

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

ჯ. დოჭვირი, ი. დოჭვირი

ელექტროამპრაჰების-
ანალოგური და ციფრული
მართვა.



დამტკიცებულია სტუ-ს
სარედაქციო-საგამომცემლო
საბჭოს მიერ სახელმძღვანელოდ

თბილისი
2007

სახელმძღვანელოში მოცემულია ელექტროამბრავების ავტომატური მართვის თეორიამ ცნობილი ძირითადი თეორიული და აქტუალური პრაქტიკული საკითხები, რომლებშიც შეიძლება ჩატარდეს ამბრავთა რთული სისტემების მუშაობის რეჟიმების ანალიზი და გადაწყვეტის სინთეზი ამოცანები. წიგნი ავტურია საგნის „ელექტროამბრავების მართვის სისტემების“ პროგრამების გათვალისწინებით.

წიგნი შედგება ხუთი თავისაგან. I-თავში განხილულია ელექტროამბრავთა არსებული ავტომატური სისტემები და მათ ბაზაზე გაუმჯობესებული შემოთავაზება მიმართ აბაბა მგრანობიარობის მქონე მართვის ფუნქციონალური სქემები. აქვეა დასმული პრობლემატური ამოცანები თანამედროვე ამბრავთა ღინამიკური მახასიათებლების გასაუმჯობესებლად. II თავში განხილულია ამბრავთა ღინამიკის აღწერი მათემატიკური გამოსახულებები, რომლებიც ჩაწერილი ელექტრული ბრავების სახეობისა და მათი სინქარის რეგულირების მეთოდების გათვალისწინებით III თავში მოცემულია ელექტროამბრავთა უწყვეტი მართვის სისტემების სინთეზული ანალიზი მთოდები და მათი საფუძველზე სინთეზირებული უწყვეტი სისტემების ოპტიმალური რეგულატორები. IV თავში დეტალურად არის განხილული და გადაწყვეტილი სინთეზით რეგულირებად ასინქრონული ელექტროამბრავის ციფრული მართვის სისტემის ოპტიმალური კონტროლის მერჩევის ამოცანები და მოცემულია ციფრული მართვის მქონე ამბრავთა სხვა ტიპების სინქარის რეგულატორების მერჩევის თავისებურებანი. V თავში მოცანილია ანალოგური მართვის მქონე ამბრავთა ყველა სისტემების გარდამავალი რეჟიმების კომპიუტერული კვლევის შედეგები.

სახელმძღვანელოში მოცემული მასალა ძირითადად ყერდნობა ამბრავთა თანამედროვე მართვის სისტემების თეორიულ საკითხებს და ავტორთა მიერ ბოლო წლებში გამოქვეყნებულ სამეცნიერო შრომებს. წიგნი განკუთვნილია ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის ფაკულტეტის „ელექტრომომარავების და ელექტრომო წყობილობის“ მიმართულების სტუდენტებისათვის ბაკალავრებისა და მაგისტრანტებისათვის, აგრეთვე შეუძლიათ ინსარგებლონ სხვა ფაკულტეტების (სატრანსპორტო და მანქანათმშენებლობის, ინფორმატიკის და მართვის სისტემების) იმ სპეციალობათა სტუდენტებმა, რომლებიც გადიან სწავლებას ელექტრომექანიკურ ამბრავებში. წიგნი სასარგებლოა როგორც თეორიული კურსის ასათვისებლად, ასევე საკურსო და სადიპლომო გეგმარებათა ანგარიშების შესასრულებლად. ილ. 52, ლიტ. დახ. 20.

რეცენზენტი პროფ. თ. მქედლიშვილი

შესავალი..... 5

თავი I. ავტომატიზებული ელექტროამბრავების ანალოგური მართვის პრობლემების და ციფრული სისტემების ოპტიმიზების მეთოდების მიმოხილვა..... 7

§1.1. მუდმივი და ცვლადი დენის ელექტროამბრავების თანამედროვე მართვის სისტემები..... 7

§1.2. ამბრავთა სისტემების სიზუსტის გაზრდის მეთოდები ინვარიანტობის პრინციპით..... 18

§1.3. ციფრული მართვის სისტემების კვლევის მეთოდები..... 23

თავი II. ავტომატიზებული ელექტროამბრავების ძირითადი ელემენტების და ინვარიანტობის შესაბამისი მაკომპენსირებადი მოწყობილობების გადაცემი უწყვეტობის განსაზღვრა..... 30

§2.1. მუდმივი დენის ტირისტორული ელექტროამბრავის დინამიკის აღმწერი განტოლებები და სტრუქტურული სქემები..... 30

§2.2. ცვლადი დენის ასინქრონული ელექტროამბრავის ძალური ნაწილების დიფერენციალური განტოლებები და გადამცემი ფუნქციები..... 40

§2.3. ინვარიანტობის შესაბამისი მაკომპენსირებელი მოწყობილობების გადამცემა ფუნქციების განსაზღვრა და დაბალი მგრძობიარობის ელექტროამბრავთა სისტემების შემუშავება..... 47

თავი III. ელექტროამბრავების უწყვეტი მართვის სისტემების რეგულატორების ოპტიმალური პარამეტრების შერჩევა ლობარით-მულ-სიხშირული მახასიათებლებით..... 53

§3.1. მუდმივი დენის ელექტროამბრავების მართვის სისტემების რეგულატორების ოპტიმიზება სიხშირული მახასიათებლებით..... 53

§3.2. ცვლადი დენის ასინქრონული ელექტროამბრავების მართვის სისტემების

რეგულატორების ოპტიმიზება სიხშირული მახასიათებლებით..... 66

თავი IV. ელექტროამპრავების ციფრული მართვის სისტემების
ბარდამავალი პროცესების ოპტიმიზება 73

§4.1. სიხშირული ასინქრონული ელექტროამპრავის ციფრული მართვის სისტე-
მის ოპტიმიზება..... 73

§4.2. ძაბვის ტირისტორულ-რეგულატორიანი ასინქრონული ელექტროამპრავის
ციფრული მართვის სისტემის ოპტიმიზება..... 82

§4.3. მუდმივი ღენის ელექტროამპრავის ციფრული მართვის სისტემის ოპტი-
მიზება..... 86

თავი V. ღაბალი მბრძნობიარობის ელექტროამპრავების მართ-
ვის სისტემების ბარდამავალი პროცესების გამოკველვა კომპი-
უტერზე..... 92

§5.1. მუდმივი ღენის ელექტროამპრავების მართვის სისტემების მოდელირება
კომპიუტერზე..... 92

§5.2. მოდელური მართვის პრინციპით აგებული ელექტროამპრავების მოდელი-
რება კომპიუტერზე 106

§5.3. ორბრავიანი და მიმყოლი ელექტროამპრავების გარდამავალი პროცესების
ოპტიმიზება..... 109

§5.4. ცვლადი ღენის ასინქრონული ელექტროამპრავის მართვის სისტემების
გარდამავალი პროცესების მოდელირება კომპიუტერზე..... 115

ლიტერატურა..... 123

შესავალი

სამრეწველო საწარმოთა ტექნოლოგიური დანადგარების და ცალკეული მექანიზმების, აგრეთვე მთელ რიგ მოძრავ ობიექტებზე და მანქანებზე, იქ სადაც საჭიროა სიჩქარის დიდ დიაპაზონში მდოვრე რეგულირება იყენებენ ელექტროამძრავებს ავტომატური მართვის სისტემებით. ასეთი მანქანების რიცხვს მიეკუთვნებიან მეტალურგიულ საწარმოთა საგლინი დგანები, ქალაღდის, მინისა და მუყაოს დამამზადებელი აგრეგატები, მაღალი სიჩქარის ამწე-სატრანსპორტო მექანიზმები (ლიფტები და სხვ.), სასაზღვრო და ასაფრენ ტერიტორიებზე განთავსებული მძლავრი რადიოანტენები (რადიოტელესკოპები) და მრავალი სხვა. მსოფლიოს მოწინავე ელექტროტექნიკური და მანქანათ-მშენებელი ფირმების სპეციალისტები და მეცნიერები დიდ ყურადღებას უთმობენ ტექნოლოგიური მანქანების ელექტროამძრავთა მართვის სისტემების სრულყოფას მათი სიზუსტისა და დინამიკური მახასიათებლების გაუმჯობესების მიზნით. თუმცა მუდმივი დენის ავტომატიზებული ტირისტორული ელექტროამძრავები მაღალი ენერგეტიკული მაჩვენებლების გამო ფართოდ გამოიყენება პრაქტიკაში, მაინც ბოლო წლებში ზოგიერთი ფირმები უპირატესობას ანიჭებენ ცვლადი დენის 3-ფაზა ასინქრონულ ძრავებიან ავტომატიზებულ ელექტროამძრავებს სიხშირული გარდამსახებით. ეს განპირობებულია იმით, რომ მუდმივი დენის ძრავს ექსპლოატაციაში შესაჭიროება ხშირი რემონტი კოლექტორისა და მუსების გამო, ხოლო ასინქრონულ ძრავებს საექსპლოატაციო ხარჯები თითქმის არ გააჩნიათ. არ შეიძლება, რომ არ შევნიშნოთ ასინქრონული ელექტროამძრავების ნაკლოვანებაც კერძოდ, ძრავის მკვებავი სიხშირული გარდამსახის სქემის სირთულე და ამძრავის მართვის სისტემის ელემენტების სიმრავლე, რაც პირდაპირ კავშირშია დანადგარის მუშაობის საიმედობის შემცირებასთან.

როგორც მუდმივი, ისე ცვლადი დენის თანამედროვე რეგულირებად ელექტროამძრავთა მართვის სისტემების განვითარების ტენდენცია ითხოვს მუშაობის სიზუსტის და მაქსიმალური სწრაფქმედების უწყვეტ ზრდას. ამ მაჩვენებლების

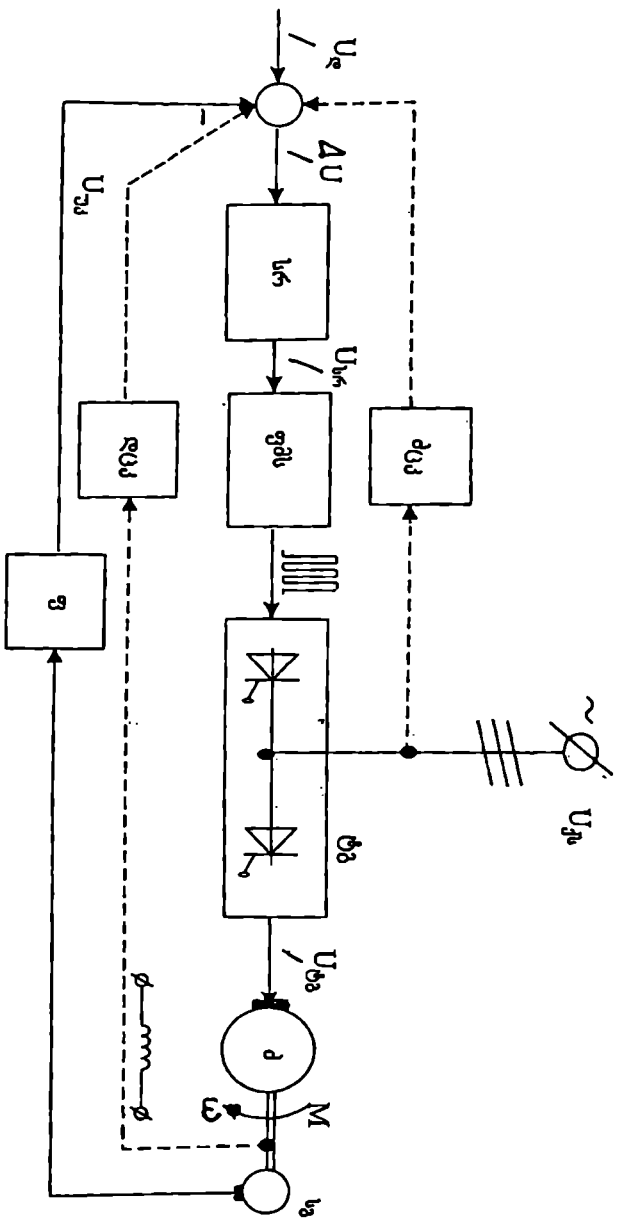
გასუმჯობესებლად ერთ-ერთ მთავარ ხელშეშლულ ფაქტორად ითვლება შემფოთების სიგნალების ცვლილების მაკომპენსირებელი მოწყობილობების რეალიზების სირთულე და ამძრავთა ტრანსმისიებში არსებული დრეკადი ელემენტები. ხშირად ტექნოლოგიური ან კონსტრუქციული თვალსაზრისით ძრავისა და მექანიზმის დამაკავშირებელი მექანიკური ლილვი დრეკადი თვისების მატარებელია, რის გამოც ამძრავის ინერციული მასები დინამიკაში მოდიან ძლიერ რხევით (გრეხით) მოძრაობაში. ის იწვევს დანადგარის მწყობრიდან გამოსვლას ედაზე ადრე. ამასთან დაკავშირებით, ელექტროამძრავების მართვის სისტემების სრულყოფისათვის საჭიროა შეიქმნას შემფოთების მაკომპენსირებელი სულ უფრო მოხერხებულ რეალიზებადი მოწყობილობები და მექანიკურ სისტემაში წარმოქმნილი გრეხითი რხევების ეფექტური მქრობი ელექტრული ფილტრები. აღნიშნული პრობლემების ეფექტურად გადაწყვეტა აქტუალურია როგორც უწყვეტი (ანალოგური), ისე დისკრეტული (ციფრული) მართვის მქონე ელექტროამძრავებისათვის. მათი მართვის სისტემების სრულყოფით შესაძლებელია მანქანა-დანადგარების მუშაობის სიზუსტის (როგორც სტატიკაში, ისე დინამიკაში) და სწრაფქმედების გაზრდა, აგრეთვე სხვა თვისობრივი (ხარისხობრივი) მაჩვენებლების გაუმჯობესება. ელექტროამძრავთა დინამიკური მახასიათებლების ოპტიმიზება საბოლოოდ განაპირობებს მანქანების მიერ მოთხოვნილი ელექტროენერგიის დანაკარგების მნიშვნელოვან შემცირებას და ტექნოლოგიური პროცესების წყვეტის (ამძრავების მიზეზით) მინიმუმამდე დაყვანას. ამით საბოლოოდ შესაძლებელი გახდება გამოშვებული კონკურენტუნარიანი პროდუქციის რაოდენობის და ხარისხის გაზრდა.

თავი I. ავტომატიზებული ელექტროამრავლების ანალოგური მართვის პრობლემების და ციფრული სისტემების კვლევის მეთოდების მიმოხილვა

§ 1.1. მუდმივი და ცვლადი დენის ავტომატიზებული ელექტროამრავლების თანამედროვე მართვის სისტემები

სიჩქარის რეგულირებად ტექნოლოგიურ მანქანებზე და მექანიზმებზე დღეისათვის მსოფლიოს მოწინავე ელექტროტექნიკური ფირმები უპირატესად იყენებენ მუდმივი დენის ტირისტორული ელექტროამრავლის სისტემებს [4,10;12]. ასეთი ამრავლები უწყვეტი მართვის პირობებში უზრუნველყოფენ მანქანების მუშაობას მაღალი სიზუსტით (ცდომილება 0,1 %-ის ფარგლებშია) და სასურველი დინამიკური მახასიათებლებით ციფრული სიგნალებით მართვის გამოყენებისას ტირისტორული ელექტროამრავლის სტატიკური და დინამიკური მაჩვენებლები კიდევ უფრო მაღალია (ცდომილება 0,01 %, სწრაფქმედება არ აღემატება 1 წმ-ს), [10;12].

ნახ.1.1-ზე წარმოდგენილია ერთონტურიანი ტირისტორული ელექტრო ამრავლის ფუნქციური სქემა, რომელიც შედგება შემდეგი ელემენტებისაგან: $U_{\text{კ}}$ -სისტემის დავალების (მართვის) სიგნალი; ძ-მუდმივი დენის დამოუკიდებელ აგზნებიანი ძრავა; ტგ-ტირისტორული გამმართველია, რომელიც კვებავს ძრავას ღუზას რეგულირებადი ძაბვით; ფმს-ფაზური მართვის სისტემა, რომელიც გამოიმუშავებს იმპულსებს ტირისტორების სამართავად; სრ-სიჩქარის რეგულატორი; სგ-სიჩქარის გადამწოდი (ტაქოგენერატორი); ფფილტრი ტაქოგენერატორის გამოსავალზე, რომელიც ფილტრავს სგ-დან მიღებულ სისტემის უკუკავშირის ძაბვას ($U_{\text{კ}}$); ω და M -ძრავას ღერძის ბრუნვის კუთხური სიჩქარე და მომენტი; ძკ და დც-ძაბვის რყევის და ძრავის ღერძზე დატვირთვის ცვლილების მაკომპენსირებელი (კომპენსირების) დამატებითი უკუკავშირების რგოლებია (რომელთა ოპტიმალური გადამცემი ფუნქციების, პარამეტრების და მათი რეალიზების საშუალებათა განსაზღვრა ერთ-ერთი სიახლეა წარმო-



ნახ. 1.1. მუდმივი ღუნის ტირისტორული ელექტროამბრავის უწყვეტი მართვის ერთკონტურიანი სისტემა შექმნათების მკომენსირებული დამატებითი უკუკავშირებით

დგენილ წიგნში). განსახილველი სისტემა აღჭურვილია ძრავას სიჩქარის უარყოფითი უკუკავშირით და უზრუნველყოფს ამძრავის სიჩქარის სტაბილიზაციას მაღალი სიზუსტით. უკუკავშირიანი ელექტროამძრავის მექანიკური მახასიათებლის ფორმულის მისაღებად ვწერთ მისი ცალკეული ელემენტისათვის სტატიკური რეჟიმის შესაბამის განტოლებებს:

$$\begin{cases} \Delta U = U_{\text{დ}} - U_{\text{კ}}; \\ U_{\text{კ}} = K_{\text{სგ}} \omega; \\ U_{\text{სრ}} = K_{\text{სრ}} \Delta U; \\ E_{\text{ტგ}} = k_{\text{ტგ}} U_{\text{სრ}}; \\ U_{\text{ტგ}} = E_{\text{ტგ}} - I_{\text{დ}} R_{\text{ტგ}}; \\ U_{\text{ძ}} = E_{\text{ძ}} - I_{\text{დ}} R_{\text{ძ}}; \\ E_{\text{ძ}} = c_{\text{ძ}} \omega. \end{cases} \quad (1-1)$$

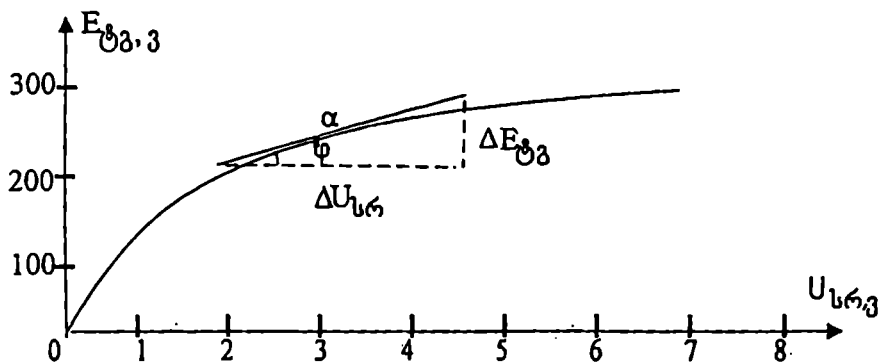
სადაც $K_{\text{სრ}}$, $K_{\text{ტგ}}$ და $K_{\text{სგ}}$ - შესაბამისად არის სიჩქარის რეგულატორის, ტირისტორული გარდამსახვის (ტგ) და სიჩქარის გადამწოდის გადაცემის კოეფიციენტები; $E_{\text{ძ}}$, $E_{\text{ტგ}}$, $I_{\text{დ}}$, $R_{\text{ძ}}$ და $R_{\text{ტგ}}$ - ძრავას ღუზის და ტგ ემ ძალებია; ღუზის დენი, ღუზის გრავნილის და ტგ-ს აქტიური წინაღობებია; $c_{\text{ძ}}$ - ძრავის ემ-ძალის პროპორციულობის კოეფიციენტი, რომელიც განისაზღვრება მისი საპასპორტო (ნომინალური) მონაცემებით, კერძოდ შემდეგი ფორმულით:

$$c_{\text{ძ}} = \frac{U_{\text{ნომ}} - I_{\text{ნომ}} \cdot R_{\text{ძ}}}{\omega_{\text{ნომ}}}; \quad (1-2)$$

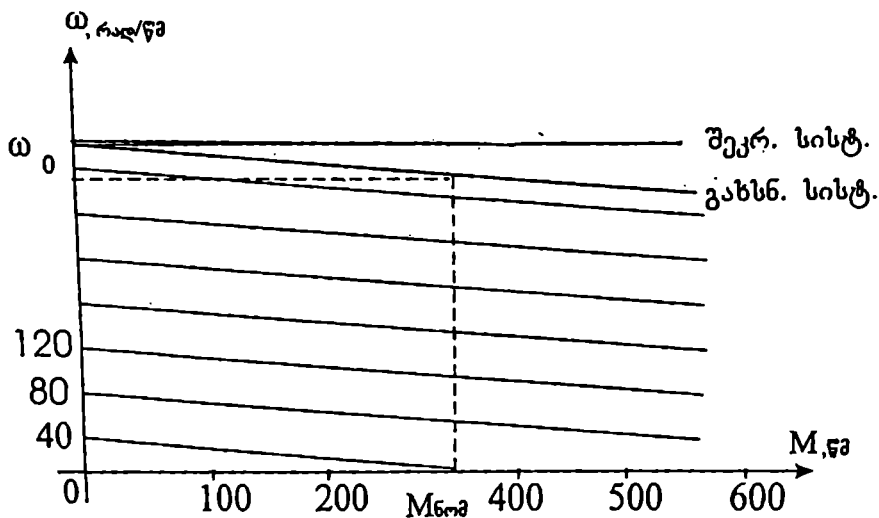
$E_{\text{ტგ}}$, $R_{\text{ტგ}}$ - ტირისტორული გარდამსახვის ემ ძალა და აქტიური წინაღობა; $K_{\text{ტგ}}$ - ტირისტორული გარდამსახვის გადაცემის კოეფიციენტი, რომელიც განისაზღვრება მისი გარე მახასიათებლის მუშა წერტილის შესაბამისი სიდიდეებით (ნახ.1.2)

$$K_{\text{ტგ}} = \frac{\Delta E_{\text{ტგ}}}{\Delta U_{\text{სრ}}}; \quad (1-3)$$

(1-1) განტოლებათა სისტემის ერთობლივი ამონახსნი გვაძლევს უკუკავშირიანი ამძრავის სიჩქარული მახასიათებლის ფორმულას:



ნახ. 1.2. ტირისტორული გამმართველის გარე მახასიათებელი



ნახ. 1.3. მუდმივი დენის ტირისტორული ელექტროამპრავის მექანიკური მახასიათებლები

$$\omega = \frac{K_{სრ} K_{ტბ} K_{ა} K_{კა}}{1 + K_{სრ} K_{ტბ} K_{ა} K_{კა}} \cdot U_{\omega} - \frac{I_{\omega} R_{\omega}}{c_{ა} (1 + K_{სრ} K_{ტბ} K_{ა} K_{კა})}, \quad (1-4)$$

სადაც $K_{ა} = \frac{1}{c_{ა}}$ არის ძრავის გადაცემის კოეფიციენტი; $R_{\omega} = R_{\omega 1} + R_{\omega 2}$ -

ძრავის ღუზის წრედის სრული აქტიური წინაღობა. თუ (1-4)-ში I_{ω} -ს შევცვლით ძრავის ბრუნვის მომენტის სიდიდით M -ით შემდეგი გამოსახულებიდან

$$M = c_{ა} \cdot I_{\omega}, \quad (1-5)$$

მივიღებთ ამძრავის მექანიკური მახასიათებლის ფორმულას:

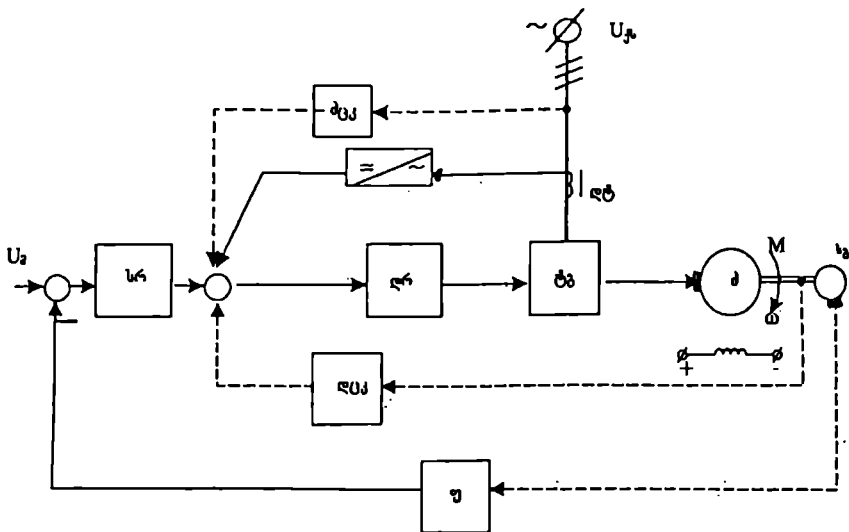
$$\omega = \frac{K / K_{კა}}{1 + K} U_{\omega} - \frac{MR_{\omega}}{c_{ა}^2 (1 + K)}, \quad (1-6)$$

სადაც $K = K_{სრ} \cdot K_{ტბ} \cdot K_{ა} \cdot K_{კა}$ -სისტემის საერთო გაძლიერების კოეფიციენტი.

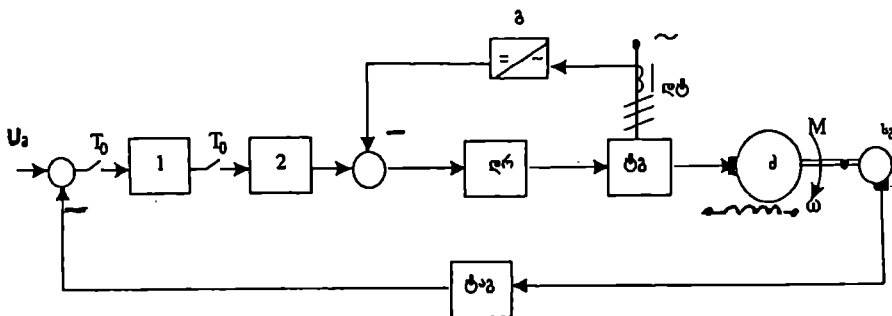
(1-6)-ში პირველი მდგენელი წარმოადგენს ძრავას იდეალური უკში სვლის სიჩქარეს (ω_0), ხოლო მეორე მდგენელი არის ძრავის სიჩქარის ვარდნა უკუკავშირიან (შეკრულ) სისტემაში ($\Delta\omega_{\text{გა}}$). ვინაიდან სისტემის საერთო K -შეიძლება ტოლი იყოს რამდენიმე ასეულის, ამიტომ უკუკავშირიანი სისტემის

$$\Delta\omega_{\text{გა}} \ll \Delta\omega_{\text{გაისხ}} = \frac{M \cdot R_{\omega 1}}{c_{ა}^2} \cdot \Delta\omega_{\text{გაისხ}}. \text{ უკუკავშირის გარეშე მომუშავე ამძრავის სიჩქარის ვარდნა უკში სვლიდან ნომინალურ დატვირთვამდე. განხილული ელექტროამძრავის მექანიკური მახასიათებლები წარმოდგენილია ნახ.1.3-ზე (ПН - 290 - ტიპის ძრავასთვის, რომლის საპასპორტო მონაცემებია: } F_{\text{ჩ}} = 46,5 \text{ კვტ; } U_{\text{ნომ}} = 220\text{ვ; } I_{\text{ნომ}} = 238\text{ა; } R_{\omega 1} = 0,037\text{ომი; } c_{ა} = 1,3, \text{ ე. წმ/რად. მონაცემების მიხედვით } \Delta\omega_{\text{გაის}} = 12 \text{ რად/წმ, ხოლო } \Delta\omega_{\text{გა}} \approx 0).$$

ნახ. 1.4-ზე ნაჩვენებ ორ უკუკავშირიან (სიჩქარის და დენის უკუკავშირიან) ელექტროამძრავის სქემაში რეგულატორებად (სრ და დრ), ხშირად იყენებენ პროპორციულ-მინტეგრირებელი (პი) ტიპის ოპერაციულ მაძლიერებელს, რომ-



ნახ. 1.4. მულმივი დენის ტირისტორული ელექტროამბრავის უწყვეტი მართვის ორკონტურიანი სისტემა შემფოთების მაკომპენსირებელი დამატებითი უკუკავშირებით



ნახ. 1.5. მულმივი დენის ტირისტორული ელექტროამბრავის ციფრული მართვის სისტემა

ლის სტატიკური გაძლიერების კოეფიციენტი შეადგენს 40-50 ათასს (მხოლოდ ძაბვის მიხედვით). სქემა დამატებით აღჭურვილია ძაბვის და დატვირთვის ცვლილების მაკომპენსირებელი (დცკ და დცკ) უკუკავშირებით. გარდა ზემოთ ხსენებული აღნიშვნებისა კიდევ გვაქვს: 11-მართვის სიგნალი; გ-გამმართველი; დტ-დენის მზომი ტრანსფორმატორი. სქემის ძირითად ღირსებად ითვლება დინამიკური პროცესების ფორსირება, რაც განპირობებულია აღნიშნული პროცესის დასაწყისში რეგულატორების შესასვლელზე გაზრდილი ძაბვის მიწოდებით და მისი თანდათანობითი მოხსნით სისტემაში შემავალი ელემენტების ინერციულობათა გათვალისწინებით. ასეთი სქემა უზრუნველყოფს სიჩქარის სტაბილიზაციას. მაღალი სიზუსტით ისე, როგორც წინა სისტემა, მაგრამ მათ გააჩნიათ არც თუ დაბალი მგრძობიარობა ქსელის ძაბვის რყევისა და ძრავის ღერძზე სტატიკური დატვირთვის ცვლილების მიმართ. ამიტომ ისმის ამოცანა განხილულ სისტემებში დამატებითი უკუკავშირების ჩართვისა აღნიშნულ შემთხვევებთან გასაკომპენსირებლად ანუ ინვარიანტობის პრობლემების გადასაწყვეტად. ინვარიანტობის პრობლემას მიძღვნილი აქვს მეცნიერთა შრომები, კერძოდ [11]. ელექტროამძრავის სტატიკური დატვირთვის მომენტის პირდაპირი, თუ ირიბი გაზომვის სირთულემ ამოცანის გადაწყვეტა დღემდე ვერ უზრუნველყო (სათანადო ტექნიკური საშუალებების არ არსებობის გამო).

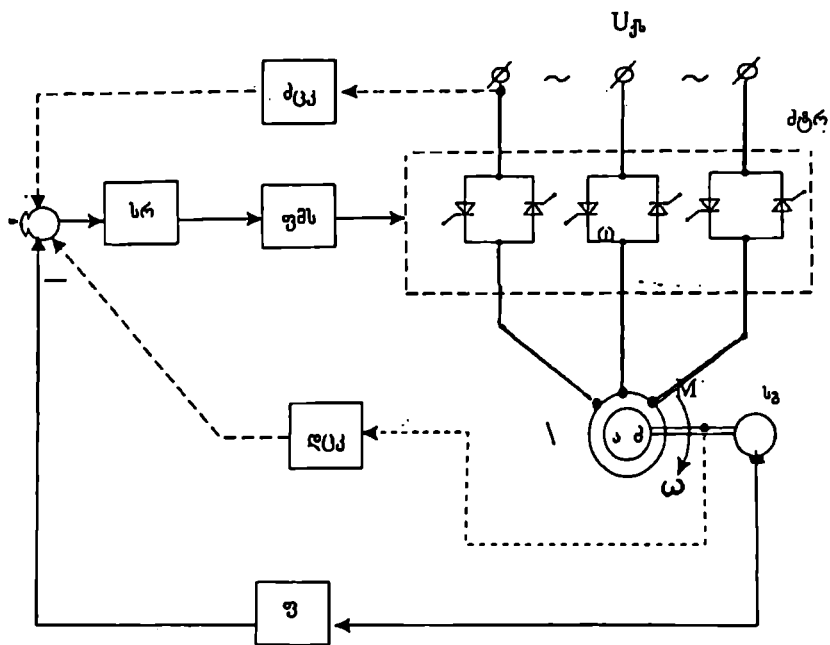
ამჯერად, ავტორებს ამოცანის გადაწყვეტის უფრო მოხერხებულ საშუალებად მიაჩნიათ ამძრავთა სისტემებში კალმან-ბოუსის ფილტრის [1;4;7] ანალოგიური დამკვირვებელი მოწყობილობის გამოყენება და მისი დახმარებით ამძრავის დინამიკური მომენტის (დენის) შესაბამისი მდგენელის მიღება. ეს პრაქტიკულად ხელს უწყობს ინვარიანტობის პრობლემის ეფექტურ გადაწყვეტას (იხ. ქვემოთ ნახ. 1.10).

ნახ.1.5-ზე წარმოდგენილია მუდმივი დენის ციფრულ-რეგულატორიანი ტირისტორული ელექტროამძრავის სისტემა, რომელიც შედგენილია ნახ.1.4-ზე მოყვანილი სქემის ბაზაზე [4;5;9]. სქემა გარდა ციფრული რეგულატორისა

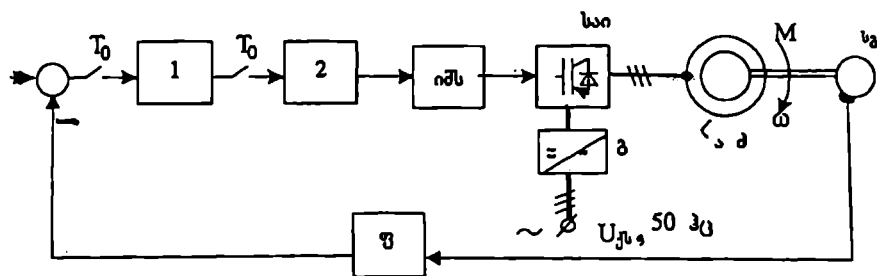
შეიცავს ნულოვანი დონის ექსტრაპოლიატორს (აღნ. 2). იგი უზრუნველყოფს სისტემის იმპულსური და უწყვეტი (ანალოგური) მოქმედების ნაწილების ურთიერთკავშირს. სიჩქარის უკუკავშირის სგ-გადამწოდი, როგორც წესი, იმპულსური მოქმედებისა და მის წრედში ჩართული ციფრულ-ანალოგური გარდაამსახი (ცავ) სისტემის შესავალზე აწვდის უწყვეტ სიგნალს. სქემის მუშა რეჟიმების ანალიზისას ტგ-გამპართველს განიხილავენ როგორც დაგვიანებით მოქმედ რგოლს. როგორც აელნიშნეთ ციფრული სისტემა (ნახ.1.5) უზრუნველყოფს უკეთეს დინამიკურ მახასიათებლებს. მვრამ უცნობია დისკრეტული რეგულატორის ოპტიმალური პარამეტრების განსაზღვრის მეთოდი. ამიტომ ისმის ამოცანა ციფრული რეგულატორების ოპტიმალური გადამცემი ფუნქციების განსაზღვრისა, როგორც ხისტში, ისე დრეკადრგოლიანი ელექტროამპრავის სისტემებისათვის.

ნახ.1.6-ზე წარმოდგენილია ცვლადი დენის სამფაზა ასინქრონული ელექტროამპრავის სისტემა, ე.წ. ძაბვის ტირისტორული რეგულატორით (ძტრ). სქემას გააჩნია დამატებითი უკუკავშირები (ნაჩვენებია წყვეტილით) ძაბვის და დატვირთვის ცვლილების მაკომპენსირებელი (მკკ და დკკ) რგოლებით. სქემა მუშაობს უწყვეტი (ანალოგური) სიგნალებით და უზრუნველყოფს ასინქრონული ძრავის (აძ) სიჩქარის სტაბილიზაციას $D=3:1$ რეგულირების დიაპაზონით. რეგულირების შეზღუდული დიაპაზონი განპირობებულია ძრავის კრიტიკული (მაქსიმალური) ბრუნვის მომენტის კვადრატული დამოკიდებულებით სტატორის გრავნილებზე მიწოდებული ძაბვისაგან [9;19]. ელექტროამპრავის ასეთი სისტემისათვის ისე, როგორც 1.1-ე და 1-4-ე ნახაზებზე მოყვანილი სისტემებისათვის, აქტუალურია შემამფოთებელი სიდიდეების (ქსელის ძაბვის ვარდნის და დატვირთვის ცვლილების) მაკომპენსირებელი მოწყობილობების და შესაბამისი უკუკავშირების ანალიზური კონსტრუირება ანუ ინვარიანტობის პრობლემების გადაწყვეტა ცვლადი დენის ასინქრონული ელექტროამპრავებისათვის.

ნახ.1.7-ზე წარმოდგენილია სიხშირით რეგულირებადი სამფაზა ასინქრონული ელექტროამპრავის ციფრული მართვის სისტემა. სქემაზე გარდა ცნობი-



ნახ. 1.6. სამფაზა ასინქრონული ელექტროამძრავის სისტემა ძაბვის ტირისტორული რეგულატორით, შეშფოთების მაკომპენსირებელი დამატებებით უკუკავშირებით



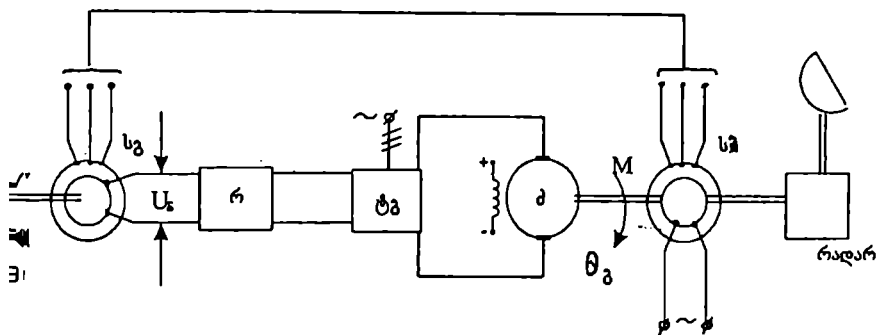
ნახ. 1.7. სიხშირით რეგულირებადი ასინქრონული ელექტროამძრავის ციფრული მართვის სისტემა.

ლი აღნიშვნებისა გვაქვს შემდეგი ელემენტები: აი-ავტონომიური ინვერტორი, რომელიც ქსელის ძაბვის სიდიდეს და სიხშირეს (50 კც.) გარდაქმნის ცვალებადი სიდიდის და სიხშირის ძაბვად; იმს-ინვერტორის მართვის სისტემა. ამპრავის ასეთი სისტემა უზრუნველყოფს ძრავის სიჩქარის სტაბილიზაციას მაღალი სიჩქარით, მდორედ და ღიდი დიაპაზონით, თითქმის ისეთივე სტატიკური და დინამიკური მახასიათებლებით, როგორც გააჩნია ნახ.1.1-ზე მოყვანილ სისტემას.

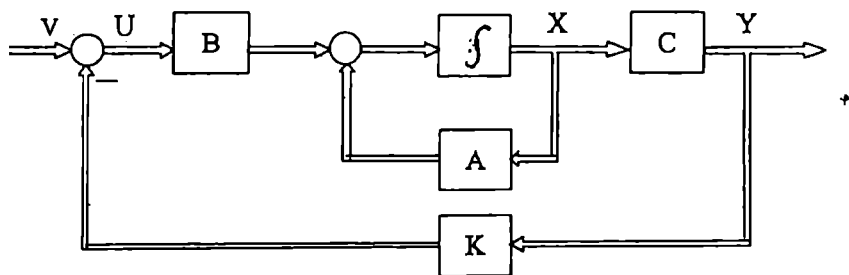
სიხშირული ასინქრონული ელექტროამპრავისათვის ისე, როგორც მუდმივი დენის ამპრავისათვის (ნახ.1.5-ზე), ინტერესს იწვევს სიჩქარის ციფრული რეგულატორის (კონტროლის) ოპტიმიზაციური სინთეზის ამოცანის გადაწყვეტა.

ნახ.1.8-ზე წარმოდგენილია რადიოლოკაციური დანადგარის ელექტროამპრავის მიმყოლი მართვის სისტემა. სქემაში გვაქვს სგ და სმ გადამწოდი და მიმღები სელსინები, რომლებითაც ხორციელდება მათი ღერძების მობრუნების კუთხეთა (Θ_a და Θ_b) უთანხმოების გაზომვა. როცა სმ-ის ღერძი შემობრუნდება რაიმე კუთხით, მაშინვე სგ-ს ერთფაზა გამოსასვლელზე გაჩნდება სელსინების ღერძების უთანხმოების პროპორციული u_f ძაბვა. სისტემის პირდაპირ არხში რ-რეგულატორიდან გაივლის სიგნალი, რომელიც ააბუშავეებს სმ-ის ღერძზე მდგომ ძრავს. ძრავი იმუშავეებს მანამ, სანამ არ მოისპობა უთანხმოება სმ-ის და სგ-ს ღერძებს შორის.

ნახ. 1.9-ზე წარმოდგენილია თანამედროვე ავტომატიზებული ელექტროამპრავის სქემა. ე.წ. მოდალური მართვით, როცა სისტემის ყველა ცვლადი გაზომვადია. ნახ.1.10-ზე კი წარმოდგენილია ამპრავის სისტემა მოდალური მართვით, როცა სისტემაში შესაძლებელი არ არის ყველა ცვლადის გაზომვა. ამ მიზნით სქემაში გათვალისწინებულია კალმან-ბიუსის ფილტრის პრინციპით აგებული დამკვირვებელი მოწყობილობა, რომელიც გამოიმუშავებს სისტემის ყველა ცვლადის (მათ შორის ძნელად გაზომვადი ცვლადების) შეფასებით სიდიდეებს.



ნახ. 1.8. ელექტროამპრავის მიმყოლი მართვის ერთკოტურიანი სისტემა.



ნახ. 1.9. მოდალური მართვის მქონე ელექტროამპრავის მატრიცული სტრუქტურული სქემა

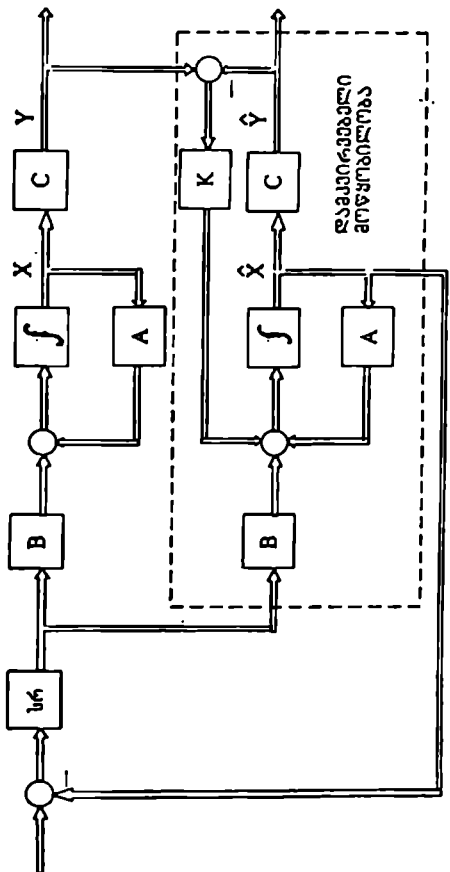
სქემებზე (ნახ.1.9 და ნახ.1.10) A, B და C სისტემის ობიექტის პარამეტრებით განსაზღვრული მატრიცებია, ხოლო K- დამკვირვებლის უკუკავშირის კოეფიციენტებია. x-სისტემის მდგომარეობის ცვლადებია, y'-გამოსავალი სიგნალის სიდიდეა. x' და y'-სისტემის რეალური სიდიდეების შეფასებითი სიგნალებია, რომლებიც მიიღება დამკვირვებელი მოწყობილობით.

§1.2. მართვის სისტემების სიზუსტის გაზრდის მეთოდები ინვარიანტობის პრინციპით

ისე, როგორც ნებისმიერი სახის ავტომატური მართვის სისტემისათვის, ავტომატიზებული ელექტროამპრავებისათვისაც სიზუსტის გასაზრდელად ძირითადად იყენებენ: სისტემის საერთო გაძლიერების კოეფიციენტის ან ასტატიზმის რიგის გაზრდის ხერხებს. გარდა ამისა, სიზუსტის ასამაღლებლად მართვის თეორიაში, აგრეთვე ცნობილია შემაშფოთებელი სიგნალების კომპენსაციის მეთოდები. თუმცა მაკომპენსირებელი მოწყობილობების პრაქტიკულ რეალიზებას თან ახლავს გარკვეული სიძნელებები.

სისტემის საერთო გაძლიერების კოეფიციენტის გაზრდით შესაძლებელია მხოლოდ სტატიკური სიზუსტის ამაღლება. იმავდროულად დინამიკური რეჟიმებისათვის ეს მეთოდი ხშირად მიუღებელია, ვინაიდან იგი აუარესებს სისტემის მდგრადობის მარაგს (აღნიშნული კოეფიციენტის დაუშვებლად გაზრდით შესაძლებელია სისტემა მიუახლოვდეს მდგრადობის რხევით ზღვარს ან გადალახოს იგი და პროცესები გახდეს შეუქცევადი). აქედან გამომდინარე სისტემის საერთო კოეფიციენტის გაზრდასთან ერთად აუცილებელია ვიზრუნოთ დინამიკური მდგრადობის მარაგის შესანარჩუნებლად, სპეციალური მაკორექტირებელი (მაღიფერენცირებელი) მოწყობილობების დახმარებით.

სისტემის დამყარებული რეჟიმის ცდომილების შესამცირებლად გამოიყენება რეგულატორები მანტეგრებელი ტიპის მდგენელებით. ასეთი რეგულატორი იძ-



ნახ. 1.10. მოდალური მართვის მქონე ელექტროამრავის მატრიცული სტრუქტურული სქემა დამკვირვებელი მოწყობილობით.

ლევა პირველი რიგის ასტატიკურ სისტემას, რომელსაც ახასიათებს გახსნილი კონტურისათვის შემდეგი სახის ზოგადი გადაწყვეტი ფუნქცია

$$W(s) = \frac{k_0(b_0 s^m + \dots + b_m)}{s(a_0 s^n + \dots + a_n)}, \quad m \leq n. \quad (1-7)$$

სადაც k_0 -სისტემის საერთო გადაცემის კოეფიციენტი; $\{a_i\}_{i=0;n}$ და $\{b_i\}_{i=0;m}$ სისტემის პარამეტრებით განსაზღვრული კოეფიციენტებია.

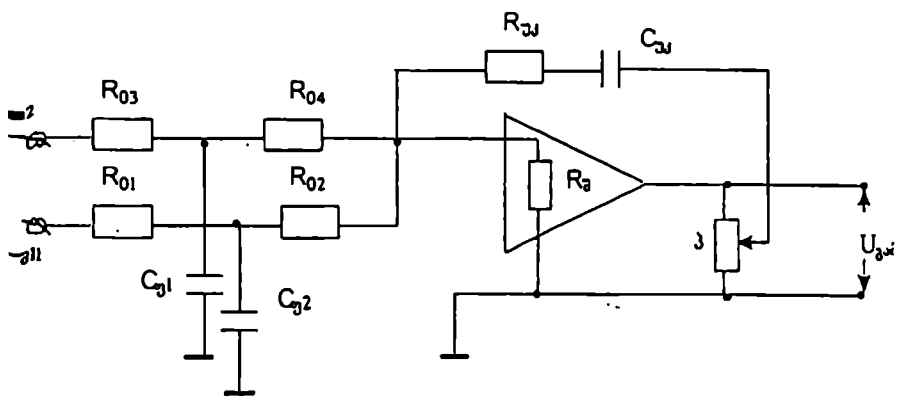
მეორე რიგის ასტატიკური სისტემის გახსნილი კონტურისათვის გადაწყვეტი ფუნქციას ზოგადად აქვს შემდეგი სახე:

$$W(s) = \frac{k_0(b_0 s^m + \dots + b_m)}{s^2(a_0 s^n + \dots + a_n)}, \quad m \leq n. \quad (1-8)$$

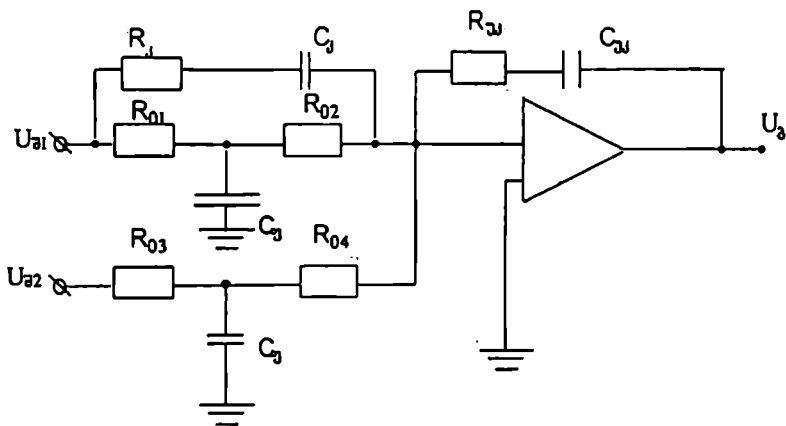
იმის გამო, რომ მინტეგრებული ტიპის რეგულატორები აუარესებენ დინამიკური სისტემების მდგრადობას, ელექტროამპრაჟების შემთხვევაში „სუფთად“ ამ ტიპის რეგულატორებით სისტემის მუშაობა საერთოდ შეუძლებელი ხდება (როგორც სტრუქტურულად არამდგრადი სისტემისა). ამიტომ მდგრადობის მარაგის შესანარჩუნებლად დამატებითი მაკორექტირებელი მოწყობილობების გარეშე თანამედროვე ავტომატიზებულ ელექტროამპრაჟებში რეგულატორებად იყენებენ იზოღრომული ტიპის ოპერაციულ მაძლიერებლებს (ნახ. 1.11), რომლის გადაწყვეტი ფუნქციაა:

$$W(s) = \beta \cdot \frac{s+1}{s}. \quad (1-9)$$

ნახ.1.11ა-ზე გვაქვს რეგულატორების გამარტივებული ელექტრული სქემები შემდეგი აღნიშვნებით: $u_{\text{მ1}}, u_{\text{მ2}}$ და $u_{\text{გ.ა}}$ - რეგულატორის შემავალი და გამომავალი სიგნალები; $R_{01} = R_{02}$ რეგულატორის შემავალი წრედების აქტიური წინაღობები; $R_{\text{კ}}$ და $C_{\text{კ}}$ - რეგულატორის საკუთარი უკუკავშირის აქტიური წინაღობა და ტევადობა (იზომება, შესაბამისად კომ-ით და მკფ-ში); $C_{\text{ფ}}$ და $C_{\text{ფ2}}$ - რეგულატორის შესასვლელზე ჩართული ფილტრების ტევადობები; $R_{\text{ფ}}$ -



ა)



ბ)

ნახ. 1.11. თანამედროვე ოპერაციული გამაძლიერებლის გამარტივებული ელექტრული სქემები: ა) პი-ტიპის და ბ) პიდ-ტიპის.

რეგულატორის შემავალი წინაღობა; β - რეგულატორის დინამიკური გაძლიერების კოეფიციენტი ტოლია $\beta = R_{\Sigma} / \alpha(R_{01} + R_{02})$; $r = R_{\Sigma} \cdot C_{\Sigma}$ - რეგულატორის უკუკავშირის წრედის დროის მუდმივა; პ-პრტენციომეტრია; რომლითაც α - კოეფიციენტი შეიძლება ვცვალოთ 1-დან 0-მდე.

სისტემის ცდომილების შემცირების უფრო ეფექტური საშუალებაა იზოდრომულ რეგულატორთან შედარებით პროპორციულ-მინტეგრებელი-მადიფერენცირებელი (პიდ-ტიპის) რეგულატორის გამოყენება (ნახ. 1.11,ბ). უნდა აღინიშნოს, რომ პიდ-რეგულატორში მადიფერენცირებელი წრედები არასასურველი ელემენტებია ამბრავთა სისტემებისათვის, როგორც ხელშემშლელი სიგნალებისადმი მაღალმგრძობიარენი.

ავტომატური მართვის სისტემებში მაღალი სიზუსტის მიღების ერთ-ერთი კარგი საშუალებაა ე.წ. ინვარიანტობის პრინციპების გამოყენება [5; 20]. მართვის სისტემა ინვარიანტულია შემაშფოთებელი ზემოქმედებების მიმართ, თუ გარდამავალი პროცესის დამთავრების შემდეგ სისტემის ცდომილება და სარეგულირო ცვლადის სიდიდე დამოკიდებული არ არიან აღნიშნული ზემოქმედებებისაგან. რაც შეეხება ინვარიანტობას მართვის სიგნალის მიმართ იგი შესრულებულ იქნება, თუ სარეგულირო ცვლადის სიდიდე დამოკიდებული არ იქნება ამ ზემოქმედებისაგან (ნულოვანი საწყისი პირობების გათვალისწინებით). განვიხილოთ ეს მიდგომა შემთხვევისათვის, როცა სისტემაზე ზემოქმედებს დავალების (g) ან შემფოთების (f) სიგნალი, ხოლო სისტემის დიფერენციალურ განტოლებას ცდომილების მიმართ აქვს შემდეგი სახე:

$$(a_0 s^n + \dots + a_m) \cdot \varepsilon = (b_0 s^m + \dots + b_m) \cdot f, \quad (1-10)$$

ამ განტოლების ამონახსნს აქვს ორი მდგენელი-გარდამავალი (თავისუფალი) $\varepsilon_0(t)$ და იძულებითი $\varepsilon_{\text{ძ}}(t)$. თავისუფალი მდგენელი განისაზღვრება (1-16) განტოლების ზოგადი ამონახსნით (მარჯვენა მხარის გარეშე), ხოლო იძულებითი მდგენელი განისაზღვრება განტოლების მარჯვენა მხარის გათვალისწინებით.

ε -ცდომილების გამოსახულება ნულოვანი საწყისი პირობების შემთხვევაში ტოლია

$$\varepsilon(s) = \frac{Q(s)}{D(s)} \cdot F(s), \quad (1-11)$$

სადაც $Q(s) = b_0 s^m + \dots + b_m$; $D(s) = a_0 s^n + \dots + a_n$.

(1-11)-ის მარტივ წილადებად დაშლა (ჯერადი ფესვების არ არსებობის შემთხვევაში) მოგვცემს:

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_{\text{თ}}(t) + \varepsilon_{\text{მ}}(t) = \sum_{i=1}^m C_i \cdot e^{s_i t} + \sum_{k=1}^l \Theta_k e^{s_k t}, \quad (1-12)$$

სადაც s_i არის $D(s)$ -პოლინომის ფესვები (სისტემის პოლუსებია); s_k -ური $\Theta(s)$ პოლინომის ფესვებია (სისტემის ნულებია).

იძულებითი მდგენელის ნულთან ტოლობა შესრულებულ იქნება მაშინ, როცა ზემოქმედი ფუნქციის ყველა პოლუსი იქნება ნულის ტოლი. თუ განვიხილავთ

$F(s) = \frac{A(s)}{B(s)}$ ფუნქციას და მოვახდენთ (1-11)-ში $B(s)$ და $Q(s)$

პოლინომების მარტივ მამრავლებად დაშლას მათ აღმოაჩნდებათ $(s - s_k)$ -ური საერთო თანამამრავლები, რომელთა შეკვეცით $\varepsilon_{\text{მ}}(t)$ გაუტოლდება ნულს.

პრაქტიკული რეალიზების გათვალისწინებით სრული ინვარიანტობის შესრულება რთულია, ამიტომ თანამედროვე ტექნიკური საშუალებების გამოყენებით შეიძლება ნაწილობრივი ინვარიანტობის პრინციპების გამოყენება ელექტროამპრაჟების მართვის სისტემებშიც (როგორც ეს განხილულია წარმოდგენილ წიგნში).

§ 1.3. ციფრული მართვის სისტემების კვლევის მეთოდები

ნულოვანი დონის ექსტრაპოლაციის მქონე ციფრული მართვის სისტემებს ავტომატური მართვის თეორიაში განიხილავენ როგორც წრფივს, ამიტომ ციფრული ელექტროამპრაჟების კვლევის და დინამიკური რეჟიმების ოპტიმიზაციის ამოცანების გადასაწყვეტად ყველაზე მოხერხებულია გამოვიყენოთ ე.წ. ფსევდო-სინშირული მახასიათებლების მეთოდი [3:5].

მანამ, სანამ შევეხებით ოპტიმიზაციის საკითხებს მოკლედ დავახასიათოთ ციფრული მართვის სისტემების მათემატიკური მოდელების შედგენის და ანალიზის წესები.

ვინაიდან ციფრული მართვის ელექტროამპირაჟებისათვის (ნახ. 1.5 და ნახ.1.7) სირქარის რეგულატორი (კორექტორი) დისკრეტული მოქმედებისაა, ამიტომ მისი სინთეზირებისას მართვის ობიექტის გადაშტეპი ფუნქციას წერენ z - დისკრეტული-ოპერატორების გამოყენებით შემდეგნაირად:

$$W(z) = \frac{z-1}{z} Z \left[\frac{W_0(s)}{s} \right], \quad (1-13)$$

სადაც z - აღნიშნავს კვადრატულ ფრჩხილებში მქონე ლაპლასის გამოსახულების z -გარდაქმნას. დისკრეტული და უწყვეტი ოპერატორები. რომლებსაც იყენებენ დინამიკური რეჟიმების ანალიზისას, ერთმანეთთან დაკავშირებულია ფორმულით

$$z = e^{T_0 \cdot s} \quad (1-14)$$

სადაც T_0 - იმპულსური სიგნალების დისკრეტულობის პერიოდია.

s -ოპერატორიანი გადაშტეპი ფუნქციიდან z - დისკრეტულ ოპერატორიან გადაშტეპ ფუნქციაზე გადასვლა განვიხილოთ სტატიკური მართვის სისტემის მიმართ, რომლის ობიექტის გადაშტეპი ფუნქცია მოცემულია შემდეგი სახით:

$$W_0(s) = \frac{K_0(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)(1 + T_3 s)}. \quad (1-15)$$

მისი დაშლით მარტივ წილადებად მივიღებთ:

$$W_0(s) = \sum_{i=1}^3 \frac{A_i}{s + \alpha_i}, \quad (1-16)$$

სადაც $\alpha_i = \frac{1}{T_i}, i = \overline{1;3}$; A_i კოეფიციენტებია, რომლებსაც გამოვთვლით მარტივ

წილადებად დაშლის წესით [9].

დისკრეტული მათემატიკური აპარატის გამოყენებით (1-16)-დან მივიღებო შემდეგი სახის დისკრეტულ გადაშტეპ ფუნქციას:

$$W(z) = \sum_{i=1}^3 \frac{A_i \cdot (1 - d_i)}{\alpha_i (z - d_i)} \quad (1-17)$$

სადაც $d_i = e^{-\alpha_i T_0}$

პირველი რიგის ასტატიკური სისტემისათვის კი ვისარგებლოთ გამოსახულებით:

$$W_0(s) = \frac{K_0(1+r_1s)(1+r_2s)}{s(1+T_1s)(1+T_2s)(1+T_3s)} \quad (1.18)$$

ზემოთ ჩატარებული გარდაქმნების ანალოგიურად მივიღებთ შემდეგ დისკრეტულ გადამცემ ფუნქციას

$$W(z) = \frac{K_0 T_0}{z-1} + \sum_{i=1}^3 \frac{A_i (1-d_i)}{(z-d_i)} \quad (1-19)$$

მორე რიგის ასტატიკური სისტემის ობიექტისათვის, რომლის გადამცემი ფუნქციაა

$$W_0(s) = \frac{K_0(1+r_1s)(1+r_2s)}{s(1+T_1s)(1+T_2s)(1+T_3s)} \quad (1-20)$$

დისკრეტულ-ოპერატორიანი გადამცემი ფუნქცია ტოლი იქნება:

$$W(z) = \frac{K_0 T_0^2 (z+1)}{2(z-1)^2} + \frac{K_0 T_0}{z-1} + \sum_{i=1}^3 \frac{A_i \cdot (1-d_i)}{(z-d_i)} \quad (1-21)$$

თუ უწყვეტი ობიექტის გადამცემი ფუნქციის მნიშვნელს სხვა ფესვებთან ერთად აქვს მარტივი (არაჯერადი) კომპლექსური ფესვები: $\alpha_1 \pm \beta_1 i$, მაშინ შესაბამისი მდგენელები მარტივ წილადებად წარმოდგენილ გადამცემ ფუნქციაში ტოლი იქნება:

$$\frac{A_1 s + B_1}{(s - \alpha_1)^2 + \beta_1^2} = A_1 \cdot \left(\frac{s - \alpha_1}{(s - \alpha_1)^2 + \beta_1^2} \right) + \frac{A_1 \alpha_1 + B_1}{\beta_1} \cdot \left(\frac{\beta_1}{(s - \alpha_1)^2 + \beta_1^2} \right) \quad (1-22)$$

(1-22)-ის z-გარდაქმნა ტოლი იქნება

$$A_1 \cdot \left(\frac{z^2 - zd \cdot \cos(\beta_1 T_0)}{z^2 - 2 \cdot zd \cdot \cos(\beta_1 T_0) + d^2} \right) + \frac{A_1 \alpha_1 + B_1}{\beta_1} \cdot \left(\frac{zd \cdot \sin(\beta_1 T_0)}{z^2 - 2 \cdot zd \cdot \cos(\beta_1 T_0) + d^2} \right) \quad (1-$$

23)

სადაც $d = e^{j\omega T_0}$

მას შემდეგ, რაც გვეცოდინება გახსნილი სისტემის $W_g(z)$ -დისკრეტული გადამცემი ფუნქცია (ობიექტის და რეგულატორის გადამცემ ფუნქციათა გათვალისწინებით) ადვილად ვიპოვით შეკრული სისტემის საერთო გადამცემ ფუნქციას დისკრეტული ოპერატორებით

$$W_g(z) = \frac{W_d(z)}{1 + W_d(z)}. \quad (1-24)$$

ციფრული მართვის სისტემის დინამიკური მდგრადობა უზრუნველყოფილ იქნება, თუ სისტემის მახასიათებელი განტოლების

$$1 + W_d(z) = 0 \quad (1-25)$$

ფესვების მოდულები $|z_i| < 1$.

დისკრეტული რეგულატორის (კორექტორის) გადამცემი ფუნქციის ოპტიმიზაციური სინთეზი ხორციელდება ე.წ. ფსევდო-სიხშირული მახასიათებლების (ბოდეს დიაგრამების) დახმარებით, უწყვეტი სისტემების სინთეზის ამოცანის ანალოგიურად. ციფრული სისტემების ლოგარითმულ-სიხშირული მახასიათებლების აგებისას უნდა ვისარგებლოთ შემდეგი აღნიშვნით

$$z = \frac{1 + j\lambda T_0 / 2}{1 - j\lambda T_0 / 2}, \quad (1-26)$$

სადაც $j = \sqrt{-1}$ წარმოსახვითი ერთეულია; λ -სიმბოლური ფსევდო-სიხშირეა.

ციფრული სისტემების თეორიაში გარდამავალი პროცესების გასაანგარიშებლად გამოიყენება კომის შემდეგი წირითი ინტეგრალური ფორმულა [9]:

$$\frac{1}{2\pi j} \oint_G \frac{f(z)}{z - z_0} dz = \begin{cases} f(z_0), & \text{თუ } z_0 \in G \\ 0, & \text{თუ } z_0 \notin G. \end{cases} \quad (1-27)$$

უკუკავშირიანი სისტემის რეაქციას შესასვლელზე მიწოდებულ ერთეულთან ნახტომისებრ სიგნალზე განსაზღვრავენ შემდეგი გამოსახულებით [5]:

$$R(z) = \frac{z}{z-1} \cdot W_g(z). \quad (1-28)$$

(1-28)-ში პირველი თანამართალი (წილადი) წარმოადგენს ერთეულოვანი სიგნალის z -გარდაქმნას. (1-27)-ში შემავალი G -არე ციფრული სისტემებისათვის წარმოადგენს კომპლექსური სიბრტყის ერთეულოვანი რადიუსის მქონე წრეს, რომლითაც განისაზღვრება ციფრული სისტემების მდგრადობა.

გარდამავალი პროცესების საანგარიშო ფორმულების საბოლოო გამოსახულებების მისაღებად ვიყენებთ კომპლექსური რიცხვითი გამოსახულებების (გარდაქმნათა შესასრულებლად) მუაერის ცნობილ ფორმულას [9]:

$$z^n = (|z|e^{j\varphi})^n = (|z|(\cos \varphi + j \sin \varphi))^n = |z|^n (\cos n\varphi + j \sin n\varphi) \quad (1-29)$$

საინჟინრო პრაქტიკული გაანგარიშებებისათვის მეტად მოხერხებულია გარდამავალი პროცესის მრუდის აგება შეკრული სისტემის უშუალოდ გადამცემი ფუნქციის მიხედვით, კერძოდ მრიცხველის გაყოფით მნიშვნელზე და განაყოფთა კოეფიციენტების მნიშვნელობები წარმოადგენენ საანგარიშო მრუდის ორდინატის მნიშვნელობებს ყოველი დისკრეტული პერიოდის მომენტისათვის, მაგ.,

$$\frac{0,1z}{z^2 - 1,9z + 0,9} = 0,1z^{-1} + 0,19z^{-2} + 0,27z^{-3} + 0,34z^{-4} + 0,4z^{-5} + 0,46z^{-6} + 0,51z^{-7} + 0,59z^{-8} + 0,64z^{-9} + 0,67z^{-10} + 0,7z^{-11} + 0,73z^{-12} + \dots + 0,95z^{-28}$$

გარდამავალი პროცესის დამყარებული სიდიდე განისაზღვრება შეკრული სისტემის $W_g(z)$ გადამცემ ფუნქციაში $z=1$ მნიშვნელობის ჩასმით.

თანამედროვე მართვის სისტემებს, როგორც აღვნიშნეთ აგებენ ე.წ. მოდულური მართვის პრინციპით, რომლის შესაბამის დიფერენციალურ განტოლებებს ჩაწერენ მატრიცულად კომის ფორმად:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu; \\ y &= Cx, \end{aligned} \right\} \quad (1-30)$$

სადაც A - ობიექტის პარამეტრებით შედგენილი კვადრატული მატრიცაა ზომით $n \times n$; B - მართვის ზემოქმედების მატრიცაა ზომით $n \times 1$; C - გამომავალი სიგნალების მატრიცაა ზომით $1 \times r$; r - ცვლადების რაოდენობაა, რომლებითაც ხდება გაზომვა-გადაწოდება უკუკავშირებში.

ობიექტის მდგომარეობის განტოლების ამონახსნი $nT_0 \leq t \leq (n+1)T_0$ დროის ინტერვალში განისაზღვრება ფორმულით:

$$x(t) = \Phi(t - nT_0)x(nT_0) + u(nT_0) \int_0^{t-nT_0} \Phi(t-\tau)B d\tau, \quad (1-31)$$

სადაც τ -ობიექტის დავიანების დროა.

(1-31)-ის საფუძველზე შეიძლება მივიღოთ (1-30)-ის $t = (n+1)T_0$ მომენტისათვის:

$$x[(n+1)T_0] = \Phi(T_0)x[nT_0] + u[nT_0] \int_{nT_0}^{(n+1)T_0} \Phi[(n+1)T_0 - \tau]B d\tau. \quad (1-32)$$

თუ აღვნიშნავთ: $A^* = \Phi(T_0) = e^{AT_0}$; $B^* = \left(\int_0^{T_0} \Phi(\tau) d\tau \right) B$, მაშინ ობიექტის

მათემატიკური მოდელი მიიღებს სახეს:

$$x[n+1] = A^* \cdot x[n] + B^* \cdot u[n]. \quad (1-33)$$

სხვაობიანი განტოლებებიდან გადასვლა Z-გარდაქმნებზე მოგვცემს ციფრული მართვის სისტემის დინამიკურ განტოლებებს ცვლადების მდგომარეობის სივრცის სახეში:

$$\begin{cases} x[z] \cdot z = A^* \cdot x[z] + B^* \cdot u[z]; \\ y[z] = C^* \cdot x[z], \end{cases} \quad (1-34)$$

სადაც $C^* = C$.

როგორც მუდმივი, ისე ცვლადი დენის თანამედროვე რეგულირებად ელექტროამძრავთა მართვის სისტემებს მოუთხოვებათ რა მუშაობა მაღალი სიზუსტით და მაქსიმალური დინამიკური სწრაფქმედებით. ამ მიზნით უპირატესობა ენიჭება ციფრული მართვის სისტემებს და დღის წესრიგში დგას შემუშავებულ იქნას რაციონალური დისკრეტული რეგულატორები (კორექტორები), აგრეთვე მათი ოპტიმალური პარამეტრების განსაზღვრის უფრო პრაქტიკული

მეთოდები (განსაკუთრებით ღრეკადრგოლებიანი ელექტროამპრაებისათვის). ელექტროამპრაების სისტემების სრულყოფით და ციფრული მართვით შესაძლებელია ტექნოლოგიური მანქანების მუშაობის სიზუსტის კიდევ უფრო გაზრდა (როგორც სტატისტიკაში, ისე დინამიკაში) და სხვა თვისობრივი (ხარისხობრივი) მაჩვენებლების გაუმჯობესება.

ამრიგად, უწყვეტი ტექნოლოგიური მანქანების (ქაღალდის დამამზადებელი და მეტალურგიული საგლინი ღვანების) და მთელი რიგი ავტონომიური დანადგარების ამპრაებად რეკომენდებულია გამოყენებულ იქნას როგორც მუდმივი, ისე ცვლადი ღენის ავტომატიზებული ელექტროამპრაები. მსოფლიოს მოწინავე ელექტროტექნიკური ფირმები (Siemens, AEG-telefunken, Toshiba,...) აღნიშნული მანქანების ამპრაებისათვის ძირითადად ახორციელებენ სამუშაოებს ანალოგური (უწყვეტი) ტიპის რეგულატორებიდან (მართვიდან) ციფრული (დისკრეტული) ტიპის რეგულატორებზე გადასასვლელად.

თანამედროვე ავტომატიზებული ელექტროამპრაებისადმი წაყენებულ მზარდი მოთხოვნების საფუძველზე და მუშა რეჟიმების შესწავლით დადგენილია, რომ მათი მახასიათებლების გასაუმჯობესებლად ძირითადი ხელშემშლელი ფაქტორებია სისტემებზე ზემოქმედი (შემამფოთებელი) სიგნალებისადმი მაღალი მგრძობიარობა. იმის გათვალისწინებით, რომ დღეისათვის არსებობს ტექნიკური საშუალებები (კალმანის, ბიუსის და ლუენბერგერის ფილტრები) ამიტომ შესაძლებელია შეიქმნას აღნიშნული შემამფოთებელი სიგნალების მაკომპენსირებელი მოწყობილობები და საბოლოოდ შემფოთების სიგნალებისადმი დაბალი მგრძობიარობის ამპრაეთა სისტემები.

როგორც მუდმივი, ისე ცვლადი ღენის თანამედროვე ციფრული ელექტროამპრაების მართვის სისტემების დინამიკური მაჩვენებლების გაუმჯობესების მიზნით აუცილებელია შემუშავებულ იქნას რაციონალური (ოპტიმალური დისკრეტული რეგულატორების (კორექტორების) თეორიულად დასაბუთებულ პრაქტიკული გაანგარიშების მეთოდები, განსაკუთრებით რთული ღრეკადმექნიკური ლილეუბიანი ამპრაებისათვის.

თავი II. ავტომატიზებული ელექტროამპრაჟების ძირითადი ელემენტების და ინვარიანტობის შესაბამისი მათემატიკური მოწყობილობების გადასვლითი უწყვეტობის განსაზღვრა

§ 2.1. მუდმივი დენის ტირისტორული ელექტროამპრაჟის დინამიკის აღწერილობითი განტოლებები და სტრუქტურული სქემები

ტირისტორული გარდამსახიდან (ტგ) მკვებავი მუდმივი დენის დამოუკიდებელ აგზნებანი ძრავისათვის (ნახ.2.1) დინამიკური რეჟიმების გასაანალიზებლად საჭიროა განვსაზღვროთ მისი გადასვლითი ფუნქციები. ამ მიზნით თავდაპირველად ვწერთ ამპრაჟის შემდეგ დიფერენციალურ განტოლებებს: ა) დენის ელექტრული წრედისათვის (თუ ჩავთვლით, რომ ძრავის მაგნიტური ნაკადი $\Phi_d = \text{const}$) ძაბვების წონასწორობის დიფერენციალურ განტოლებას

$$E_{\text{ტგ}} = E_{\text{ა}} + I_{\text{ლ}} R_{\text{ლ}} + L_{\text{ლ}} \frac{dI_{\text{ლ}}}{dt} \quad (2-1)$$

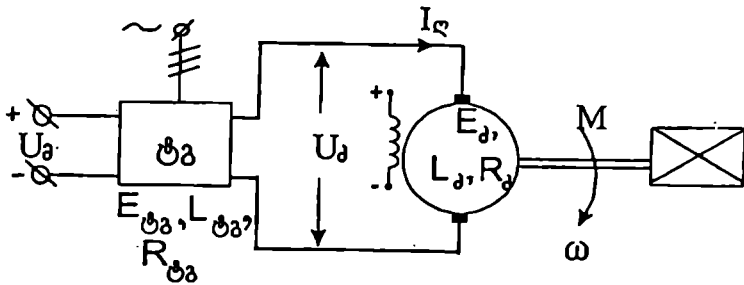
და ამპრაჟის მოძრაობის ძირითად განტოლებას (შედგენილს დალაშქრის პრინციპით)

$$M - M_{\text{სტ}} = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2-2)$$

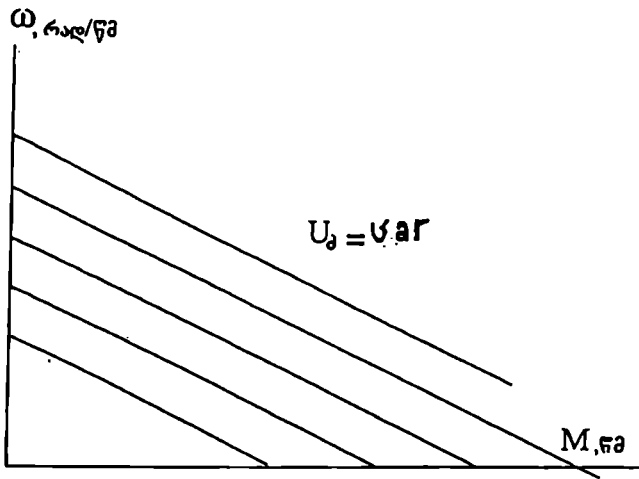
სადაც გარდა ზემოთ (§1.1-ში) მიღებული აღნიშვნებისა გვაქვს აგრეთვე: $L_{\text{ლ}} = L_{\text{ლ1}} + L_{\text{ტგ}}$ -ძრავის დენის წრედის სრული ინდუქტივობა, რომელიც შედგება საკუთრივ დენის გრაგნილის და ტგ-ს მკვებავი ძალური ტრანსფორმატორის გრაგნილების ინდუქტივობებისაგან; $L_{\text{ტგ}} = L_{\text{ლ2}} + 2L_{\text{ტგ}}$; $L_{\text{ლ2}}$ -გარდამსახის დროსელის ინდუქტივობა; $L_{\text{ტგ}}$ -ტრანსფორმატორის ერთი ფაზის გრაგნილის ინდუქტივობა, რომელიც გამოითვლება შემდეგი ცნობილი ფორმულით

$$L_{\text{ტგ}} = x_{\text{ტგ}} / 2\pi f, f - \text{ქსელის ძაბვის სიხშირეა; } x_{\text{ტგ}} = \frac{U_{2\text{ნომ}} \cdot e_{\text{მ.ნ.}} \%}{I_{2\text{ნომ}} 100}; U_{2\text{ნომ}} \text{ და}$$

$I_{2\text{ნომ}}$ -მორადი ძაბვის და დენის ნომინალური მნიშვნელობებია; $e_{\text{მ.ნ.}}$ -ტრანსფორმატორის მოკლე ჩართვის ძაბვა; ძრავის დენის გრაგნილის ინდუქტივობის საანგარიშოდ პრაქტიკაში იყენებენ ფორმულას $L_{\text{ლ1}} = \gamma \cdot U_{\text{ნომ}} / I_{\text{ნომ}} \rho_{\text{მომ}}$,



ა)



ბ)

ნახ. 2.1. მუდმივი დენის დამოუკიდებელ-აგზნებიანი ძრავის ელექტრული ჩართვის სქემა (ა) და მექანიკური მახასიათებლები (ბ).

36; $\gamma = 0,15 - 0,25$ გაკომპენსირებული ძრავებისათვის, $\gamma = 0,6$ გაუკომპენსირებული ძრავებისათვის; p -ძრავის წვეილ-პოლუსთა რიცხვია; $R_{\text{ღწ}} = R_{\text{ღა}} + R_{\text{ტა}}$ ღუზის წრედის სრული აქტიური წინაღობაა; $R_{\text{ტა}} = R_{\text{ღა}} + R_{\text{კ}} + 2R_{\text{ტა}} + R_{\text{x}}$; $R_{\text{ღა}}$ და $R_{\text{კ}}$ -დროსელის და ვენტილის (გახსნილ მდგომარეობაში) აქტიური წინაღობებია; $R_{\text{ტა}}$ -ტრანსფორმატორის მეორადი ერთი ფაზის წინაღობაა, იგი გამოითვლება ფორმულით: $R_{\text{ტა}} = \Delta p_{\text{ს}} / 3I_{\text{ტა}}^2$, $\Delta p_{\text{ს}}$ -ტრანსფორმატორის სპილენძში დანაკარგების სიმძლავრეა; R_{x} -გარდამსახის წინაღობაა ვენტილების კომუტაციის პროცესში (ანოდური დენების გადართვისას), იგი გამოითვლება ფორმულით $R_{\text{x}} = m \cdot x_{\text{ტა}} / 2\pi$; m -გამმართველის ფეთქადობის რიცხვია ($m=6$ -სამფაზა ორტაქტა გამმართველებისათვის, $m=3$ -ერთტაქტა გამმართველებისათვის); $M_{\text{სტ}}$ -ძრავის ღერძზე დაყვანილი წინაღობის სტატიკური მომენტია; J -ძრავის ღერძზე დაყვანილი ამძრავის ჯამური ინერციის მომენტია.

ვინაიდან თანამედროვე ელექტროამძრავთა სისტემებით სიჩქარის რეგულირება შესაძლებელია განუხორციელოთ ძლოვრედ, ამიტომ განტოლებების შედგენისას და მათ გასაწრფივებლად დასაშვებია ცალკეული ელემენტის მუშაობა განვიხილოთ მისი სტატიკური მახასიათებლის, რომელიმე ბაზისური-დამყარებული რეჟიმის შესაბამისი (ისინი ქვემოთ აღნიშნული იქნება „ბ“ ინდექსიანი სიდიდეებით) წერტილიდან მცირე გადახრის ფარგლებში. ეს საშუალებას გვაძლევს საწყისი დიფერენციალური განტოლებები ჩაწეროთ ფარდობით სიდიდეებში.

(2-1) და (2-2) განტოლებები გამოვსახოთ ცვლადებით ბაზისურიდან მცირე გადახრის შესაბამისი სიდიდეებით, გვექნება

$$E_{\text{ტაბ}} + \Delta E_{\text{ტაბ}} = E_{\text{სტ}} + \Delta E_{\text{სტ}} + R_{\text{ღწ}}(I_{\text{ღწ}} + \Delta I_{\text{ღწ}}) + L_{\text{ღწ}} \frac{d(I_{\text{ღწ}} + \Delta I_{\text{ღწ}})}{dt}; \quad (2-3)$$

$$c_{\text{ი}}(I_{\text{ღწ}} + \Delta I_{\text{ღწ}}) - M_{\text{სტბ}} - \Delta M_{\text{სტბ}} = J \frac{d(\omega_{\text{სტ}} + \Delta \omega)}{dt}, \quad (2-4)$$

სადაც „ბ“ ინდექსიანი სიდიდეები ბაზისური რეჟიმისაა.

(2-3) და (2-4)-ში გამოვიყენოთ ბაზისური სიდიდეები, მივიღებთ განტოლებებს აბსოლუტურ ნაზრდებში:

$$\Delta E_{\text{რგ}} = \Delta E_{\text{ა}} + R_{\text{ლწ}} \Delta I_{\text{ლ}} + L_{\text{ლწ}} \frac{dI_{\text{ლ}}}{dt}; \quad (2-5)$$

$$c_{\text{ა}} \Delta I_{\text{ლ}} - \Delta M_{\text{სტ}} = J \frac{d\Delta\omega}{dt}. \quad (2-6)$$

ცვლადების ფარდობით ნაზრდებში გამოსახვის მიზნით (2-5) გაეყვით $E_{\text{რგ}}$ -ზე, ხოლო (2-6) კი $M_{\text{სტ}}$ -ზე. თუ იმავდროულად შემოვიტანთ დიფერენცირების ოპერატორულ სიმბოლოს ($s = \frac{d}{dt}$), მაშინ ადვილად მივიღებთ (2-5) და (2-6) განტოლებების ოპერატორულ გამოსახულებებს ცვლადებით ფარდობით ნაზრდებში:

$$\Delta E_{\text{რგ}} = K_e \Delta v + \frac{1}{K_c} \Delta I_{\text{ლ}} (T_{\text{ლწ}} s + 1); \quad (2-7)$$

$$\Delta I_{\text{ლ}} - \Delta \mu_{\text{სტ}} = T_{\text{აწ}} s \cdot \Delta v, \quad (2-8)$$

სადაც $\Delta E_{\text{რგ}} = \frac{\Delta E_{\text{ტბ}}}{E_{\text{ტბ.ბ}}}$, $\Delta v = \frac{\Delta \omega}{\omega_{\text{ბ}}}$, $\Delta I_{\text{ლ}} = \frac{\Delta I_{\text{ლ}}}{I_{\text{ლ.ბ}}}$, $\Delta \mu_{\text{სტ}} = \frac{\Delta M_{\text{სტ}}}{M_{\text{ბ}}}$ - არის შესაბამისად ტირისტორული გარდამსახის ემძ-ის, ძრავის კუთხური სიჩქარის, ღუზის

დენის და სტატიკური მომენტის ფარდობითი ნაზრდები; $K_e = \frac{1}{1 + \delta_{\text{ა}}}$ და

$K_{\text{ლ}} = \frac{1 + \delta_{\text{ა}}}{\delta_{\text{ა}}}$ - ძრავის ემძ-ის და ღუზის ელექტრული წრედის გადაცემის კოეფიციენტებია;

$\delta_{\text{ა}} = \frac{\Delta \omega_{\text{ა}}}{\omega_{\text{ა}}}$ - ძრავის სიჩქარის ფარდობითი ვარდნა უკში სელიდან ნომინალური დატვირთვის შესაბამის სიჩქარეზე (გახსნილწრედიან სისტემაში);

$T_{\text{ლწ}} = \frac{L_{\text{ლწ}}}{R_{\text{ლწ}}}$ - ძრავის ღუზის წრედის ელექტრომაგნიტური დროის მუდმივაა;

$T_{\text{აწ}} = \frac{J \omega_{\text{ა}}}{M_{\text{სტ.ბ.}}}$ - ელექტროამძრავის მექანიკური დროის მუდმივაა. ($T_{\text{აწ}}$

ამძრავის თეორიაში ცნობილ ელექტრომექანიკურ დროის მუდმივასთან კავშირდება შემდეგი გამოსახულებით $T_{\beta} = T_{\alpha} / \delta_{\beta}$).

(2-8)-დან თუ ჩავსვამთ დენის სიდიდეს (ΔI_{α})-ს (2-7)-ში და დაეუშვებთ, რომ $\Delta \mu_{\alpha} = 0$ (ამძრავი მუშაობს უკმ სვლაზე), მაშინ ადვილად მივიღებთ ძრავის საერთო გადაძვებ ფუნქციას

$$W_{\alpha}(s) = \frac{\Delta v(s)}{\Delta \varepsilon_{\delta \alpha}(s)} = \frac{K_{\alpha}}{T_{\alpha} \cdot T_{\beta} \cdot s^2 + T_{\beta} \cdot s + 1} \quad (2-9)$$

სადაც $K_{\alpha} = \frac{1}{K_e}$ - ძრავის საერთო გადაძვების კოეფიციენტი.

ნორმირებულ სახეში (2-5) შემდგენაირად ჩაიწერება:

$$W_{\alpha}(s) = \frac{K_{\alpha}}{T_{\beta}^2 s^2 + 2\xi T_{\beta} \cdot s + 1}, \quad (2-10)$$

სადაც $T_{\beta} = \sqrt{T_{\alpha} \cdot T_{\beta}}$; $\xi = T_{\beta} / 2T_{\alpha}$ - რხევის დემპფერირების კოეფიციენტი.

თუ $\xi < 1$, მაშინ ძრავი რხევითი რგოლის თვისებების მატარებელია (რაც უფრო მცირეა ξ , მით მეტია დინამიკური რხევის ამპლიტუდა). თუ $\xi \geq 1$, მაშინ (2-10) მეორე რივის აპერიოდულ რგოლად წარმოდგინდება:

$$W_{\alpha}(s) = \frac{K_{\alpha}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}, \quad (2-11)$$

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

იმ შემთხვევაში, როცა ძრავი მექანიზმთან დაკავშირებულია გრძელი შემავრთებელი ლილვით (რასაც ადგილი აქვს მთელი რიგი მეტალურგიული საგლინი დგანების და ქალაღის დამამზადებელი მანქანების სექციების ამძრავებზე) ელექტროამძრავის მოძრაობის დინამიკას აღწერენ, როგორც რომასიან დრეკად სისტემას (ჰუკის კანონის გათვალისწინებით) შემდეგი განტოლებებით [2;4;14]:

$$M - M_{\alpha} \ddot{\alpha} = J_1 \frac{d\omega_1}{dt}; \quad (2-12)$$

$$M_{\alpha} \ddot{\alpha} - M_{\alpha} \ddot{\beta} = J_2 \frac{d\omega_2}{dt}; \quad (2-13)$$

$$M_{\text{ლრ}} = c_{12} \int (\omega_1 - \omega_2) \rho r, \quad (2-14)$$

სადაც J_1 -ძრავის და მის ღერძზე მყოფი მასების ინერციის მომენტია; ω_1 -ძრავის ბრუნვის კუთხური სიჩქარეა; J_2 -მექანიზმის და მის ღერძზე მყოფი დანარჩენი მასების ინერციის მომენტებია დაყვანილი ძრავის ღერძზე ($J_2 = \frac{1}{i^2} (J_{\text{მექ}} + J_{\text{ლარ}})$); $M_{\text{ლრ}}$ - მექანიკური ლილვის დრეკადი მომენტია; c_{12} -გრძელი ლილვის სიხისტის კოეფიციენტია დაყვანილი ძრავის ღერძზე ($c_{12} = c_{\text{გროსლ}} / i^2$, i -ძრავის ღერძსა და მუშა ლილვს შორის რედუქტორის გადაცემის რიცხვია); საზოგადოდ სიხისტის კოეფიციენტი ცილინდრული ფორმის ლილვებისათვის განისაზღვრება ფორმულით $c = \frac{\pi \delta D^4}{32 \cdot l}$, δ -იუნგის მოდულია (დამოკიდებულია მასალის გვარობაზე და მოცემულა ცნობარებში); D -ლილვის დიამეტრი; l -ლილვის სიგრძე.

(2-12)-(2-14)-განტოლებები ოპერატორულ სახეში და ცვლადების ფარდობით ნაზრდებში ჩაწერით მიიღებებს შემდეგ სახეს:

$$\Delta \mu - \Delta \mu_{\text{ლრ}} = T_1 s \Delta v_1; \quad (2-15)$$

$$\Delta \mu_{\text{ლრ}} - \Delta \mu_{\text{სტ}} = T_2 s \Delta v_2; \quad (2-16)$$

$$\Delta \mu_{\text{ლრ}} = \frac{1}{T_c s} \cdot (\Delta v_1 - \Delta v_2), \quad (2-17)$$

სადაც $\Delta \mu_{\text{ლრ}} = \frac{\Delta M_{\text{ლრ}}}{M_{\text{სტ.ბ.}}}$ -დრეკადი მომენტის ფარდობითი ნაზრდია; $\Delta v_1 = \frac{\Delta \omega_1}{\omega_{\lambda}}$ და

$\Delta v_2 = \frac{\Delta \omega_2}{\omega_{\lambda}}$ -ინერციული მასების (ძრავის და მექანიზმის კუთხური სიჩქარეების

ფარდობითი ნაზრდებია; $T_1 = \frac{J_1 \omega_{\lambda}}{M_{\lambda}}$ და $T_2 = \frac{J_2 \omega_{\lambda}}{M_{\lambda}}$ -ინერციული მასების მექანიკური

დროის მუდმივებია; $T_c = \frac{M_{\lambda}}{C_{12} \omega_{\lambda}}$ -დრეკადი რგოლის დროის მუდმივია.

რომელიც ახასიათებს მისი დრეკადობის თვისებას;

ძრავის ლუზის მკვებავი ტირისტორული გარდამსახისათვის უნდა ვისარგებლოთ გადამცემი ფუნქციით [19;20]:

$$W_{\Gamma\alpha}(s) = \frac{\Delta \varepsilon_{\Gamma\alpha}(s)}{\Delta \nu_{\Gamma\alpha}(s)} = \frac{K_{\Gamma}}{T_{\Gamma\alpha}s + 1} \quad (2-18)$$

სადაც $\Delta \nu_{\Gamma\alpha} = \frac{\Delta U_{\Gamma\alpha}}{\Delta U_{\Gamma\alpha}}$ - არის ტგ-ს შესასვლელზე სრ-დან მიწოდებული ძაბვა;

$K_{\Gamma} = K_{\Gamma\alpha} \cdot \alpha_{\Gamma\alpha}$ - ტგ-ს გადაცემის კოეფიციენტი შეთანხმების კოეფიციენტის

გათვალისწინებით (ფარდობითი ნაზრდების გამო); $K_{\Gamma\alpha} = \frac{\Delta \varepsilon_{\Gamma\alpha}}{\Delta U_{\Gamma\alpha}}$ - ტირისტორული

გარდამსახის გადაცემის კოეფიციენტი ძაბვის მიხედვით, რომელიც განისაზღვრება მისი გავრეების ტიპის სტატიკური მახასიათებლით

($K_{\Gamma\alpha} = 70 + 100$); $\alpha_{\Gamma\alpha} = \frac{U_{\Gamma\alpha}}{E_{\Gamma\alpha}}$ - მართვის სისტემის დეალების სიგნალის

ბაზისური სიდიდე; $T_{\Gamma\alpha} = \tau_{\Gamma\alpha} + T_{\Psi\Gamma\alpha}$ - ტგ-ის ექვივალენტური დროის მუდმივა, რომელიც შედგება გარდამსახის დაგვიანების დროისა და მისი ფშს-ის შესასვლელზე ჩართული ფილტრის დროის მუდმივებისაგან ($T_{\Gamma\alpha} = 0,002 + 0,003 = 0,005$ წმ).

სინქარის უკუკავშირის (ტაქოგენერატორის) გადამცემი ფუნქცია მის გამოსავალზე ჩართული ფილტრის გათვალისწინებით ტოლია:

$$W_{\nu\alpha}(s) = \frac{\Delta \nu_{\nu\alpha}(s)}{\Delta \nu(s)} = \frac{1}{T_{\Psi\nu}s + 1} \quad (2-19)$$

სადაც $T_{\Psi\nu} = 0,02$ წმ - ფილტრის დროის მუდმივა.

დენის უკუკავშირის გადამწოდის გადამცემი ფუნქციაა

$$W_{\nu\beta}(s) = \frac{\Delta \nu_{\nu\beta}(s)}{\Delta i(s)} = \frac{K_{\nu}}{T_{\Psi\nu}s + 1} \quad (2-20)$$

სადაც $K_{\nu} = K_{\nu\beta} \cdot \alpha_{\nu\beta}$ - დენის გადამწოდის გადაცემის კოეფიციენტი შეთანხ-

მების კოეფიციენტის გათვალისწინებით; $K_{\nu\beta} = \frac{U_{\nu\beta}}{I_{\nu\beta}}$; $\alpha_{\nu\beta} = \frac{I_{\nu\beta}}{U_{\nu\beta}}$; $T_{\Psi\nu} = 0,002$ წმ.

ამპრავის კუთხური სიჩქარის ნომინალურზე მაღლა რეგულირების პროცესი პრაქტიკაში ხორციელდება ძრავის აგზნების ნაკადის შესუსტებით (დასაშვებია აგზნების შესუსტება ნომინალურის 30%-მდე) იმ მექანიზმებისათვის, რომლებიც მუშაობენ მუდმივი სტატიკური სიძძლავრით.

განვსაზღვროთ ახლა მუდმივი დენის დამოუკიდებელ აგზნებიანი ძრავის გადამცემაში ფუნქციები აგზნებიდან მართვის შემთხვევისათვის. ასეთ მართვას ახორციელებენ დამოუკიდებელი ტირისტორული გარდამსახიდან (ე.წ. ტირისტორული აგზნებიდან). თუ დაუშვებთ, რომ ა) ძრავის ღუზაზე მიწოდებული ძაბვა უცვლელია (ნომინალურია); ბ) ღუზის წრედის პარამეტრები (ინდუქტივობა და აქტიური წინაღობა მუდმივია); გ) მანქანაში გრიგალური დენები უმნიშვნელოა, მაშინ სამართლიანია შემდეგი განტოლებების ჩაწერა:

ძრავის აგზნების წრედისათვის ეწერთ ძაბვების შემდეგ განტოლებას

$$U_{აგ} = R_{აგ} I_{აგ} + L_{აგ} \frac{dI_{აგ}}{dt}; \quad (2-21)$$

სადაც $R_{აგ}$ და $L_{აგ}$ - აგზნების გრაგნილის აქტიური წინაღობა და ინდუქტივობაა; $I_{აგ}$ - აგზნების დენია.

ძრავის დამაგნიტების მრუდის მუშა წერტილში ჩავთვალოთ, რომ აგზნების ნაკადი და დენი პირდაპირპროპორციულ დამოკიდებულებაშია:

$$\phi_{აგ} = \alpha \cdot I_{აგ}. \quad (2-22)$$

სადაც α - პროპორციულობის კოეფიციენტი.

ღუზის წრედისათვის ვისარგებლოთ ძაბვების შემდეგი განტოლებით:

$$U_{აღ} = E_{აღ} + R_{აღ} I_{აღ} + L_{აღ} \frac{dI_{აღ}}{dt} \quad (2-23)$$

სადაც $E_{აღ} = K_{აღ} \phi_{აგ} \omega$; $K_{აღ}$ - ძრავის კონსტრუქციულობის კოეფიციენტი.

ამპრავის მოძრაობის განტოლება

$$K_{აღ} \phi_{აგ} I_{აღ} - M_{აღ} = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (2-24)$$

(2-21) და (2-23) განტოლებები არაწრფივია, ვინაიდან მისი პირველი მდგენელები შეიცავენ ორი ცვლადის ნამრავლებს. ამ განტოლებათა გადაყვანა ცვლადებით ფარდობით ნაზრდებზე ავტომატურად გამოიწვევს მათ გაწრფივებას (მეორე რიგის მცირე ნაზრდების უგულებელყოფის შემდეგ).

(2-21), (2-23) და (2-24) განტოლებები აბსოლუტურ ნაზრდებში და ოპერატორულ ფორმაში შემდეგნაირად გამოისახება:

$$\Delta U_{აგ} = R_{აგ} \Delta I_{აგ} + L_{აგ} \frac{d\Delta I_{აგ}}{dt} \quad (2-25)$$

$$\Delta \phi_{აგ} = \alpha \Delta I_{აგ}; \quad (2-26)$$

$$0 = K_{\nu} (\omega_{გ} \Delta \phi_{აგ} + \phi_{გ} \Delta \omega) + R_{ლ.წ} \Delta I_{ლ} (1 + T_{ლ} s); \quad (2-27)$$

$$K_{\nu} (I_{ლგ} \Delta \phi_{აგ} + \phi_{გ} \Delta I_{ლ}) - \Delta M_{სტ} = J s \Delta \omega \quad (2-28)$$

(2-25)-(2-28) განტოლებების ფარდობით ნაზრდებში ჩასაწერად საჭიროა მათგან პირველი განტოლება გაეყოთ $U_{აგ.გ}$ -ზე, მეორე განტოლება $\phi_{აგ.გ}$ -ზე, მესამე $U_{ლ.გ}$ -ზე, ხოლო მეოთხე $-M_{სტ.გ}$ -ზე. საბოლოოდ გვექნება:

$$\Delta U_{აგ} = (T_{აგ} s + 1) \Delta I_{აგ} \quad (2-29)$$

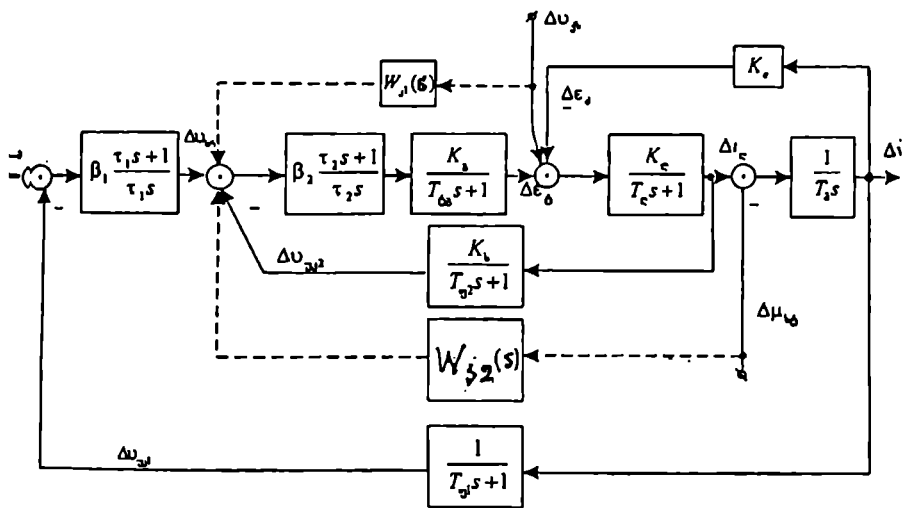
$$\Delta \phi_{აგ} = K_{აგ} \Delta I_{აგ}; \quad (2-30)$$

$$0 = K_{\nu} (\Delta \phi_{აგ} + \Delta \nu) + \frac{1}{K_{\nu}} (T_{ლ} s + 1) \Delta I_{ლ}; \quad (2-31)$$

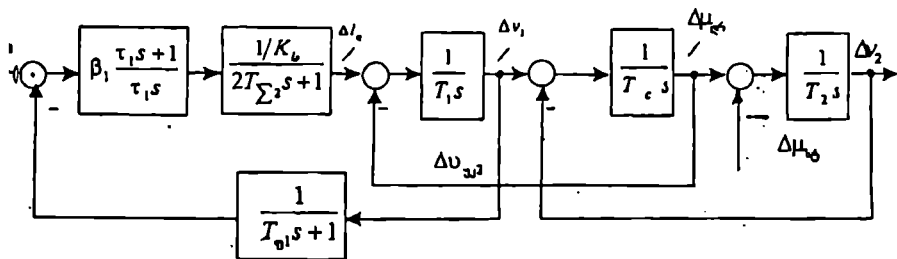
$$\Delta \phi_{აგ} + \Delta I_{ლ} - \Delta M_{სტ} = T_{გ} s \cdot \Delta \nu \quad (2-32)$$

სადაც $T_{აგ} = L_{აგ} / R_{აგ}$ - ძრავის აგზნების გრავნილის ელექტრომაგნიტური დროის მუდმივა; $K_{აგ} = \alpha \cdot \beta$; $\beta = I_{აგ.გ} / \phi_{აგ.გ}$ - დაყვანის კოეფიციენტი (ფარდობითი ნაზრდების გამო).

(1-9), (2-7), (2-8), (2-15)-(2-17) და (2-18)-(2-20)- გამოსახულებებით ნახ.2.2,ა და ბ-ზე შედგენილია მუდმივი დენის ტირისტორული ელექტროამპრავის მათემატიკური მოდელები (დეტალიზებული სტრუქტურული სქემები) რო: გორც ხისტი, ისე დრეკადი მექანიკური ლილვის შემთხვევისათვის.



ა)



ბ)

ნახ. 2.2. მუდმივი დენის ელექტროამძრავის სტრუქტურული სქემები: ა) ხისტ მიქანიკური ლილვისათვის და შემფორთების მაკომპენსირებელი დამატებითი უკუკავშირებით ბ) დრეკადი მიქანიკური ლილვისათვის.

§2.2. ცვლადი დენის ასინქრონული ელექტროამძრავის ძალური ნაწილების დიფერენციალური განტოლებები და გადამცემი ფუნქციები

მთელ რიგ მექანიზმებზე, რომლებსაც ესაჭიროებათ სიჩქარის შედარებით ნაკლები რეგულირების დიაპაზონი შეიძლება გამოვიყენოთ 3-ფაზა ასინქრონული ელექტროამძრავი ძაბვის ტირისტორული რეგულატორით (ძტრ), რომლის ფუნქციონალური სქემა წარმოდგენილია ნახ.2.3-ზე.

ძტრ-იანი ასინქრონული ელექტროამძრავის მათემატიკური მოდელის შესადგენად ვისარგებლოთ ასინქრონული ძრავის მექანიკური მახასიათებლის გამართებული ფორმულით [19]

$$M = 2M_k s/s_k, \text{ როცა } s < s_k \quad (2-33)$$

სადაც M და M_k შესაბამისად არის ძრავის ბრუნვის და კრიტიკული (მაქსიმალური) მომენტებია; s და s_k -ძრავის სრიალი და კრიტიკული სრიალია, რომლებიც შესაბამისად ტოლია:

$$s = (\omega_0 - \omega)/\omega_0; \quad s_k = r_2'/x_{2\theta}, \quad (2-34)$$

სადაც ω_0 და ω ძრავის სინქრონული და როტორის ბრუნვის კუთხური სიჩქარეებია; r_2' -როტორის ერთი ფაზის გრაგნილის აქტიური წინაღობაა დაყვანილი სტატორზე; $x_{2\theta}$ -ასინქრონული ძრავის მ.ჩ.-ის ინდუქციური წინაღობაა; $\omega_0 = 2\pi f/p$; f და p -შვეტავი ძაბვის სიხშირე და მანქანის წყვილ-პოლუსთარიცხვია:

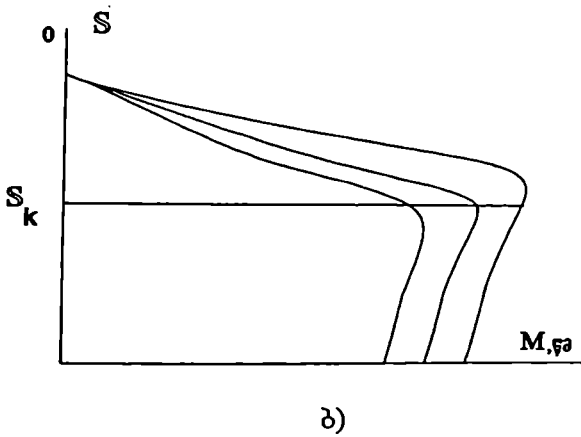
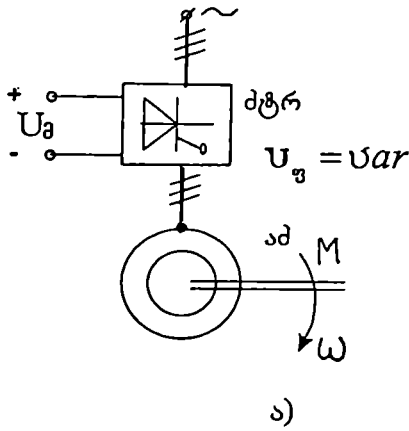
ძრავის კრიტიკული (მაქსიმალური) მომენტი თავის მხრივ ტოლია:

$$M_x = 3U_{\theta}^2/2\omega_0 x_{2\theta}, \quad (2-35)$$

სადაც U_{θ} - სტატორის ფაზური ძაბვის მოქმედი მნიშვნელობაა.

(2-35)-ის გათვალისწინებით ძრავის ბრუნვის მომენტი მიიღებს შემდეგ სახეს:

$$M = \frac{3U_{\theta}^2}{\omega_0^2 \cdot r_2'} \cdot (\omega_0 - \omega). \quad (2-36)$$



ნახ. 23. სამფაზა ასინქრონული ელექტროამძრავი მიწოდებული ძაბვის რეგულირებით: ა) ელექტრული სქემა; ბ) მექანიკური მახასიათებლები.

(2-36)-ის გათვალისწინებით ასინქრონული ელექტროამძრავის მოძრაობის განტოლებას ცვლადებით აბსოლუტურ ნაზრდებში ექნება სახე:

$$\frac{3 \cdot 2U_{\text{ფა}} (\omega_0 - \omega_s) \Delta U_{\text{ფ}}}{\omega_0^2 \cdot r_2'} - \frac{3U_{\text{ფა}}^2 \Delta \omega}{\omega_0^2 \cdot r_1'} - \Delta M_{\text{სტ}} = J \frac{d\Delta \omega}{dt}. \quad (2-37)$$

(2-37)-ის გაყოფით $M_{\text{სტ.ა.}} = \frac{3 \cdot U_{\text{ფა}}^2 (\omega_0 - \omega_s)}{\omega_0^2 \cdot r_2'}$ -ზე მივიღებთ მოძრაობის

განტოლებას ცვლადებით ფარდობით ნაზრდებში:

$$2\Delta U_{\text{ფ}} - \frac{1}{\delta_g} \cdot \Delta v - \Delta \mu_{\text{სტ}} = T_g \frac{d\Delta v}{dt}, \quad (2-38)$$

სადაც გარდა ცნობილი აღნიშვნებისა გვაქვს: $\Delta U_{\text{ფ}}$ -ძრავის ფაზური ძაბვის ფარდობით ნაზრდი; $\delta_g = \Delta \omega_s / \omega_s$; $\Delta \omega_s = M_{\text{სტ.ა.}} r_2' / c_{\text{II}}$; $c_{\text{II}} = U_{\text{ფა}} / \omega_{0\text{გ}}$

თუ ასინქრონული ძრავის ელექტრომაგნიტურ პროცესებს გაითვალისწინებთ საერთო ექვივალენტური ელექტრომაგნიტური დროის მუდმივას ($T_g = 1 / \omega_{0\text{გ}}$) სახით, მაშინ განსახილველი ელექტროამძრავის ძალური ელექტრული და მექანიკური ნაწილების დიფერენციალური განტოლებები შემდეგნაირად წარმოდგინდება:

$$\begin{cases} T_{\text{II}} \frac{d\Delta \mu'}{dt} + \Delta \mu' = 2 \cdot \Delta U_{\text{ფ}}; \\ \Delta \mu' - \frac{1}{\delta_g} \cdot \Delta v - \Delta \mu_{\text{სტ}} = T_g \frac{d\Delta v}{dt}, \end{cases} \quad (2-39)$$

(2-39)-ის მიხედვით ადვილად შეიძლება შევადგინოთ ხისტილივიანი ასინქრონული ელექტროამძრავის მათემატიკური მოდელი. ამასთან სიჩქარის უკუკავშირანი სისტემის სტრუქტურული სქემის შედგენისას საკმარისია ვისარგებლოთ სიჩქარის რეგულატორის (1-9) და სიჩქარის გადამწოდის (2-19) გადამცემა ფუნქციებით.

დრეკადლივიანი ასინქრონული ელექტროამძრავის სტრუქტურული სქემის შედგენისას (ნახ.2.4.) (2-39)-ის მეორე განტოლების ნაცვლად, უნდა ვისარგებლოთ (2-15)-(2-17)-ის ანალოგურად შემდეგი განტოლებებით:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_d \frac{d\Delta\mu'}{dt} + \Delta\mu' = 2 \cdot \Delta U_{\text{ყ}}; \\ \Delta\mu' - \frac{1}{\delta_{\lambda}} \Delta v_1 - \Delta\mu_{\text{ვრ}} = T_1 \frac{d\Delta v_1'}{dt}; \\ \Delta\mu_{\text{ვრ}} - \Delta\mu_{\text{სბ}} = T_2 \frac{d\Delta v_2'}{dt}; \\ \Delta\mu_{\text{ვრ}} = \frac{1}{T_c} \int (\Delta v_1' - \Delta v_2') dt. \end{array} \right. \quad (2-40)$$

იმ შემთხვევაში, როცა ასინქრონული ელექტროამპრაჟის სიჩქარის რეგულირებას ვახორციელებთ სტატორის გრაგნილებზე მიწოდებული ძაბვის სიხშირის ცვლით (ნახ.2.5), მაშინ უმჯობესია ვისარგებლოთ ძრავის ბრუნვის მომენტის შემდეგი გამოსახულებით:

$$M = \frac{3U_{\eta}^2}{4\pi^2 r_2'^2 f^2} \cdot (2\pi f - \omega). \quad (2-41)$$

თუ ასინქრონული ძრავის მართვა ხორციელდება $\frac{U}{f} = \text{const}$ (რაც თავის მხრივ განაპირობებს ამპრაჟის მუშაობას მუდმივი მომენტით მექანიზმებისათვის $M_{\text{სბ}} = \text{const}$), მაშინ (2-41) კიდევ უფრო გამარტივდება

$$M = K_0(2\pi f - \omega), \quad (2-42)$$

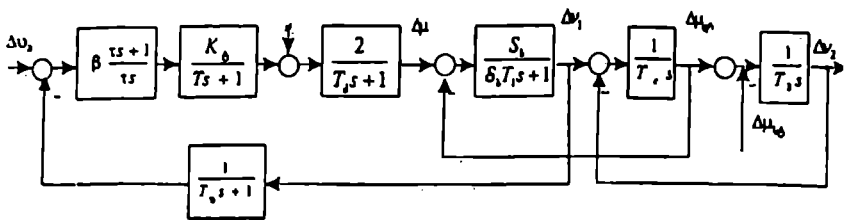
სადაც $K_0 = 3c^2/4\pi^2 r_2'$; $c = U_{\eta, \text{რომ}} / f_{\text{რომ}}$

(2-42)-ის გათვალისწინებით ამპრაჟის მოძრაობის განტოლება ხისტი მექანიკური ლილვის შემთხვევაში ცვლადებით აბსოლუტურ ნაზრდებში ჩაიწერება შემდეგნაირად:

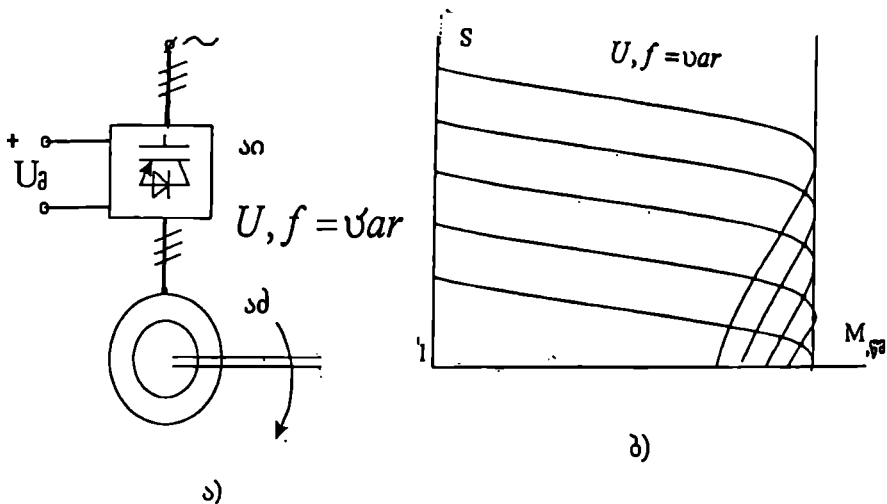
$$K_0 [2\pi(f_{\lambda} + \Delta f) - (\omega_{\lambda} + \Delta\omega)] - (M_{\text{სბ}\lambda} + \Delta M_{\text{სბ}}) = J \frac{d(\omega_{\lambda} + \Delta\omega)}{dt}, \quad (2-43)$$

თუ (2-43)-ს გამოვაკლებთ ბაზისური რეჟიმის შესაბამის მნიშვნელობებს მივიღებთ:

$$K_0(2\pi\Delta f - \Delta\omega) - \Delta M_{\text{სბ}} = J \frac{d\Delta\omega}{dt}. \quad (2-44)$$



ნახ. 2.4. ძაბვით რეგულირებადი ასინქრონული დრეკადლილევანი ელექტროამპრავის სტრუქტურული სქემა



ნახ. 2.5. სიხშირით რეგულირებადი სამფაზა ასინქრონული ელექტროამპრავი: ა) ელექტრული სქემა; ბ) მექანიკური მახასიათებლები.

გვერთ (2-44) $M_{\text{სტა}} = K_0(2\pi f_{\lambda} - \omega_{\lambda})$, გვექნება

$$\frac{2\pi\Delta f}{2\pi f_{\lambda} - \omega_{\lambda}} - \frac{\Delta\omega}{2\pi f_{\lambda} - \omega_{\lambda}} - \frac{\Delta M_{\text{სტა}}}{M_{\text{სტა}}} = \frac{J}{M_{\text{სტა}}} \cdot \frac{d(\Delta\omega)}{dt} \quad (2-45)$$

ანუ

$$K_{\text{სტა}}\Delta f' - \frac{1}{\delta_{\lambda}} \cdot \Delta\nu - \Delta\mu_{\text{სტა}} = T_{\text{სტა}} \frac{d\Delta\nu'}{dt} \quad (2-46)$$

სადაც გარდა ზემოთ მიღებული აღნიშვნებისა გვაქვს: $K_{\text{სტა}} = (1 + \delta_{\lambda})/\delta_{\lambda}$ - არის ასინქრონული ძრავის ელექტრული ნაწილის გადაცემის კოეფიციენტი: $\delta_{\lambda} = \Delta\omega_{\lambda}/\omega_{\lambda}$; $\Delta f'$ - ძრავის კეების ძაბვის სიხშირის ფარდობითი ნაზრდია.

$U_{\text{ფ}}/f = \text{const}$ პირობის შემთხვევაში $\Delta f' = \Delta U_{\text{ფ}}$, მაშინ (2-46)-ე ასე შეიძლება ჩავეწეროთ:

$$K_{\text{სტა}}\Delta U_{\text{ფ}} - \frac{1}{\delta_{\lambda}} \cdot \Delta\nu - \Delta\mu_{\text{სტა}} = T_{\text{სტა}} \frac{d\Delta\nu'}{dt} \quad (2-47)$$

თუ გავითვალისწინებთ ასინქრონული ძრავის ექვივალენტურ ელექტრომაგნიტურ დროის მუდმივას ($T_{\text{სტა}}$), მაშინ გვექნება:

$$T_{\text{სტა}} \frac{d\Delta\mu'}{dt} + \Delta\mu' = K_{\text{სტა}} \cdot \Delta U_{\text{ფ}}; \quad (2-48)$$

$$\Delta\mu' - \frac{1}{\delta_{\lambda}} \cdot \Delta\nu - \Delta\mu_{\text{სტა}} = T_{\text{სტა}} \frac{d\Delta\nu'}{dt} \quad (2-49)$$

(2-49)-ის მიხედვით ადვილად შეიძლება ავაგოთ სიხშირით (და ძაბვით) რეგულირებადი ასინქრონული ელექტროამძრავის სტრუქტურული სქემა ხისტი მექანიკური ლილვის არსებობისას. (2-38) და (2-40)-ის გათვალისწინებით 2.6-ე ნახ.-ზე შედგენილია დრეკად ლილვიანი ასინქრონული ელექტროამძრავის სტრუქტურული სქემა.

იმ მიზნით, რომ განვსაზღვროთ განსახილველი ელექტროამძრავის ობიექტის საერთო გადამცემი ფუნქცია, როცა ვითვალისწინებთ ძრავის მკვებავე სიხშირული გარდამსახის (ინვერტორის) პარამეტრებს ($K_{\text{სტა}}, T_{\text{სტა}}$), (2-38) და (2-39) დიფერენციალური განტოლებები უმჯობესია წარმოვადგინოთ ცვლადების

მდგომარეობის სივრცის მეთოდის შესაბამისად მატრიცულ ფორმაში შემდეგნაირად:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + Bu; \\ y = C \cdot x, \end{cases} \quad (2-50)$$

სადაც $x^T = [x_1, x_2, x_3]$: x_1, x_2, x_3 - შესაბამისად არის ძრავის კუთხური სიჩქარის, ბრუნვის მომენტის და სტატორის ძაბვის ფარდობითი ნაზრდები; u - ობიექტის შემაჯავლი სიგნალი; y - სისტემის გამოშვებული სიგნალი;

$$A = \begin{bmatrix} -(\delta_n T_a)^{-1} & T_a & 0 \\ 0 & -T_a^{-1} & K_a T_a^{-1} \\ 0 & 0 & T_n \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ K_n T_n^{-1} \end{bmatrix}; C^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (2-51)$$

K_n და T_n - სიხშირის ავტონომიური ინვერტორის გადაცემის კოეფიციენტი და დროის მუდმივაა.

(2-38) - დან აღვიღალ მიიღება გადამცემა ფუნქციის ზოგადი ფორმულა:

$$W(s) = C(s \cdot E - A)^{-1} B, \quad (2-52)$$

E - ერთეულოვანი მატრიცაა, ზომით 3×3 .

(2-51) - ის ჩასმით (2-52) - ში მივიღებთ ხისტლილვიანი სიხშირით რეგულირებადი ასინქრონული ელექტროამბრავის ობიექტის საერთო გადამცემ ფუნქციას:

$$W_0(s) = \frac{\Delta v(s)}{\Delta U(s)} = \frac{K_o}{a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + 1} \quad (2-53)$$

სადაც $K_o = K_n K_a \delta_n$; $a_0 = \delta_n T_n \cdot T_n \cdot T_a$; $a_1 = T_n T_n + \delta_n T_n (T_n + T_n)$; $a_2 = T_n + T_n + \delta_n T_n$.

(2-53) - ს გამოვიყენებთ ქვემოთ ელექტროამბრავის მართვის სისტემის დინამიკური მახასიათებლების კვლევისას (§ 4.1 - ში).

§ 2.3. ინვარიანტობის შესაბამისი მაკომპენსირებელი მოწყობილობების
გადამცემი ფუნქციების განსაზღვრა და დაბალი მგრძნობიარობის
ელექტროამძრავთა სისტემების შემუშავება

თავდაპირველად განვიხილოთ მუდმივი დენის ტირისტორული ელექტროა-
მძრავის სისტემის შემოფოთების სიგნალების ($\Delta U_{კ}$ -ქსელის ძაბვის და ძრავის
დატვირთვის სტატიკური $\Delta \mu_{კ}$ -მომენტის) ცვლილების მაკომპენსირებელი
უკუკავშირებისა და შესაბამისი გადამცემი ფუნქციების $[W'_{კ1}(s)$ და $W'_{კ2}(s)]$
ანალიზური კონსტრუირება ნახ. 2.2, ა-ზე წარმოდგენილი სქემის მიხედვით.

ინვარიანტობის პრინციპის საფუძველზე [5] და §1.2-ში ჩატარებული მსჯე-
ლობის თანახმად განსახილველი ამძრავისათვის $\Delta U_{კ}$ -ქსელის ძაბვის ცვლილე-
ბის მაკომპენსირებელი უკუკავშირის რგოლის გადამცემი ფუნქცია (როცა უკუ-
კავშირი ჩართული იქნება დენის რეგულატორის შესასვლელზე) შემდეგნაირად
განისაზღვრება:

$$W_{კ1}(s) = \frac{\tau_2 \cdot s \cdot (T_{გა} s + 1)}{\beta_2 K_{გ} \cdot (\tau_2 \cdot s + 1)} \quad (2-54)$$

ვინაიდან (2-54)-ის შრიცხველის ა-ოპერატორის რიგი აღემატება
მნიშვნელისას, რის გამოც $W_{კ1}(s)$ -ფუნქცია არარეალიზებადია პრაქტიკულად,
ამიტომ იგი რომ გახდეს რეალიზებადი შეიძლება მივმართოთ ორ ხერხს:

ა) სიმცირის გამო $T_{გა}$ -ს უგულებელყოფის ხერხს [15]

$$W_{კ1}(s) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\tau_2 \cdot s}{\beta_2 K_{გ} \cdot (\tau_2 \cdot s + 1)}; \quad (2-55)$$

ბ) (2-54)-ის მნიშვნელში პირველი რიგის შენელებითი პოლინომის დამატებით

$$W_{კ1}(s) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\tau_2 \cdot s \cdot (T_{გა} s + 1)}{\beta_2 K_{გ} \cdot (\tau_2 \cdot s + 1) (0,1 T_{გა} s + 1)}, \quad (2-56)$$

სადაც U_1 და U_2 -მაკომპენსირებელი რგოლების შემავალი და გამომავალი
სიგნალებია.

(2-55)-ის პრიცხველის და მნიშვნელის s -ზე, ხოლო (2-56)-ის s^2 -ზე გაყოფით მივიღებთ გამოსახულებებს, რომლებსაც გამოვიყენებთ ელექტრული სქემების შედგენისას:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{r_2}{a_0 + a_1 s^{-1}}; \quad (2-57)$$

$$\frac{U'_2}{U'_1} = \frac{b_0 s^{-1} + b_1 s^{-2}}{a'_0 + a'_1 s^{-1} + a'_2 s^{-2}}, \quad (2-58)$$

სადაც $a_0 = \beta_2 K_{\phi} r_2$; $a_1 = \beta_2 K_{\phi}$; $b_0 = r_2 T_{\phi\phi}$; $b_1 = r_2$;

$a'_0 = 0,1 \cdot r_2 T_{\phi\phi} \cdot \beta_2 K_{\phi}$; $a'_1 = (r_2 + 0,1 T_{\phi\phi}) \beta_2 K_{\phi}$; $a'_2 = a_1$.

$W_{\text{კ}}(s)$ ფუნქციის მქონე მაკომპენსირებელი რგოლის ელექტრული სქემების შესადგენად ინტეგრატორებისა და ოპერაციული მაძლიერებლების ბაზაზე უნდა ვისარგებლოთ (2-57) და (2-58)-დან განსაზღვრული შემდეგი განტოლებებით:

$$(a_0 + a_1 s^{-1}) U_2 = r_2 U_1; \Rightarrow U_2 = a_0^{-1} (r_2 U_1 - a_1 s^{-1}); \quad (2-59)$$

$$(a'_0 + a'_1 s^{-1} + a'_2 s^{-2}) \cdot U'_2 = (b_0 s^{-1} + b_1 s^{-2}) \cdot U'_1$$

$$\Rightarrow U'_2 = a'_0^{-1} [(b_0 U'_1 - a_1 U'_2) + (b_1 U'_1 - a_2 U'_2) s^{-1}] \cdot s^{-1} / a_0. \quad (2-60)$$

(2-59) და (2-60)-ის მიხედვით ნახ.2.7-ზე აგებულია ტირისტორული ელექტროამპრაჟის მკვებავი ძაბვის ცვლილების $W_{\text{კ}}(s)$ მაკომპენსირებელი რგოლის ზემოთ განხილული ვარიანტების შესაბამისი ელექტრული სქემები; რომლებიც გამიზნულია პრაქტიკაში გამოყენებისათვის.

(2-54)-ში, აგრეთვე (2-59) და (2-60)-ში დენის რეგულატორის პარამეტრები (β_2, r_2) განსაზღვრული იქნება ცნობილი „მოდულის ოპტიმუმის“ ფორმულებით [13-16]:

$$\beta_2 = \frac{T_{\Sigma}}{2 K_{\Sigma} T_{\Sigma 2}}; \quad r_2 = T_{\Sigma}, \quad (2-61)$$

სადაც $K_{\Sigma} = K_1 K_2 K_3$ - დენის კონტურის საერთო გადაცემის კოეფიციენტი;
 $T_{\Sigma} = T_{\Sigma 1} + T_{\Sigma 2}$ - დენის კონტურის მცირე (გაუკომპენსირებელი) დროის მუდმი-
 ვაა.

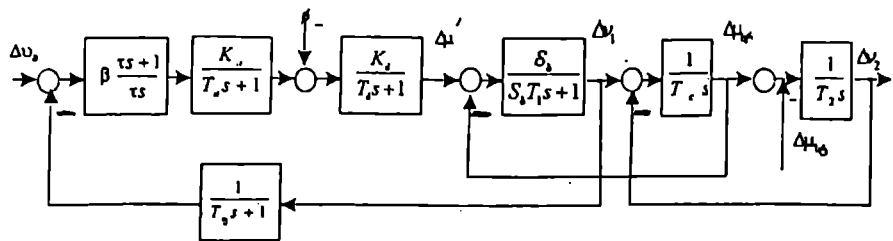
ნახ.2.7-ზე შედგენილი სქემების შესავალზე მისაწოდებელი ძაბვის სიდიდე (U_1) რეკომენდებულია მოხსნილ იქნას ძრავის მკვებავი ტირისტორული გარ-
 დამსახის გამოსავალზე ჩართული ძაბვის გამყოფიდან (პოტენციომეტრიდან).

განსახილველი ამპრავისათვის $\Delta\mu_{\Sigma}$ - დატვირთვის სტატიკური მომენტის
 ცვლილების მაკომპენსირებელი უკუკავშირის რგოლის (იგი ჩართული იქნება
 დენის რეგულატორის შესასვლელზე) გადაცემა ფუნქცია ნახ.2.2,ა-ზე წარმო-

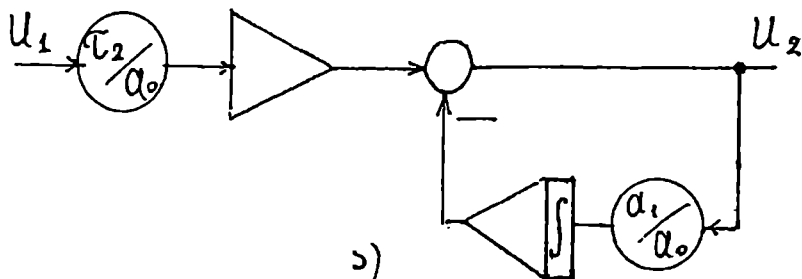
დგენილი სტრუქტურული სქემის მიხედვით, და იმის გათვალისწინებით რომ
 სისტემის დენის კონტური ოპტიმიზებულია (2-61)-ით, განისაზღვრება შემდეგი
 გამოსახულებით:

$$W_{\Sigma 2}(s) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{K_1(2T_{\Sigma 2}s + 1)}{T_{\Sigma 2} \cdot s + 1} \quad (2-62)$$

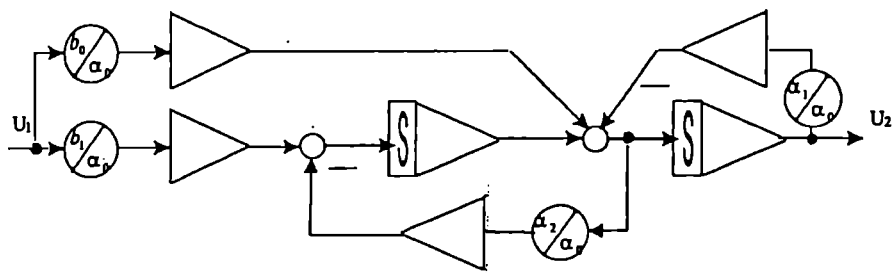
(2-62)-ის შესაბამისი ელექტრული სქემა შედგენილია ნახ.2.8-ზე, რომლის
 შესავალზე მიწოდებული სიგნალი (U_1), რომელიც უნდა გამოსახავდეს $\Delta\mu_{\Sigma}$ -
 ს რეკომენდებულია მივიღოთ სისტემის ღუზის დენის (ΔI) და ღინამიკური
 მომენტის ($\Delta\mu_{\Sigma} = T_2 \frac{d\Delta v}{dt}$) სხვაობის შესაბამისი სიგნალით. ვინაიდან
 $\Delta\mu_{\Sigma}$ - სიგნალის რეალიზება დაკავშირებულია ძრავის სიჩქარის წარმოებულის
 სიდიდის მიღებასთან, რაც თავის მხრივ თუ გამოვიყენებთ მადიფერენცირებელ
 ორპოლუსა წრედებს ზრდის სისტემის ხელშემშლელი სიგნალებისადმი მგრძ-
 ნობიარობას. ამიტომ უმჯობესია ამ შემთხვევაში გამოვიყენოთ კალმან-ბიუსის
 ფილტრის ანალოგიური დამკვირვებელი მოწყობილობა, რომელიც წარმოდ-
 გენილია ნახ.2.9-ზე.



ნახ. 2.6. სიხშირით რგულირებადი ასინქრონული დრეკადლილვიანი ელექტროამპრავის სტრუქტურული სქემა.



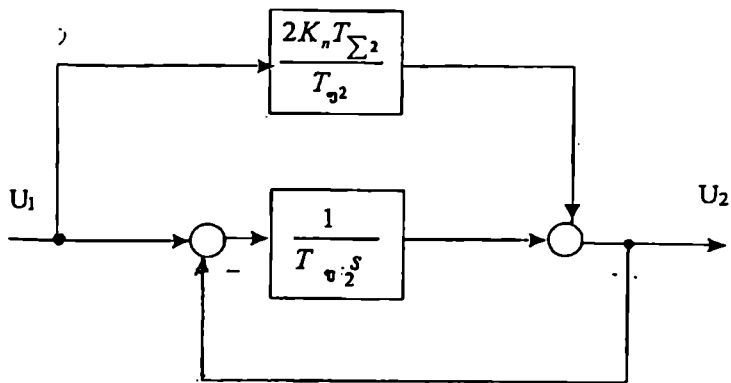
ა)



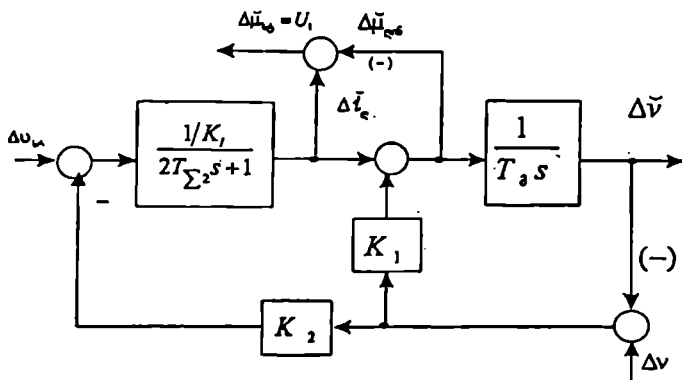
ბ)

ნახ. 2.7. ქსელის ძაბვის ცვლილების მაკომპენსირებელი მოწყობილობის ელექტრული სქემები:

ა) $T_{\text{ფ}}$ -ს უზულებელყოფისას და ბ) შენელებითი ფუნქციის დამატებით



ნახ. 2.8. ამძრავის დატვირთვის სტატიკური მომენტის მაკომპენსირებელი მოწყობილობის სტრუქტურული სქემა



ნახ. 2.9. ამძრავის დატვირთვის სტატიკური მომენტის შესაბამისი შეუასებითი სიგნალის მისაღები დამკვირვებელი მოწყობილობის სტრუქტურული სქემა

ცვლადი დენის ასინქრონული ელექტროამბრავის სისტემებისათვის სინქრო-ის ძაბვით და სიხშირით რეგულირებისას (ნახ.2.3 და ნახ.2.5) ინვარიანტული პრინციპების შესაბამისი შემოთვლითა მაკომპენსირებელი მოწყობილობების გა-დამცემი ფუნქციითა განსაზღვრა ადვილად არის შესაძლებელი ზემოთ (მუდმივი დენის ამბრავისათვის) ჩატარებული ანალიზის ანალოგიურად.

ამრიგად, შედგენილია მუდმივი და ცვლადი დენის ძაბვით (და სიხშირით) რეგულირებადი ელექტროამბრავების ძალური ნაწილების (ძრავების და გარ-დამსახების) დიფერენციალური განტოლებები და განსაზღვრულია შესაბამისი გადამცემი ფუნქციები. მათ საფუძველზე აგებულია თანამედროვე ავტომა-ტიზებული ელექტროამბრავების დეტალიზებული სტრუქტურული სქემები. სის-ტემების გაწრფივების მიზნით და საერთო გადამცემი ფუნქციითა შედარებით მარტივად მისაღებად გამოყენებულია ცვლადების გამოსახვა ფარდობით ნაზ-რდებში და კოშის მატრიცულ ფორმაში ჩაწერის წესები.

მუდმივი დენის ამბრავისათვის გადამცემი ფუნქციები მიღებულია როგორც დუზის ძაბვის, ისე აგზნების ნაკადის ცელილებისას (ხისტი და დრეკადი მექანიკური ლილვის შემთხვევებისათვის). სიხშირით რეგულირებადი ასინქრო-ნული ელექტროამბრავისათვის ობიექტის საერთო გადამცემი ფუნქცია განსაზ-ღვრულია ძრავში მიმდინარე ელექტრომაგნიტური პროცესების ექვივალენტი-რებით და მექანიკური ლილვების დრეკადობის გათვალისწინებით.

დაბალი მგრძნობიარობის ელექტროამბრავების მართვის სისტემების შემუ-შავების მიზნით და ინვარიანტული პრინციპების გამოყენებით განსაზღვრულია ამბრავთა შემოთვლების სიგნალების (ქსელის ძაბვის და დატვირთვის სტატი-კური მომენტის) მაკომპენსირებელი მოწყობილობების გადამცემი ფუნქციები. პრაქტიკაში გამოყენების მიზნით შედგენილია მათი ელექტრული სქემები მაძ-ლიერებლებისა და ინტეგრატორების ბაზაზე. ძრავის ღერძზე დატვირთვის სტატიკური მომენტის შესაბამისი სიგნალის მისაღებად გამოყენებულია კალ-მან-ბოუსის ფილტრის პრინციპით შედგენილი დამკვირვებელი მოწყობილობა.

თავი III. ელექტროამპრაჟების უწყვიტი მართვის სისტემების რეგულატორების ოპტიმალური პარამეტრების შერჩევა ლობარითმულ-სიხშირული მახასიათებლებით

§3.1. მუდმივი დენის ელექტროამპრაჟების მართვის სისტემების რეგულატორების ოპტიმიზება სიხშირული მახასიათებლებით

მუდმივი დენის ერთკონტურიანი ელექტროამპრაჟის (ნახ.1.1.) შესაბამისი სირქარის რეგულატორის ოპტიმალური პარამეტრების დასადგენად, უნდა ვისარგებლოთ კონტურის გახსნილი წრედის საერთო (რეგულატორის და მართვის ობიექტის) გადამცემი ფუნქციით:

$$W_{\text{გახსნი}}(s) = \beta \frac{\pi + 1}{\pi} W_{\text{რა}}(s). \quad (3-1)$$

კონტურის ობიექტის საერთო გადამცემი ფუნქცია განისაზღვრება (2-9), (2-18) და (2-19)-განტოლებათა საფუძველზე შემდეგი გამოსახულებით:

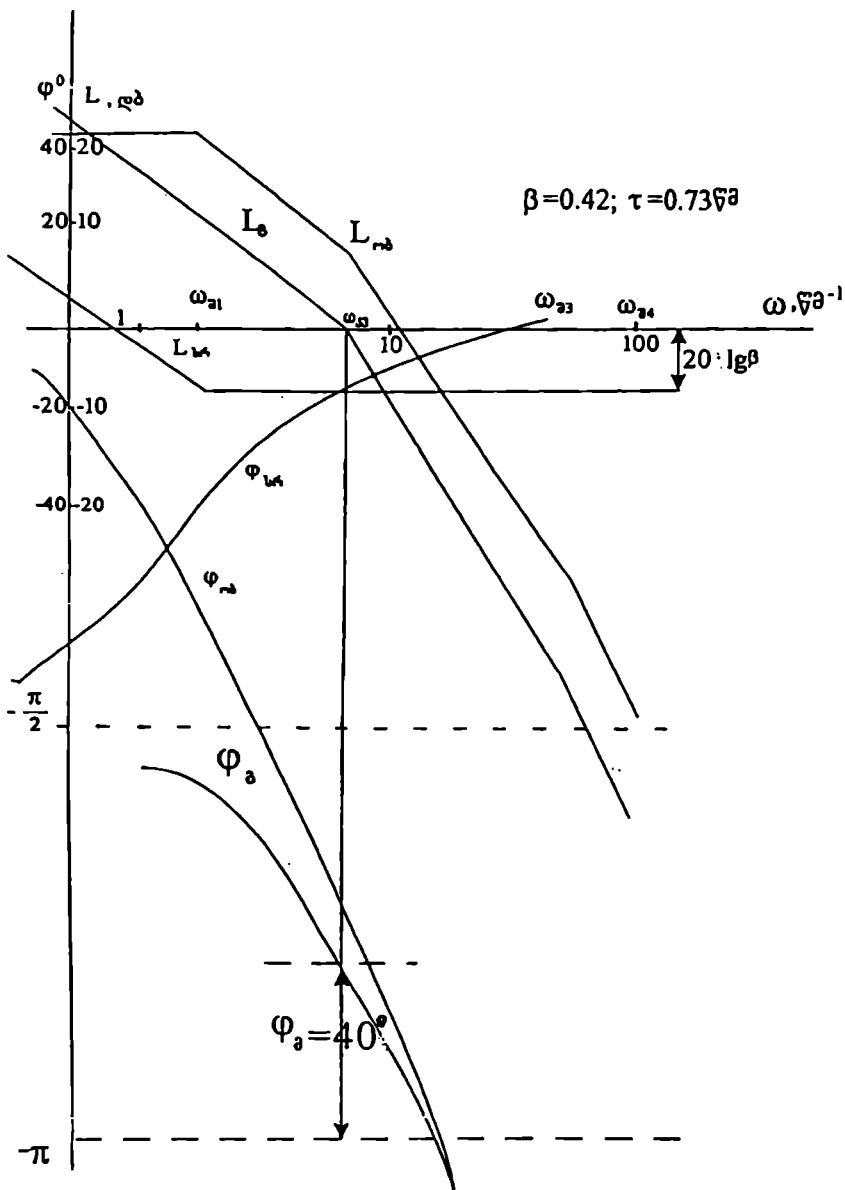
$$W_{\text{რა}}(s) = \frac{K_{\delta}}{T_{\delta} s + 1} \cdot \frac{K_{\lambda}}{T_{\lambda} T_{\lambda} s^2 + T_{\lambda} s + 1} \cdot \frac{1}{T_{\eta} s + 1} \quad (3-2)$$

ვისარგებლოთ ქალაღის დამამზადებელი მანქანის საწნები სექციის ელექტროამპრაჟის ობიექტის პარამეტრების შემდეგი რიცხვითი მნიშვნელობებით: $K_{\delta} = 10$; $T_{\delta} = 0,01$ წმ; $K_{\lambda} = 1/0,92 = 1,08$; $T_{\lambda} = 0,12$ წმ; $T_{\lambda} = 0,87$ წმ; $T_{\eta} = 0,02$ წმ; $\delta_{\lambda} = 0,087$. მათი გათვალისწინებით (3-2) მიიღებს სახეს:

$$W_{\text{რა}}(s) = \frac{10,8}{(0,01s + 1)(0,02s + 1)(0,32^2 s^2 + 2 \cdot 1,36 \cdot 0,32s + 1)} = \frac{10,8}{(0,01s + 1)(0,02s + 1)(0,73s + 1)(0,14s + 1)} \quad (3-3)$$

რომლის შეუღლებების სიხშირებია:

$$\omega_{\eta} = \frac{1}{0,73} = 1,4$$
წმ⁻¹; $\omega_{\lambda} = \frac{1}{0,02} = 50$ წმ⁻¹;



ნახ. 3.1. ერთკონტურიანი ელექტროამპრავის ლოგარითმულ-სიხშირული მახასიათებლები (ხისტლილვიანი)

$$\omega_{\text{მ3}} = \frac{1}{0,14} = 7,14 \text{წმ}^{-1}; \quad \omega_{\text{მ4}} = \frac{1}{0,01} = 100 \text{წმ}^{-1};$$

(3-3)-ის მიხედვით ეწერთ ობიექტის მოდულის და არგუმენტის სიხშირული მახასიათებლების გამოსახულებებს ლოგარიტმულ სახეში:

$$L_{\text{სიხ}}(\omega) = 20 \lg 10,8 - 20 \lg \sqrt{(0,73\omega)^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{(0,14\omega)^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{(0,02\omega)^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{(0,01\omega)^2 + 1}; \quad (3-4)$$

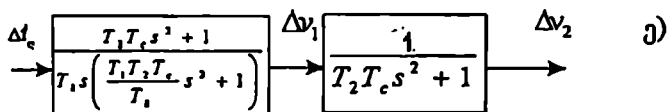
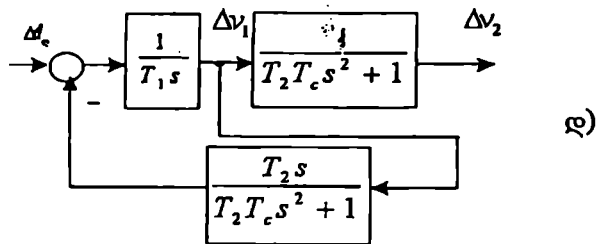
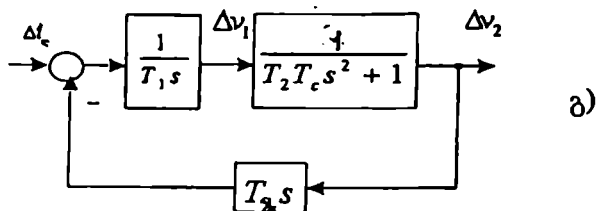
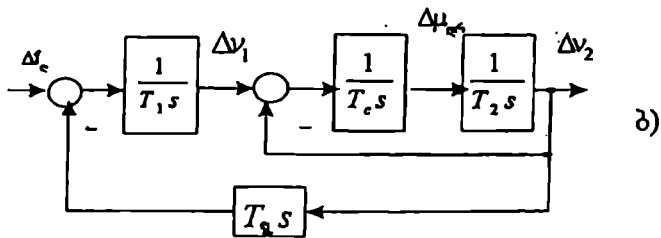
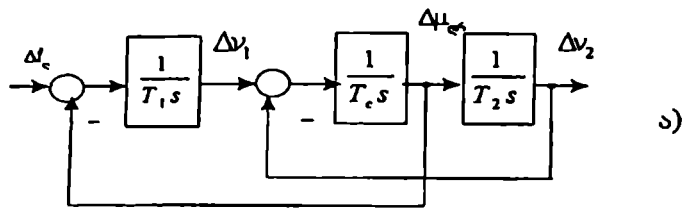
$$\varphi_{\text{სიხ}}(\omega) = -\arctg 0,73\omega - \arctg 0,14\omega - \arctg 0,02\omega - \arctg 0,01\omega. \quad (3-5)$$

(3-3) და (3-4)-ის მიხედვით ნახ.3.1-ზე აგებულია ობიექტის ლოგარიტმულ-ამპლიტუდური და ფაზურ-სიხშირული მახასიათებლები, ე.წ. ბოდეს დიაგრამები ($L_{\text{სიხ}}, \varphi_{\text{სიხ}}$). იქვე სიხშირული ანალიზი საფუძველზე აგებულია პი-ტიპის სიჩქარის რეგულატორის სიხშირული მახასიათებლები ($L_{\text{სიჩ}}, \varphi_{\text{სიჩ}}$) და გახსნილი სისტემის ($L_{\text{გ}}, \varphi_{\text{გ}}$) ოპტიმიზებული სიხშირული მახასიათებლებიც. რეგულატორის ოპტიმალური პარამეტრებია: $\beta = 0,42$ და $\tau = 0,73 \text{წმ}$, რომლებიც უზრუნველყოფენ კვეთის სიხშირეზე ($\omega_{\text{კ}} = 9 \text{წმ}^{-1}$) ფაზურ მარაგს $\varphi_{\text{გ}} = 40^\circ$ -ს. სისტემის სწრაფქმედება შეადგენს $\tau_{\text{გ}} \approx (2+3)\pi/\omega_{\text{კ}} = (6+10)/9 \approx +1 \text{წმ}$ -ს.

იმევე მართვის სისტემის ელექტროამპრავის (ნახ.1.1) სიჩქარის რეგულატორის ოპტიმიზების მიზნით, როცა ვითვალისწინებთ მექანიკური ლილვის დრეკად თვისებებს ობიექტის საერთო გადამცემა ფუნქციის მისაღებად (2-9)-ის ნაცვლად უნდა გამოვიყენოთ (2-7), (2-15)-(2-17) დიფერენციალური განტოლებების შესაბამისი გადამცემა ფუნქციები (ნახ.3.2-დან შესაბამისი სტრუქტურული გარდაქმნების გათვალისწინებით).

ნახ.3.3.-ზე წარმოდგენილია დრეკადრგოლიანი ელექტროამპრავის ერთ კონტურიანი მართვის სისტემის სტრუქტურული სქემა. სქემაზე $T_{\text{გ}}$ -ელექტროამპრავის საერთო მექანიკური დროის მუდმივაა.

პარამეტრების ზემოთ გამოყენებული რიცხვითი მნიშვნელობებისათვის და აგრეთვე $T_1 = 1,5 \text{წმ}$; $T_2 = 10 \text{წმ}$; $T_c = 0,0004 \text{წმ}$ ელექტროამპრავის გადამცემა



ნახ. 32. დრეკადლილვიანი ერთკონტურიანი ელექტროამპრავის მექანიკური ნაწილის სტრუქტურული სქემის გარდაქმნები.

ფუნქცია შემავალი $\Delta \varepsilon_{\text{ტბ}}$ და გამოძავალი $\Delta \nu_1$ სიგნალების მიმართ მიიღებს შემდეგ სახეს:

$$W_{11}(s) = \frac{\Delta \nu_1(s)}{\Delta \varepsilon_{\text{ტბ}}(s)} = \frac{(T_2 T_c s^2 + 1) / k_c}{a_0 s^4 + a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + 1} \quad (3-6)$$

სადაც $a_0 = T_1 T_2 T_c \cdot T_{\text{ტ}} / k_e k_{\text{ტ}}$; $a_1 = T_1 T_2 T_c / k_e k_{\text{ტ}}$; $a_2 = (T_{\text{ტ}} T_{\text{წ}} + T_2 T_c k_e k_{\text{ტ}}) / k_e k_{\text{ტ}}$; $a_3 = T_{\text{წ}} / k_e k_{\text{ტ}}$.

რიცხვითი მნიშვნელობების ჩასმით (3-6)-დან მივიღებთ:

$$W_{11}(s) = \frac{\Delta \nu_1(s)}{\Delta \varepsilon_{\text{ტბ}}(s)} = \frac{1,087(0,063^2 s^2 + 1)}{(6,36 \cdot 10^{-5} s^4 + 5,3 \cdot 10^{-4} s^3 + 0,124 s^2 + 1)} = \frac{1,1(0,063^2 s^2 + 1)}{0,35^2 s^2 + 1}$$

ზემოთ მიღებული გამოსახულების გათვალისწინებით დრეკადრგოლიანი ელექტროამპრავის მართვის ობიექტის გადამცემი ფუნქცია ტოლი იქნება:

$$W_{\text{ობ}}(s) = \frac{11(0,063^2 s^2 + 1)}{(0,01s + 1)(0,35^2 s^2 + 1)(0,02s + 1)} \quad (3-7)$$

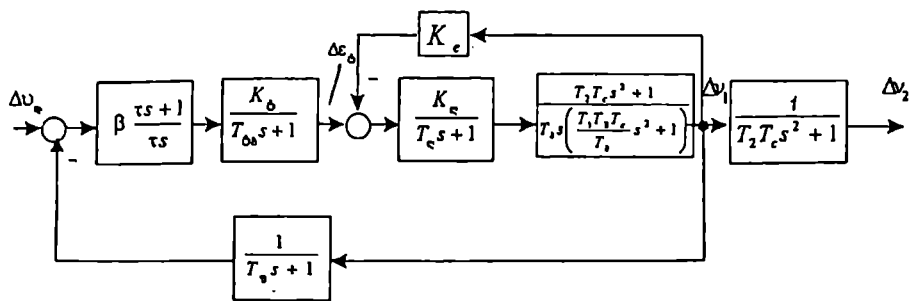
(3-7)-ის შესაბამისი ლოგარითმულ-ამპლიტუდური და ფაზურ-სიხშირული მახასიათებლების გამოსახულებები შემდეგნაირად ჩაიწერება:

$$L_{\text{ობ}}(\omega) = 20 \lg |1 + 20 \lg |1 - (0,063\omega)^2| - 20 \lg \sqrt{(0,01\omega)^2 + 1} - 20 \lg |1 - 0,35^2 \omega^2| - 20 \lg \sqrt{(0,02\omega)^2 + 1} \quad (3-8)$$

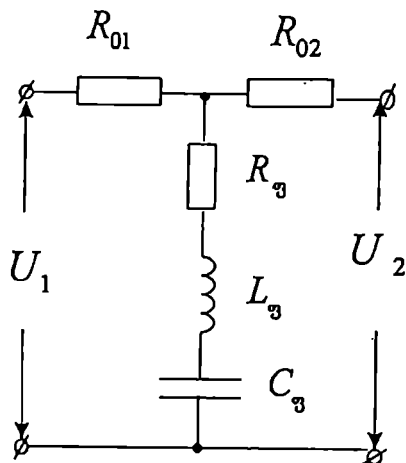
$$\varphi_{\text{ობ}}(\omega) = -\arctg(0,01\omega) - \arctg(0,02\omega). \quad (3-9)$$

შეუღლებების სიხშირეებია: $\omega_{\text{წ1}} = \frac{1}{0,35} = 2,86 \text{წმ}^{-1}$; $\omega_{\text{წ2}} = \frac{1}{0,063} = 15,87 \text{წმ}^{-1}$;

$\omega_{\text{წ3}} = \frac{1}{0,02} = 50 \text{წმ}^{-1}$; $\omega_{\text{წ4}} = \frac{1}{0,01} = 100 \text{წმ}^{-1}$.



ნახ. 33. დრეკადლილვიანი ერთკონტურიანი ელექტროამპრავის საერთო სტრუქტურული სქემა.



ნახ. 34. დრეკადობის მაკომპენსირებელი ოთხპოლუსას ელექტრული სქემა.

სისტემის მაქსიმალური სწრაფქმედების მიღების მიზნით უცხოური ფორმები, მექანიკური ლილვის დრეკადი თვისების დინამიკურ პროცესებზე გავლენის საკომპენსაციოდ, ხშირად იყენებენ პასიურ $R-L-C$ ფილტრს (ნახ.3.4) [11], რომლის გადამცემი ფუნქცია ტოლია:

$$W_{\text{ფი}}(s) = \frac{T_1^* T_2^* s^2 + T_2^* s + 1}{T_1^* T_2^* s^2 + T_3^* s + 1} \quad (3-10)$$

სადაც $T_{1*} = L_{\text{ფი}}/R_{\text{ფი}}$; $T_2^* = R_{\text{ფი}} \cdot C_{\text{ფი}}$; $T_3^* = (1-\alpha) \cdot T_2^*$.

$$\alpha = \frac{R_{01} R_{02}}{R_{\text{ფი}} (R_{01} + R_{02})} \quad (3-11)$$

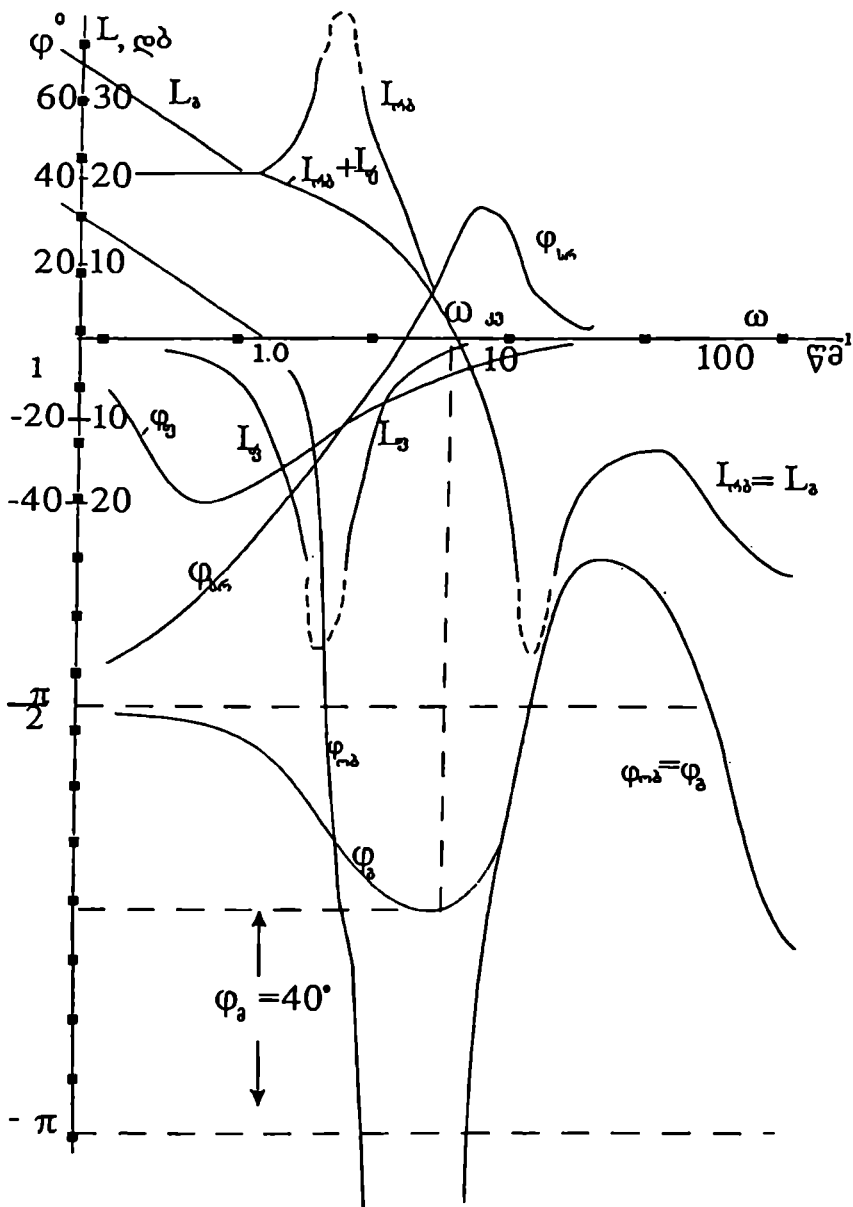
(3-8) და (3-9) გამოსახულებებით ნახ.3.5-ზე აგებულია დრეკადი ელექტროამპრაის ობიექტის ლოგარითმულ-ამპლიტუდური და ფაზურ-სიხშირული მახასიათებლები, ე.წ. ბოდეს დიაგრამები ($L_{\text{კო}, \omega_{\text{კო}}}$). იმავე ნახაზზე აგებულია ფილტრის სიხშირული მახასიათებლები ($L_{\text{ფი}, \omega_{\text{ფი}}}$). რომელიც აკომპენსირებს დრეკადი რგოლით წარმოქმნილ რეზონანსულ პიკს.

სიხშირული ანალიზის საფუძველზე დგინდება, რომ სიჩქარის რეგულატორის ოპტიმალური პარამეტრებია $\beta = 1$; $\tau = 1\sqrt{მ} - ს$, რომლებიც უზრუნველყოფენ გახსნილი სისტემის ამპლიტუდური მახასიათებლის კვეთის სიხშირეს $\omega = 8\sqrt{მ}^{-1}$ -ს ფაზური მარაგით $\varphi_{\text{კო}, \omega_{\text{კო}}} = 40^\circ$ -ით. ამ შემთხვევაშიც სისტემის დინამიკური სწრაფქმედება შეადგენს $t_g \approx 1\sqrt{მ} - ს$.

$R-L-C$ ფილტრი უნდა ჩაირთოს მართვის სისტემის პირდაპირ არხში, სიჩქარის რეგულატორის წინ მისი პარამეტრები შეირჩევა შემდეგნაირად:

$$\omega_{\text{დრ.}} = 1/\sqrt{T_1^* \cdot T_2^*} = 1/\sqrt{T_1 \cdot T_c}; \quad T_3^* = T_d; \quad T_2^* = 17,5 T_d \quad (3-12)$$

ორკონტურიანი ტირისტორული ელექტროამპრაისათვის (ნახ.2.2.ა) დენის რეგულატორის (დრ) პარამეტრებს, როგორც ზემოთ აღვნიშნეთ, ირჩევენ ე.წ. „მოდულის ოპტიმუმის“ მიხედვით, (2-61)-ით.



ნახ. 3.5. ერთკონტურიანი დრეკადი ამპრავის ლოგარითმულ-სიხშირული მახასიათებლები.

დენის კონტურის გახსნილი წრედისათვის გადაცემ ფუნქციას აქვს შემდეგი სახე:

$$W_{\text{კახსნილი}}(s) = \beta_2 \frac{\tau_2 s + 1}{\tau_2 s} \cdot W_{\text{კონტ}}(s) = \frac{T_{\omega}}{2K_{\text{კ}} K_{\omega} K_i K_{\Sigma 2}} \cdot \frac{T_{\omega} s + 1}{T_{\omega} s} \times$$

$$\times \frac{K_{\text{კ}} K_{\omega} K_i}{(T_{\text{კ}} s + 1)(T_{\omega} s + 1)(T_{\Sigma 2} s + 1)} = \frac{1}{2T_{\Sigma 2} s (T_{\text{კ}} T_{\Sigma 2} s^2 + T_{\Sigma 2} s + 1)} \approx$$

$$\approx \frac{1}{2T_{\Sigma 2} s (T_{\Sigma 2} s + 1)}, \quad (3-13)$$

სადაც $T_{\Sigma 2} = T_{\text{კ}} + T_{\Sigma 2}$ -დენის კონტურის მცირე დროის მუდმივია ($T_{\Sigma 2} = 0.01$ წმ).

დენის კონტურის შეკრული წრედის საერთო გადაცემის ფუნქციას ექნება შემდეგი სახე:

$$W_{\text{შეკრული}}(s) = \frac{T_{\Sigma 2} + 1}{K_i} \cdot \frac{1/2T_{\Sigma 2} s (T_{\Sigma 2} s + 1)}{1/2T_{\Sigma 2} s (T_{\Sigma 2} s + 1) + 1} = \frac{T_{\Sigma 2} s + 1}{K_i (2T_{\Sigma 2}^2 s^2 + 2T_{\Sigma 2} s + 1)}. \quad (3-14)$$

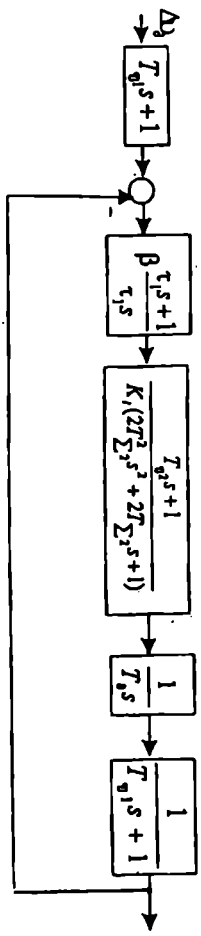
(3-14)-ის გათვალისწინებით ნახ.3.6-ზე წარმოდგენილია ხისტილივენიანი ამძრავის სიჩქარის კონტურის გამარტივებული (ძრავის შიგა უკუკავშირის უგულვებელყოფის შემდეგ) სტრუქტურული სქემა, რომლის მიხედვით სიჩქარის კონტურის სარეგულირო ობიექტის გადაცემები ფუნქცია ტოლია:

$$W_{\text{ობი}}(s) = \frac{T_{\Sigma 2} s + 1}{K_i (2T_{\Sigma 2}^2 s^2 + 2T_{\Sigma 2} s + 1)} \cdot \frac{1}{T_{\text{ა}} s} \cdot \frac{1}{T_{\Sigma 1} s + 1}. \quad (3-15)$$

სიჩქარის რეგულატორის პარამეტრებს შევარჩევთ ე.წ. „სიმეტრიული ოპტიმუმის“ [6] პირობების მიხედვით:

$$\beta_1 = \frac{K_i T_{\text{ა}}}{2 \cdot T_{\Sigma 1}}; \quad \tau_1 = 4 \cdot T_{\Sigma 1}, \quad (3-16)$$

სადაც $T_{\Sigma 1} = T_{\text{ა}} + 2T_{\Sigma 2}$ -არის სიჩქარის კონტურის გაუკომპენსირებული დროის მუდმივა ($T_{\Sigma 1} = 0.02 + 2 \cdot 0.01 = 0.04$ წმ).



ნახ. 3.6. დენის ოპტიმიზებული-კონტურიანი ტირისტორული ამძრავის სიჩქარის კონტურის სტრუქტურული სქემა.

β_1 და τ_1 -ოპტიმალური პარამეტრების (3-16) გამოსახულებების გათვალისწინებით სიჩქარის კონტურის გახსნილი წრედის საერთო გადამცემ ფუნქციას ექნება სახე:

$$W_{\text{გახსნილი}}(s) = \frac{K_1 T_{\beta_1}}{2T_{\Sigma 1}} \cdot \frac{4T_{\Sigma 1} s + 1}{4T_{\Sigma 1} s} \cdot \frac{T_{\tau_1} s^2 + 1}{K_1 (2T_{\Sigma 1}^2 s^2 + 2T_{\Sigma 2} s + 1)} \cdot \frac{1}{T_{\beta_1} s} \cdot \frac{1}{T_{\tau_1} s + 1} \approx$$

$$\approx \frac{4T_{\Sigma 1} s + 1}{8T_{\Sigma 1}^2 s^2 (T_{\Sigma 1} s + 1)} \quad (3-17)$$

სიჩქარის შეკრული კონტურისათვის საერთო გადამცემი ფუნქცია ტოლი იქნება:

$$W_{\text{შეკრული}}(s) = \frac{(4T_{\Sigma 1} s + 1)(T_{\Sigma 1} s + 1)}{4T_{\Sigma 1} s + 1 + 8T_{\Sigma 1}^2 s^2 (2T_{\Sigma 1} s + 1)} \approx \frac{(4T_{\Sigma 1} s + 1)(T_{\Sigma 1} s + 1)}{16T_{\Sigma 1}^3 s^3 + 8T_{\Sigma 1}^2 s^2 + 4T_{\Sigma 1} s + 1} =$$

$$\approx \frac{(4T_{\Sigma 1} + T_{\Sigma 1})s + 1}{16T_{\Sigma 1}^3 s^3 + 8T_{\Sigma 1}^2 s^2 + 4T_{\Sigma 1} s + 1} \quad (3-18)$$

ამძრავის თვისობრივი მაჩვენებლების შესაფასებლად უნდა ვისარგებლოთ (3-18)-ით, რომლითაც განვსაზღვრავთ ძრავის კუთხური სიჩქარის გარდამავალი პროცესის შესაბამის ფუნქციას პარამეტრების ზემოთ მოყვანილი რიცხვითი მნიშვნელობების გათვალისწინებით

$$W_{\text{თი}}(p) \Big|_{g=1(r)} = \frac{x(s)}{g(s)} = \frac{0,18s + 1}{0,000512s^3 + 0,0128s^2 + 0,16s + 1}$$

გარდამავალი ფუნქციის მისაღებად უნდა ვისარგებლოთ ოპერაციული აღრიცხვის თეორიაში ცნობილი მარტივ წილადებად დაშლის მეთოდით [16], რომლის მიხედვითაც გადამცემ ფუნქციას წარმოადგენენ შემდეგი სახით:

$$x(r) = \frac{B(0)}{A(0)} + \sum_{i=1}^n \left[\frac{B(s)}{sA'(s)} \right]_{s=s_i} \cdot e^{s_i r} \quad (3-19)$$

სადაც $B(0)$ და $A(0)$ არის (3-17)-ის მრიცხველის $-B(s)$ და მნიშვნელის $A(s)$ პოლინომების მნიშვნელობები $s=0$ -სათვის; $A'(s)$ არის $A(s)$ პოლინომის პირველი რიგის წარმოებული; s_i ($i=\overline{1;n}$)-სისტემის მახასიათებელი განტოლების ფესვებია.

სისტემის მახასიათებელი განტოლების

$$0.000512s^3 + 0,0128s^2 + 0,16s + 1 = 0.$$

ფესვებია: $s_1 = -12.4$; $s_2 = -6.8 + j \cdot 10.7$; $s_3 = -6.8 - j \cdot 10.7$

უესეთა მნიშვნელობების (3-19)-ში შეტანით მივიღებთ გარდამავალი პროცესის საანგარიშო ფორმულას:

$$x(t) = 1 + \sum_{i=1}^3 \left[\frac{0.18s + 1}{s(0.015s^2 + 0.026s + 0.16)} \right]_{s=s_i} \cdot e^{s_i t} = 1 + 1.2e^{-12.4t} - (1.1 + j0.0033)e^{(-6.8 + j10.7)t} - (1.1 - j0.0033)e^{(-6.8 - j10.7)t} = 1 + 1.2e^{-12.4t} - (2.2 \cos 10.7t - 0.0066 \sin 10.7t)e^{-6.8t}$$

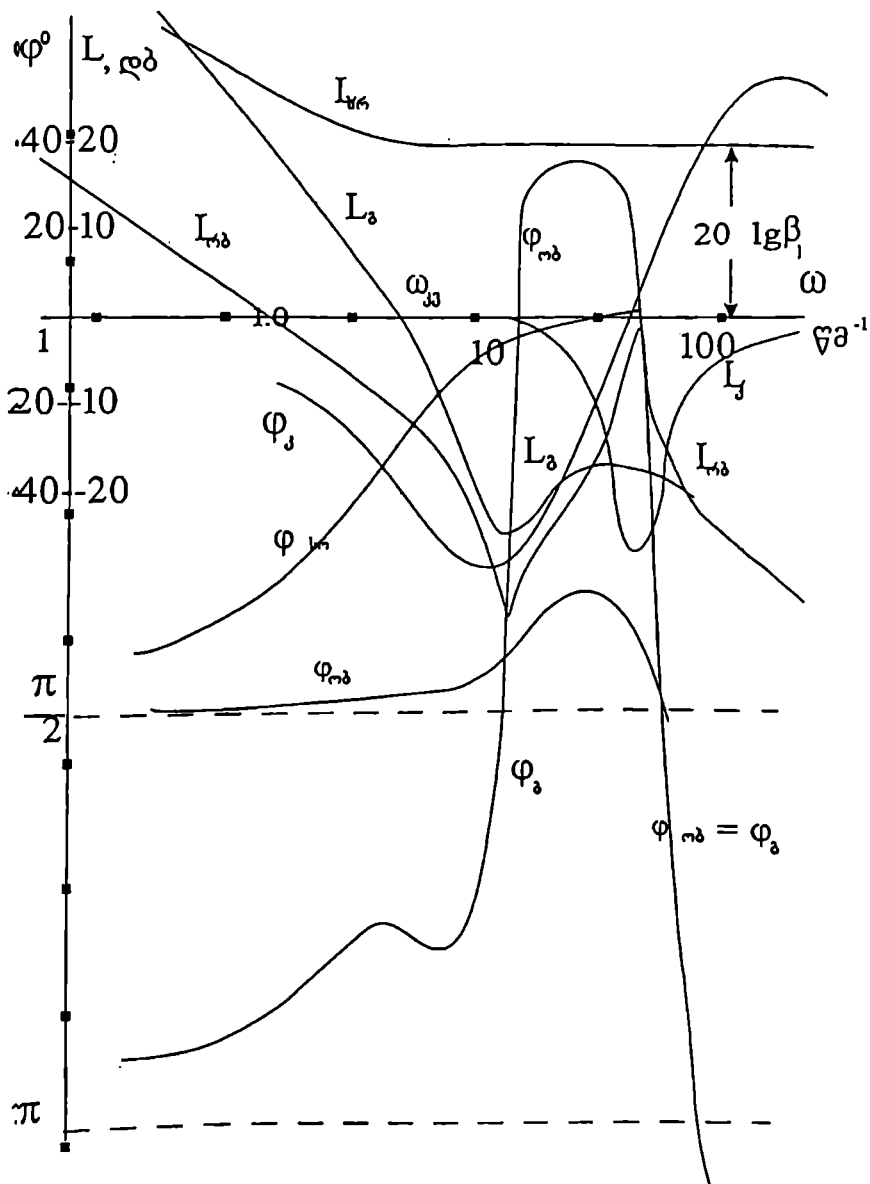
ამ გამოსახულების ანალიზი (მისი ცვლილების $x_{დამკ} = 1$ -ის 5%-იან არეში განთავსება) ცხადყოფს, რომ გარდამავალი პროცესის ხანგრძლივობა $t_3 = 0,6$ წმ-ს, ხოლო ამპრავის სიჩქარის მაქსიმალური გადამეტრეგულირება შეადგენს $\sigma = 43\%$ -ს. ასეთი მაჩვენებლების მქონე ამპრავი ითვლება ოპტიმიზებულად.

განვიხილოთ ახლა ორკონტურიანი დრეკადლილვიანი ტირისტორული ელექტროამპრავის სიჩქარის რეგულატორის პარამეტრების ოპტიმიზაცია. შევასრულოთ იგი დენის კონტურის ოპტიმიზებული ფუნქციის (ნახ.2.2,ბ) მიხედვით და ნახ. 3.2-ზე ჩატარებული გარდაქმნების გათვალისწინებით. ამ შემთხვევაში სიჩქარის კონტურობ ობიექტის გადამცემ ფუნქციას აქვს შემდეგი სახე:

$$W_{\text{ობ}}(s) = \frac{1/k_1(T_2 T_c s^2 + 1)}{(2T_{12}s + 1)T_n s \left(\frac{T_1 T_2 T_c}{T_n} s^2 + 1 \right) (T_{11}s + 1)} \quad (3-20)$$

სადაც $T_3 = T_1 + T_2$ -ამპრავის ჯამური მექანიკური დროის მუდმივაა.

(3-20)-ის შესაბამისი ლოგარითმულ-ამპლიტუდური, და ფაზურ-სიხშირული მახასიათებლების ასაგები გამოსახულებებია:



ნახ. 3.7. ორკონტურიანი დრეკადი ამძრავის ლოგარითმულ-სიხშირული მახასიათებლები

$$L_{\dots\lambda}(\omega) = 20 \lg \frac{1}{k_i} + 20 \lg [| -(T_2 T_c \omega)^2 |] - 20 \lg T_n \cdot \omega - 20 \lg \sqrt{(2T_{\Sigma 2} \omega)^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{(T_{\Psi 1} \omega)^2 + 1} - 20 \lg [| -(T_1 T_2 T_c / T_n \omega)^2 |] \quad (3-21)$$

$$\varphi_{\dots\lambda}(\omega) = -\frac{\pi}{2} - \arctg(T_{\Psi 1} \omega) - \arctg T_{\Sigma 2} \omega + \arctg \frac{0}{1 - (T_2 T_c \omega)^2} - \arctg \frac{0}{1 - (T_1 T_2 T_c / T_n \omega)^2} \quad (3-22)$$

(3-21) და (3-22)-ის შესაბამისი ლოგარიტმულ-სიხშირული მახასიათებლები ($L_{\dots\lambda}$ და $\varphi_{\dots\lambda}$) აგებულია ნახ.3.7-ზე პარამეტრებით (ქაღალდის დამამზადებელი მანქანის საწნეში სექციის ამძრავებისათვის, როცა $T_1 < T_2$): $T_1 = 1,5$ წმ; $T_2 = 10$ წმ; $k_i = 0,1$; $T_{\Sigma 2} = 0,01$ წმ; $T_{\Psi 1} = 0,02$ წმ; $T_c = 0,0004$ წმ; $T_n = 11,5$ წმ. სიხშირული ანალიზის საფუძველზე იმავე ნახაზ-ზე აგებულია სიჩქარის რეგულატორის ($L_{\dots\lambda}, \varphi_{\dots\lambda}$) და მიმდევრობითი მაკორექტირებელი რგოლის ($L_{\dots\lambda}$ -ზე რეზონანსული პიკის გასაკომპენსირებლად) სიხშირული მახასიათებლებები (L_j, φ_j). სიჩქარის კონტურის გახსნილი წრედის სიხშირული მახასიათებლებით (L_g, φ_g) დგინდება, რომ სისტემის კვეთის სიხშირე შეადგენს $\omega_{კვ} = 6$ წმ⁻¹. სწრაფქმედება კი $t_g = (2 \div 3) \pi / \omega_{კვ} = 1$ წმ; განხილულ შემთხვევაში დრეკად ლილვიანი ამძრავის სიჩქარის რეგულატორის ოპტიმალური პარამეტრებია: $\beta_1 = 10$; $\tau_1 = 0,2$ წმ. (მათი ვარგისიანობა შემოწმდება აგრეთვე სისტემის კვლევისას კომპიუტერზე § 5.1-ში).

§ 3.2 ცვლადი ღენის ასინქრონული ელექტროამძრავის მართვის სისტემების ოპტიმიზება სიხშირული მახასიათებლებით

ძაბვით რეგულირებადი დრეკადრგოლიანი ასინქრონული ელექტროამძრავის სისტემის (ნახ.2.4) ოპტიმიზების მიზნით უფრო მოხერხებულია მართვის ობიექტის საერთო გადამცემი ფუნქცია ჩაწერვით გამოსასვლელი სიგნალის ძრავ-

ის სიჩქარის და შემავალი სიგნალის-დაეალების ძაბვის მიხედვით. განსაზღვროთ იგი (2-40) განტოლებათა სისტემით, მისი კომის მატრიცულ ფორმაში ჩაწერის მივიღებთ:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + Bu; \\ y = C \cdot x, \end{cases} \quad (3-23)$$

სადაც $x^T = [x_1, x_2, x_3, x_4]$; x_1, x_2, x_3 -შესაბამისად მექანიზმის კუთხური სიჩქარის, დრეკადი მომენტის, ძრავის კუთხური სიჩქარის და ბრუნვის მომენტის ფარდობითი ნაზრდებია; u - შემავალი სიგნალია; y -სისტემის გამოშვებული სიგნალი;

$$A = \begin{bmatrix} 0 & T_2^{-1} & 0 & 0 \\ -T_c^{-1} & 0 & T_c^{-1} & 0 \\ 0 & -T_1^{-1} & -\delta_1 T_1^{-1} & T_1^{-1} \\ 0 & 0 & 0 & -T_2^{-1} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 2T_2^{-1} \end{bmatrix}; C^T = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (3-24)$$

(2-52)-ის თანახმად მივიღებთ დრეკადილივიანი ძაბვით რეგულირებადი ასინქრონული ელექტრომძრავის საერთო გადამცემ ფუნქციას ძრავის სიჩქარის მიმართ:

$$W_{\theta}(s) = \frac{\Delta v_1(s)}{\Delta u_{\theta}(s)} = \frac{K_{\theta}(T_2 T_c s^2 + 1)}{(T_2 s + 1)(T_1 T_2 T_c s^3 + T_2 T_c s^2 + \delta_1 T_2 s + 1)}. \quad (3-25)$$

სიხშირული მახასიათებლების აგებისას ვისარგებლოთ პარამეტრების შემდეგი რიცხვითი მნიშვნელობებით: $T_2 = 0,075$ წმ; $T_1 = 2$ წმ; $T_2 = 10$ წმ; $K_{\theta} = 0,22$; $T_c = 0,0004$ წმ; მტრ-ის პარამეტრებია: $K_{\theta} = 0,45$; $T_{\theta} = 0,01$ წმ.

მტრ-ის გათვალისწინებით ობიექტის ფუნქცია ტოლი იქნება:

$$W_0(s) = \frac{\Delta v_1(s)}{\Delta u_{\theta}(s)} = \frac{0,1(0,063^2 s^2 + 1)}{(0,01s + 1)(0,075s + 1)(1,3s + 1)(0,028^2 s^2 + 2 \cdot 0,41 \cdot 0,028s + 1)}. \quad (3-26)$$

(3-26)-ის შესაბამისი ლოგარითმულ-სიხშირული მახასიათებლები ($L(\omega)$ და $\varphi(\omega)$) აგებულია ნახ.3.8-ზე. სინოეზირებული პი-ტიპის სიჩქარის რეგულატორის პარამეტრები ტოლია: $\beta = 100$, $\tau = 1,3$ წმ-ს.

სიხშირით რეგულირებადი ხისტლილვიანი ასინქრონული ელექტროამბრავის (ნახ.2.6) სიჩქარის რეგულატორის ობიექტის მიზნით ვისარგებლოთ ძრავის აღმწერი (2-53) გადამცემი ფუნქციით. პარამეტრების შემდეგი მნიშვნელობებისათვის $K_{11} = 5$; $T_{11} = 0,01$ წმ; $K_{12} = 10,1$; $\delta_1 = 0,11$; $T_{12} = 1,265$ წმ; $T_{13} = 0,12$ წმ; $T_{14} = 0,02$ წმ, იგი ტოლი იქნება

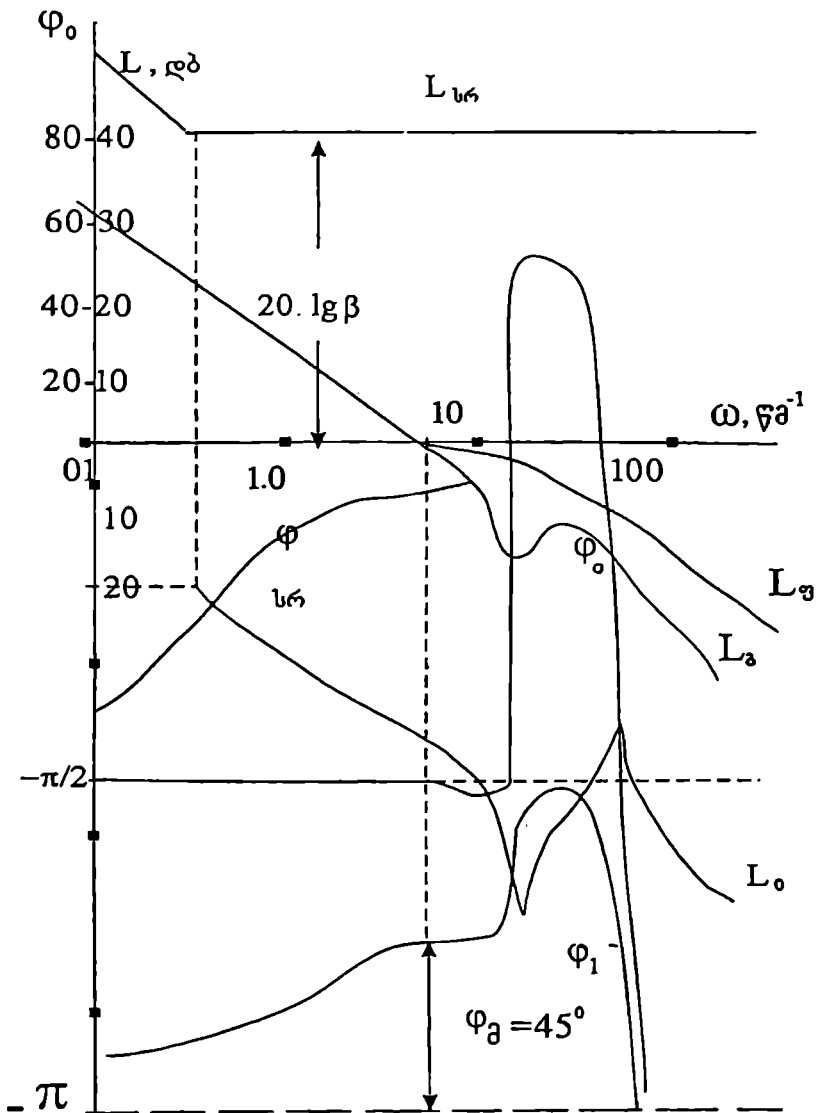
$$W_0(s) = \frac{\Delta v(s)}{\Delta u(s)} = \frac{5,55}{0,001518s^3 + 0,1657s^2 + 1,4s + 1} \quad (3-27)$$

განსახილველი ამბრავის ობიექტის ლოგარითმულ-სიხშირული მახასიათებლები აგებულია ნახ.3.9-ზე (უწყვეტი წირებით).

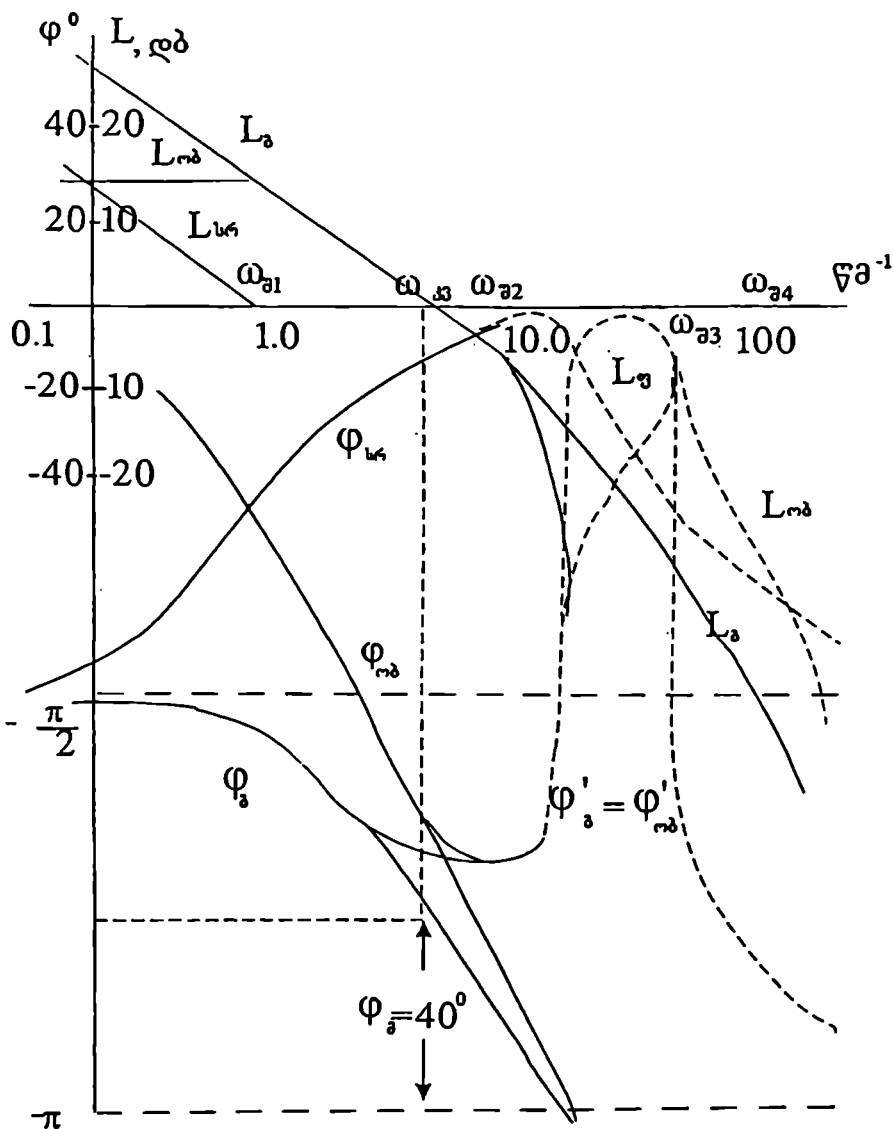
დრეკადლილვიანი სიხშირით რეგულირებადი ასინქრონული ელექტროამბრავის ლოგარითმულ-სიხშირული მახასიათებლებით კვლევისას ვისარგებლოთ ცვლადების ჩაწერის მდგომარეობის სივრცის მეთოდით, (3-23)-ის ანალოგიურად, სადაც: $x^T = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5]$; $x_1 = \Delta v_2$; $x_2 = \Delta \mu_{დრ}$; $x_3 = \Delta v_1$; $x_4 = \Delta \mu$; $x_5 = \Delta u$;

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{T_2} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{T_c} & -\frac{T_d}{T_c} \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} \right) & \frac{1}{T_c} \left(1 - \frac{T_d}{\delta_1 T_1} \right) & \frac{T_d}{T_1 T_c} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_1} & -\frac{1}{\delta_1 T_1} & \frac{1}{T_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{11}} & \frac{K_{11}}{T_{11}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{12}} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_{12}}{T_{12}} \end{bmatrix}; C^T = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-28)$$

ამ შემთხვევაშიც ვისარგებლოთ (2-52)-ით, რომელშიც (3-28)-ის ჩასმით მივიღებთ ასინქრონული ამბრავის ობიექტის გადამცემ ფუნქციას დრეკადი მექანიკური ლილვის შემთხვევისთვის



ნახ. 3.8. ძაბვით რეგულირებადი ღრეკადი ასინქრონული ელექტროამპრავის ლოგარითმულ-სიხშირული მახასიათებლები



ნახ. 3.9. სიხშირით რეგულირებადი ასინქრონული ელექტროამბრავის ლოგარითმულ-სიხშირული მახასიათებლები ხისტი და დრეკადი (წყვეტილი წირებით) მექანიკური ლილვებისას.

$$\begin{aligned}
 W_{\omega}(s) &= \frac{\Delta v_1(s)}{\Delta u(s)} = \\
 &= \frac{K_{\delta} K_{II} \delta_{\lambda} (T_2 T_c s^2 + T_d s + 1)}{(T_{\delta} s + 1)(T_{II} s + 1) [T_1 T_2 T_c \delta_{\lambda} s^3 + (T_2 T_c + \delta_{\lambda} T_{II} T_d) s^2 + (\delta_{\lambda} T_{II} + T_d) s + 1]} = \\
 &= \frac{K_0 (b_0 s^2 + b_1 s + 1)}{a_0 s^5 + a_1 s^4 + a_2 s^3 + a_3 s^2 + a_4 s + 1}, \quad (3-29)
 \end{aligned}$$

სადაც $T_1 = 1.5$; $T_2 = 10$; $T_c = 4 \cdot 10^{-4}$; $T_d = 0.002$; $K_d = 10.1$; $T_{II} = 0,12$ წმ.

$$K_0 = 3,5 \quad b_0 = 0,004 \quad b_1 = 0,002 \quad a_0 = T_1 T_2 T_c \delta_{\lambda} T_{II} = 3,9 \cdot 10^{-7};$$

$$a_1 = (T_{\delta} + T_{II}) T_1 T_2 T_c \delta_{\lambda} + T_{\delta} T_d (T_2 T_c + \delta_{\lambda} T_{II} T_d) = 4,9 \cdot 10^{-5};$$

$$a_2 = T_1 T_2 T_c \delta_{\lambda} + (T_{\delta} + T_{II}) (T_2 T_c + \delta_{\lambda} T_{II} T_d) = 0,00178;$$

$$a_3 = T_2 T_c + \delta_{\lambda} T_{II} T_d + (T_{\delta} + T_{II}) (\delta_{\lambda} T_{II} + T_d) = 0,092;$$

$$a_4 = T_{\delta} + T_d + \delta_{\lambda} T_{II} + T_d = 1,1.$$

(3-29)-ის შესაბამისი ლოგარითმულ-სიხშირული მახასიათებლები (L_{ω} და ϕ_{ω}) აგებულია 3.9-ე ნახ-ზე წყვეტილი წირებით. L_{ω} -ზე მკვეთრად გამოხატული რეზონანსული პიკი, რომლის საკომპენსაციოდ ამ შემთხვევაში გამოყენებულია ტაქოგენერატორის გამოსავალზე ჩართული ფილტრი. სინთეზირებული სიჩქარის რეგულატორის პარამეტრები: $\beta = 1,1$; $\tau = 1,2$ წმ, რომლებიც უზრუნველყოფენ სისტემის კვეთის სიხშირეს $\omega_{\text{კვ}} = 7$ წმ⁻¹, ხოლო გარდამავალი პროცესის ხანგრძლივობას 1 წმ-ს.

ამრიგად, ცვლადების მდგომარეობის სივრცის მეთოდით სხვადასხვა ამპრაფთა სისტემებისათვის განსაზღვრულია მართვის ობიექტების გადამცემი ფუნქციები, რომლებითაც ჩატარებულია სიხშირული ანალიზი და გამოთვლილია რეგულატორების პარამეტრების ოპტიმალური მნიშვნელობები.

მუდმივი და ცვლადი დენის ელექტროამპრაფთა სხვადასხვა მართვის სისტემების დინამიკური მაჩვენებლების სიხშირული ანალიზი გვიჩვენებს, რომ სი-

ჩქარის პი-ტიპის რეგულატორის დახმარებით მაქსიმალური სწრაფქმედება მიიღწევა ხისტლილვიანი მუღმივი ღენის ერთკონტურიანი ამპრავისათვის, ხოლო დრეკადრგოლიან ამპრაებს შორის ყველაზე სწრაფქმედია ძრავის მკვებავი ძაბვის სიხშირით რეგულირებადი ასინქრონული ელექტროამპრავის სისტემა.

ცვლადი ღენის ასინქრონული ელექტროამპრავებისათვის ლოგარითმულ-სიხშირული მახასიათებლებით ჩატარებული კვლევებით დადგინდა, რომ როგორც ძაბვით (მხოლოდ), ისე ძრავის მკვებავი ძაბვითა და სიხშირით რეგულირების მქონე მართვის სისტემებისათვის პი-ტიპის რეგულატორებით (მათი პარამეტრების ოპტიმალური მნიშვნელობების შერჩევით) შესაძლებელია სისტემების დამაკმაყოფილებელი დინამიკური მაჩვენებლების მიღება. თუმცა ამ ტიპის ამპრათა გამოყენება მიზანშეწონილია იმ მანქანებისათვის, რომლებსაც ესაჭიროებათ სიჩქარის რეგულირების შედარებით ნაკლები დიაპაზონი (3:1).

თავი IV. ელექტროამპრაჟების ციფრული მართვის სისტემების
 ბარდამავალი პროცესების ოპტიმიზება

§ 4.1. სიხშირული ასინქრონული ელექტროამპრაჟის ციფრული მართვის
 სისტემის ოპტიმიზება

სიხშირით რეგულირებადი ასინქრონული ელექტროამპრაჟის (როგორც ყვე-
 ლაზე პერსპექტიული ამპრაჟის) ციფრული მართვის სისტემის (ნახ.1.7) ოპტი-
 მიზება ხისტი შექანიკური ლილვის შემთხვევაში განვიხილოთ (2-53)-ე გადამ-
 ცემი ფუნქციის მიხედვით, ამასთან ვისარგებლოთ პარამეტრების იგივე რიცხ-
 ვითი მნიშვნელობებით, როგორც გვექონდა 3.2-ე პარაგრაფში უწყვეტი მართ-
 ვის ამპრაჟის ოპტიმიზებისას.

ჟ-ოპერატორიან დისკრეტულ ფუნქციაზე გადასასვლელად საჭიროა (2-
 53)-ის მარტივ რაციონალურ წილადებად დაშლა:

$$W'_o(s) = \sum_{i=1}^3 \frac{A_i}{s + \alpha_i} \quad (4-1)$$

სადაც $A_1 = 0,54$; $A_2 = -4,35$; $A_3 = 3,81$; $\alpha_1 = 100$; $\alpha_2 = 13,3$; $\alpha_3 = 0,995$

მართვის ობიექტის დისკრეტული გადამცემა ფუნქცია ნულოვანი ღონის ექ-
 სტრაპოლიატორის გათვალისწინებით ტოლი იქნება

$$W'_o(z) = \sum_{i=1}^3 \frac{A_i(1-d_i)}{z-d_i} \quad (4-2)$$

სადაც $d_i = e^{-\alpha_i T_0}$, $i = \overline{1,3}$, T_0 - დისკრეტიზაციის პერიოდი, $T_0 = 0,01$ წმ.

$d_1 = 0,37$; $d_2 = 0,87$; $d_3 = 0,99$.

რიცხვითი მნიშვნელობების შეტანით (4-2) მიიღებს სახეს:

კორექტორის (რეგულატორის) სინთეზი ფსევდოსიხშირული მახასიათებლე-
 ბით უნდა განვახორციელოთ შემდეგი გარდაქმნის გამოყენებით

$$z = \frac{1 + \lambda T_0 j / 2}{1 - \lambda T_0 j / 2} \quad (4-3)$$

სადაც j - წარმოსახვითი რიცხვის ერთეულია. λ -სისტემის ფსევდო სიხშირეა.

(4-3)-ის ჩასმით (4-2)-ში მივიღებთ ამპრავის დისკრეტული ობიექტის შემდეგ სიხშირულ გადამცემ ფუნქციას

$$W'_0(j\lambda) = \frac{3,7(1 - 0,5\lambda T_0 j)(1 - 0,24\lambda T_0 j)(1 + 0,33\lambda T_0 j)}{\lambda j \cdot (1 + \lambda T_0 j)(1 + 7,83\lambda T_0 j)} \quad (4-4)$$

ამპლიტუდური და ფაზურ-სიხშირული მახასიათებლების ასაგებად ვწერთ (4-4)-ის მოდულის და არგუმენტის შემდეგ გამოსახულებებს:

$$A'_0(\lambda) = \frac{3,7\sqrt{1 + (0,5\lambda T_0)^2} \sqrt{1 + (0,24\lambda T_0)^2} \sqrt{1 + (0,33\lambda T_0)^2}}{\lambda \cdot \sqrt{1 + (\lambda T_0)^2} \cdot \sqrt{1 + (7,83\lambda T_0)^2}} \quad (4-5)$$

$$\begin{aligned} \varphi'_0(\lambda) = & -\frac{\pi}{2} - \text{arctg} 0,5\lambda T_0 - \text{arctg} 0,24\lambda T_0 + \\ & + \text{arctg} 0,33\lambda T_0 - \text{arctg} \lambda T_0 - \text{arctg} 7,83\lambda T_0. \end{aligned} \quad (4-6)$$

(4-5)-ის და (4-6)-ის შესაბამისად 4.1,ა ნახ-ზე აგებულია ასინქრონული ელექტროამპრავის მართვის ობიექტის ამპლიტუდური (L'_0) და ფაზური (φ'_0)- სიხშირული მახასიათებლები.

სიხშირული ანალიზის და სინთეზის საფუძველზე შერჩეულ იქნა ოპტიმალური დისკრეტული კორექტორი (რეგულატორი) შემდეგი გადამცემი ფუნქციით

$$D'(j\lambda) = \frac{6,3(1 + 7,83 \cdot \lambda T_0 j)}{1 + 0,5\lambda T_0 j} \quad (4-7)$$

(4-7)-ის შესაბამისი ამპლიტუდური და ფაზურ სიხშირული მახასიათებლები (L_D და φ_D) მოყვანილია აგრეთვე ნახ.4.1,ა-ზე.

ვინაიდან (4-3)-დან

$$j\lambda = \frac{2}{T_0} \cdot \frac{z-1}{z+1}, \quad (4-8)$$

ამიტომ (4-7)-ე z -ოპერატორულ სახეში ჩაიწერება შემდგენიარად:

$$D'(z) = \frac{52,3(z - 0,88)}{z} = 52,3 - 46 \cdot z^{-1}. \quad (4-9)$$

მიღებული კორექტორი არის მაღიფერენცირებელი და მისი რეალიზებისათვის სქემა საჭიროებს ერთ დისკრეტულ ინტეგრატორს (z^{-1}) და ორ ოპერაციულ მაძლიერებელს (ნახ.4.1.ბ).

ნახ.4.1.ა-ზე აგრეთვე აგებულია ხისტლილეიანი ასინქრონული ელექტროამძრავის გახსნილწრედიანი სისტემის ლოგარითმულ-სიხშირული მახასიათებლები (L_y და ϕ_y) კორექტორის გათვალისწინებით, რომლებიც გვიჩვენებენ ამძრავის დამაკმაყოფილებელ დინამიკურ თვისებებს (რაშიც ქვემოთ დავრწმუნდებით).

(4-2) და (4-9) გადაშვებში ფუნქციებით ადვილად მივიღებთ ხისტლილეიანი ამძრავის შეკრულწრედიანი მართვის სისტემის საერთო დისკრეტულ გადამცემ ფუნქციას, რომელსაც აქვს შემდეგი სახე:

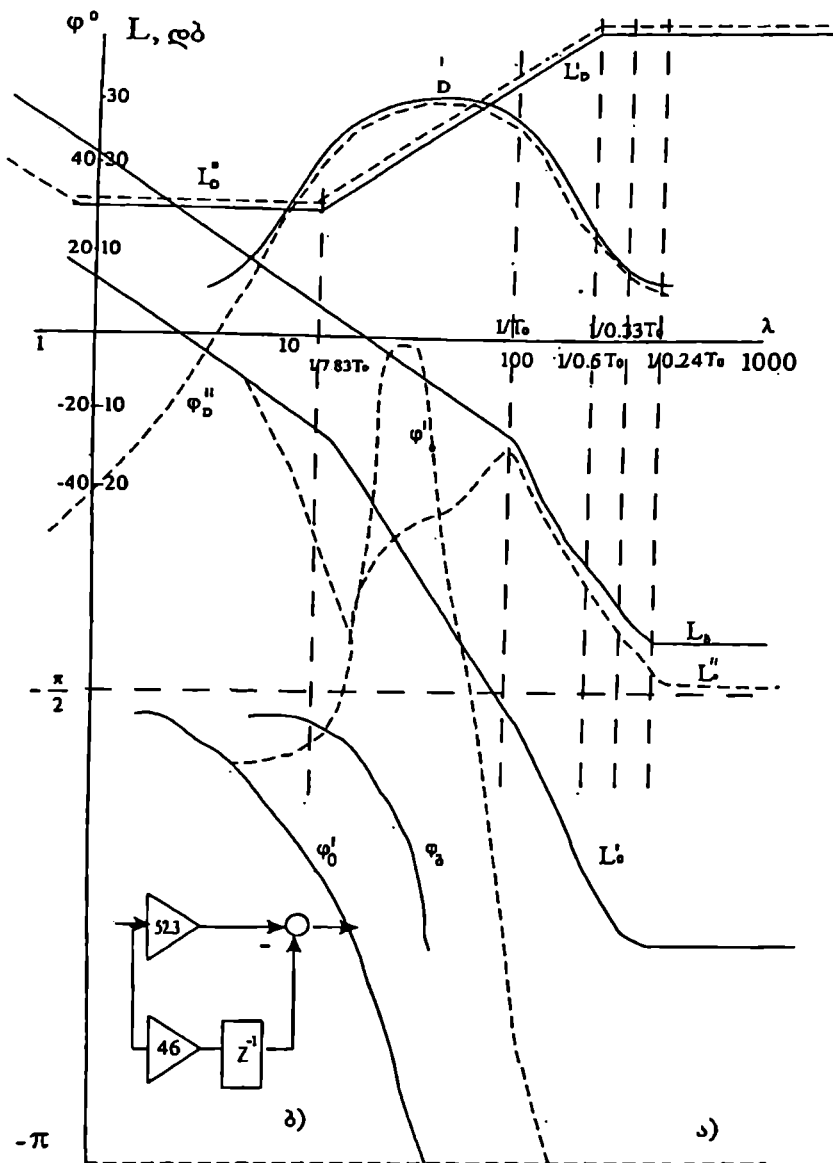
$$W'_a(z) = \frac{D'(z) \cdot W'_0(z)}{1 + D'(z) \cdot W'_0(z)} = \frac{0,03138z^3 + 0,0684z^2 - 0,0665z - 0,0157}{z^4 - 2,2z^3 + 1,616z^2 - 0,385z - 0,0157} \quad (4-10)$$

(4-10)-ის შესაბამისი მახასიათებელი განტოლების ფესვებია: $z_1 = -0,0353$; $z_2 = 0,91$; $z_{3,4} = 0,663 \pm 0,22i$; ვინაიდან ფესვების მოდულები ($|z_1| < 1$; $|z_2| < 1$, $|z_{3,4}| = 0,673 < 1$) საკმარისი მარაგით თავსდებიან ერთეულოვანი რადიუსის მქონე წრის შიგნით, ეს მიუთითებს განხილული დისკრეტული სისტემის მდგრადობაზე.

განხილული სისტემის რეაქცია შესავალზე მიწოდებულ ერთეულოვან სიგნალზე განისაზღვრება ფორმულით:

$$R'(z) = W'_a(z) \cdot \frac{z}{z-1} \quad (4-11)$$

(4-11)-დან ორიგინალზე გადასვლა ხორციელდება კოშის ცნობილი ინტეგრალური ფორმულით:



ნახ. 4.1. ციფრული მართვის მქონე სიხშირით რეგულირებადი ასინქრონული ელექტრო ამძრავის ლოგარითმულ-სიხშირული მახასიათებლები ხისტი და დრეკადი (წყვეტილი წირებით) მექანიკური ლილვებით (ა) და კორექტორის ელექტრული სქემა (ბ)

$$R' [nT_0] = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} z^{n-1} R'(z) dz, \quad (4-12)$$

კომის წირითი ინტეგრალის (4-12)-ის გამოყენებით მივიღებთ სიხშირით რეგულირებადი ხისტლილვიანი ასინქრონული ელექტროამძრავის ოპტიმიზებული გარდამავალი პროცესის საანგარიშო ფორმულას მართვის სიგნალის ერთულოვანი ზემოქმედებისას:

$$R' [nT_0] = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} z^{n-1} \left[\frac{1.149}{z-1} - \frac{0.4241}{z-0.9095} - \frac{0.0253}{z+0.0353} - \frac{0.3499-0.6037j}{z-(0.6629+0.2228j)} - \frac{0.3499+0.6037j}{z-(0.6629-0.2228j)} \right] dz = 1.149 - 0.4241(0.9095)^n - 0.0253(-0.0353)^n - (0.3499-0.6037j) \times (0.6629+0.2228j)^n - (0.3499+0.6037j) \times (0.6629-0.2228j)^n = 1.149 - 0.4241(0.9095)^n - 0.0253 \times (-0.0353)^n - 2(\sqrt{0.6629+0.2228j})^n \times (0.3499 \cos n\varphi + 0.6037 \sin n\varphi), \quad (4-13)$$

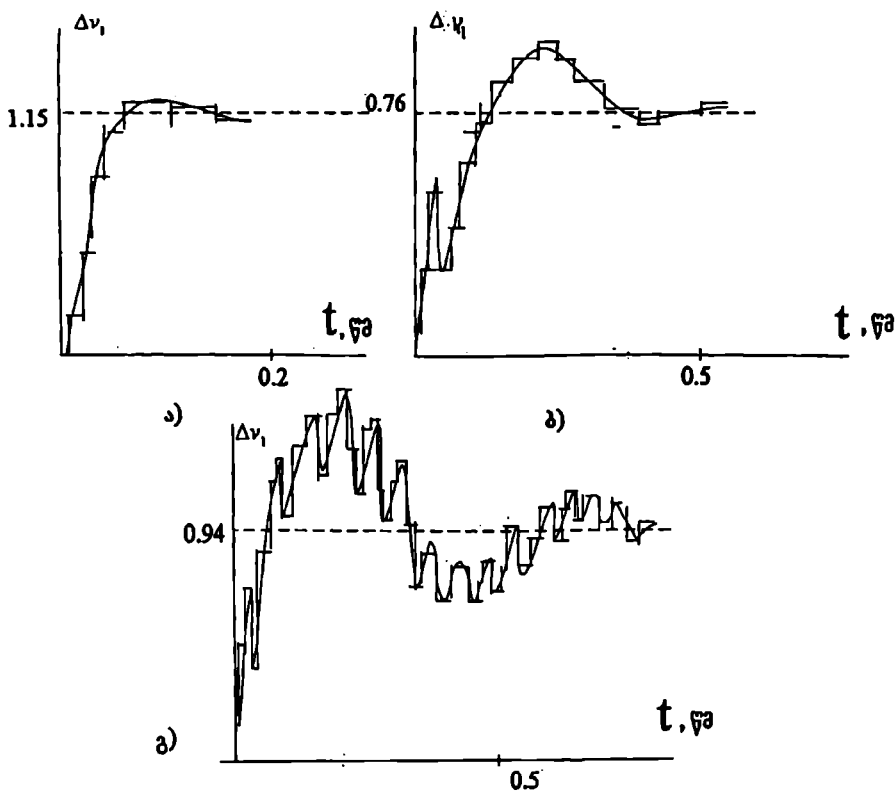
სადაც $\varphi = \arctg(0.2228/0.6629) = 18,6^\circ$

ციფრული მართვის მქონე ასინქრონული ამძრავის კუთხური სიჩქარის გარდამავალი პროცესის მრუდი, რომელიც მიღებულია (4-13)-ის მიხედვით წარმოდგენილია ნახ.4.2,ა -ზე. გარდამავალი პროცესის ხანგრძლივობა შეადგენს 0,25 წმ-ს, გადამეტრეგულირების გარეშე, ხოლო $\Delta \nu_{\text{კოიფ}} = \lim_{n \rightarrow \infty} R^B [nT_0] = 1,15$.

განვიხილოთ ახლა სიხშირით რეგულირებადი ასინქრონული ელექტროამძრავის დისკრეტული კორექტორის ოპტიმიზაციური სინთეზი მექანიკური ლილვის დრეკადი თვისების გათვალისწინებისას. ზემოთ მოყვანილი მეთოდის გამოყენებით (3-29)-დან მივიღებთ დრეკადი ამძრავის ობიექტის დისკრეტულ გადამცემ ფუნქციას z -ოპერატორებით

$$W_0^*(z) = \frac{0.0044(z+2,76)(z+0,2)(z^2-1,96z+0,985)}{(z-0,36)(z-0,89)(z-0,9756)(z^2-1,72z+0,9)} \quad (4-14)$$

(4-14)-ში (4-3)-ის ჩასმით მივიღებთ სიხშირულ გადამცემ ფუნქციას:



ნახ. 42. ციფრული მართვის მქონე სიხშირით რეგულირებადი ასინქრონული ელექტროამძრავის სიჩქარის გარდამავალი პროცესის მრუდები: ა) ხისტლილვიანი ამძრავის; ბ) დრეკადლილვიანი ამძრავის; გ) რეგულატორის კოეფიციენტის გაზრდისას.

$$W_0^*(j\lambda) = \frac{3.7(1-0.234\lambda T_0 j)(1-0.5\lambda T_0 j)(1+0.4\lambda T_0 j) [1-(6.3\lambda T_0)^2 + 0.6\lambda T_0 j]}{j\lambda(1+\lambda T_0 j)(1+8.6\lambda T_0 j) [1-(1.12\lambda T_0)^2 + 0.55\lambda T_0 j]} \quad (4-15)$$

(4-15)-ის მოდული და არგუმენტი ტოლი იქნება:

$$M(\lambda) = \frac{3.7 \sqrt{1+(0.234\lambda T_0)^2} \sqrt{1+(0.5\lambda T_0)^2} \sqrt{1+(0.4\lambda T_0)^2} \sqrt{1-(6.3\lambda T_0)^2} + (0.6\lambda T_0)^2}{\lambda \sqrt{1+(\lambda T_0)^2} \sqrt{1+(8.6\lambda T_0)^2} \sqrt{1-(1.12\lambda T_0)^2} + (0.55\lambda T_0)^2} \quad (4-16)$$

$$\varphi(\lambda) = -\frac{\pi}{2} + \operatorname{arctg} 0.4\lambda T_0 - \operatorname{arctg} 0.234\lambda T_0 - \operatorname{arctg} 0.5\lambda T_0 + \\ + \operatorname{arctg} \frac{0.6\lambda T_0}{1-(6.3\lambda T_0)^2} - \operatorname{arctg} \lambda T_0 - \operatorname{arctg} 8.6\lambda T_0 - \operatorname{arctg} \frac{0.55\lambda T_0}{1-(1.12\lambda T_0)^2} \quad (4-17)$$

(4-16) და (4-17)-ის შესაბამისი სიხშირული მახასიათებლები L_0^* და φ_0^* აგებულია იმავე ნახ 4.1.ა-ზე წყვეტილი წირებით. ამპლიტუდურ მახასიათებელზე დრეკადი რგოლის გამო გვაქვს რეზონანსული პიკი $1/1.12T_0$ -სიხშირეზე (ჩაეარდნა $1/6,3T_0$ -სიხშირეზე), რომელიც ხელშემშლელია სისტემის მაქსიმალური სწრაფქმედების მისაღწევად.

სიხშირული ანალიზის საფუძველზე დრეკადი ასინქრონული ამპრავისათვის კორექტორს ვირჩევთ პიდ-ტიპისას

$$D^*(Z) = \frac{14.3(z-0.89)(z-0.99)}{z(z-1)} = \frac{14.3-27z^{-1}+12.6z^{-2}}{1-z^{-1}} \quad (4-18)$$

რაც უზრუნველყოფს სისტემის I რიგის ასტატიზმს.

ნახ. 4.3 -ზე წარმოდგენილია სინთეზირებული პიდ-რეგულატორის სტრუქტურული სქემა, რომელიც აგებულია სამი გამაძლიერებლის და 3-დისკრეტული ინტეგრატორის ბაზაზე. კორექტორის სიხშირული მახასიათებლები აგებულია წყვეტილი წირებით ნახ 4.1.ა -ზე (L_D^* და φ_D^*).

(4-14)-ის და (4-18)-ის მიხედვით განვსაზღვრავთ შეკრული სიტემის საერთო გადამცემ ფუნქციას დრეკად რგოლიანი ამპრავისათვის

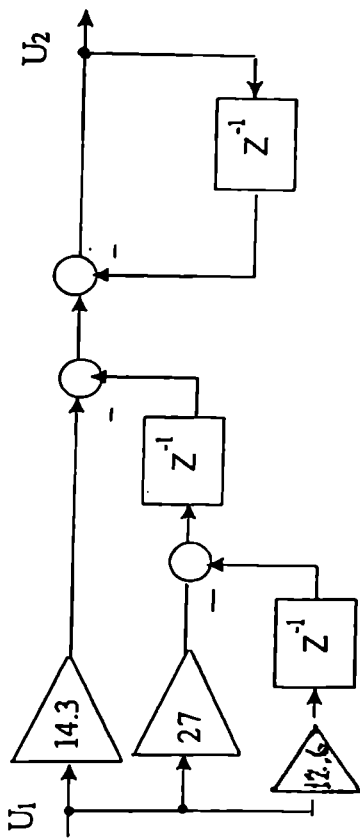
$$W_{\Pi}^*(z) = \frac{0.0625z^4 + 0.065z^3 - 0.25z^2 + 0.117z + 0.0338}{z^5 - 2.9575z^4 + 3.551z^3 - 2.022z^2 + 0.432z + 0.0338} \quad (4-19)$$

(4-13)-ის ანალოგიურად (4-19)-ის დახმარებით მივიღებთ ძრავის სიჩქარის გარდამავალი პროცესის მრუდის საანგარიშო ფორმულას ღრეკალი ამძრავისათვის:

$$\begin{aligned}
 R^{\text{დრ}}[117_0] &= \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|<1} W_{\text{მ}}''(z) \cdot \frac{z}{z-1} \cdot z^{n-1} dz = \\
 &= \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|<1} \left[\frac{0,0625z^4 + 0,065z^3 - 0,25z^2 + 0,117z + 0,0338}{z^6 - 3,9575z^5 + 6,5z^4 - 5,57z^3 + 2,45z^2 - 0,398z - 0,0338} \right] \times \\
 &\times z^n dz = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|<1} \left(\frac{0,7587}{z-1} - \frac{0,0342}{z+0,0597} + \frac{0,037+j \cdot 0,2808}{z-(0,8742+0,2648j)} + \frac{0,037-j \cdot 0,2808}{z-(0,8742-j \cdot 0,2648j)} - \right. \\
 &\left. - \frac{0,3992-j \cdot 0,1025}{z-(0,6344+j \cdot 0,5253j)} - \frac{0,3992+j \cdot 0,1025}{z-(0,6344-j \cdot 0,5253j)} \right) dz = 0,7587 - 0,0342 \cdot (-0,0597)^n + \\
 &+ (0,037+j \cdot 0,2808)(0,8742+j \cdot 0,2648)^n + (0,037-j \cdot 0,2808)(0,8742-j \cdot 0,2648)^n - \\
 &- (0,3992-j \cdot 0,1025)(0,6344+j \cdot 0,5253)^n - (0,3992+j \cdot 0,1025)(0,6344-j \cdot 0,5253)^n = \\
 &= 0,7587 - 0,0342(-0,0597)^n + 2 \left(\sqrt{0,8742^2 + 0,2648^2} \right)^n (0,037 \cos n\varphi_1 - 0,2808 \sin n\varphi_1) - \\
 &- 2 \left(\sqrt{0,6344^2 + 0,5253^2} \right)^n (0,3992 \cos n\varphi_2 + 0,1025 \sin n\varphi_2) \quad (4-20)
 \end{aligned}$$

$$\text{სადაც } \varphi_1 = \arctg \frac{0,2648}{0,8742} \approx 16^\circ 42'; \quad \varphi_2 = \arctg \frac{0,5253}{0,6344} \approx 39^\circ 42'$$

ღრეკადრგოლიანი ასინქრონული ელექტროამძრავის სიჩქარის გარდამავალი პროცესის მრუდი, რომელიც მიღებულია (4-20)-ით წარმოდგენილია 4.2,ბ ნახ-ზე. მიღებული მახასიათებლის თვისობრივი მაჩვენებლები $I_g = 0,5$ წმ და $\sigma = 18\%$ დამაკმაყოფილებელია და სისტემა შეიძლება ჩაითვალოს ოპტიმიზებულად. სიჩქარის რეგულატორის (კორექტორის) გაძლიერების კოეფიციენტის გაზრდით სისტემის (სწრაფქმედების გაზრდის მცდელობისას) გარდამავალი პროცესი გახდა საგრძნობლად რხვეითი (ნახ. 4.2,გ).



ნახ. 4.3. დრეკადრგოლიანი ასინკრონული ელექტროამბრავის კორექტორის სტრუქტურული სქემა.

§ 4.2. ძაბვის ტირისტორულ-რეგულატორიანი ასინქრონული ელექტროამპრავის ციფრული მართვის სისტემის ოპტიმიზება

ძაბვის ტირისტორულ-რეგულატორიანი (ძტრ) ასინქრონული ელექტროამპრავის (ნახ.2.4) მართვის ობიექტის საერთო გადამცემ ფუნქციას s -ოპერატორებით ხისტი მექანიკური ლილვის შემთხვევაში აქვს შემდეგი სახე:

$$W_0(s) = \frac{K_0}{a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + 1} \quad (4-21)$$

სადაც $K_0 = 2K_{\delta} \cdot \delta_{\delta}$; $a_0 = T_{\delta} \cdot T_{\delta} \cdot \delta_{\delta} \cdot T_{\delta}$; $a_1 = T_{\delta} \cdot T_{\delta} + T_{\delta} T_{\delta} \delta_{\delta} + T_{\delta} \delta_{\delta} T_{\delta}$;
 $a_2 = T_{\delta} + T_{\delta} + T_{\delta} \cdot \delta_{\delta}$.

პარამეტრების შემდეგი რიცხვითი მნიშვნელობებისათვის $K_{\delta} = 25$;
 $T_{\delta} = 0,01$; $\delta_{\delta} = 0,11$; $T_{\delta} = 0,075$ და $T_{\delta} = 11,5$ (4-21) გადამცემი ფუნქცია შეიძლება დავშალოთ შემდეგი სახის მარტივ რაციონალურ წილადებად:

$$W_0(s) = \sum_{i=1}^3 \frac{A_i}{s + \alpha_i}, \quad i = \overline{1;3} \quad (4-22)$$

სადაც $A_1 = 0,6742$; $A_2 = 5,3329$; $A_3 = 4,6587$; $\alpha_1 = -100$; $\alpha_2 = -13,33$ და
 $\alpha_3 = -0,7805$.

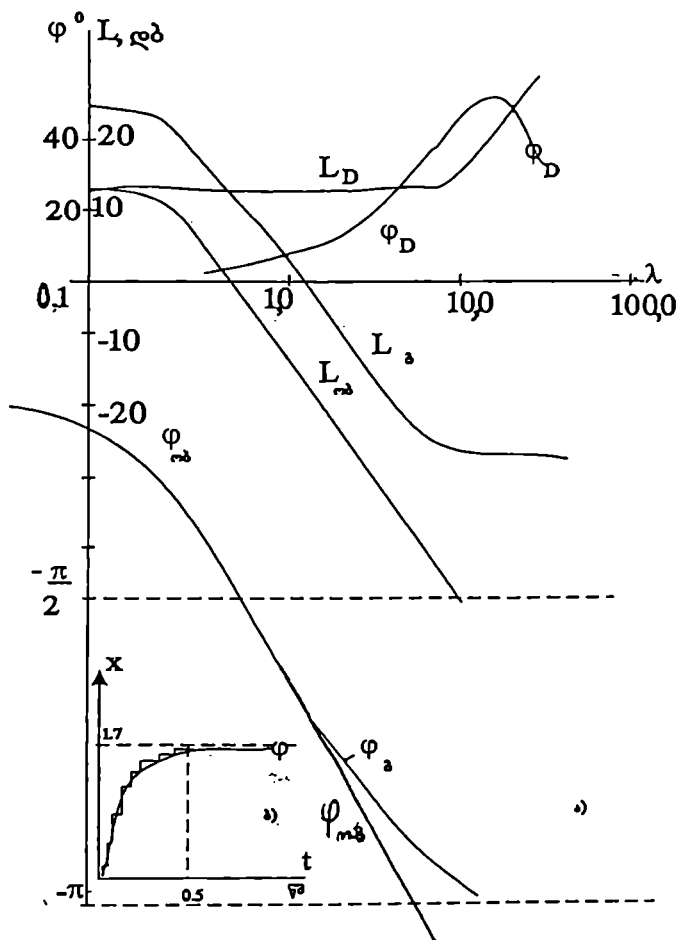
(4-22)-ის შესაბამისი გადამცემი ფუნქცია დისკრეტულ z -ოპერატორებთან სახეში ტოლი იქნება:

$$W_0(z) = \sum_{i=1}^3 \frac{A_i(1 - d_i)}{z - d_i}, \quad (4-23)$$

სადაც $d_i = e^{-\alpha_i T_0}$; $d_1 = 0,3676$; $d_2 = 0,8754$; $d_3 = 0,9921$; $T_0 = 0,01$ წმ.

რიცხვითი მნიშვნელობების გათვალისწინებით (4-23)-უ მიიღებს შემდეგ სახეს:

$$W_0^*(z) = \frac{7,384 \cdot 10^{-4} z^2 + 0,002261z + 0,0004181}{z^3 - 2,235z^2 + 1,555z - 0,3194} \quad (4-24)$$



ნახ. 4.4. ძაბვით რეგულირებადი ასინქრონული ელექტროამძრავის ციფრული სისტემის სიხშირული მახასიათებლები (ა) და გარდამავალი პროცესი (ბ)

რომლის შესაბამისი სინშირული მახასიათებლები აგებულია ნახ.4.4-ზე.

(4-24)-ის ანალიზის საფუძველზე განსაზღვრულ იქნა დისკრეტული კორექტორის (სინჩარის რეგულატორის) შემდეგი ოპტიმალური გადაწყვეტი ფუნქცია [4]

$$D_0^*(z) = \frac{30z - 26,4}{z} \quad (4-25)$$

(4-25)-ის გათვალისწინებით მივიღებთ დისკრეტული მართვის მქონე ბტრ-იანი ასინქრონული ელექტროამპრავის შეკრული სისტემის საერთო გადაწყვეტი ფუნქციას:

$$W^*(z) = \frac{0,0222z^3 + 0,0483z^2 - 0,0471z - 0,011}{z^4 - 2,212z^3 + 1,6033z^2 - 0,3665z - 0,011} \quad (4-26)$$

(4-26)-ის მახასიათებელი განტოლების ფესვებია: $z_1 = -0,02676$; $z_2 = 0,8708$; $z_{3,4} = 0,6839 \pm i0,06454$. ვინაიდან მიღებული ფესვების $|z_i| < 1$, ამიტომ განხილული ამპრაი დისკრეტული მართვისას დინამიკურად მდგრადია. (4-26)-ის შესაბამისი გარდამავალი პროცესის მრუდი (მიღებულია კომპიუტერზე) ნაჩვენებია ნახ.4.4, ბ-ზე.

ელექტროამპრავის მექანიკური ლილვის დრეკადი თვისების გათვალისწინებით ბტრ-იანი ასინქრონული ელექტროამპრავის მართვის ობიექტის (ნახ.2.4) გადაწყვეტი ფუნქცია ტოლი იქნება

$$W_0^{**}(s) = \frac{k_0(b_0s^2 + b_1s + 1)}{a_0s^4 + a_1s^3 + a_2s^2 + a_3s + 1} \quad (4-27)$$

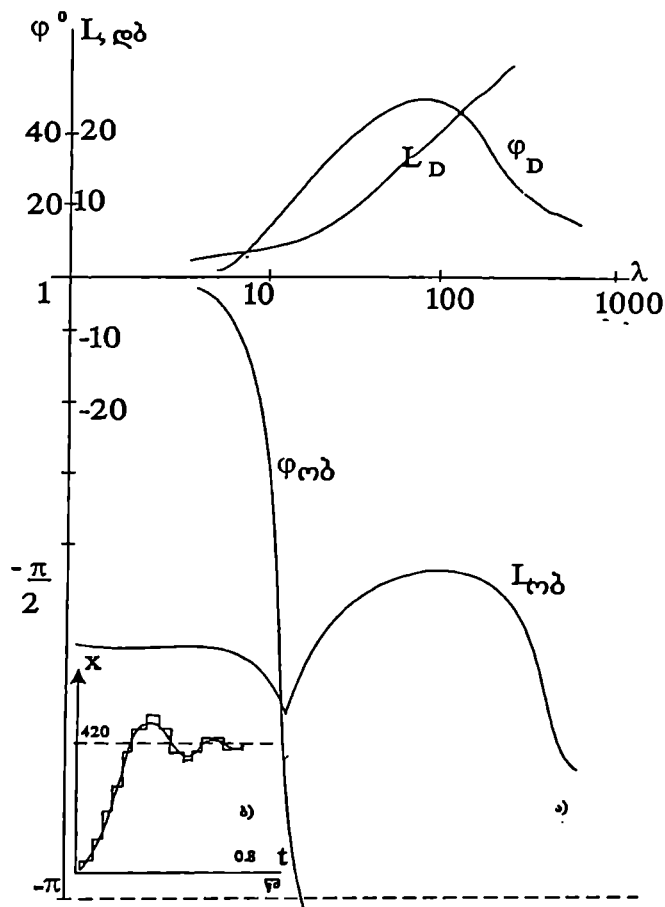
სადაც $b_0 = T_2T_c$; $b_1 = T_d$; $a_0 = T_1T_2T_c\delta \cdot T_{\text{ტ}} \cdot T_{\text{მ}}$;

$a_1 = [T_2T_c + (T_1 + T_2)\delta \cdot T_d](T_{\text{ტ}} + T_{\text{მ}}) + T_1T_2T_c\delta$;

$a_2 = (T_{\text{ტ}} + T_{\text{მ}})((T_1 + T_2)\delta + T_d) + [T_2T_c + (T_1 + T_2)\delta \cdot T_d]$;

$a_3 = (T_1 + T_2)\delta + T_d + T_{\text{ტ}} + T_{\text{მ}}$;

(4-27)-ის შესაბამისი ფუნქცია პარამეტრების შემდეგი მნიშვნელობებისათვის $T_1 = 1,5$; $T_2 = 10$; $T_d = 0,002$; $T_c = 0,0004$. ტოლი იქნება:



ნახ. 4.5. ღრეკადი ასინქრონული ელექტროამპრავის ციფრული სისტემის სიხშირული მახასიათებლები (ა) და გარდამავალი პროცესი (ბ).

$$W_0^{**}(z) = \frac{0,022z^2 + 0,014z + 5,5}{0,0001z^4 + 0,0022z^3 + 0,1149z^2 + 1,352z + 1} \quad (4-28)$$

(4-28)-ის შესაბამისი დისკრეტულ-ოპერატორიანი გადასცემი ფუნქცია მიიღებს სახეს

$$W_0^{**}(z) = \frac{0,01z^3 - 0,01z^2 - 0,0086z + 0,01}{z^4 - 3,694z^3 + 5,903z^2 - 3,311z + 0,8025} \quad (4-29)$$

რომლის შესაბამისი სიხშირული მახასიათებელი აგებულია ნახ.4.5-ზე.

ანალიზის საფუძველზე დადგენილ იქნა დიფერენციალური ტიპის დისკრეტული კორექტორის შემდეგი ოპტიმალური გადასცემი ფუნქცია:

$$D^{**}(z) = (10z - 8,8)/z \quad (4-30)$$

(4-30)-ის გათვალისწინებით მივიღებთ დისკრეტული მართვის მქონე დრეკადი ასინქრონული ელექტროამძრავის შეკრული სისტემის საერთო გადასცემი ფუნქციას:

$$W^{**}(z) = \frac{0,01z^4 - 0,94z^3 + 0,001z^2 + 0,0875z - 0,088}{z^5 - 3,594z^4 + 5,015z^3 - 3,31z^2 + 0,9792z - 0,088} \quad (4-31)$$

(4-31)-ის მიხედვით მახასიათებელი განტოლების ფესვებია: $z_1 = 0,15149$; $z_{2,3} = 0,8 \pm i0,0712$; $z_{4,5} = 0,92 \pm i0,227$. ეინაიდან მიღებული ფესვების $|z_i| < 1$, ამიტომ განხილული დრეკადი მექანიკური ლილვიანი ელექტროამძრავიც დისკრეტული მართვისას დინამიკურად მდგრადია გარკვეული მარაგით. (4-31)-ის შესაბამისი გარდამავალი პროცესის მრუდი (მიღებულია კომპიუტერზე) ნაჩვენებია ნახ.4.5, ბ-ზე, რომლის თვისობრივი მაჩვენებლები დამაკმაყოფილებელია (ოპტიმიზებულია).

§ 4.3. მუდმივი დენის ელექტროამძრავის ციფრული მართვის სისტემის ოპტიმიზება

განვიხილოთ ახლა ციფრული მართვის მქონე მუდმივი დენის ხისტლილ-

ვიანი ტირისტორული ელექტროამპრავის (ნახ.1.4) კორექტორის სინთეზირება. ვისარგებლოთ ობიექტის საერთო გადამცემა ფუნქციის (3-15)-ის შემდეგი მი-
აზღობითი გამოსახულებით:

$$W_0^*(s) = \frac{1}{K_i \cdot T_H \cdot s(2T_{\Sigma 2} \cdot s + 1)} \quad (4-32)$$

იმ შემთხვევაში, როცა $K_i = 0.1$; $T_H = 11.5 \text{წმ}$; $T_{\Sigma 2} = 0.01 \text{წმ}$ და $T_0 = 0.05 \text{წმ}$ (T_0 -დისკრეტულობის პერიოდი) (4-32)-ე ფუნქცია Z-კონვერტორებით შემდე-
გნაირად გამოისახება:

$$W_0^*(z) = \frac{0.0275z + 0.0124}{z^2 - 1.08z + 0.082} \quad (4-33)$$

რომლის შესაბამისი სიხშირული მახასიათებლები აგებულია ნახ.4.6-ზე.

(4-33)-ის ანალიზის საფუძველზე განსაზღვრულ იქნა მუდმივი დენის
ხისტ-ლილვიანი ელექტროამპრავის კორექტორის ოპტიმალური დისკრეტული
გადამცემა ფუნქცია

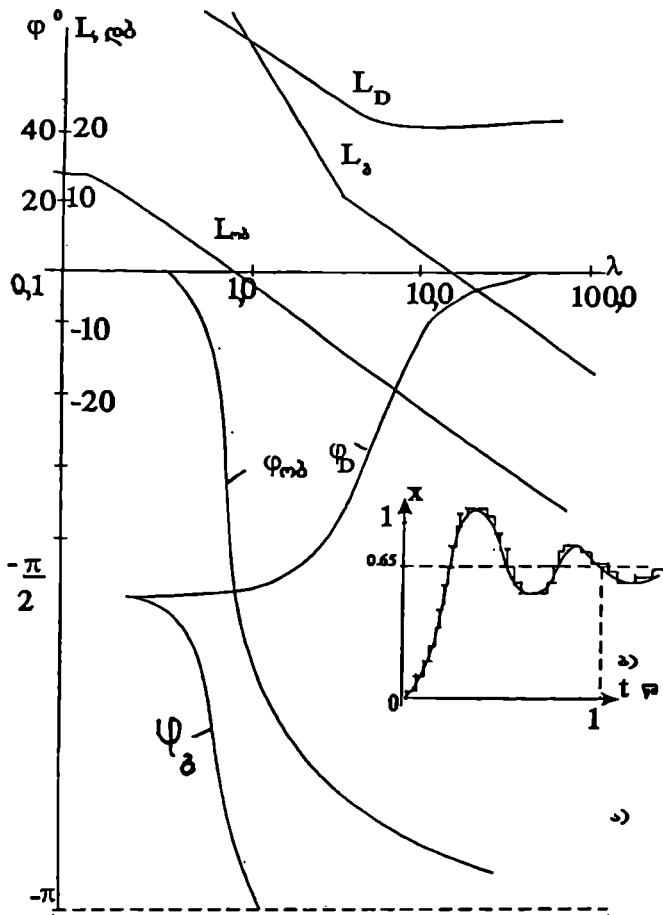
$$D_0^*(z) = \frac{16.9z - 10.7}{z - 1} \quad (4-34)$$

(4-33) და (4-34)-ის გათვალისწინებით მივიღებთ ციფრული მართვის
მქონე ტირისტორული ელექტროამპრავის შეკრული სისტემის შემდეგ საერთო
გადამცემ ფუნქციას:

$$W_H^*(z) = \frac{0.5z^2 - 0.19z - 0.13}{z^3 - 1.5z^2 + z - 0.215} \quad (4-35)$$

(4-35)-ის მახასიათებელი განტოლების ფესვებია: $z_1 = 0.36$; $z_{2,3} = 0.57 \pm j0.51$.

ვინაიდან ფესვთა მოდულები $|z_i| < 1, i = \overline{1,3}$, ამიტომ განხილული სისტემა
დინამიკურად მდგრადია (საკმარისი მარაგით). (4-35)-ის შესაბამისი გარდამავა-
ლი პროცესის მრუდი (მიღებულია კომპიუტერზე) ნაჩვენებია ნახ.4.6, ბ-ზე.
პროცესი დამაკმაყოფილებელია.



ნახ. 4.6. მუდმივი დენის ელექტროამპრავის ციფრული სისტემის სიხშირული მახასიათებლები (ა) და გარდამავალი პროცესი (ბ)

ნახ.2.2-ის მიხედვით მუდმივი დენის ორკონტურიანი დრეკადრგოლიანი ტირისტორული ელექტროამპრავის ობიექტის საერთო გადამცემი ფუნქცია დენის ოპტიმიზებული კონტურის გათვალისწინებით ტოლი იქნება:

$$W_0^{**}(s) = \frac{k_0(b_0s^2 + b_1s + 1)}{s(a_0s^3 + a_1s^2 + a_2s + 1)} \quad (4-36)$$

$$\text{სადაც } K_0 = \frac{1}{K_i T_a}; b_0 = T_2 T_c; b_1 = T_d; a_0 = \frac{2T_{\Sigma 2} T_1 T_2 T_c}{T_a}; a_1 = \frac{T_1 T_2 T_c}{T_a} + 2T_{\Sigma 2} T_d;$$

$$a_2 = 2T_{\Sigma 2} + T_d; T_a = T_1 + T_2; T_1 = 1,5 \text{ წმ}; T_2 = 10 \text{ წმ}; T_d = 0.002 \text{ წმ}; T_c = 0.0004 \text{ წმ}.$$

(4-36)-დან მივიღებთ:

$$W_0^{**}(s) = \frac{0,87(0,004s^2 + 0,002s + 1)}{s(0,00001s^3 + 0,000562s^2 + 0,022s + 1)} \quad (4-37)$$

(4-37)-ის შესაბამისი დისკრეტული მართვის მქონე ელექტროამპრავის გადამცემი ფუნქცია z -ოპერატორულ ფორმაში ტოლი იქნება:

$$W_0^{**}(z) = \frac{0,1428z^3 - 0,1664z^2 - 0,0943z + 0,1186}{z^4 - 3,364z^3 + 4,373z^2 - 2,579z + 0,57} \quad (4-38)$$

რომლის შესაბამისი სისშირული მახასიათებლები აგებულია ნახ.4.7-ზე.

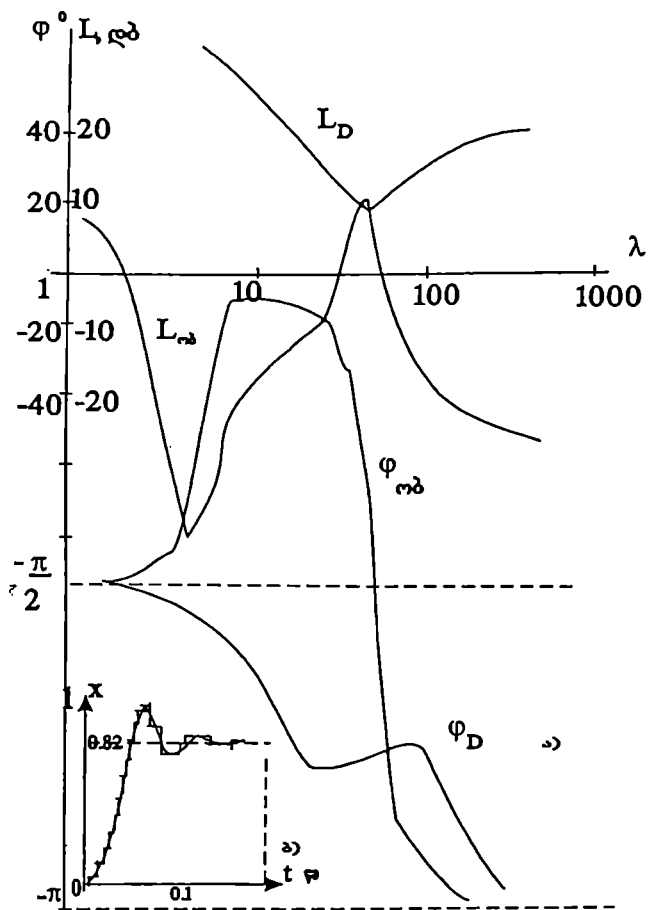
(4-38)-ის ანალიზის შედეგად ეიპოვით დისკრეტული კორექტორის შემდეგ ოპტიმალურ გადამცემ ფუნქციას

$$D^{**}(z) = \frac{(z-1)[(z-0,88)^2 + 0,4^2]}{(z-0,998)^2 + 0,05^2} \quad (4-39)$$

(4-39)-ის გათვალისწინებით ადვილად მივიღებთ დრეკადი ტირისტორული ელექტროამპრავის შეკრული სისტემის დისკრეტულ საერთო გადამცემ ფუნქციას:

$$W^{**}(z) = \frac{z + 0,85}{2z + 0,23} \quad (4-40)$$

(4-40)-ის მახასიათებელი განტოლების ფესვია: $= -0,115$, რაც უზრუნველყოფს სისტემის მუშაობას საკმარისი დინამიკური მარაგით. შესაბამისი გარდამავალი პროცესის მრუდი ნაჩვენებია ნახ.4.7,ბ-ზე. პროცესი დამაკმაყოფილებელია.



ნახ. 4.7. მუდმივი დენის დრეკადი ელექტროამპრავის ციფრული სისტემის სიხშირული მახასიათებლები (ა) და გარდამავალი პროცესი (ბ)

ამრიგად, სიხშირით რეგულირებადი ასინქრონული ელექტროამძრავისათვის მიღებულია ციფრული მართვის პირობების შესაბამისი გადამცემი ფუნქციები x -ოპერატორებიანი სახით როგორც ხისტი, ისე ღრეკადი მექანიკური ლილვის არსებობისას. მათში ექვივალენტირების ხერხით გათვალისწინებულია ძრავში არსებული ელექტრომაგნიტური მოვლენები.

სიხშირული მახასიათებლების ანალიზის და სინთეზის საფუძველზე განსაზღვრულია ციფრული მართვის მქონე ელექტროამძრავების (ხისტი და ღრეკად ლილეიანი) ოპტიმალური კორექტორები, რომლებიც უზრუნველყოფენ გარდამავალ პროცესებს უფრო მაღალი სწრაფმედებით და ნაკლები რხევებით, ვიდრე ამძრავების უწყვეტი (ანალოგური) სიგნალებით მართვის შემთხვევაში. ხისტლილეიანი ამძრავისათვის $I_g = 0,5\text{წმ}$, გადამეტრეგულირების გარეშე, ხოლო ღრეკადლილეიანი ამძრავისათვის $I_g = 0,5\text{წმ}$ და $\sigma\% = 18\%$.

მოცემულია სიხშირით რეგულირებადი დისკრეტულ მართვიანი ასინქრონული ელექტროამძრავის გარდამავალი პროცესების გაანგარიშების მეთოდი. გამოყვანილია ძრავის კუთხური სიჩქარის საანგარიშო ფორმულები, როგორც ხისტლილეიანი, ისე ღრეკადლილეიანი ამძრავებისათვის. ანალოგური მეთოდით შეიძლება მიღებულ იქნას გარდამავალი პროცესების გასანგარიშებელი ფორმულები ღრეკადი მომენტისათვის, ძრავის ბრუნვის მომენტის და მექანიზმის ბრუნვის კუთხური სიჩქარის სიდიდეებისათვის.

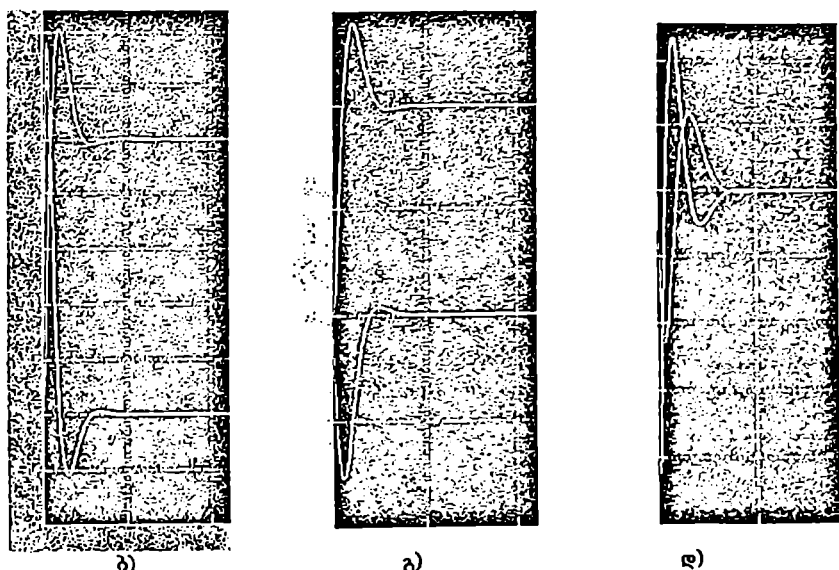
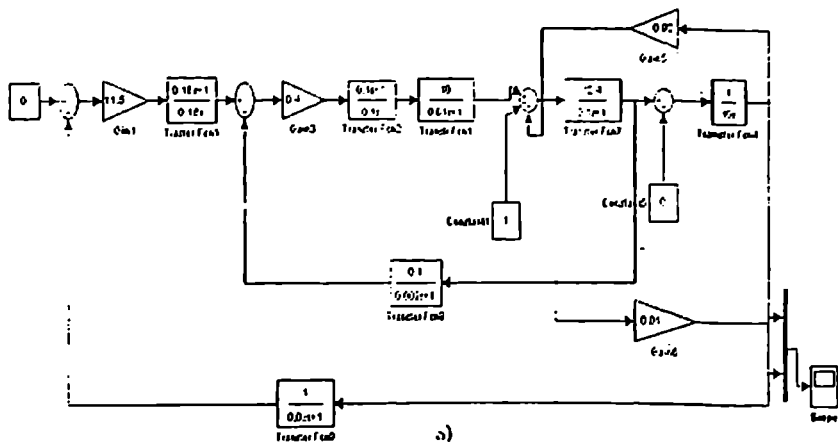
სინთეზირებულია ციფრული მართვის ძაბვით რეგულირებადი ასინქრონული და მუდმივი დენის ტირისტორული ელექტროამძრავების დისკრეტული კორექტორები, რომლებიც უზრუნველყოფენ სისტემების დინამიკურ მდგრადობას საკმარისი მარაგით.

შედგენილია პდ და პიდ-ტიპის დისკრეტული კორექტორების ელექტრული სქემები. შესაბამისად ერთი დისკრეტული ინტეგრატორისა და სამი ოპერაციული გამაძლიერებლის, აგრეთვე სამი დისკრეტული და სამი ოპერაციული გამაძლიერებლების ბაზაზე.

თავი V. დაბალი მზომობრიანობის ელემენტროამპრავების
მართვის სისტემების გარდამავალი პროცესების გამოკვლევა
კომპიუტერზე

§ 5.1. მუდმივი დენის ელექტროამპრავების მართვის სისტემების მოდელირება
კომპიუტერზე

ნახ. 5.1,ა-ზე წარმოდგენილია დენის დაქვემდებარებულ-კონტურიანი ტირის-ტორული ელექტროამპრავის დეტალიზებული სტრუქტურული სქემა, რომელიც შედგენილია კომპიუტერზე Matlab-ის პროგრამით. საკვლევი ობიექტის პარამეტრები აღებულია რეალური ქალაქის დამაშხადებელი მანქანის (მუშა სიჩქარე $v = 400$ მ/წთ; მანქანის სიგანე $b = 5$ მ; პროდუქცია საბეჭდი ქალაქი) საწინები სექციის ელექტროამპრავის ($R_{\text{გოგ}} = 300$ კტ., $S_{\text{გოგ}} = 400$ ე., $I_{\text{გოგ}} = 620$ ა., $n_{\text{გოგ}} = 1500$ ბრ/წთ.) შესაბამისად: $k_L = 12,4$ -ძრავის გადაცემის კოეფიციენტი; $T_L = 0,1$ -წმ-ს; $k_E = 0,92$ -ძრავის „ბუნებრივი“ უკუკავშირის გადაცემის კოეფიციენტი; $T_E = 10$ -წმ; $k_G = 10$ -ტირისტორული გარდამსახის გაძლიერების კოეფიციენტი; $T_G = 0,01$ წმ; $k_I = 0,1$ -დენის უკუკავშირის გადაცემის კოეფიციენტი; $T_{\text{ფ2}} = 0,002$ წმ-უკუკავშირში ჩართული ფილტრის დროის მუდმივია. დენის რეგულატორის პარამეტრები შერჩეულია დენის კონტურის ობიექტის პარამეტრების საფუძველზე ე.წ. „მოდულის ოპტიმუმის“ (2-61)-ის მიხედვით: $\beta_2 = 0,4$ და $r_2 = 0,1$ წმ-ს.. სიჩქარის რეგულატორის ოპტიმალური პარამეტრები კი შერჩეულია გარე კონტურის მართვის ობიექტის პარამეტრებით და ე.წ. „სიმეტრიული ოპტიმუმის“ (3-16)-ის მიხედვით: $\beta_1 = 11,5$ და $r_1 = 0,18$ წმ-ს. ნახ.5.1, ბ, გ, და დ-ზე წარმოდგენილია ამპრავის სიჩქარის (Δv) და დუზის დენის (ΔI) გარდამავალი პროცესების მრუდები შესაბამისად: მართვის (დავალების) სიგნალის, ძრავის ღერძზე დატვირთვის და ქსელის ძაბვის ერთეულოვანი ნახტომისებრი ცვლილებისას.



ნახ. 5.1. მუდმივი დენის ორკონტურიანი ტირისტორული ელექტროამპრავის კომპიუტერული სტრუქტურული სქემა (ა) და გარდამავალი პროცესები (ბ-შართვის, გ-დატვირთვის და დ-ქსულის დაბრუნებისას). სისტემის რეგულირების ხარისხის ძირითადი მაჩვენებლები შეადგენს: გადაბერ-რეგულირება $\sigma = 40\%$ -ს; სიჩქარის დინამიური ვარდნა ძრავის ღერძზე დატვი-

როვის მოდებისას $\Delta \nu_{\text{დინ}} = 0.008$. ხოლო ქსელის ძაბვის ცვლილებისას $\Delta \nu_{\text{დინ}} = 0.012$; გარდამავალი პროცესის ხანგრძლივობა $t_g = 0,6$ წმ. ხარისხის მიღებული მნიშვნელობებით განხილული ელექტროამპრავის დინამიკური რეეიმების მახასიათებლები ოპტიმიზებულად ჩაითვლება. თუ სისტემას შესავალზე ჩაუერთავთ ინტენსივობის მოკარნახე ბლოკს.

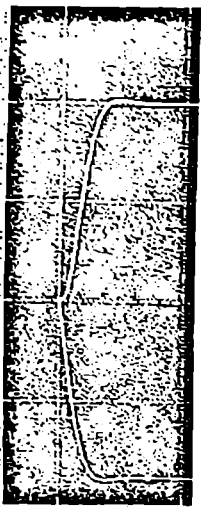
ნახ.5.2,ა-ზე წარმოდგენილია ხისტლილვიანი ტირისტორული ელექტროამპრავის მართვის სისტემა დამკვირვებელი მოწყობილობით, რომლის ეტალონური მოდელი შედგენილია დენის ოპტიმიზებული კონტურისა და ამპრავის მექანიკური ნაწილის შესაბამისი სტრუქტურული სქემით. დამკვირვებელი მოწყობილობის საკუთარი უკუკავშირების გადაცემის კოეფიციენტების ოპტიმალური მნიშვნელობები: $k_1 = 1000$ და $k_2 = 1$. ეტალონური დამკვირვებლის დანიშნულება ამ შემთხვევაში არის სისტემის მთავარი უკუკავშირის სიგნალის რეალიზება ძრავის სიჩქარის შეფასებითი სიდიდის მიხედვით. დამკვირვებელ-მოწყობილობიანი ელექტროამპრავის გარდამავალი პროცესები მოყვანილია ნახ.5.2, ბ, გ, დ-ზე. გადაღებულია ამპრავის სიჩქარის ($\Delta \nu$) და ეტალონური მოდელიდან მიღებული ძრავის სიჩქარის შეფასებითი ($\Delta \nu'$) სიდიდეების გარდამავალი პროცესების მრუდები: მართვის სიგნალის ცვლილებისას (ნახ.5.2,ბ), დატვირთვის მოდებისას (ნახ.5.2,გ) და ქსელის ძაბვის რყევისას (ნახ.5.2,დ) ზემოქმედებისას. აღნიშნულ პროცესებზე $\Delta \nu$ და $\Delta \nu'$ მრუდების თანხედენა ადასტურებს დამკვირვებელი მოწყობილობის ოპტიმალურ გაწყობას.

ნახ.5.3, ა-ზე წარმოდგენილია დამკვირვებლიანი სისტემის კომპიუტერული სქემა, როცა დენის რეგულატორის შესავალზე დამატებით ჩართულია ქსელის ძაბვის ცვლილების მაკომპენსირებელი (ინვარიანტობის მიზნით) დადებითი რბილი უკუკავშირი პარამეტრებით $k_0 = 0.025$ და $T_0 = 0,1$ წმ. ნახ.5.3, ბ-ზე წარმოდგენილია ამპრავის სიჩქარის ($\Delta \nu$) და ძრავის სიჩქარის შეფასებითი ($\Delta \nu'$) სიდიდეების გარდამავალი პროცესები ძრავის ღერძზე დატვირთვის შეცვლისას. დამკვირვებელი მოწყობილობის დახმარებით დენის რეგულატორის შესავალზე ჩართულია ძრავის ღერძზე დატვირთვის ცვლილების მაკომპენსირე-

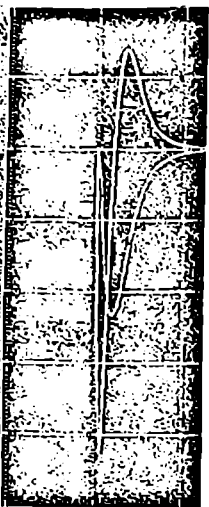
სიდიდეების გარდამავალი პროცესები ძრავის ღერძზე დატვირთვის შეცვლისას. დამკვირვებელი მოწყობილობის დახმარებით ღენის რეგულატორის შესავალზე ჩართულია ძრავის ღერძზე დატვირთვის ცვლილების მაკომპენსირებელი დადებითი უკუკავშირი ფორსირების ტიპის. გადამცემი ფუნქციით ($k_0 = 0.1$, $T_0 = 0.002$ წმ და $T_1 = 0.02$ წმ-ს. სიჩქარის დინამიკური ვარდნა ამ შემთხვევაში შეადგენს $\Delta v_{ღენ} = 0.0012$ ($\Delta v'_{ღენ} = 0.0006$), რაც 5,5-ჯერ ნაკლებია სიჩქარის ვარდნაზე ანალოგიურ რეჟიმში ამძრავის მუშაობისას ინვარიანტული უკუკავშირის გარეშე. ნახ.5.3, გ-ზე ნაჩვენებია იმავე სიდიდეების პროცესები ქსელის ძაბვის უეცარი ვარდნისას. ამ შემთხვევაში ინვარიანტობით ძრავის სიჩქარის ვარდნა შემცირებულია 6,6-ჯერ. შესაბამის სიდიდესთან შედარებით სისტემაში ინვარიანტობის გარეშე.

ინვარიანტული-შეშფოთებათა მაკომპენსირებელი უკუკავშირებიანი ელექტროამძრავის სქემებში 3-ტიპის სიჩქარის რეგულატორის ($k_{სრ} = 11.5$) გამოყენება, საშუალებას გვაძლევს იმუშაოს სისტემაში გადამეტრეგულირების გარეშე (ნახ.5.4,ა) მაქსიმალური სწრაფებებებით. ასეთი რეგულატორის შემთხვევაში ამძრავისათვის დამახასიათებელია სიჩქარის სტატიკური ვარდნა, ძრავის ღერძზე დატვირთვის მოდებისას (ნახ.5.4,ბ). ქსელის ძაბვის ცვლილებისას 3-ტიპის სიჩქარის რეგულატორის შემთხვევაში სისტემას სტატიკური ცდომილება არ გააჩნია (ნახ.5.4,გ). ამძრავის შეშფოთებათა მაკომპენსირებელი უკუკავშირებით აღჭურვა 3-ტიპის სიჩქარის რეგულატორიან სისტემაში უზრუნველყოფს სტატიკური ცდომილების მარტივად მოსპობას (ნახ.5.4,დ და ნახ.5.4,ე).

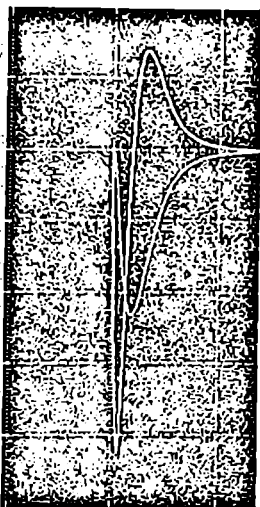
ნახ.5.5,ა-ზე წარმოდგენილია ორკონტურაანი ტირისტორული ელექტროამძრავის სისტემის კომპიუტერული სტრუქტურული სქემა მექანიკური ლილვის დრეკადი თვისების გათვალისწინებით. ამძრავის მექანიკური სისტემა მაფექტიურად გამოსახულია ორი ინერციული რგოლითა (ძრავის და მექანიზმის მბრუნავი ნაწილების) და მათი შემაერთებული შეზღუდული სიხისტის მქონე ლილვის შესაბამისი დინამიკური რგოლით. მათი პარამეტრებია: $T_1 = 1.5$ წმ.



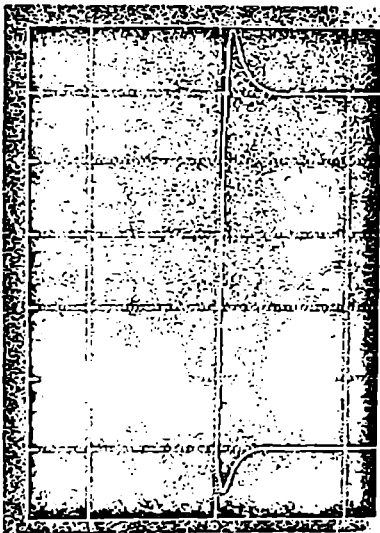
ა)



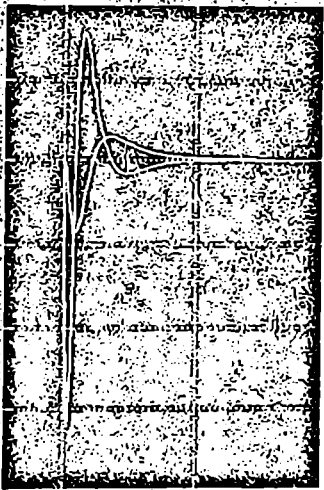
ბ)



გ)



დ)



ე)

ნახ.54. პტიზის სინჯარის რეგულატორიანი ტირისტორული ელექტროამპრაჟის გარდამავალი პროცესები: ა) - მართვის, ბ) დატვირთვის, გ) - ქსელის ძაბვის ცვლილებისას, ინვარტირებულ სეკუნდარულ გარეშე; დ) დატვირთვის, ე) ქსელის ძაბვის ცვლილებისას და ინვარტირებულ სეკუნდარულ წარმოებისას.

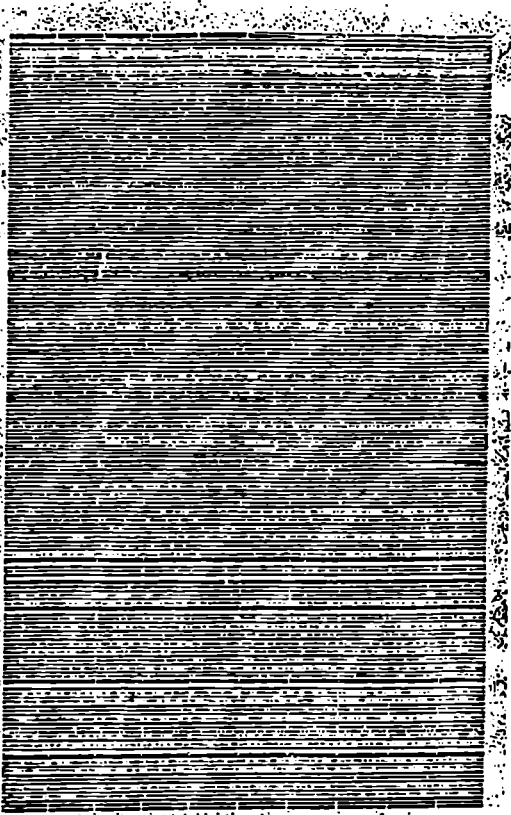
$T_2 = 10$ წმ და $T_c = 0.0004$ წმ. სქემაში გათვალისწინებულია დინამიკაში წარმოქმნილი გრეხითი რხევების ჩამქრობი რბილი უკუკავშირი (კორექცია) ძრავის სიჩქარის წარმოებულის მიხედვით ($r_p = 0.1$ წმ და $T_p = 0.01$ წმ). გარდა ამისა, სქემაში დამატებით ჩართულია ქსელის ძაბვის ($k_0 = 0.0635 \cdot T_0 = 1$ წმ) და ძრავის ღერძზე დატვირთვის ($k_0 = 0.005 \cdot T_0 = 1$ წმ) ცვლილებათა მაკომპენსირებელი უკუკავშირები შესაბამისი რგოლებით.

ნახ.5.5.ბ,გ,დ-ზე წარმოდგენილია საკვლევი ელექტროამპრაჟის გარდამავალი პროცესების მრუდები (ძრავის და მექანიზმის სიჩქარეების, აგრეთვე დრეკადი მომენტის) მაკომპენსირებული უკუკავშირების გარეშე. გრეხითი რხევები ოდნავ შეიძწევა ძრავის სიჩქარის მრუდებზე სისტემაზე მართვის სიგნალის (ნახ.5.5.ბ) და ქსელის ძაბვის ზემოქმედებისას (ნახ.5.5.დ). დატვირთვის ცვლილებისას (ნახ.5.5.გ) გრეხითი რხევები არ შეიძწევა. სისტემის გარდამავალი პროცესის ხანგრძლივობა 1 წმ-ის ფარგლებშია. მიღებული თვისობრივი მაჩვენებლებით სისტემა ოპტიმიზებულია.

ნახ.5.6-ზე წარმოდგენილია დრეკადი ამპრაჟის გარდამავალი პროცესის მრუდები, როცა სისტემაში მაკორექტირებელი უკუკავშირი ჩართული არ არის. პროცესები ამ შემთხვევაში ძლიერი რხევითი და განშლადია, რაც მიუღებელია ამპრაჟის მუშაობისათვის.

ნახ.5.7-ზე წარმოდგენილია დატვირთვის ცვლილების (ა) და ქსელის ძაბვის რყევის (ბ) მაკომპენსირებული უკუკავშირების ჩართვისას გადაღებული გარდამავალი პროცესების მრუდები. სიჩქარის დინამიკური ვარდნა ორივე შემთხვევაში 2-ჯერ შემცირებულია საწყისი სისტემის შესაბამის სიდიდეებთან, როცა ინვარიანტული მართვის შესაბამისი უკუკავშირები გამოყენებული არ გვექნა (ნახ.5.5.გ და ნახ.5.5.დ).

ნახ.5.8.ა-ზე მოყვანილია დენის ოპტიმიზებულ-კონტურიანი დრეკადრგოლიანი ტირისტორული ელექტროამპრაჟის კომპიუტერული სტრუქტურული სქემა,



ნახანდ. ორკონტურიანი დრეკადი ტირისტორული ელექტროამბრაგის და მუქი-
ნიჭის კუთხური სიჭებრების, აგრეთვე დრეკადი მოჭინტის გარდაამ-
ვალი კროცესების მრუდები სისტემის მუშაობისას რხევების მაკონიუნ-
სირებელი რბილი უკუაგმირის გაჩემე.

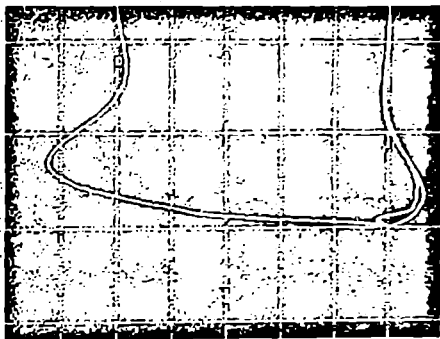
$T_2 = 10$ წმ და $T_c = 0,0004$ წმ. სქემაში გათვალისწინებულია დინამიკაში წარმოქმნილი გრეხითი რხევების ჩაქრობი რბილი უკუკავშირი (კორექცია) ძრავის სიჩქარის წარმოებულის მიხედვით ($\tau_{\Sigma} = 0,1$ წმ და $T_{\Sigma} = 0,01$ წმ). გარდა ამისა, სქემაში დამატებით ჩართულია ქსელის ძაბვის ($k_0 = 0,0635, T_0 = 1$ წმ) და ძრავის ღერძზე დატვირთვის ($k_0 = 0,005, T_0 = 1$ წმ) ცვლილებათა მაკომპენსირებელი უკუკავშირები შესაბამისი რგოლებით.

ნახ.5.5.ბ,გ,დ-ზე წარმოდგენილია საკვლევი ელექტროამძრავის გარდა-მავალი პროცესების მრუდები (ძრავის და მექანიზმის სიჩქარეების, აგრეთვე ღრეკადი მომენტის) მაკომპენსირებელი უკუკავშირების გარეშე. გრეხითი რხე-ეები ოდნავ შეიძნევა ძრავის სიჩქარის მრუდებზე სისტემაზე მართვის სიგ-ნალის (ნახ.5.5.ბ) და ქსელის ძაბვის ზემოქმედებისას (ნახ.5.5.დ). დატვირთვის ცვლილებისას (ნახ.5.5.გ) გრეხითი რხევები არ შეიძნევა. სისტემის გარდამავალი პროცესის ხანგრძლივობა 1 წმ-ის ფარგლებშია. მიღებული თვისობრივი მაჩვენებლებით სისტემა ოპტიმიზებულია.

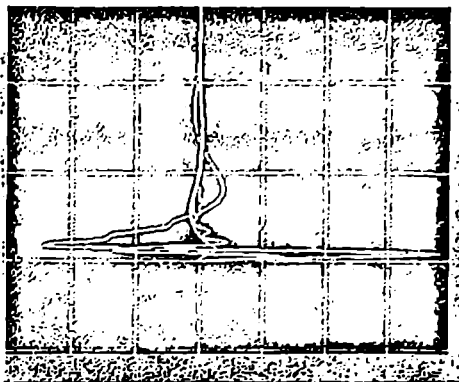
ნახ.5.6-ზე წარმოდგენილია ღრეკადი ამძრავის გარდამავალი პროცესის მრუდები, როცა სისტემაში მაკორექტირებელი უკუკავშირი ჩართული არ არის. პროცესები ამ შემთხვევაში ძლიერი რხევითი და განშლადია, რაც მოუღებელია ამძრავის მუშაობისათვის.

ნახ.5.7-ზე წარმოდგენილია დატვირთვის ცვლილების (ა) და ქსელის ძაბვის რყევის (ბ) მაკომპენსირებელი უკუკავშირების ჩართვისას გადაღებული გარდამავალი პროცესების მრუდები. სიჩქარის დინამიკური ვარდნა ორივე შემთხვევაში 2-ჯერ შემცირებულია საწყისი სისტემის შესაბამის სიდიდეებთან, როცა ინვარიანტული მართვის შესაბამისი უკუკავშირები გამოყენებული არ ვკონდა (ნახ.5.5.გ და ნახ.5.5.დ).

ნახ.5.8.ა-ზე მოყვანილია დენის ოპტიმიზებულ-კონტურიანი ღრეკადრგოლი-ანი ტირისტორული ელექტროამძრავის კომპიუტერული სტრუქტურული სქემა,

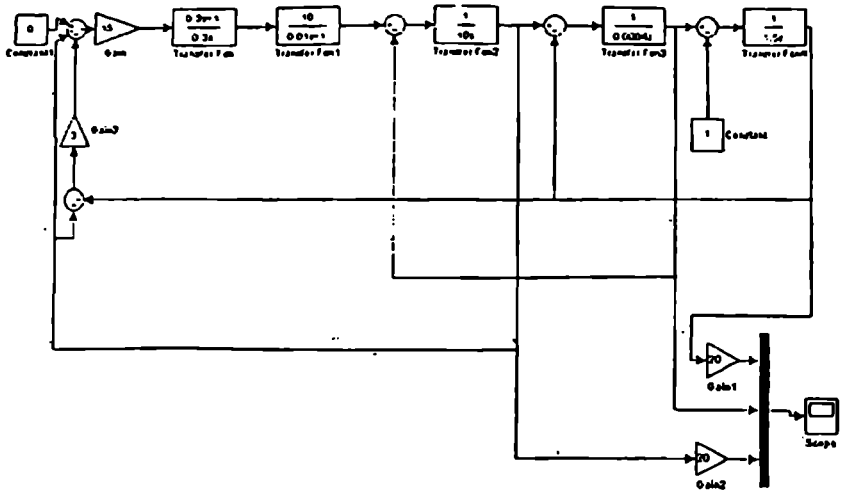


ა)

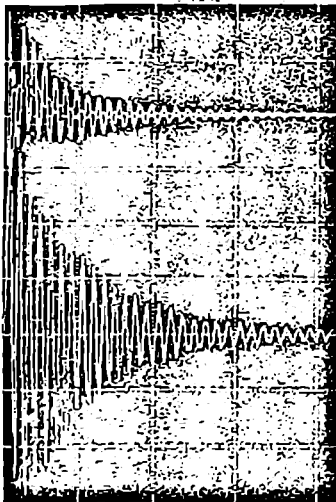


ბ)

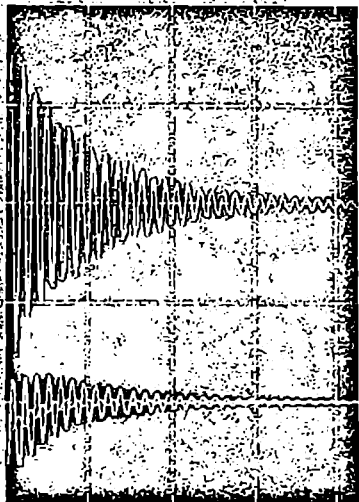
ნახ. 57. თრეკინგის დროს ადამიანის სხეულის მოძრაობის გზის რუკები. ა) და ბ) - სხეულის მოძრაობის (გეოლოკალიზაციის) და ინფორმაციის მიწის რუკის ალგორითმის აღსანიშნავი.



ა)

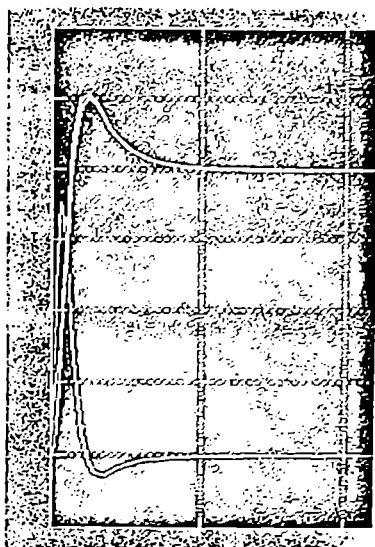


ბ)

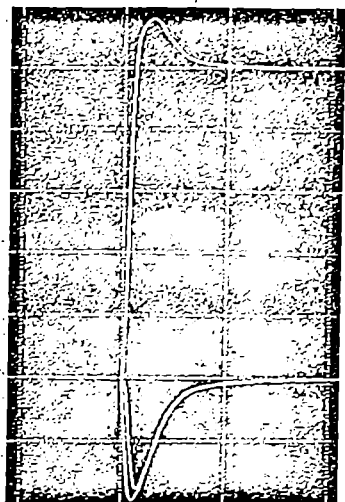


გ)

ნახ.58. დენის ობტიმისებულ-კონტურირიანი დრეკადი ელექტროამბრავის კომპუტერული სქემა (ა) და გარდამავალი პროცესების მრუდები ბ)-მართვის და გ)-ლატეროვის ცეკლილებისას და რხევების მაკომპენსირებელი უკუკავშირის გარეშე



ა)



ბ)

ნახ. 5.9. დენის ოპტიმიზებულ-კონტურიანი დრეკადი ელექტროამბრაჟის და მექანიზმის კუთხური სიჩქარეების და დრეკადი მომენტის გარდამავალი პროცესების მრუდები: ა) - მართვის ზემოქმედებისას და ბ) - დატვირთვის ცვლილებისას.

რომლის ინერციული მასების თანფარდობაა $T_1 \gg T_2$ ($T_1 = 10$ წმ და $T_2 = 1,5$ წმ), რაც დამახასიათებელია საგლინი დგანების ამბრავებისათვის. ამ შემთხვევაში

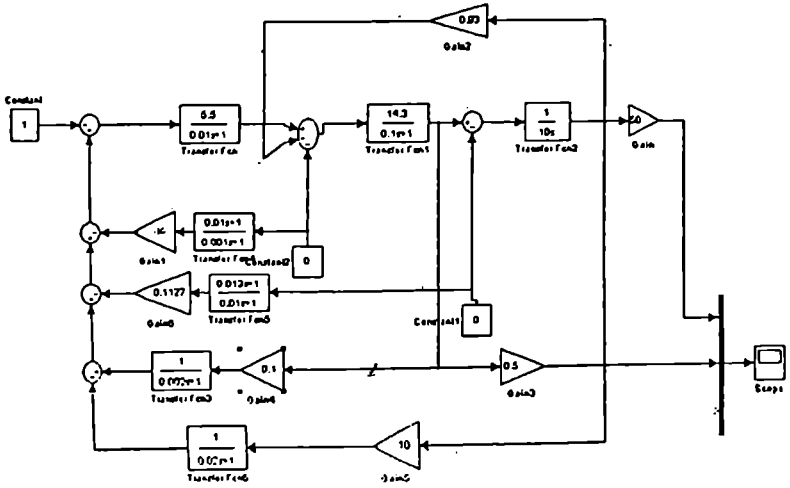
დინამიკაში წარმოქმნილი გრეხითი რხევების ჩასაქრობად ვიყენებთ უკუკავშირს ($k_{უკ} = 3$) ძრავისა და მექანიზმის სიჩქარეთა სხვაობის პროპორციული სიგნალის მიხედვით.

ნახ. 5.8,ბ და გ-ზე წარმოდგენილია ამბრავის გარდამავალი პროცესების მრუდები (Δv_1 -ძრავის და Δv_2 -მექანიზმის კუთხური სიჩქარეები, აგრეთვე $\Delta M_{დრ}$ -დრეკადი მომენტის), როცა სისტემაში რხევების ჩამქრობი უკუკავშირი ჩართული არ არის. პროცესები ძლიერი რხევითი ხასიათისაა, რაც მიუღებელია ამბრავის სამუშაოდ. ნახ. 5.9-ზე მოყვანილია იმავე ამბრავის გარდამავალი პროცეს-

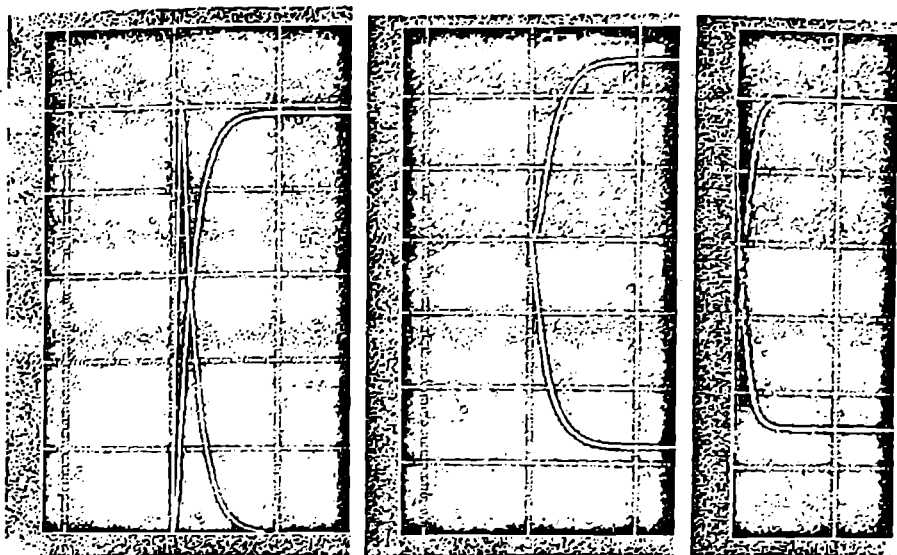
სების მრუდები, როცა გრეხითი რხევების ჩამქრობი უკუკავშირი მიერთებულია სიჩქარის რეგულატორის შესავალზე. პროცესები როგორც მართვის, ისე დატვირთვის ზემოქმედებისას ოპტიმიზებულია. გარდამავალი პროცესის ხანგრძლივობა არ აღემატება 1 წმ-ს, რხევათა რიცხვი უმნიშვნელოა.

§5.2. მოდალური მართვის პრინციპით აგებული ელექტროამძრავების მოდელირება კომპიუტერზე

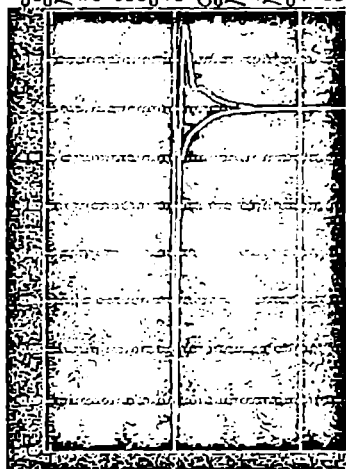
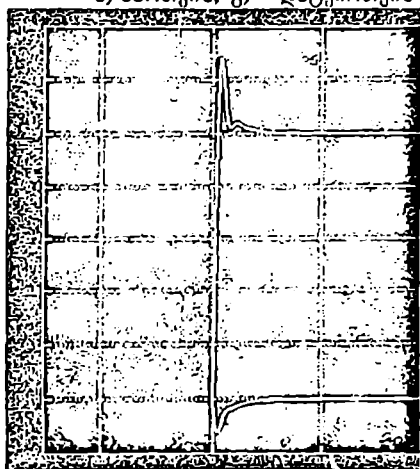
ნახ.5.10,ა-ზე წარმოდგენილია მოდალური პრინციპით [29] შედგენილი ხისტლილვიანი ტირისტორული ელექტროამძრავის სისტემის კომპიუტერული სტრუქტურული სქემა. ამ შემთხვევაში რეგულატორების ფუნქცია შეთავსებულია უკუკავშირების გადაცემ რგოლებში: დენის უკუკავშირის გადაცემის კოეფიციენტი შეადგენს 0,1-ს, ხოლო სიჩქარის უკუკავშირისა 10-ს. გამოსაკვლევ სისტემაში აგრეთვე გვაქვს: ქსელის ძაბვის და ამძრავის დატვირთვის ცვლილების მაკომპენსირებელი უკუკავშირები (0,18183 და 0,1127 გადაცემის კოეფიციენტებით), რომლებიც უზრუნველყოფენ სისტემის დაბალ მგრძობიარობას აღნიშნულ შემოფოთებათა მიმართ.



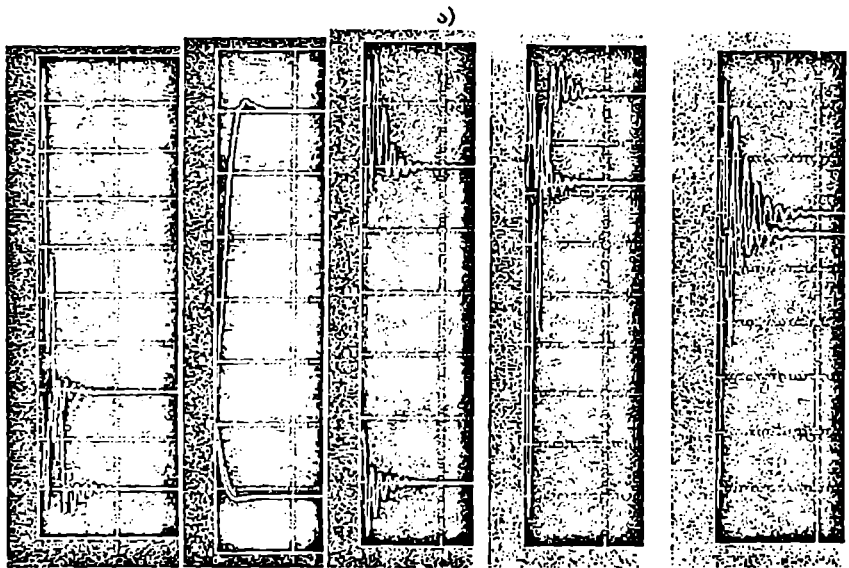
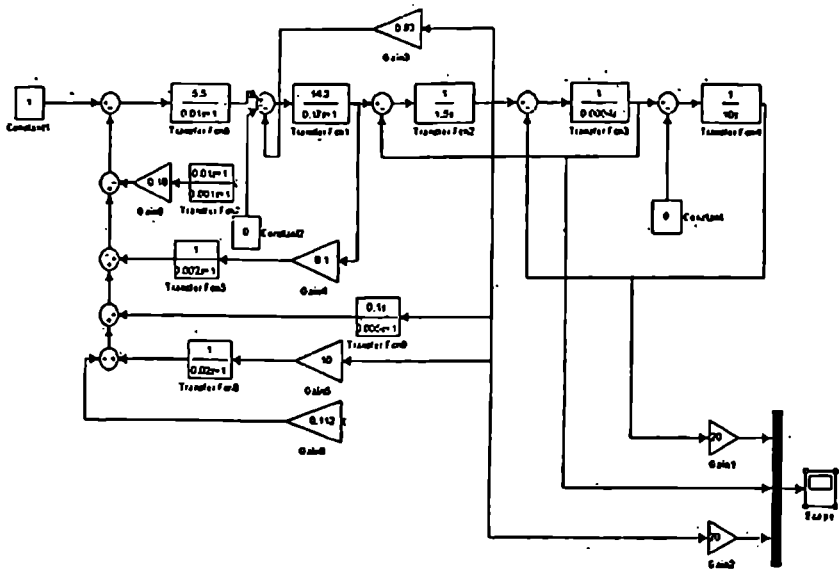
ა)



ნახ.5.10. ხისტლილეიანი მოდალური ელექტროამპრაჟის კომპიუტერული სქემა (ა) და გარდამავალი პროცესები ინვარიანტული უკუკავშირების გარეშე: ბ) - მართვის, გ) - დატვირთვის და დ) - ქსელის ძაბვის ცვლილებისას.



ნახ.5.11. ხისტლილეიანი მოდალური ელექტროამპრაჟის სინქარის და დენის გარდამავალი პროცესების მრუდები ინვარიანტული უკუკავშირების წართვისას: ა) - დატვირთვის ნახტომისებრი ცვლილებისას; ბ) - ქსელის ძაბვის ცვლილებისას.



ნახ. 5.12. მოდალური ზართვის დრეკადი ელექტრონიკის კომპიუტერული სქემა (ა) და გარდაამოყალიბებული პროცესები: ბ) დაჯგუფების, ვ) დატვირთვის და ე) ქსელის ასების შეცვლისას ინვარიანტობათა გარეშე; დ) და ე) ინვარიანტობებით.

ნახ.5.10,ბ,გ,დ-ზე წარმოდგენილია ხისტლილვიანი მოდალური ელექტროამ-
ძრავის გარდამავალი პროცესები ინვარიანტობათა გარეშე: ბ) მართვის სიგნა-
ლის შეცვლისას, გ) დატვირთვის მოდებისას, დ) ქსელის ძაბვის შეცვლისას.
სისტემა ხასიათდება მაღალი სწრაფქმედებით (0,5 წმ) გადამეტრეგულირების
გარეშე. ინვარიანტული უკუკავშირების ჩართვისას (ნახ.5.11,ა,ბ) ძრავის სიჩქა-
რის ვარდნა შემცირებულ იქნა თითქმის 10-ჯერ, ამასთან მიღწეულ იქნა ნულ-
ოვანი სტატიზმი.

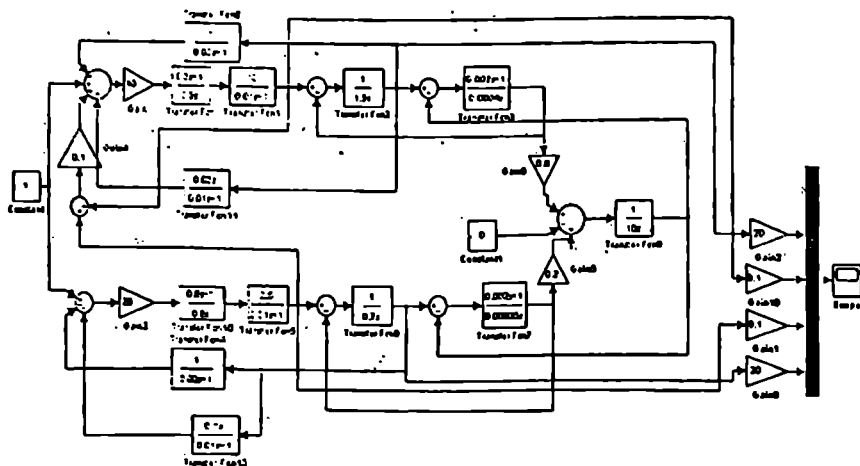
ნახ.5.12,ა-ზე წარმოდგენილია დრეკადლილვიანი მოდალური სისტემის კომ-
პიუტერული სქემა, რომელსაც გააჩნია სამი მთავარი უკუკავშირი და ორი და-
მატებითი (ქსელის ძაბვის და დატვირთვის ცვლილების მაკომპენსირებელი
რგოლებით). ნახ. 5.12,ბ,გ,ე-ზე წარმოდგენილია განსახილველი სისტემის გარ-
დამავალი პროცესების მრუდები (ძრავის და მექანიზმის კუთხური სიჩქარეების,
აგრეთვე დრეკადი მომენტის): მართვის სიგნალის, ძრავის ღერძზე დატვირთვის
და ქსელის ძაბვის ნახტომისებრი შეცვლისას (ინვარიანტობათა გარეშე).
ნახ.5.12, დ,ვ-ზე ნაჩვენებია იგივე ამძრავის გარდამავალი პროცესების მრუდები
დატვირთვის და ქსელის ძაბვის ცვლილებისას, როცა სქემაში ჩართულია ინვა-
რიანტული უკუკავშირები. სისტემის დინამიკური მაჩვენებლები დამაკმაყოფი-
ლებელია, ამძრავის მგრძნობიარობა დამატებითი უკუკავშირებით. 2-ჯერ არის
შემცირებული. ვინაიდან რეალურ პირობებში ადგილი აქვს ქსელის ძაბვის არა
ნახტომისებრ შეცვლას, ამიტომ სისტემაში რხევების მკვეთრი შემცირებაა მო-
სალოდნელი განსხვავებით ჩვენს მიერ კომპიუტერზე მიღებული შედეგები-
საგან.

§5.3. ორძრავიანი და მიმყოლი ელექტროამძრავების

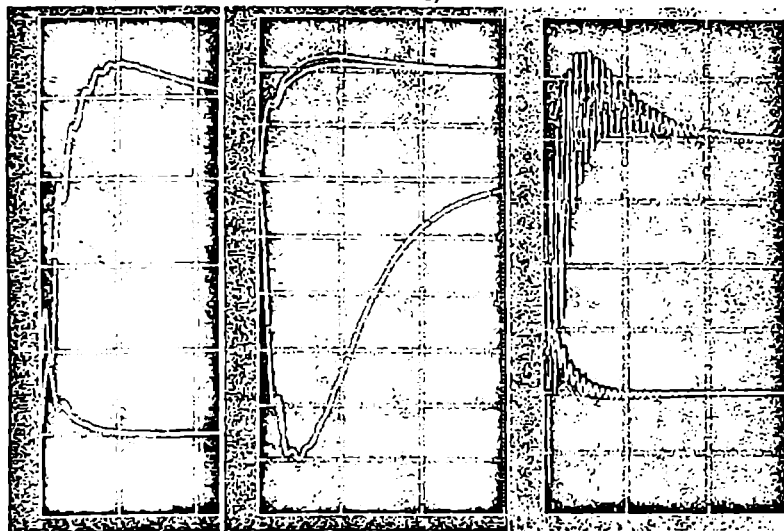
გარდამავალი პროცესების ოპტიმიზება

ნახ.5.13,ა-ზე წარმოდგენილი ინდივიდუალური სიჩქარის რეგულატორებიანი
ორძრავიანი ტირისტორული ელექტროამძრავის სისტემის კომპიუტერული სქემა
მექანიკური ლილვების დრეკადი თვისებების და მათში ბლანტი ხახუნის ძალ-

ების გათვალისწინებით. სისტემა შემუშავებულია ინგლისური ფირმა Harland -
ის მიერ კალაღის დამამზადებელი და სხვა ანალოგიური მანქანების



ა)



ბ)

გ)

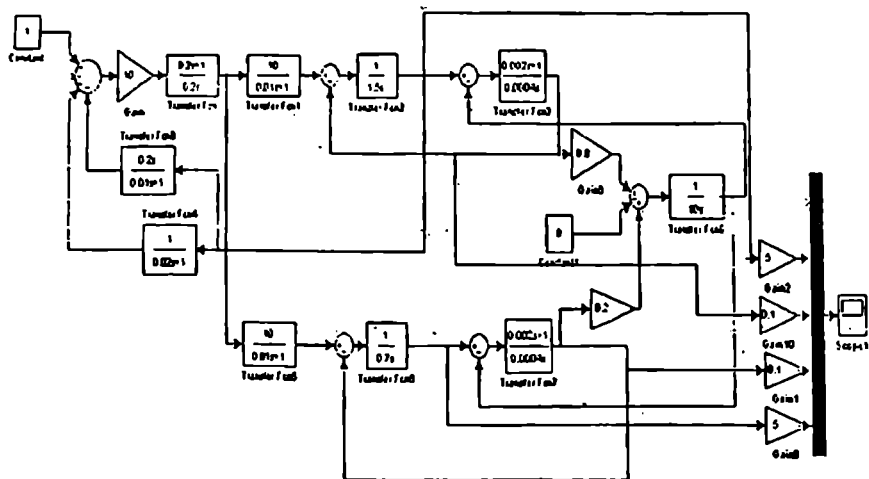
დ)

ნახ.5.13. ფირმა „Harland“-ის ორბრავიანი ელექტროამძრავის კომპიუტერული სქე-
მა მაკორექტირებელი რბილი უკუკავშირებით და დატვირთვის გამიანა-
წილებული ჯვარედინა კავშირით (ა); თავთმისუბული გარდამავალი
პროცესები (ბ, გ) და დ) კორექციის გარეშე.

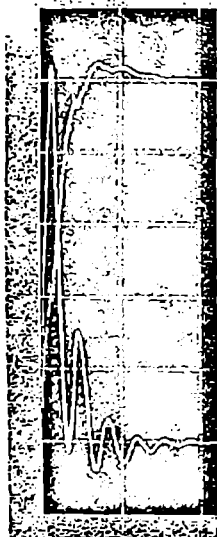
საწნეხი მექანიზმებისათვის. სქემას გააჩნია ცალკეული ძრავისათვის ინდივიდუალური ტირისტორული გარდამსახი და დენის რეგულირების კონტური. სქემის პარამეტრები განსაზღვრულია $R_1 = 300$ კეტ და $R_2 = 75$ კეტ სიმძლავრეების მქონე ძრავებისათვის. სქემაზე ძრავების მექანიკური დროის მუდმივები: $T_1 = 1,5$ წმ და $T_2 = 0,7$ წმ. ძრავებს შორის დატვირთვის განაწილების კოეფიციენტები შეადგენენ: $k_{d1} = 0,8$ და $k_{d2} = 0,2$. ამძრავის დენის კონტურები გამოსახულია ოპტიმიზებული გადამცემი ფუნქციებით. სისტემის ნორმალური მუშაობის უზრუნველსაყოფად და ძრავებს შორის დატვირთვის პროპორციული განაწილებისათვის საჭირო გახდა პირველი (ზედა) რეგულატორის შესავალზე ძრავების დენების სხვაობის პროპორციული სიგნალის ჩართვა (გადამცემის 0,1 კოეფიციენტით). გრეხითი რხევების საკომპენსაციოდ ცალკეულ არხში გამოყენებულია რბილი უკუკავშირები ძრავების სიჩქარეთა წარმოებულის მიხედვით.

ნახ. 5.13, ბ, გ, დ-ზე წარმოდგენილია სიჩქარის ორ რეგულატორიანი და ორძრავიანი ტირისტორული ელექტროამძრავის მართვის სისტემის გარდამავალი პროცესების მრუდები (ძრავების სიჩქარების და დრეკადი მომენტების): მართვის სიგნალის და ძრავის ღერძზე დატვირთვის ნახტომისებრი შეცვლისას, როცა სისტემაში ჩართულია რბილი უკუკავშირები. განსახილველი სისტემისათვის დამახასიათებელია პროცესების გაჭიანურება (3-4 წმ), რაც გამოიწვია მართვის არხებს შორის ჯვარედინა კავშირის ჩართვამ (იგი გამოყენებულ იქნა ძრავებს შორის დატვირთვის სწორად განაწილების მიზნით). გარდამავალი პროცესები რბილი უკუკავშირების გარეშე (ნახ.5.13,დ) საერთოდ მიუღებელია ამძრავებისათვის რხევების გაძლიერების გამო.

ნახ5.14,ა-ზე წარმოდგენილია ერთი სიჩქარის რეგულატორიანი და ინდივიდუალური ტირისტორული გარდამსახიანი ორძრავიანი ელექტროამძრავის მართვის სისტემის (რომელიც შედგენილია გერმანული ფირმის Siemens-ის



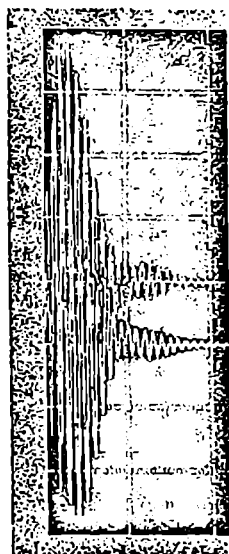
ა)



ბ)



გ)



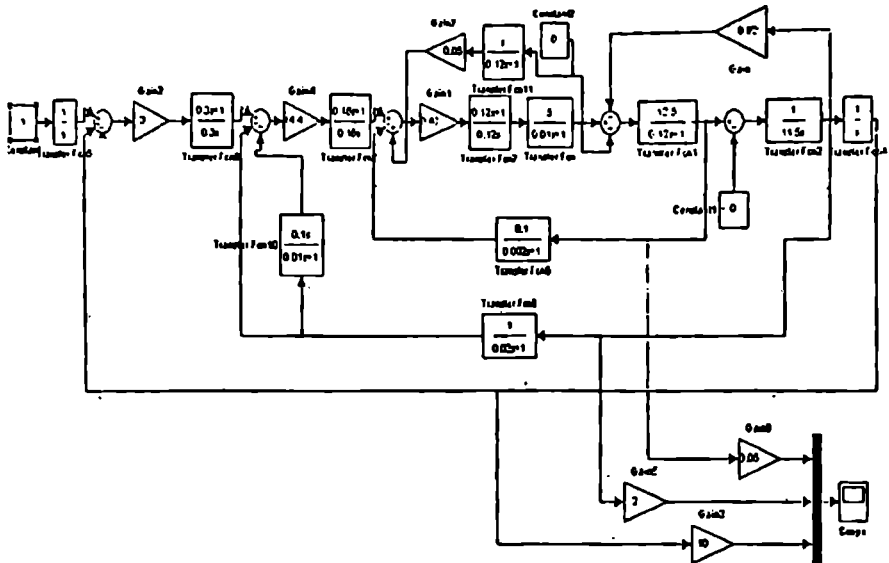
დ)

ნახ.5.14. ზიერმა „Siemens“-ის ორძრავიანი ელექტროამძრავის კომპიუტერული სქემა დამატებითი რბილი უკუკავშირით (ა) და აპტიმიზებული გარდამავალი პროცესები (ბ, გ) და დ) –კორექციის გარეშე.

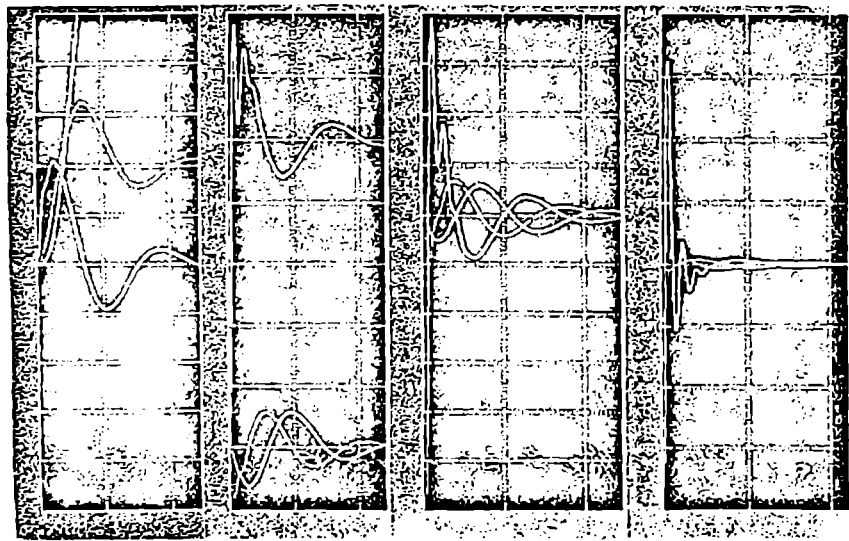
სქემის ბაზაზე) კომპიუტერული სქემა. ამპრავის დენის კონტურები ოპტიმიზებულია და დენის უკუკავშირების კოეფიციენტები აღებულია თანაბარი სიდიდის ($k_{11} = k_{12} = 0,1$). ისინი უზრუნველყოფენ ძრავებს შორის დატვირთვის განაწილებას მათი სიმძლავრეების პროპორციულად. ამპრავის მთავარი უკუკავშირი შეკრულია დიდი სიმძლავრის მქონე ძრავის კუთხური სიჩქარის მიხედვით, მისივე პირველი რიგის წარმოებულთ სისტემა აღჭურვილია რბილი უკუკავშირით. სიჩქარის რეგულატორის სქემაზე შერჩეული ოპტიმალური პარამეტრები მცირედ განსხვავდება ანალოგიური პარამეტრებისაგან, რომელსაც ვიცენებთ ხისტილივიან ამპრავებში.

ნახ.5.14,ბ,გ-ზე წარმოდგენილია საკვლევი ორძრავიანი ელექტროამპრავის გარდამავალი პროცესები დავალების სიგნალის და ძრავის ღერძზე დატვირთვის მომენტის საფეხურებრივი შეცვლისას, როცა სქემაში დამატებით ჩართულია რბილი უკუკავშირი. ძრავების სიჩქარეთა მრუდებზე რხევები უმნიშვნელოა, გარდამავალი პროცესის ხანგრძლივობა კი შეადგენს 1,5 წმ-ს. განხილული ორძრავიანი ელექტროამპრავის მართვის სისტემა უზრუნველყოფს დინამიკურ რეჟიმებს დაშაკმაყოფილებელი ხარისხის მაჩვენებლებით. ნახ.5.14,დ-ზე მოყვანილია გარდამავალი პროცესები ამპრავის მუშაობისას კორექტორის გარეშე, რხევების სიძლიერის გამო დაუშვებელია მისი მუშაობა.

ნახ.5.15,ა-ზე წარმოდგენილია მუდმივი დენის სამკონტურიანი მიმყოლი ელექტროამპრავის მართვის სისტემის კომპიუტერული სტრუქტურული სქემა ხისტი მექანიკური ლილვისას. ამპრავის ღერძის მობრუნების კუთხის რეგულატორი პი-ტიპისაა (პარამეტრებით- $\beta_0 = 3, \tau_0 = 0,3$ წმ). სისტემის მოკარნახე ღერძის მუდმივი „მომართვის“ ამსახველი რგოლი სქემის შესავალზე ნაჩვენებია უწყვეტი ინტეგრატორის სახით. სიჩქარის რეგულატორის შესავალზე სიჩქარის პროპორციული სიგნალის გარდა, დინამიკური მახასიათებლების გაუმჯობესების მიზნით, მიეწოდება მისი პირველი რიგის წარმოებული სიგნალი ($\tau_0 = 0,1$ წმ და $T_0 = 0,01$ წმ).



ა)



ბ)

გ)

დ)

ე)

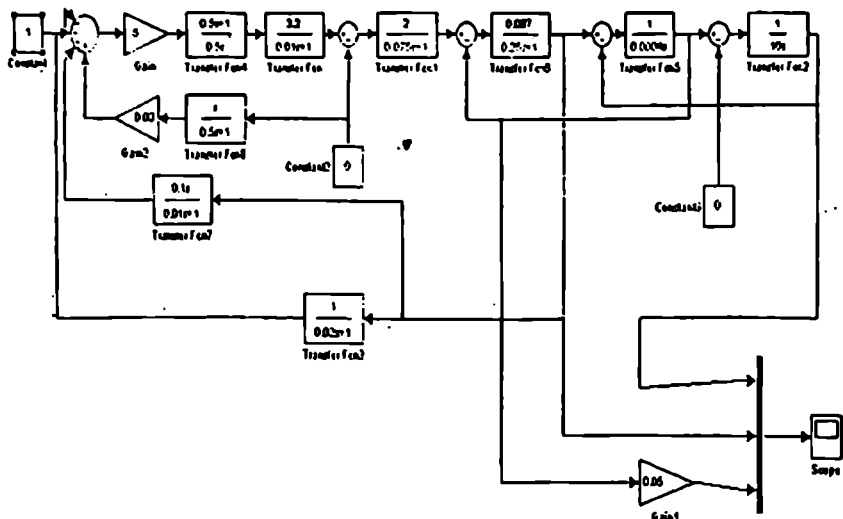
ნახ.5.15. მიმყოლი ულექტროამბრავის კომპიუტერული სქემა (ა) და ძრავის სიჩქარის, ღუნის და ღერძის მობრუნების კუთხის გარდამავალი პროცესები (ბ, გ, დ-ინვარიანტობის გარეშე) და ე- კსელის ძაბვის ინვარიანტობით.

ნახ.5.15,ბ,გ,დ-ზე წარმოდგენილია მიმყოლი ელექტროამძრავის შესაბამისი გარდამავალი პროცესების მრუდები, რომლებიც მიღებულია კომპიუტერზე. პროცესები გადაღებულია სისტემაზე მართვის (ნახ. 5.15,ბ), ძრავის ღერძზე დატვირთვის (ნახ.5.15,გ) და ქსელის ძაბვის საფეხურებრივი ცვლილების-ას(ნახ.5.15,დ)ინვარიანტობათა გარეშე. გარდამავალი პროცესის ხანგრძლივობა სამივე შემთხვევაში შეადგენს 2-2,5 წმ-ს, რხევები დასაშვებ ფარგლებშია როგორც ძრავის სიჩქარის და ლუზის დენის მრუდებზე, ასევე ღერძის მობრუნების კუთხის შესაბამის მრუდზე. ნახ.5.15.ე-ზე წარმოდგენილია გარდამავალი პროცესის მრუდები ქსელის ძაბვის რყევისას, როცა სისტემაში ჩართულია შესაბამისი მაკომპენსირებელი უკუკავშირი.

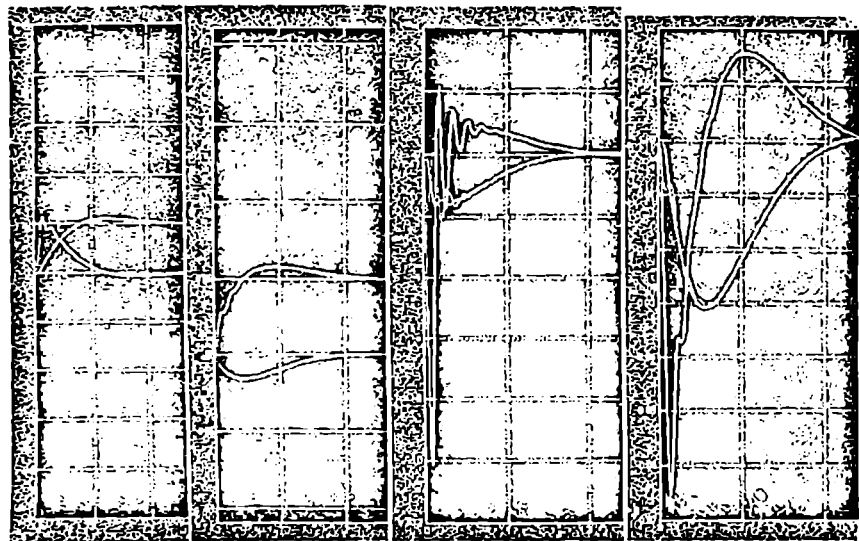
§5.4. ცვლადი დენის ასინქრონული ელექტროამძრავის მართვის სისტემების გარდამავალი პროცესების მოდელირება კომპიუტერზე

ნახ.5.16,ა-ზე წარმოდგენილია ძაბვით რეგულირებადი დრეკადი ასინქრონული ელექტროამძრავის (ნახ.2.4-ის მიხედვით) კომპიუტერული სტრუქტურული სქემა, რომელშიც გამოყენებულია პარამეტრების რიცხვითი მნიშვნელობები $R_{წომ} = 50$ კვტ, $U_{წომ} = 380$ ვ, $I_{წომ} = 67$ ა, $n_{წომ} = 1450$ ბრ/წთ — ნომინალური მონაცემების მქონე ძრავის შესაბამისად.

ნახ.5.16,ბ,გ,დ-ზე წარმოდგენილია საკვლევი ამძრავის გარდამავალი პროცესების მრუდები მართვის სიგნალის ზემოქმედებისას (ნახ.5.16,ბ) და ძრავის ღერძზე დატვირთვის შეცვლისას (ნახ.5.16,გ). სისტემის ხარისხის მაჩვენებლები დამაკმაყოფილებელია (სქემაში ჩართულია მაკორექტირებელი რბილი უკუკავშირი). ნახ.5.16,დ,ე-ზე წარმოდგენილია სისტემის გარდამავალი პროცესები ქსელის ძაბვის ცვლილებისას: ა) როცა სქემაში ქსელის ძაბვის ცვლილების მაკომპენსირებელი უკუკავშირი ჩართული არა გვაქვს (ნახ.5.16,დ); ბ) როცა სისტემაში გამოყენებულია მაკომპენსირებელი უკუკავშირი (ნახ.5.16,ე). უფექტი თვალსაჩინოა, ძრავის სიჩქარის დინამიკური ვარდნა



ა)



ნახ.5.16. ძაბვით რეგულირებადი დრეკალი ასინქრონული ელექტროამბრავის კომპიუტერული სქემა (ა) და გარდაამუშავალი პროცესები (ბ, გ, დ - ინვარტარების გარეშე) და ე) - ინვარტარტობით.

კომპენსატორის გამოყენებით შემცირებულია 10-ჯერ და უფრო მეტად. ამ განხილულ სისტემას ახასიათებს 2წმ-იანი გარდამავალი პროცესები.

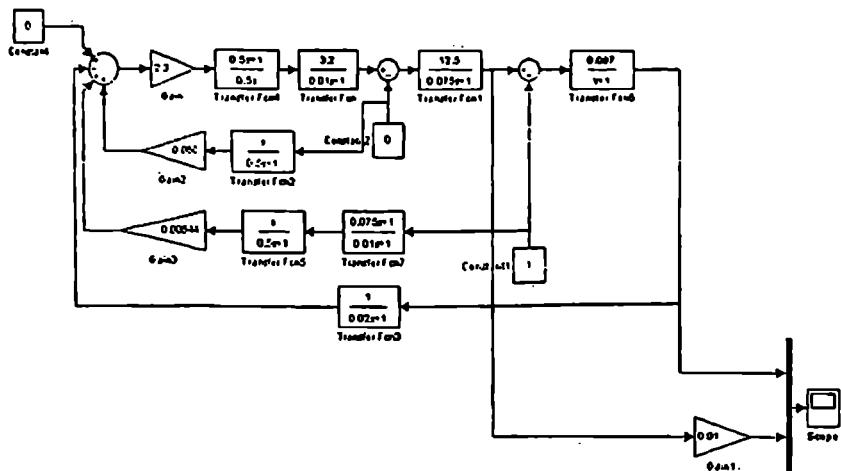
ნახ.5.17,ა-ზე წარმოდგენილია ძაბვით რეგულირებადი ხისტილივიანი ასინქრონული ელექტროამძრავის კომპიუტერული სქემა, ხოლო ნახ.5.17,ბ,გ,დ-ზე ნაჩვენებია მისი გარდამავალი პროცესები ინვარიანტობაშია უკუკავშირების გარეშე. აღნიშნული უკუკავშირების ჩართვის ეფექტიანობა დასტურდება ნახ.5.17,ე,ვ-ზე მოყვანილი გარდამავალი პროცესების მრუდებით როგორც დატვირთვის, ისე ქსელის ძაბვის ცვლილების შემთხვევაში.

ნახ.5.18-ზე წარმოდგენილია სიხშირით რეგულირებადი დრეკალილივიანი ასინქრონული ელექტროამძრავის (ნახ.2.6-ის მიხედვით) კომპიუტერული სტრუქტურული სქემა, რომელშიც დრეკადი რხევების ჩასაქრობად აგრეთვე გამოყენებულია ძრავის სიჩქარის რბილი უკუკავშირი. სქემაზე ძრავის ელექტრული ნაწილის პარამეტრებია: $k_g = 12,5$ და $T_g = 0,075$ წმ. ხოლო ძრავის ელექტრომექანიკური დროის მუდმივა $T_m = 0,25$ წმ და $\delta_g = 0,087$, დრეკადი ლილვის სიხისტის გამომსახველი დროის მუდმივა $T_c = 0,0004$ წმ და მექანიზმის მექანიკური დროის მუდმივა $T_2 = 10$ წმ. სიჩქარის რეგულატორი პი-ტიპისაა.

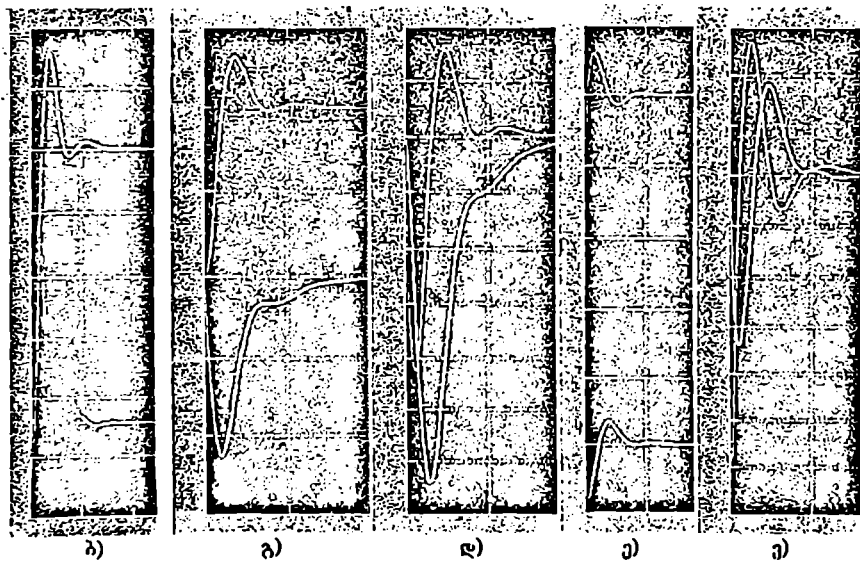
ნახ.5.18,ბ,გ,დ-ზე წარმოდგენილია სიხშირული ამძრავის გარდამავალი პროცესების მრუდები (ძრავის და მექანიზმის სიჩქარეების და დრეკადი მომენტის) მართვის სიგნალის, ძრავის ღერძზე დატვირთვის და ქსელის ძაბვის ნახტომისებრი ცვლილებისას. მათ საფუძველზე შეიძლება ჩავთვალოთ, რომ სისტემა ოპტიმიზებულია: სწრაფქმედება არ აღემატება 1,5 წმ-ს, რხევათა რიცხვი მინიმალურია, გადამეტრეგულირება 10%, სიჩქარის დინამიკური ვარდნა შეადგენს 0,008-ს.

ნახ.5.18,ე-ზე ნაჩვენებია სიხშირული ელექტროამძრავის გარდამავალი პროცესების მრუდები ქსელის ძაბვის ნახტომისებრი ვარდნისას, როცა სისტემაში დამატებულია ამ ცვლილების მაკომპენსირებელი უკუკავშირი სიჩქარეთა დინა-

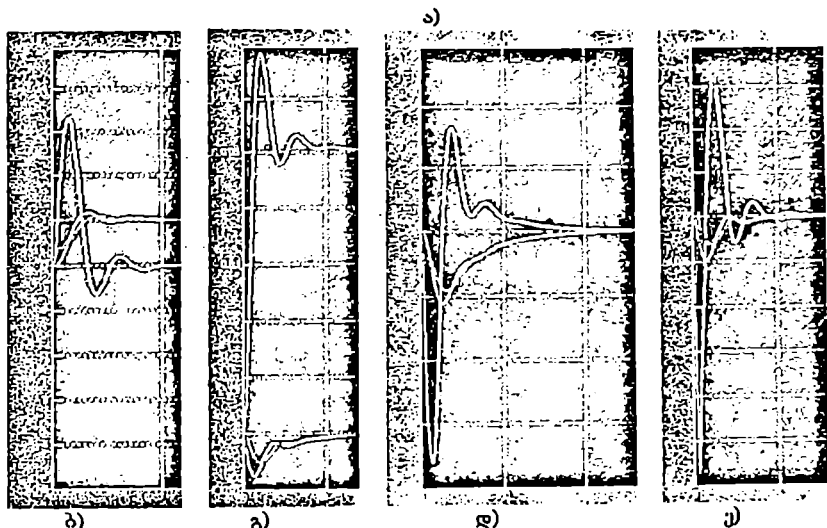
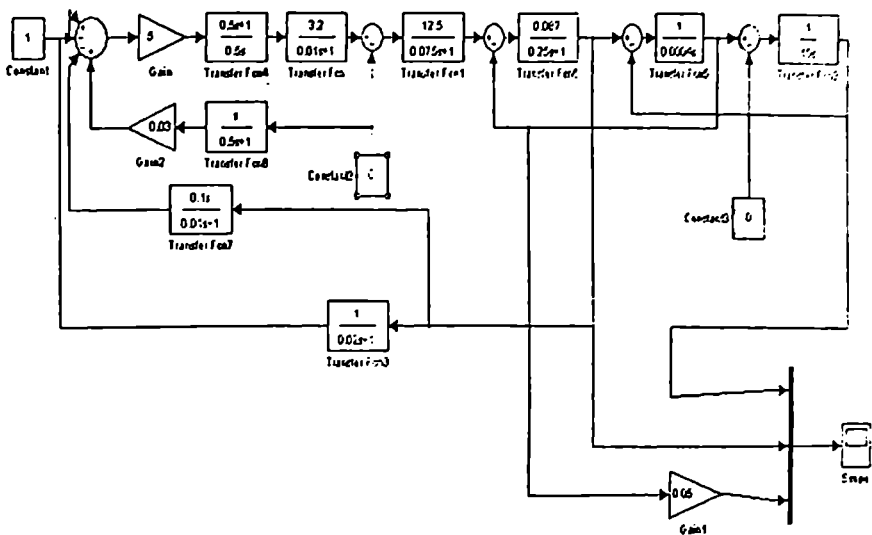
მიკური ვარდნა მაკომპენსირებული უკუკავშირის დამატებით თითქმის 10-ჯერ არის შემცირებული, ხოლო გარდამავალი პროცესების ხანგრძლივობა თითქმის



ა)



ნახ. 5.17. ძაბვით რეგულირებადი ხისტი ასინქრონული ელექტროამრავის კომპიუტერული სქემა (ა) და გარდამავალი პროცესები (ბ, გ, დ - ინვარიანტობაზე გარეშე) და ე), ე) - ინვარიანტობებით.



ნახ. 5.18. სიხშირით რეგულირებადი დრეკადი ასინქრონული ულტრაამპრაგის კომპიუტერული სქემა (ა) და გარდამავალი პროცესები (ბ, გ, დ-ინერცი-ანტობის გარეშე) და ე-ქსელის ძაბვის ინვარიანტობით.

ისეთივეა, როგორც ახასიათებს მუდმივი დენის ტირისტორულ ელექტროამ-
ბრავის მართვის სისტემებს.

ამრიგად, კომპიუტერული კვლევებით დადგენილ იქნა, რომ განხილული
როგორც მუდმივი, ისე ცვლადი დენის ელექტროამბრავების დინამიკური მახა-
სიათებლები ადეკვატურია რეალური დანადგარების გარდამავალი რეჟიმების
მართვის პროცესებისა.

შემუშავებული (III თავში) ქსელის ძაბვის რყევის და დატვირთვის
ცვლილების მაკომპენსირებელი (ინვარიანტული) რგოლებით და მათი შესაბა-
მისი გადამცემი ფუნქციებით მიღწეულ იქნა ამბრავთა მგრძნობიარობის მნიშ-
ვნელოვანი შემცირება, კერძოდ: ა) მუდმივი დენის ხისტლიღვიანი ამბრავები-
სათვის დამკვირვებელი მოწყობილობით 5-6-ჯერ იქნა შემცირებული სისტემის
მგრძნობიარობა; ბ) დრეკადლიღვიანი ამბრავებისათვის 2-ჯერ; გ) მოდალური
პრინციპით შედგენილი ამბრავებისათვის 10-ჯერ და იმავდროულად მიღწეულ
იქნა ნულოვანი სტატიზმი; დ) ცვლადი დენის ამბრავებისათვის 10-ჯერ.
შედარებითი ანალიზის საფუძველზე (ნახ.5.4, ნახ.5.5, ნახ.5.10, ნახ.5.16,
ნახ.5.17 და ნახ.5.18) ვასკენით, რომ ასინქრონული ამბრავები დინამიკური მა-
ხასიათებლებით უპირატესობას თმობენ მხოლოდ მუდმივი დენის ორკონტურიან
ამბრავებთან, დანარჩენ სისტემებთან მათ თითქმის ერთნაირი მაჩვენებლები
აქვთ.

ინდივიდუალური სიჩქარის რეგულატორებიანი ორძრავიანი ამბრავებისათ-
ვის ძრავებს შორის დატვირთვათა პროპორციულ განაწილებას უზრუნველყოფს
დენების სხვაობის პროპორციული სიგნალის ჯვარედინა კავშირის ჩართვა
პირველი ძრავის რეგულატორის შესავალზე (თუმც მისი ჩართვით გარდამა-
ვალი პროცესები საგრძნობლად გაჭიანურებულია). დადგენილია ამ კავშირის
გადაცემის კოეფიციენტის მნიშვნელობა.

მიმოლი ელექტროამბრავის დინამიკური მოდელირებით მიღებული თვი-
სობრივი მახასიათებლები ადასტურებს შემუშავებული მართვის სისტემის ვარ-
გისიანობას პრაქტიკისათვის.

ძირითადი შედეგები:

1. შედგენილია მუდმივი და ცვლადი დენის ძაბვით (და სიხშირით) რეგულირებადი ელექტროამძრავების ძალური ნაწილების (ძრავების და გარდამსახების) დიფერენციალური განტოლებები და განსაზღვრულია შესაბამისი გადამცემი ფუნქციები. მათ საფუძველზე აგებულია თანამედროვე ავტომატიზებული ელექტროამძრავების დეტალიზებული სტრუქტურული სქემები მექანიკური ლილვების დრეკადი თვისებების გათვალისწინებით.

2. მართვის თეორიაში ცნობილი ინვარიანტობის პრინციპების გამოყენებით განსაზღვრულია ამძრავთა შეშფოთების სიგნალების (ქსელის ძაბვის და დატვირთვის სტატიკური მომენტის ცვლილების) მაკომპენსირებელი მოწყობილობების გადამცემი ფუნქციები. პრაქტიკაში გამოყენების მიზნით შემუშავებულია მათი ელექტრული სქემები მაძლიერებლებისა და ინტეგრატორების ბაზაზე. ძრავის დერძზე დატვირთვის სტატიკური მომენტის შესაბამისი სიგნალის მისაღებად შემუშავებულია ეტალონური დამკვირვებელი მოწყობილობის მოდელი.

3. მუდმივი და ცვლადი დენის ელექტროამძრავთა სხვადასხვა მართვის სისტემების დინამიკური მაჩვენებლების სიხშირული ანალიზი გვიჩვენებს, რომ სინქარის პი-ტიპის რეგულატორის დახმარებით მაქსიმალური სწრაფქმედება მიიღწევა ხისტლილვიანი მუდმივი დენის ერთკონტურიანი ამძრავისათვის, ხოლო დრეკადრგოლიან ამძრავებს შორის ყველაზე სწრაფქმედია სიხშირით რეგულირებადი ასინქრონული ელექტროამძრავის სისტემა.

4. სიხშირით რეგულირებადი ასინქრონული ელექტროამძრავისათვის მიღებულია ციფრული მართვის შესაბამისი გადამცემი ფუნქციები x -დისკრეტული-ოპერატორებით როგორც ხისტი, ისე დრეკადი მექანიკური ლილვის არსებობისას. ძრავში დინამიკაში მიმდინარე ელექტრომაგნიტური მოვლენები განტოლებებში გათვალისწინებულია ექვივალენტირებული სახით.

5. სიხშირული მახასიათებლების ანალიზის და სინთეზის საფუძველზე განსაზღვრულია ციფრული მართვის მქონე ელექტროამძრავების (ხისტი და დრე-

კადი ლილვების არსებობისას) ოპტიმალური კორექტორები, რომლებიც უზრუნველყოფენ გარდამავალ პროცესებს უფრო მაღალი სწრაფქმედებით და ნაკლები რხევებით, ვიდრე ამპრაგები უწყვეტი (ანალოგური) სიგნალებით მართვის შემთხვევაში.

6. მოცემულა სიხშირით რეგულირებადი ციფრული მართვის მქონე ასინქრონული ელექტროამპრაგის გარდამავალი პროცესების გაანგარიშების მეთოდი. გამოყვანილია ძრავის კუთხური სიჩქარის საანგარიშო ფორმულები, როგორც ხისტლილვანი, ისე ღრეკადლილვიანი ამპრაგებისათვის. ანალოგიური მეთოდით შეიძლება მიღებულ იქნას გარდამავალი პროცესების საანგარიშო ფორმულები ღრეკადი მომენტისათვის, ძრავის ბრუნვის მომენტის და მქანნიზმის ბრუნვის კუთხური სიჩქარისათვის. მოყვანილია მუდმივი დენის ციფრულ-მართვანი ამპრაგების ოპტიმიზებული გარდამავალი პროცესების მახასიათებლები.

7. კომპიუტერზე ჩატარებული ექსპერიმენტული კვლევებით როგორც მუდმივი, ისე ცვლადი დენის ტირისტორული ელექტროამპრაგებისათვის დადგინდა, რომ ნაშრომში ზემოთ განსაზღვრული ქსელის ძაბვის რყევის და დატვირთვის ცვლილების მაკომპენსირებელი (ინვარიანტული) რგოლების გადამცემა ფუნქციებით და სისტემებში შესაბამისი უკუკავშირების ჩართვით შესაძლებელია ამპრაგთა მგრძნობარობის მნიშვნელოვანი შემცირება, კერძოდ: ა) მუდმივი დენის ხისტლილვანი ამპრაგებისათვის დამკვირვებელი მოწყობილობით 5-ნ-ჯერ იქნა შემცირებული სისტემის მგრძნობიარობა; ბ) ღრეკად-ლილვიანი ამპრაგებისათვის 2-ჯერ; გ) მოდალური პრინციპით შედგენილი ამპრაგებისათვის 10-ჯერ და იმედროულად მიღწეულ იქნა ნულოვანი სტატიზმი; დ) ცვლადი დენის ამპრაგებისათვის კი მგრძნობიარობა შემფოთების სიგნალების მიმართ შემცირებულ იქნა თითქმის 10-ჯერ.

ლიტერატურა

- [1] რ. ადამია, ჯ. დოჭვირი მრავალპრავიანი ავტომატიზებული ელექტროამპრავების დინამიკა // თბ., „მეცნიერება“, 2004
- [2] Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования // М., Наука, 1985.
- [3] Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями // С-Пб, Энергоатомиздат, 1992.
- [4] Dochviri J. 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
- [5] Dochviri J. 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] Дочвири Д. Н. Оптимизация динамики тиристорного электропривода с упругим звеном по критериям Калмана-Фробениуса // ж. „Электричество“ Рос. Акад. Наук , ISSN 0013-5380, М., 2005, N1, с. 26-31
- [7] Дочвири Д. Н., Дочвири И. Д., Берадзе Н. Д. Динамика системы управления тиристорного электропривода с регулированием возбуждения электродвигателя // ж. «Технічна Електродинаміка» Нац. Акад. Наук України, ISSN 0204-3599, Киев 2005, N6, с.30-35
- [8] Дочвири Д. Н. Оптимизация переходных процессов многодвигательных тиристорных электроприводов с упругими связями прессовых механизмов непрерывных технологических машин// ж. „Электричество“ Рос. Акад. Наук , ISSN 0013-5380, М., 2006, N2, с.34-42
- [9] Дочвири Д. Н., Дочвири И. Д., Шинджикашвили И. А. Динамика частотно-регулируемого электропривода при дискретном управлении // Киев, ж. „Технічна Електродинаміка“, 2007, №1, с. 40-47

- [10] Зимин Е. Н., Яковлев В. Я. Автомагическое управление электроприводами //М Высшая школа 1979
- [11] Кухтенко А. И. Проблема инвариантности в автоматике // Киев, Гос-техиздат, 1963.
- [12] Leonhard W. Control of electric drive // Springer, Berlin, 2002.
- [13] Möller K. Frequenzumrichter (Katalogerganzung) // Zum. K. S2. Juli, 1997.
- [14] Пановко Я.Г. Введение в теорию механических колебаний // М., Наука, 1991.
- [15] Перельмутер В.М. Комплексные тиристорные электроприводы // М., ЭАИ, 1988.
- [16] Первозванский А.А. Курс теории автоматического управления // М., Наука, 1986.
- [17] Потемкин В.Г. МАЛТАВ (справ.) // М., МИФИ, 1997.
- [18] Raatz E., Regelung von antrieben mit elastischer verbindung zur arbeit- emashinen // ETZ, 1981, A92, №4, pp. 211-216.
- [19] Слежановский О.В. Системы подчиненного регулирования электроприводов // М., Энергоатомиздат, 1983.
- [20] Терехов В.М. Элементы автоматизированного электропривода // М., Энергия, 1987.

იბეჭდება ავტორთა მიერ წარმოდგენილი სახით

გადაეცა წარმოებას 01.11.2007. ხელმოწერილია დასაბეჭდად 20.11.2007. ქაღალდის ზომა 60X84 1/8. პირობითი ნაბეჭდი თაბაში 7. ტირაჟი 100 ეგზ.

საგამომცემლო სახლი „ტექნიკური უნივერსიტეტი“, თბილისი, კოსტაეას 77

