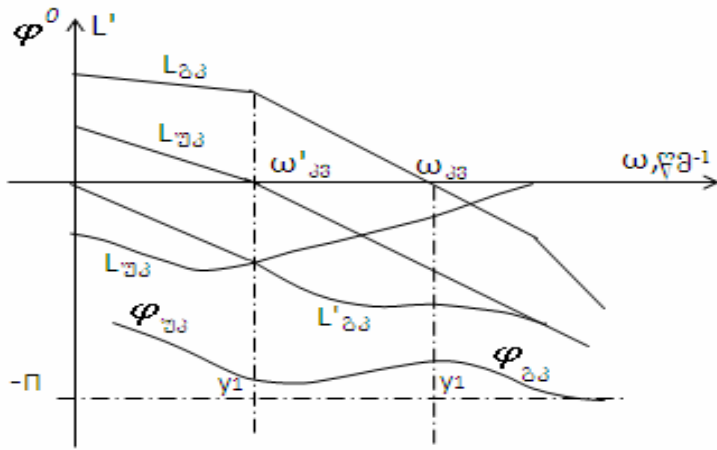
სადაც
$$K = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad T_1 = R_1 c_1; \quad T_2 = K T_1.$$

49,ბ სურათზე ნაჩვენებია განხილული რგოლის ლამ-ი და ფაზურ სიხშირული მახასიათებლები, რომელზედაც ჩანს, რომ ამ ტიპის კორექცია ხასიათდება წინსწრებული ფაზით, რომელიც მაქსიმუმს აღწევს სიხშირეზე:

$$\omega = 1/\sqrt{T_1 \cdot T_2} \quad (105)$$

აღსანიშნავია ისიც, რომ მადიფერენცირებელი კორექციის ჩართვა პირდაპირ არხში იწვევს სისტემის საერთო გაძლიერების კოეფიციენტის შემცირებას, და თუ მოვახდენთ ამ შემცირების კომპენსაციას დამატებითი გაძლიერების ჩართვით, მაშინ შესაძლებელია გავზარდოთ სისტემის კვეთის სიხშირე, ე.ი. გავზარდოთ მისი დინამიკური სწრაფქმედება.

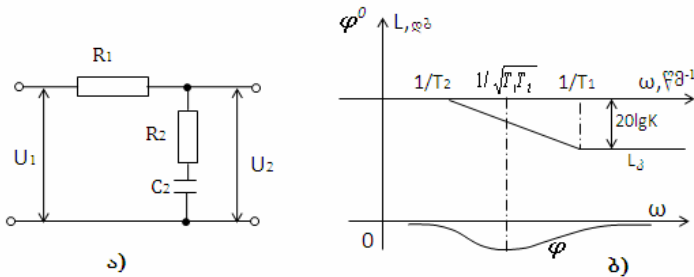
50-ე ნახ-ზე წარმოდგენილია გაუკორექტირებელი სისტემის ლამ-ი ($L_{\text{უკ}}$) და ფმ ($\varphi_{\text{უკ}}$). იქვეა ნაჩვენები მადიფერენცირებული კორექციის ლამ-ი ($L_{\text{კ}}$), რომლის პარამეტრების სწორი შერჩევით ადვილად არის მიღწეული სისტემის კვეთის სიხშირის გაზრდა. $L'_{\text{უკ}}$ —წარმოადგენს გაკორექტირებული სისტემის ლამ-ს (შემდგომი გაძლიერების გარეშე). დამატებითი გაძლიერების შედეგად მიღებული საბოლოოდ გაკორექტირებული სისტემის ლოგარითმულ-ამპლიტუდური ($L_{\text{გკ}}$) და ფა-



სურ.50

ზურ ($\varphi_{\text{ბპ}}$) სისწორული მახასიათებლები მოცემულია იმავე 50-ე ნახ-ზე. ჩანს, რომ სისტემის ფაზური მარაგი შენარჩუნებულია.

მინტეგრირებელი მაკორექტირებელი მოწყობილობის-ოთხპოლუსის (ნახ.51,ა) პირდაპირ არხში ჩართვით საშუალება



სურ.51

გვეძლევა გავზარდოთ სისტემის საერთო გაძლიერების კოეფიციენტი, რაც თავის მხრივ საშუალებას იძლევა გავზარდოთ სისტემის ასტატიზმის რიგი (დაბალი სიხშირეების ზონაში) მდგრადობის მარაგისა და კვეთის სიხშირის შენარჩუნებით.

მაინტეგრებელი მაკორექტირებელი რგოლის გადამცემ ფუნქციას აქვს სახე:

$$W(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}, \quad (106)$$

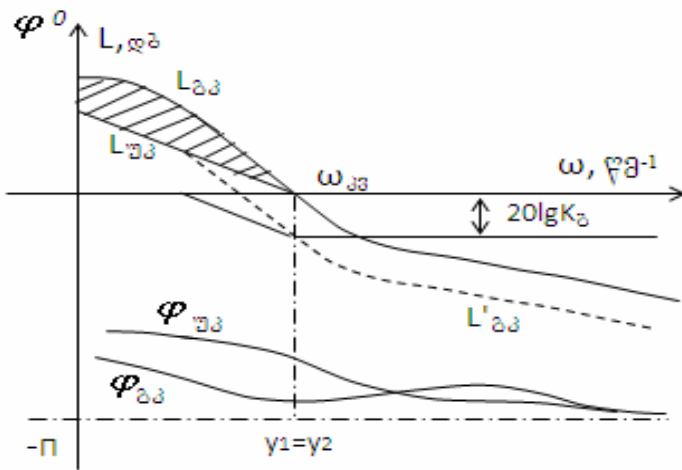
სადაც $T_1 = R_2 c_2$; $T_2 = (R_1 + R_2) c_2$.

მაინტეგრებელი კორექციის თავისებურებაა ის, რომ იგი იძლევა ფაზურ ჩამორჩენას, რომელიც მაქსიმუმს აღწევს სიხშირეზე:

$$\omega = 1/\sqrt{T_1 \cdot T_2} \quad (107)$$

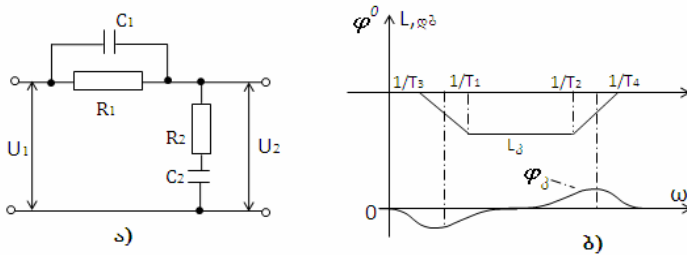
51-ბ სურათზე აგებულია მაინტეგრებელი კორექციის ლამი (L_j) და ფმ (ϕ_j) მახასიათებლები.

52-ე სურათზე კი ნაჩვენებია თანმიმდევრობა, თუ როგორ წარმოებს სისტემის დინამიკური მახვენებლების გაუმჯობესება აღნიშნული მაკორექტირებელი მოწყობილობით და მისი დღევანდელი მახასიათებლების გამოყენებით.



სურ.52

მადიფერენცირებელ-მინტეგრებელი მაკორექტირებელი მოწოდების-ოთხპოლუსას (სურ. 53,ა) სისტემის პირდაპირ არხში ჩართვით შესაძლებელია ერთდროულად მიღწეულ იქნას როგორც სისტემის დინამიკური სწრაფქმედების, ასევე სტატიკური სიზუსტის გაზრდა.



სურ.53

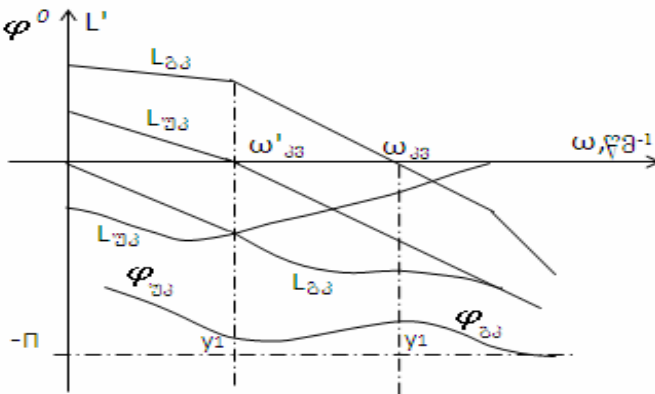
მალიფერენცირებელ-მაინტეგრებელი რგოლის გადამცემა ფუნქცია შემდეგნაირად გამოისახება:

$$W(p) = \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{(T_3 p + 1)(T_4 p + 1)}, \quad (108)$$

სადაც: $T_1 = R_1 c_1; \quad T_2 = R_2 c_2;$

$$T_{3,4} = \frac{T_1 + aT_2}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{T_1 + aT_2}{2}\right)^2 - T_1 T_2}; \quad a = \frac{R_1 + R_2}{R_2}.$$

50,ბ სურათზე ნაჩვენებია განსახილველი კორექციის ლოგარითმულ-ამპლიტუდური (L_{ω}) და ფაზური (φ_{ω})-სისშირული მახასიათებლები. მათი აგებისას გათვალისწინებულია პირობები: $T_1 \gg T_2$ და $T_3 \gg T_4$.



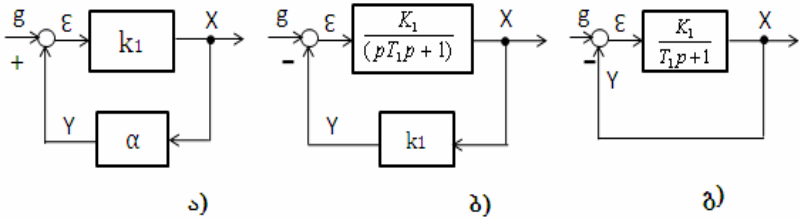
სურ.54

54-ე სურათზე მოცემულია თანმიმდევრობა თუ, როგორ წარმოებს სისტემის დინამიკური მანევრებლების გაუმჯობესება აღნიშნული მალიფერენცირებელ-მაინტეგრებელი მაკორექტირე-

ბელი მოწყობილობით და მისი ლოგარითმულ-სისშირული მახასიათებლების გამოყენებით.

§6.3. კორექციები უკუკავშირის დახმარებით

ამს-ის რეგულირების პროცესის გაუმჯობესება შეიძლება არამარტო მიმდევრობითი კორექციის გამოყენებით, არამედ პარალელური -დამატებით უკუკავშირებში ჩართული მაკორექტირებელი მოწყობილობებით. უკუკავშირები შეიძლება შესრულდეს დადებითი ან უარყოფითი მოქმედების. გარდა ამისა, განასხვავებენ ხისტ და რბილ უკუკავშირებს. ხისტ უკუკავშირს უწოდებენ ისეთს, რომელიც მოქმედებს როგორც დამყარებულ, ისე გარდამავალ რეჟიმში, ხოლო რბილი უკუკავშირი მოქმედებს მხოლოდ გარდამავალ რეჟიმში.



სურ.55

55,ა სურათზე ნაჩვენებია, რომ უინერციო რგოლის დადებითი უკუკავშირით შემოფარგვლა საშუალებას იძლევა გაზარდოთ რგოლის საერთო გაძლიერების კოეფიციენტი, მართლაც:

$$k = \frac{k_1}{1 - k_1 \alpha}. \quad (109)$$

55,ბ სურათზე ნახვენებია, რომ ასტატიკური რგოლის უარყოფითი ხისტი უკუკავშირით შემოფარგვლა იწვევს სტატიკური ხასიათის რგოლად გარდაქმნას. მართლაც, სქემის მიხედვით საერთო გადამცემი ფუნქცია ტოლი იქნება:

$$W(p) = \frac{k_1}{p(T_1 p + 1) + k_1 k_2} \quad (110)$$

თუ ასტატიკურ რგოლს შემოფარგვლავთ რბილი უკუკავშირით, მაშინ ადვილი საჩვენებელია, რომ აღნიშნული რგოლი არ დაკარგავს ასტატიზმის თვისებას.

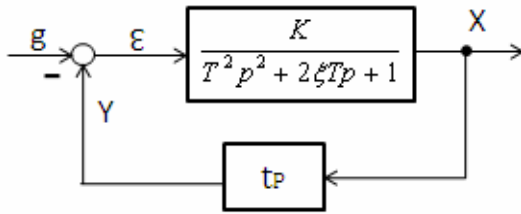
ხისტი უარყოფითი უკუკავშირის დამატებით შეიძლება მივაღწიოთ დინამიკური რგოლის დროის მუდმივას შემცირებას. მართლაც, 55, გ სურათზე მოცემული სქემის შესაბამისი საბოლოო გადამცემი ფუნქცია ტოლი იქნება:

$$W(p) = \frac{k}{(Tp + 1)}, \quad (111)$$

სადაც $k = \frac{k_1}{1 + k_1}$; $T = \frac{T_1}{1 + k_1}$ ანუ $T < T_1$.

ადვილი საჩვენებელია აგრეთვე ისიც, რომ დადებითი უკუკავშირი ზრდის რგოლის დროის მუდმივას და გაძლიერების კოეფიციენტს.

ქვემოთ 56-ე სურათზე ნახვენებია სქემა, რომლითაც შეიძლება გავზარდოთ რხევითი რგოლის დემპფერირების კოეფიციენტი.



სურ.56

მართლაც, სურ.56-ის მიხედვით საბოლოო გადამცემ ფუნქციას ექნება სახე:

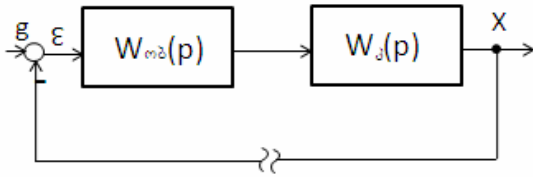
$$W(p) = \frac{k_0}{T_0^2 p^2 + 2\xi' T_0 p + 1}, \quad (112)$$

სადაც $\xi' = \xi + \frac{\tau k}{2T_0}$, ე.ი. $\xi < \xi'$.

§6.4. მიმდევრობითი და პარალელური კორექციების შედარება

ჩვენ განვიხილეთ მაკორექტირებელი რგოლები, რომლებიც დანიშნულებისამებრ შეიძლება ჩართულ იქნას სისტემის როგორც პირდაპირ არხში, ასევე დამატებით უკუკავშირებში.

მიმდევრობითი კორექციის ერთ-ერთ ძირითად უპირატესობად (პარალელურთან შედარებით) ითვლება თვით კორექციის სქემისა და პარამეტრების შერჩევის სიმარტივე. მართლაც,



სურ.57

სურ.57-ის თანახმად ვწერთ, რომ გახსნილი სისტემის გადამცემი ფუნქცია

$$W_{\text{გახ}}(p) = W_{\text{კ}}(p) \cdot W_{\text{ობ}}(p) \quad (113)$$

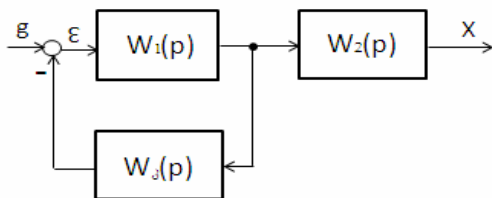
ანუ $L_{\text{გახ}}(\omega) = L_{\text{კ}}(\omega) + L_{\text{ობ}}(\omega), \quad (114)$

საიდანაც

$$L_{\text{კ}}(\omega) = L_{\text{გახ}}(\omega) - L_{\text{ობ}}(\omega). \quad (115)$$

მიღებულ გამოსახულებაში $L_{\text{გახ}}(\omega)$ -მახასიათებელს, როგორც წესი, აგებენ წინასწარ დასმული ტექნიკური მოთხოვნების (დავალების) მიხედვით, მართვის თეორიაში ცნობილი ე.წ. სასურველი ლამ-ის აგების წესისამებრ (იხ. შემდეგ პარაგრაფში).

პარალელური კორექციის (უკუკავშირში ჩასართავი მაკორექტირებელი) რგოლის შერჩევა წარმოებს ასე (სურ.58):



სურ.58

საშუალო სიხშირეთა დიაპაზონში (ანუ კვეთის სიხშირის ზონაში) უნდა დაცულ იქნას პირობა

$$|W_1(j\omega) \cdot W_3(j\omega)| \gg 1, \quad (116)$$

რაც ნიშნავს, რომ $W_1(j\omega) \cdot W_3(j\omega)$ გამოსახულების შესახამისმა ლამ-ი უნდა განთავსდეს აბსცისათა ღერძის მადლა.

ამ პირობის უზრუნველყოფა საშუალებას იძლევა სქემის საერთო გამოსახულება გავამარტივოთ

$$W(p) = \frac{W_1(p) \cdot W_2(p)}{1 + W_1(p) \cdot W_3(p)} \approx \frac{W_2(p)}{W_3(p)}. \quad (117)$$

მიღებული დაშვებით $|W_1(j\omega) \cdot W_3(j\omega)| \gg 1$, გამოვრიცხეთ სისტემის მუშაობაზე W_1 რგოლის პარამეტრების გავლენა.

მიუხედავად მიმდევრობითი კორექციის ანგარიშის სიმარტივისა, პრაქტიკაში უფრო მოხერხებულია და ხშირად იყენებენ პარალელურ კავშირებში (უფრო ზუსტად, უკუკავშირებში) ჩართულ მაკორექტირებელ რგოლებს.

§6.5. სასურველი ლოგარითმულ-ამპლიტუდური მახასიათებლის აგება

ავტომატური მართვის სისტემის დაპროექტებისას მისი ძირითადი ელემენტები შეირჩევა ტექნიკური დავალების უზრუნველყოფის შესაბამისად. ხშირ შემთხვევაში სისტემის დინამიკური მახვენებლების მიმართ მოთხოვნები ძალზედ ექსტრემალურია. თუ მათი მიღება მხოლოდ საწყისი სქემის ფარგლებში შეუძლებელია, მაშინ საჭიროა სქემის ძირითად (უცვლელ) ნაწილს დაემატოს სპეციალური მაკორექტირებელი რგოლები (მოწყობილობები), რომლებიც ჩაირთვება დამატებით უკუკავშირებაში ან სისტემის პირდაპირ არხში.

მაკორექტირებელი მოწყობილობის ელექტრული სქემის და ოპტიმალური პარამეტრების შერჩევის ამოცანა მართვის თეორიაში ცნობილია როგორც კორექციის სინთეზის ამოცანა. მოცემული მართვის სისტემისათვის სინთეზის ამოცანის გადასაწყვეტად წინასწარ, როგორც წესი, იძლევიან რეგულირების ხარისხის ძირითადი მახვენებლების (σ , s და t_g) მნიშვნელობებს. სინთეზის ამოცანის გადაწყვეტა უფრო მოხერხებულია ლოგარითმულ-სიხშირული მახასიათებლების გამოყენებით.

ზემოთ ვნახეთ, რომ როგორც მიმდევრობითი, ისე პარალელური კორექციის სინთეზირებისათვის აუცილებელია გვექონდეს სისტემის ე.წ. სასურველი ლამ-ი. მისი აგება წარმოებს სწორედ წინასწარ მოცემული ხარისხის მახვენებლების მიხედვით.

სასურველი ლამ-ის აგებას დაყოფენ ოთხ ეტაპად: 1. აგება დაბალი სისწირეების უბანში; 2. აგება საშუალო სისწირეების დიაპაზონში; 3. მაღალი სისწირეების უბანში და 4. სასურველი ლამ-ის ცალკეული უბნების შეუღლება გაუკორექტირებელი სისტემის ლამ-თან.

სასურველი ლამ-ის აგებისას უნდა დავიცვათ შემდეგი წესები: დაბალი სისწირეების უბანში ლამ-ის დახრას განსაზღვრავენ სისტემისათვის სასურველი ასტატიზმის რიგით და სისტემის საერთო გაძლიერების კოეფიციენტის ოპტიმალური მნიშვნელობით. ამ უბნის ლამ-ი აიგება ფორმულით

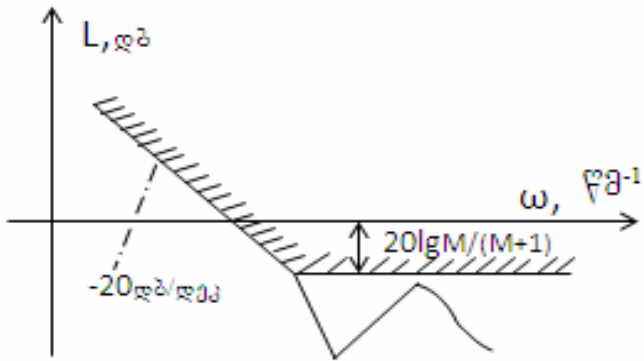
$$L_{\text{სას.დ.აბ.სიბ.}} = 20 \lg K - 20 \lg \omega, \quad (118)$$

სადაც \mathcal{V} - არის საბოლოო სისტემის ასტატიზმის რიგის მაჩვენებელი.

საშუალო სისწირეთა დიაპაზონში (კვეთის სისწირის ფარგლებში) ლამ-ი განისაზღვრება t_g -თი და σ -თი. თავდაპირველად t_g -ს მიხედვით ვიპოვით კვეთის სისწირეს

$$\omega_{33} = \frac{(2 \div 3)\pi}{t_g}, \quad (119)$$

და ამ უბნის ასიმპტოტას გავატარებთ სისწირეზე 20 დბ/დკ დახრილობით (1 დეკადის ტოლ მანძილზე), რაც ავტომატურად უზრუნველყოფს სისტემის საჭირო ფაზურ მარავსაც.



სურ.59

ვინაიდან მაღალ სიხშირეთა დიაპაზონის შესაბამისი ლამ-ი უმნიშვნელო გავლენას ახდენს სისტემის დინამიკაზე, ამიტომ ამ უბნის ლამ-ს, როგორც წესი, დაამთხვევენ გაუკორექტირებელი სისტემის ლამ-თან. ერთ-ერთი მთავარი მოთხოვნა ამ უბანზე არის ის, რომ მაღალ სიხშირეთა ზონაში სასურველი ლამ-ი არ უნდა გადიოდეს აკრძალულ ზონაში (იხ. სურ.59), ამასთან დაცული უნდა იყოს პირობა (თუ $M = 1,1$, მაშინ $\Delta = 6 \text{ dB}$).

სასურველი ლამ-ის ცალკეული უბნების შეუღლება ისე უნდა მოხდეს, რომ შეუღლების ასიმპტოტების დახრილობა, რაც შეიძლება იყოს ნაკლები რიგის დახრის ჯერადობისა. შეუღლების ასიმპტოტების რიგის ზრდასთან ერთად რთულდება კორექციის სქემაც და შესაბამისი გადაამცემი ფუნქციაც.

ავაგებთ რა სისტემის სასურველ ლოგარითმულ -ამპლიტუ-
დურ მახასიათებელს და მისი დახმარებით განვსაზღვრავთ
კორექციის გადამცემ ფუნქციას,შევირჩევთ მის პარამეტრებს,
საბოლოოდ უნდა დავრწმუნდეთ შერჩეული კორექციის სისწო-
რეში. ამ მიზნით აუცილებელია ავაგოთ ამს-ის გარდამავალი
პროცესის მრუდი შერჩეული მაკორექტირებელი მოწყობილო-
ბის გათვალისწინებით.

ლიტერატურა

- [1] **Бесекерский В.А., Попов Е.П.** -Теория систем автоматического регулирования // Москва, Изд. „**Наука**”, 1975, 750 с.
- [2] **Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г.** -Автоматизированный электропривод с упругими связями //С-Пб, **Энергоатомиздат**, 1992,300с.
- [3] **J. Dochviri** -Dynamics of thyristor electric drive with digital control // J. „**Electrical Engineering**”, ISSN 1068-3712, Allerton Press, New-York., USA, 2002, v. 73(11), pp. 13-21
- [4] **ჯ. დოჭვირი**- ავტომატიზებული ელექტროამძრავების გაანგარიშება ცვლადების მდგომარეობის სივრცის და სიხშირული მახასიათებლების მეთოდებით //თბ., გამომც. „ტექნიკური უნივერსიტეტი”, 2003
- [5]**J. Dochviri** -Kalman-Frobenius dynamic optimization of a thyristor drive withan elastic component // J. „**Electrical Engineering**”, ISSN 1068-3712, Allerton Press, New-York., USA, 2004, v. 75(5), pp. 7-17
- [6] **რ. ადამია, ჯ. დოჭვირი, ი. დოჭვირი** -სწრაფქმედი ტირისტორული ელექტროამძრავები მოდალური მართვით და დამკვირვებელი მოწყობილობებით //თბ., გამომც. “ტექნიკური უნივერსიტეტი”, 2004
- [7] **Дочвири Дж. Н., Дочвири И. Дж.** -Динамика систем управления тиристорных электроприводов с регулированием возбуждения электродвигателя //ж. “**ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА**” нац. АН України, Киев, 2005, №6, с. 30-35
- [8] **Дочвири Дж. Н.** -Оптимизация переходных процессов многодвигательных тиристорных электроприводов с упругими связями прессовых механизмов непрерывных технологических ма-

шин // ж. „ЭЛЕКТРИЧЕСТВО” Рос. АН, Москва., 2006, №2, с.34-42

[9] ჯ. დოჭვირი-ელექტროამძრავების ანალოგური და ციფრული მართვა // თბ., „ტექნიკური უნივერსიტეტი”, 2007, 150 გვ.

[10] Дочвири Дж. Н., Дочвири И. Дж. -Динамика частотно-регулируемого асинхронного электропривода при дискретном управлении //ж. „ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА”, Нац. АН України, Київ, 2007, №1, с. 40-47

[11] ჯ. დოჭვირი, გ. ჯაგახიშვილი -ელექტროამძრავების დინამიკური რეჟიმების მოდელირება კომპიუტერზე MATLAB-ში (მეთოდ. მით. ლაბ-ლი და პრაქტიკული მეცად. ჩასატარებლად), თბილისი, გამომც. „ტექნიკური უნივერსიტეტი”, 2007.

