**Fjalorth**

AO - Amplifikatori Operacional

A D - Amplifikator diferencial

A - Amplifikimi i amplifikatorit pa ciftim të kundërt negativ

Af - Amplifikimi i ampifikatorit me ciftim të kundërt negativ

A0f - amplifikimi në mesin e brezit të lejimit

Av  - koeficienti i amplifikimit të tensionit

- koeficienti i amplifikimit të tensionit me ciftim të kundërt negativ

β - Koeficienti i ciftimit të kundërt negativ

-Funksioni transmetues i sistemit

ViO  - Tensioni I hyrjes offset

IiO  - Rryma e hyrjes offset

D - Pandjeshmëria e koeficientit të amplifikimit

Rm - rezistenca active

RL - Rezistenca e ngarkesës

Ri - Rezistenca e hyrjes

Z - Rezistenca komplekse

L - Iduktiviteti

V - Tensioni

I - Rryma

IN - Rryma e ngarkesës

C - Kondesator

T - Perioda

CMRR - Raporti i shtypjes së mënyrës së përbashkët

 - këndi në radian

Im - Pjesa imagjinare e një numri kompleks

Re - Pjesa reale e një numri kompleks

Y(t) - Devijimi nga vlera e vendosur e madhësisë në dalje

r(t) - Madhësia e ngacmimit

an, an-1,...,a0 dhe bm,bm-1,...,b0 - Koeficientë constant

ΔV - Sinjali i gabimit

s - Polet e amplifikatorit

RAV - Sistemi i kontrollit automatik

Vn’ - Tensioni i vazhduar është në përpjesëtim të drejtë me shpejtësinë e çastit të motorit

Vn  - Tensioni i vazhduar, i cili është në përpjesëtim të drejtë me shpejtësinë e referimit

Vm - Tensioni i vazhduar i aplikuar në motorin e kontrolluar

Im - Rryma maksimale e thithur nga motori

eg(t) - Tensioni i gjeneratorit

J - Momenti i inercisë

B - Forca e fërkimit

ke - Konstantja e motorit

MD  - Momenti i rrotullimit

“n” - Shpejtësia e rrotullimit

Φ - Fluksi i eksitimit

Qtot - Nxehtësia e zhvilluar nga ngrohësi

Qc - Nxehtësia e ruajtur në ujin e rezervuarit

Qo - Nxehtësia e ujit që del nga rezervuari

Q1 - Nxehtësia e ujit të ftohtë që futet në rezervuar

Qe - Nxehtësia që humbet nga termoizolimi i rezervuarit

H - Nxehtësia specifike

**Hyrje**

Qëllimi i këtij materiali është që të studiohet qëndrueshmëria e sistemeve të kontrollit automatik me anën e modelimit analog si dhe projektimi i një RAV. Siç do sistem tjetër elektronik edhe sistemi jonë nuk është asnjëherë tërësisht i izoluar nga pjesa tjetër e botës, që e rrethon. Ai ndërtohet nga një tërësi modulesh elementare dhe komplekse si dhe zotëron gjithmonë një bashkësi lidhjesh, komunikimi me sistemet e tjera. Moduli bazë i sitemit tonë ashtu si për shumicën e sistemeve elektronike do jetë AO (amplifikatori operacional) për shkak të përparësive që kanë si dhe shumëllojshmërinë e funksioneve bazë që mund të realizojmë me anën e tyre.

Qëndrueshmëria është kushti kryesor i domosdoshëm që një sistem i kontrollit automatik të jetë i aftë për punë. Për të parë qëndrueshmërinë e këtyre sistemeve në fillim do i analizojmë ato nëpërmjet ndarjes së tyre në modulet përkatëse, duke studiuar çdo modul në veçanti dhe qëndrueshmërinë e tyre përkatëse dhe ndikimin e tyre në qëndrueshmërinë e sistemit. Për të studiuar qëndrueshmërinë do përdorim metoda të ndryshme.

Në pjesën e fundit të materialit është projektuar një sistem kontrolli automatik RAV, duke u nisur nga modulet e tij përbërës dhe duke i studiuar ato secilin në veçanti.

#### Kapitulli 1

#### Modelimi analog i sistemeve lineare të kontrollit automatik

**1.1 Amplifikatori operacional**

Formulimi i kërkesave themelore ose thelbësore të modulit të përpunimit është i lidhur me përdorimin shumë gjerë të amplifikatorëve operaciconal. Fillimisht po paraqesim kërkesën e parë, që realizimi i modulit të përpunimit të bëhet mbi bazën e amplifikatorit operacional të integruar. Amplifikatori operacional është një amplifikator me çiftim të drejtpërdrejtë midis stadeve, me amplifikim të madh dhe përdoret me çiftim të kundërt negativ për të kontrolluar të gjitha karakteristikat e tij. Ai është qarku i integruar bazë linear (analog), dhe përdoret për krijimin e shumë funksioneve lineare dhe jolineare. Amplifikatori operacional i integruar ka një përdorim të gjerë, sepse është i shumanshëm si bllok ndërtimi ekonomik. Ai karakterizohet nga të gjitha përparësitë e qarqeve të integruara: përmasa të vogla, kosto të ulët, besueshmëri të lartë, parametra të pavarur nga temperatura, tension dhe rrymë të vogël ofseti.

Kërkesat e tjera lidhen me funksionet bazë, që duhet të realizohen dhe që lidhen me një tension në dalje si një kombinim linear i disa tensioneve (rrymave) në hyrje si: shuma, diferenca, konvertimi tension-rrymë dhe rrymë-tension, integrimi, derivimi, filtrimi dhe së fundi gjenerimi i lëkundjeve me forma të ndryshme.

Skema-bllok e AO paraqitet në fig. 1.1,a dhe qarku i njëvlershëm është si në fig. 1.1,b. Shumica e AO kanë hyrje diferenciale me tensionet V1 dhe V2 të zbatuar te bornat e hyrjeve përkatësisht invertuese dhe joinvertuese. Amplifikatori me një hyrje mund të pranohet si një rast i veçantë, kur njëra hyrje është e tokëzuar. Të gjithë AO kanë vetëm një dalje.

V1

Vo

V2

V1

Vi=V1-V2

V2

Ro

AvVi RL Vo

(a) (b)

Fig. 1.1 (a) Paraqitja skematike e amplifikatorit operacional, (b) modeli real i tij

AO ideal ka këta parametra:

1) rezistenca e hyrjes Ri=∞;

2) rezistenca e daljes Ro=0;

3) amplifikimi i tensionit AV=∞;

4) gjerësia e brezit B=∞;

5) balancim i përkryer Vo = 0, kur V1 =V2;

6) drejfi nga temperatura është zero.

Për skemën në fig. 1.2,a duke pranuar se amplifikatori operacional është ideal:

 (1.1)

Vërtetimi i këtij barazimi bëhet kështu: meqenëse Ri=∞ rryma I që kalon nëpër Z kalon edhe nëpër Z’, siç tregohet në fig. 1.2,a dhe b. Shënojmë Vi=Vo/AV→0, kur ⏐Av⏐→∞. Kështu hyrja invertuese është si e lidhur në të shkurtër me tokën dhe mund të shkruajmë:



Tani ne themi se në hyrje të amplifikatorit është një lidhje e shkurtër, ose toka virtuale. Termi “*toka virtuale*” përdoret për të treguar se çiftimi i kundërt negativ nga dalja, te hyrja nëpërmjet rezistencës Z’, bën që Vi≈0 dhe kështu asnjë rrymë nuk kalon në këtë hyrje të lidhur në të shkurtër. Kjo gjë nga ana skematike është paraqitur në fig. 1.2,b me anë të shigjetës së trashë dydrejtimëshe.

Z’

I Z Z’

Z Vo  Vs

Vs IN = 0 Vo

(a) (b)

I

Vs

Fig. 1.2 *(a) Skema e invertuesit me amplifikator operacional, (b) modeli i njëvlershëm për skemën invertuese me amplifikator operacional ideal*

Një amplifikator operacional i integruar përbëhet nga një kaskadë prej katër stadesh si në fig. 1.3. Stadi i parë është një amplifikator diferencial me dy hyrje dhe dy dalje. Stadi i dytë është gjithashtu amplifikator diferencial, por me një dalje. Stadi i tretë është një përsëritës emiterial dhe zhvendosës niveli. Stadi i fundit është një amplifikator me dy takte me rezistencë dalje të vogël dhe jep rrymë të madhe në ngarkesë. Ushqimi bëhet me tensione ±15V me pikë të përbashkët, duke dhënë sinjal në dalje pa shtrembërime jolineare ±12V, kurse tensioni më i madh i daljes është ±14 V.

Le të përmendim disa veçori të ndërtimit të amplifikatorit operacional:

1) stadi i hyrjes i një AO është gjithmonë një amplifikator diferencial me dy hyrje (invertuese dhe joinvertuese);

2) realizimi i rezistencës së madhe të hyrjes:

3) CMRR shumë i madh;

4) realizimi i çiftimit të drejtpërdrejtë ndërmjet stadeve;

5) tensioni i drejfit është shumë i vogël për shkak të simetrisë dhe të temperaturës së njëjtë (ngaqë ndërtimi me qark të integruar është me përmasa shumë të vogla);

6) ndërtimi i stadeve të daljes me rezistencë daljeje të vogël dhe me rrymë të madhe në ngarkesë.

V1

V2

Amplifikator

diferencial

A D

Bufer dhe amplifikator

tensioni

Stad zhvendosës

i nivelit

Stad i

daljes

Vo

Fig. 1.3 *Skema-bllok e amplifikatorit operacional μA741*

Tani le të shohim më poshtë si realizohen treguesit e duhur të një amplifikatori-operacional.

**Pasqyra 1.1**

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| Parametrat tipikë të disa AO të integruar në 25°C | | | | |
|  | μA741 | LM108 | AD611 | ADK507k |
| Parametrat | Dy stade | Superbeta | BIFET | Brez i gjerë |
| Tensioni I hyrjes ofsetViO (mV) | 5 | 2 | 0.5 | 5 |
| Rryma e hyrjes ofset IiO(nA) | 200 | 0.4 | 0.01 | 15 |
| Rryma e hyrjes e polarizimit(nA) | 500 | 2 | 0.025 | 15 |
| CMRR (dB) | 80 | 95 | 80 | 100 |
| Raporti i shtypjes për burimin e ushqimit | 20μV/V |  |  |  |
| Drejfi i rrymës së hyrjes ofset | 0.1mA°C |  |  |  |
| Drejfi i tensionit të hyrjes ofset | 0.5mV/°C |  |  |  |
| Shpejtësia e rritjes (V/μs) | 0.5 | 0.2 | 13 | 35 |
| Amplifikimi njësi frekuencë | 1MHZ | 1MHz | 2MHz | 35MHz |
| Fuqi-Gjerësi brezi frekuence | 10kHz | 4kHz | 200kHz | 600kHz |
| Amplifikimi diferencial për lak të hapur | 106dB | 95dB | 98dB | 100dB |
| Rezistenca e daljes RO (Ω ) | 100 |  |  |  |
| Rezistenca e hyrjes (MΩ ) | 2 | 100 | 106 | 300 |

**1.2 - Njohuri të përgjithshme mbi modelimin analog**

Modelimi analog i sistemeve të kontrollit automatik është një metodë studimi (analize dhe sinteze) në etapën projektimit, duke lehtësuar shumë kryerjen e shumë

eksperimenteve për kushte të veprimit të disa ngacmimeve dhe kushte fillestare të ndryshme.

Modelimi analog matematik kryhet duke u nisur nga ekuacioni diferencial që përshkruan sjelljen e sistemit ose nga funksioni transmetues i tij. Në rastin e dytë është mirë që funksioni transmetues të paraqitet si produkt i funksioneve transmetuese të nyjeve elementare, modelet matematike analoge të tyre do të jenë të lidhura (kaskadë, paralel me çiftim të kundërt negativ etj) për të krijuar funksionin transmetues të krejt sistemit në studim.

R1 R’

V1

R2

V2

Rn Vo

Vn

R1 C

V1

R2

V2

Rn Vo

Vn

V1

V2 Vo

V3

k1

k2

k3

V1

V2 Vo

V3

k1

k2

k3

Fig. 1.4 *Skema shumuese dhe integruese dhe simbolet e thjeshta të tyre që përdoren në modelet analoge*

Nyjet bazë për modelimin analog matematik shërbejnë skemat shumuese dhe integruese të ndërtuara mbi bazën e amplifikatorit operacional si në fig. 1.4. Në model tensionet në pika të ndryshme janë analoget e madhësisë së varur dhe të derivateve të saj, ndërsa koha është analog i madhësisë së pavarur, e cila në shumicën e rasteve është vetë koha.

Modeli analog duhet të jetë jo thjesht model i funksionit transmetues, por të sigurojë edhe marrjen e të dhënave sasiore të nevojshme. Për të bërë këtë duhet të vendoset një përshtatje e saktë ndërmjet madhësive në ekuacion dhe madhësive në model, d.,.th. duhet të zgjidhen koeficientet përpjesëtimor ndërmjet tensioneve dhe madhësive të varura dhe midis kohës në model dhe madhësisë së pavarur (ose kohës) në ekuacionin fillestar.

Për të thjeshtuar ndërtimin e modelit analog do të përdorim paraqitjet e thjeshtuar për nyjet shumuese dhe integruese si në fig. 1.4. Kjo mënyrë është e bazuar në përdorimin e nyjeve standarde shumuese dhe integruese, të cilat lidhen

në kaskadë, paralel etj për të krijuar modelin e funksionit transmetues. Le ti ndërtojmë me radhë modelet e nyjeve elementare.

Të ndërtohet skema e modelit analog për zgjidhjen e ekuacionit diferencial të rendit të parë (të një nyje aperiodike):

 (1.2)

E zgjidhim kundrejt derivatit të rendit më të lartë duke i kaluar të tjerat në anën e djathtë dhe duke e integruar një herë do të kemi:

 (1.3)

Në këtë rast mjafton një integrues me dy hyrje ku në njërën do të zbatohet -kVi/T dhe në tjetrën -Vo/T dhe në dalje do të merret -Vo, meqenëse skema e integruesit e inverton rezultatin. Skema elektrike është si në fig. 1.5.

R1 C

-Vi

R2 -Vo

V1

-Vo

k1

k2

Fig. 1.5 *(a) Modeli zgjidhës i ekuacionit diferencial të rendit të parë, (b) paraqitja e thjeshtuar e modelit*

Në modelin në fig. 1.5 kemi këto barazime:

T=R2C, k1=k/T=1/R1C dhe k2=1/T=1/R2C

Të ndërtohet skema e modelit analog për zgjidhjen e ekuacionit diferencial të rendit të parë por pa invertim:

 (1.4)

Në këtë rast zgjidhja do të merret nëpërmjet modelit matematik të paraqitur në fig. 1.6, në këtë rast përvec integruesit në ndryshim me modelin në fig. 1.2 është shtuar shtuar një invertues në dalje për -Vo  ,atë herë skema elektrike pëkatëse do jetë si më poshtë :

R1 C R R

-Vi

R2 -Vo Vo

(a)

V1

-Vo 1Vo

(b)

k1

k2

Fig. 1.6 *(a)Modeli zgjidhës i ekuacionit diferencial: TdVo/dt +Vo=kVi ,(b)modeli i thjeshtuar*

Të ndërtohet skema e modelit analog për zgjidhjen e ekuacionit diferencial të rendit të dytë (të nyjës së rendit të dytë ose luhatëse):

 (1.5)

E zgjidhim kundrejt derivatit të rendit më të lartë duke i kaluar të tjerat në anën e djathtë dhe duke e integruar një herë do të kemi:

 (1.6)

Për të marrë zgjidhjen e mësipërme duhet që në hyrje të një integruesi të futen tri madhësitë e anës së djathtë dhe në dalje do të merret derivati i rendit të parë. Më tej duke e integruar edhe një herë do të merret zgjidhja d.m.th. Vo.

Në këtë rast duhet patur parasysh se integruesi bën edhe invertimin e rezultatit Në këtë skemë kemi k1=1/R1C=5; k2=1/R2C=2; k3=1/R3C=5 dhe k4=1/RC=1

Në qoftë se madhësitë 0.2 dhe 0.4 janë dhënë më sekonda atëherë kemi:

*C=1 μF, R1 =0.2 MΩ, R2=0.5 MΩ, R3=0.2 MΩ, R=1 MΩ*

R1 C

Vi (t)  C R

R2

R Vo R -Vo

R3



k1

k2

k3

k4

Vi(t) -dVo/dt

Vo 1 -Vo

(b)

Fig. 1.7 *(a) Modeli analog i zgjidhjes së ekuacionit diferencial të rendit të dytë, i cili përshkruan sjelljen e nyjës së rendit të dytë luhatëse shuarëse),*

*(b) modeli i thjeshtuar i paraqitjes*

Le të shohim tani ndërtimin e modeleve matematik analoge të zgjidhjes së ekuacionit diferencial të rendit të dytë të ndërtohen modelet matematike të ekuacioneve diferenciale për koeficiente të ndryshëm shuarjeje k=1/2Q

(a) (1.7)

Koeficienti para derivatit të rendit të parë është pikërisht koeficienti që duam të ndryshojmë. E paraqesim zgjidhjen në mënyrë të ngjashme me rastin e mësipërm dhe gjejmë:

 (1.8)



Në këtë rast do të gjejmë:

 (shih fig. 1.7).

(b)Shqyrtojmë rastin kur koefiçenti k=0 ,ndërtojmë modelin analog dhe skemën e thjeshtuar përaktsë duke u mbështetyr ne barazimin e mëposhtëm :



Skemat përkatëse do të jenë :

R1 C

Vi (t)  C R

R2

R -Vo R Vo

(a)

Vi(t) -dVo/dt

Vo -Vo

(b)

k1

k2

k4

Fig. 1.8 *(a) Modeli analog i zgjidhjes së ekuacionit diferencial të rendit të dytë për k=0 ose modeli i nyjës konservuese, (b) modeli i thjeshtuar i paraqitjes.*

Për të ndryshuar shuarjen k mjafton të ndryshojmë vlerën e rezistencës R3 (fig. 1.8). Për shuarje të mëdha duhet të zgjidhet vlerë e vogël e R3 dhe për shuarje të vogla vlera e saj duhet të jetë e madhe.

Për k=0 (Q→∞) mjafton të shkëputet lidhja nga dalja e integruesit të parë, duke hequr nga skema R3. Ekuacioni diferencial që përshkruan lëkundjet harmonike që nuk shuhen dhe modeli matematik i tij do të jenë (fig. 1.8,a dhe b).

Gjatë ndërtimit të modelit mund të rezultojnë koeficiente të ndryshëm. Kështu kur koeficientet janë më të vegjël se njëshi, përdoren potenciometrat si në fig. 1.9. Në rastet e përgjithshme vlera e secilit koeficient vendoset nga produkti përkatës ki a (b etj).

Vi

1

1

a

b

Vo

Fig. 1.9 *Modeli analog i thjeshtuar, në të cilin janë shtuar potenciometrat e rregullimit të vlerave të koeficienteve*

Në fig. 1.9 paraqitet modeli i thjeshtuar i funksionit transmetues i tri nyjeve në kaskadë, ku për lehtësi është pranuar invertimi (shenja minus):

 (1.9)

e

k5

k6

c

k3

k4

a

k1

k2

Vi

Vo

f

d

b

Fig. 1.10 *Modeli analog i thjeshtuar i paraqitjes i funksionit transmetues të tri nyjeve të lidhura në kaskadë*

Për këtë rast përcaktojmë koeficientet si më poshtë:



Për ndërtimin e modelit analog të sistemit të mbyllur kur koeficienti i çiftimit të kundërt negativ është β= 0.05, mjafton të shtohet lidhja e daljes (Vo) nëpërmjet një potenciometri me vlerë përkatëse te hyrja e tretë ë nyjës së parë dhe me koeficient të barabartë me njësinë (shih fig. 1.11).

Vi

k1

1



k2

a

b

k3

k4

c

d

k5

k6

e

f

Vo

β

Fig. 1.11 *Modeli analog i sistemit të mbyllur me çiftim të*

*kundërt negativ*

Modeli duhet të plotësohet edhe me vendosjen e kushteve fillestare, gjë që e bën atë shumë të vlefshëm për marrjen e zgjidhjes së duhur.Ashtu si dhe për modelin analog të thjeshtuar të sisitemit të hapur do përdoren potenciometrat kur koefiçentët rezultojnë më të vegjël se njëshi. Me β është paraqitur vlera e koefiçientit të çiftimit të kundërt negativ, vlerë e cila së bashku me koefiçientin e amplifikimit të sistemit të hapur vlejnë për të përcaktuar kushtin e qëndrueshmërisë së sistemit.

**Kapitulli 2**

**Qëndrueshmëria e sistemeve të kontrollit**

**automatik**

**2.1 Qëndrueshmëria dhe kushtet kryesore të saj**

Një sistem i kontrollit automatik do të jetë i aftë për punë, në qoftë se ai do të jetë i qëndrueshëm. Ky është kushti kryesor i domosdoshëm, por jo i mjaftueshëm, se siç do të shohim më tej sistemi duhet të ketë edhe një cilësi të caktuar. Për të gjykuar mbi qëndrueshmërinë nisemi nga studimi i sjelljes në kohë të devijimit (gabimit), kundrejt ngacmimit. Në qoftë se me kalimin e kohës, pas veprimit të ngacmimit, devijimi bëhet më i vogël se një vlerë e vogël dhe e dhënë që më parë, atëherë sistemi i mbyllur do të jetë i qëndrueshëm. Ky kusht mund të shkruhet si më poshtë:

 (2.1)

Në varësi të tipit të ngacmimit (shkallë ose impuls njësi) sistemi kalon në një gjendje të re të qëndrueshme ose kthehet në gjendjen e mëparshme të qëndrueshme.

Studimi fillon duke pranuar se sistemi deri në kohën t0 ndodhej në gjendje të qëndrueshme dhe madhësia në dalje y(t)=r(t). Në kohën t=t0 mbi sistem vepron ngacmimi dhe fillon kështu procesi i kontrollit (procesi kalimtar), i cli mund të zhvillohet në këto mënyra:

1- Me kalimin e kohës madhësia e devijimit synon të bëhet më e vogël se madhësia e dhënë paraprakisht. Në një rast të tillë sistemi do të jetë i qëndrueshëm (shih fig. 2.1,a).

y

(a) t0 t

y

(b) t0  t

y

(c) t0  t

Fig. 2.1 *Procese kalimtare të ndryshme për sistem: (a) të qëndrueshëm, (b) në kufi të qëndrueshmërisë dhe (c) të paqëndrueshëm*

2- Me kalimin e kohës madhësia në dalje luhatet rreth vlerës së vendosur (devijimi gjithashtu luhatet) dhe amplituda e devijimit mbetet e pandryshuar. Në një rast të tillë sistemi është në kufi të qëndrueshmërisë dhe i paaftë për punë (shih fig. 2.1,b).

3- Me kalimin e kohës amplituda e luhatjeve të madhësisë në dalje pas veprimit të ngacmimit rritet vazhdimisht deri sa shfaqet ngopja (kalohet në një regjim jolinear) dhe sistemi është i paqëndrueshëm (shih fig. 2.1,c).

Studimi i qëndrueshmërisë është një nga problemet kryesore të teorisë së automatikës.

Përcaktimi i sjelljes në funksion të kohës (praktikisht është procesi që vrojtohet drejtpërdrejtë) bëhet nëpërmjet zgjidhjes së ekuacioni diferencial, i cili në formë të përgjithshme është:

 (2.2)

Në barazimin (2.2) *an, an-1,...,a0* dhe *bm,bm-1,...,b0* janë koeficiente konstant, të cilët përcaktohen nga parametrat e nyjeve të sistemit, y është devijimi nga vlera e vendosur e madhësisë në dalje dhe r është madhësia e ngacmimit. Në të gjithë sistemet e kontrollit (dhe në përgjithësi) rendi i ekuacionit në të djathtë është më i vogël ose i barabartë me rendin e ekuacionit në të majtë dhe kështu mund të shkruajmë se m≤ n. Studimi i qëndrueshmërisë së një sistemi kontrolli automatik bazohet te lëkundjet e lira, të cilat kanë vend pas zbatimit të ngacmimit, Në këtë mënyrë studimi i qëndrueshmërisë kërkon që të përcaktohet zgjidhja, e cila përftohet nga ekuacioni diferencial homogjen:

 (2.3)

Zgjidhja e ekuacionit (2.3) është e formës:

 (2.4)

C1, C2,...,Cn janë konstante, të cilat përcaktohen nga kushtet fillestare dhe s1, s2,...,sn janë rrënjët e ekuacionit karakteristik të ekuacionit diferencial, i cili është:

 (2.5)

Rrënjët e ekuacionit (2.5) varen nga parametrat e sistemit, të cilët përcaktojnë në fund të fundit koeficientet e ekuacionit karakteristik.

Studimi i qëndrueshmërisë së sistemit qëndron në përcaktimin e rrënjëve të ekuacionit karakteristikë s1, s2,...,sn, të cilat përcaktojnë ecurinë e procesit të kontrollit. Le të shohim në formë të përgjithshme rastet e mëposhtme:

1-Të gjitha rrënjët e ekuacionit karakteristik janë reale dhe të ndryshme ndërmjet tyre. Në qoftë se të gjitha rrënjët janë negative, atëherë secila termë e barazimit (2.4) do të jetë një funksion eksponencial rënës dhe e gjithë shuma e tyre me kalimin e kohës do të synojë në mënyrë aperiodike në zero dhe sistemi do të jetë i qëndrueshëm (shih fig. 2.1,a). Në qoftë se ndërmjet rrënjëve s1, s2,...,sn, vetëm njëra të jetë reale pozitive, atëherë terma përkatëse do të përcaktojë një funksion eksponencial rritës dhe sistemi do të jetë i paqëndrueshëm.

2-Rrënjët e ekuacionit karakteristik janë reale negative dhe dy prej tyre janë imagjinare të konjuguara të formës sn-1=jω dhe sn=-jω. Në këtë rast le të shohim shumën e dy termave, e cila është:

 (2.6)

Në barazimin (2.6) kemi 

Në këtë rast në sistem do të vendoseshin lëkundje që nuk shuhen dhe ai ndodhet në kufirin e qëndrueshmërisë.

3- Rrënjët e ekuacionit karakteristik janë reale negative dhe dy prej tyre janë komplekse të konjuguara me pjesën reale negative të formës sn-1= -α+jω dhe sn = -α-jω. Në këtë rast le të shohim shumën e dy termave, e cila është:

 (2.7)

Në këtë rast shohim se amplituda e lëkundjeve zvogëlohet sipas ligjit eksponencial dhe që përcaktohet nga pjesa reale. Edhe në këtë rast themi se sistemi i kontrollit automatik është i qëndrueshëm. Në qoftë se rrënjët komplekse kanë pjesën reale pozitive, atëherë devijimi do të ketë karakter lëkundës me amplitudë, që rritet eksponencialisht dhe sistemi do të jetë i paqëndrueshëm.

4- Rrënjët e ekuacionit karakteristik janë reale negative dhe komplekse të konjuguara me pjesë reale negative dhe vetëm një rrënjë është e barabartë me zero. Në këtë rast një nga termat e barazimit (2.4) do të jetë një madhësi konstante, sistemi pas ngacmimit kalon në një gjendje të re dhe është i qëndrueshëm.

Në fig. 2.2 janë paraqitur rastet e mësipërme të vendosjes së rrënjëve në rrafshin kompleks dhe format e përafërta të proceseve kalimtare.

Sikurse u tha më sipër për studimin e qëndrueshmërisë duhen përcaktuar rrënjët e ekuacionit karakteristik. Zgjidhja e ekuacionit karakteristik të renit të lartë është e vështirë, por që kryhet lehtë me anë të programit Matlab në një kompjuter ose me anë të modelimit analog. Në praktikë për studimin e qëndrueshmërisë nuk është e nevojshme të gjejmë rrënjët detyrimisht dhe kjo detyrë zgjidhet me anë të disa kritereve të qëndrueshmërisë, të cilët mjaftohen me përcaktimin në se sistemi është i qëndrueshëm, është në kufirin e qëndrueshmërisë ose është i paqëndrueshëm. Boshti imagjinar është kufiri i qëndrueshmërisë, majtas tij është zona e qëndrueshmërisë dhe djathtas tij është zona e paqëndrueshmërisë.

3 *Im*

3 2 4 4

5

1. 5 *Re*

3’ 4’

1 2’ 2

Fig. 2.2 *Shpërndarja e rrënjëve në rrafshin kompleks dhe format e përafërta të*

*proceseve kalimtare përkatëse.*

**2.2 Kriteret e qëndrueshmërisë**

**2.2.1 Kriteri i Najkvistit**

Studimi i qëndrueshmërisë së sistemeve të kontrollit automatik me kriterin e Najkvistit bëhet duke ndërtuar hodografin e karakteristikës amplitudo-fazore të sistemit të hapur. Karakteristika amplitudo-fazore e sistemit të hapur mund të nxirret eksperimentalisht duke zbatuar në hyrje të sistemit një sinjal sinusoidal me amplitudë konstante dhe me frekuencë që ndryshon në kufij të gjerë, maten amplituda dhe këndi i shfazimit të sinjalit në dalje. Kjo gjë skematikisht paraqitet në fig. 2.3.

r(t) y(t)

rm ym

t t

ϕ

y(t)

r(t)

RA

OE

OR

Fig. 2.3 *Nxjerrja eksperimentale e karakteristikës amplitudo-fazore të sistemit të hapur*

Karakteristika amplitudo-fazore e sistemit të hapur në formë të përgjithshme jepet nga barazimi:

 (2.8)

Karakteristika amplitudo-fazore e sistemit të mbyllur është e lidhur më karakteristikën amplitudo-fazore të sistemit të hapur me barazimin:

 (2.9)

Le të kalojmë tani te ekuacionet karakteristike të sistemit të mbyllur dhe të hapur dhe ti krahasojmë ato midis tyre dhe kemi:

 (2.10)

 (2.11)

Në barazimin (2.11) duhet të kujtojmë se rendet e polinomeve në emërues si për P(s) ashtu edhe për β(s) janë më të lartë ose të barabartë me rendet e polinomeve në numërues (në shumicën e rasteve β<1 është thjesht numër). Kjo gjë është veçori dalluese për sistemet minimalo-fazore.

Ekuacioni karakteristik i sistemit të mbyllur paraqitet nga raporti i dy polinomeve të cilët janë të të njëjtit rend.

Në fillim të përcaktojmë se çfarë ndodhë me vektorin *βG(jω)* (karakteristika amplitudo fazore e sistemit të hapur, e cila përmbledh edhe qarkun e çiftimit të kundërt negativ) kur frekuenca ndryshon 0≤ω≤∞. Pranojmë se në shumicën e rasteve numëruesi është thjeshtë një konstante, kurse emëruesi i P(s) (2.10) është i rendin n (përmban n pole). Për ndryshimin e frekuencës 0≤ω≤∞ këndi i përgjithshëm i rrotullimit do të jetë -nπ/2. Një gjë e tillë vlen për rastin kur të gjithë polet e (2.10) ndodhen në gjysmërrafshin e majtë.

*Im Im*

*-1,j0 Re -1,j0 Re*

*βG(jω ) βG(jω )*

*1+βG(jω ) 1+βG(jω )*

*(a) (b)*

Fig. 2.4 *Karakteristikat amplitudo-fazore të sistemeve të hapura dhe të mbyllura:*

*(a) i qëndrueshëm, (b) i paqëndrueshëm.*

Në qoftë edhe polet e funksionit transmetues të sistemit të mbyllur janë në

gjysmërrafshin e majtë, atëherë sistemi i mbyllur do të jetë i qëndrueshëm. Për të njëjtat kushte rrotullimi i vektorit *1+βG(jω)* do të jetë zero, meqe

nëse numri i zerove dhe i poleve të (2.11) do të jetë i barabartë. Një rast i sistemit të mbyllur të qëndrueshëm paraqitet në fig. 2.4, a.

Në fig. 2.4,b paraqitet rasti kur vektori *1+βG(jω)* kryen një rrotullim me një kënd të çfarëdoshëm dhe tani mund të themi se disa nga polet e (2.11) janë zhvendosur në gjysmërrafshin e djathtë dhe sistemi i mbyllur është i paqëndrueshëm.

Për të gjykuar për qëndrueshmërinë e një sistemi të mbyllur mjafton të ndërtojmë hodografin e *βG(jω)* dhe të shohim në se ai e përfshin ose jo pikën me koordinata -1, j0. Kështu për fig. 2.4,a pika -1, j0 nuk përfshihet nga hodografi i *βG(jω)* sistemi i mbyllur do të jetë i qëndrueshëm, ndërsa për fig. 2.4,b pika -1, j0 është e përfshirë dhe sistemi i mbyllur do të jetë i paqëndrueshëm.

(a) një nyje (b) dy nyje (c) tri nyje

integruese integruese integruese

-1, j0 -1, j0

-1,j0

(d) një nyje (e) dy nyje (f) tri nyje

integruese integruese integruese

-1, j0 -1, j0

-1,j0

Fig. 2.5 *Disa karakteristika amplitudo-fazore për sisteme që përmbajnë nyje integrues: a,b dhe c sisteme të qëndrueshme, d, e dhe f sisteme të paqëndrueshme*

Për rastet b dhe c hodografi i karakteristikës amplitudo fazore e pret boshtin real në pjesën negative disa herë edhe majtas pikës -1, j0. Në raste të tilla themi se sistemi i mbyllur është me qëndrueshmëri të kushtëzuar, sepse ai mund të bëhet i paqëndrueshëm si për rritje ashtu edhe për zvogëlim të koeficientit të çiftimit të kundërt negativ. Në këto raste për të gjykuar mbi qëndrueshmërinë do të numërojmë numrin e prerjeve të hodografit me gjysmëboshtin real negativ majtas pikës -1, j0 (shih fig. 2.6). Në qoftë se numri i prerjeve është çift, atëherë sistemi i mbyllur është i qëndrueshëm dhe në qoftë se numri i prerjeve është tek, atëherë sistemi i mbyllur është i paqëndrueshëm.

(a) (b) *Im*

*(c)*

*Re*

*-1, j0*

Fig. 2.6 *Karakteristikat amplitudo-fazore të sistemit me qëndrueshmëri të kushtëzuar:*

*(a) dhe (c) të paqëndrueshëm, (b) i qëndrueshëm*

Për rastet a dhe c numrat e prerjeve me gjysmëboshtin real negativ janë përkatësisht tre dhe një dhe në këto raste del se rrotullimi i vektorit 1+*βG(jω)* është i ndryshëm nga zero dhe që do të thotë se disa pole të funksionit transmetues të sistemit të mbyllur janë zhvendosur në të djathtë të boshtit imagjinar.

**2.2.2 Kriteri logaritmik**

Studimi i qëndrueshmërisë së sistemeve të kontrollit automatik me anë të kriterit logaritmik bazohet në ndërtimin e karakteristikave logaritmike të sistemit të hapur të modulit dhe të këndit të shfazimit në varësi të frekuencës.

Në qoftë se hodografi i karakteristikës amplitudo-fazore të sistemit të hapur kalon nëpër pikën -1, j0, atëherë ne mund të shkruajmë kushtin e kufirit të qëndrueshmërisë, d.m.th. rastin kur në sistem lindin lëkundje që nuk shuhen:

*βG(jω)= -1* (2.12)

**

Në rastin kur sistemi është i qëndrueshëm kushti i qëndrueshmërisë do të jetë:

*βG(jω)>-1* (2.12)

**

Në rastin kur sistemi nuk është i qëndrueshëm kushti i qëndrueshmërisë do të jetë:

*βG(jω)<-1* (2.13)

**

Të tre kushtet (2.12, 2.13 dhe 2.14) janë paraqitur grafikisht në fig. 2.7.

L1(ω)

L2(ω)

1 L3(ω)

(c)

2 3

ϕ(ω)

Fig. 2.7 *Paraqitja grafike e karakteristikave logaritmike për të njëjtin sistem në varësi*

*të produktit β(jω)G(jω) (1 dhe 2 sistem i paqëndrueshëm)*

**2.2.3 Rezerva e qëndrueshmërisë në amplitudë dhe fazë**

Në dy paragrafët e mësipërm ne shqyrtuam dy kritere për përcaktimin e qëndrueshmërisë së një amplifikatori me çiftim të kundërt negativ. Duhet të jetë e qartë se nuk do të mund të lindnin lëkundje që s’shuhen, në qoftë se moduli i amplifikimit të lakut βA do të ishte më i vogël se njësia, kur këndi i βA është 1800. Ky kusht është i mjaftueshëm në praktikë, për të siguruar qëndrueshmërinë e amplifikatorit.

Le të pranojmë si shembull funksionin transmetues me tre pole të dhënë me barazimin (2.13), të një sistemi. Për thjeshtësi pranojmë se nyjet nuk ndikojnë ndërmjet tyre dhe i kanë polet të njëjtë ω1=ω2=ω3. Ne tani duhet të përcaktojmë vlerën më të madhe të koeficientit të çiftimit të kundërt negativ, që sistemi i mbyllur të jetë i qëndrueshëm. Në frekuencën ku këndi i shfazimit i futur nga secili stad është –600, këndi i përgjithshëm bëhet zero (ose n\*1800). Moduli i amplifikimit të lakut duhet të jetë |βG|< 1.

Kjo gjë do të jetë më e dukshme, në qoftë se vizatojmë diagramën Bode (në shkallën log-log), ose karakteristikën amplitudo-fazore të βG në rrafshin kompleks (si në fig. 2.8). Në qoftë se |βG|< 1 (ose në vlerë negative në dB) dhe këndi i shfazimit është -1800 , atëherë sistemi me çiftim të kundërt negativ (lak të mbyllur) do të jetë i qëndrueshëm.

*Rezerva në modul* Rezerva në modul përcaktohet si vlera e |βA| në decibel, në frekuencën në të cilën këndi i shfazimit është –1800. Në qoftë se rezerva e modulit është negative në decibel, kjo tregon se s’mund të lindin lëkundjet që s’shuhen (kjo gjë tregohet në fig. 2.8).

*Rezerva në fazë* Rezerva në fazë është diferenca midis këndit 1800 dhe këndit të shfazimit të βA në frekuencën, kur moduli i amplifikimit të lakut |βA| është sa njësia, dhe që tregohet në fig. 2.8.

**Shembull 2.2** Le të shohim zgjedhjen e vlerës më të madhe të koeficientit të çiftimit të kundërt negativ, që amplifikatori me funksion transmetues me tre pole të jetë i qëndrueshëm. Funksioni transmetues është:

 (2.14)

ku frekuencat janë në kHz.

Atëherë rezerva në modul dhe fazë për këtë rast me anë të diagrameve Bode

do të jetë si më poshtë

20log |βA|

0dB

Rezerva në modul

Rezerva në fazë

-1800

Fig. 2.8 *Përcaktimi i rezervës në modul dhe në fazë me anë të diagrameve Bode*

Amplifikatori me çiftim të kundërt negativ me tre stade duhet ta ketë β real dhe negativ, të pavarur nga frekuenca. Për të gjetur vlerën më të madhe të β, për të cilën amplifikatori është i qëndrueshëm (ose në kufirin e qëndrueshmërisë), ndërtojmë diagramin Bode (ose log-log) të varësisë së modulit të koeficientit të amplifikimit dhe të fazës nga frekuenca (si në fig. 2.9).

Nga diagrami gjejmë se në frekuencën f=120 kHz këndi i shfazimit është -1800 dhe moduli është 26 dB. Kjo vlerë paraqet në decibel 20log(1/βkr) ose βkr=0.05. Për këtë vlerë të koeficientit të çiftimit të kundërt negativ amplifikatori do të jetë i paqëndrueshëm. Në diagram janë përcaktuar vlerat e logaritmit të produktit βkitA dhe logaritmit të βkrit, për të cilat amplifikatori do të jetë në kufirin e qëndrueshmërisë. Për vlera më të vogla amplifikatori do të jetë i qëndrueshëm si dhe do të ketë edhe një rezervë qëndrueshmërie.

60dB 20logA

20log(βkrA)

20

20log(1/βkr )

0

00 10 50 100 200 kHz

-900

-1800

Fig. 2.9 *Përcaktimi me anë të diagramit Bode të* βkr

**2.3 Kriteri i vendit gjeometrik të rrënjëve**

Kriteri i vendit gjeometrik të rrënjëve mund të përdoret për studimin e qëndrueshmërisë së sistemeve të mbyllura dhe për llogaritjen e mjeteve korrektuese. Ky është një kriter grafo-analitik dhe bazohet në funksionin transmetues të sistemit. Ky kriter niset nga një shpërndarje e poleve dhe zerove të funksionit transmetues të sistemit të hapur për të përcaktuar për vlera të caktuara të një parametrit (p.sh koeficientit të çiftimit të kundërt negativ) shpërndarjen në rrafshin kompleks të poleve dhe zerove të funksionit transmetues të sistemit të mbyllur.

Le të nisemi nga një rast i thjeshtë i një funksioni transmetues të rendit të dytë si më poshtë:

Tani do trajtojmë rastin sistemi i hapur (pa çiftim të kundërt negativ) e ka funksionin transmetues me dy pole reale dhe negative s1=-ω1 dhe s2 =-ω2, siç paraqitet në fig. 2.13. Frekuencat ω1/2π dhe ω2/2π, janë frekuencat ku priten asimptotat e diagramit Bode. Në qoftë se amplifikimi në mesin e brezit të lejimit të frekuencave është A0, funksioni transmetues është i formës:

 (2.14)

Duke zëvendësuar (2.19) në Af (2.1) kemi:

 (2.15)

 (2.16)

ose  (2.17)

ku A0f është amplifikimi në mesin e brezit të lejimit dhe jepet si A0/D, ku ω0  dhe Q janë:

 dhe  (2.18)

Polet e Gf janë:  (2.19)

Për çiftim të kundërt negativ βA është real dhe pozitiv. Vlera minimale e Q merret për βA=0 d.m.th. amplifikatori është pa çiftim të kundërt dhe vlerat e poleve jepen me anë të barazimit (2.19) dhe gjejmë s1f= -ω1 dhe s2= - ω2.

**2.3.1 Ndërtimi i vendit gjeometrik të rrënjëve**

Lëvizja e poleve në rrafshin s, kur çiftimi i kundërt negativ rritet është paraqitur në fig. 2.10. Polet nisen nga -ω1 dhe - ω2 për Qmin dhe lëvizin drejt njëri-tjetrit deri sa takohen për vlerën Q=0.5. Kemi kështu një pol të dyfishtë. Kjo sjellje duket qartë nga barazimi (2.23), ku del se për Q<0.5 polet janë realë dhe për Q=0.5 s1=s2=-0.5\*(ω1+ω2). Për Q>0.5 rezultojnë dy pole kompleksë të konjuguar me pjesë reale të barabarta me -0.5\*(ω1+ω2). Modulet e poleve janë të barabartë |s1f| = |s2f|=ω0.

Nga barazimi (2.19) për Q > 0.5 kemi:

Q >0.5

Q=0.5

ω1

jω

s2f

σ

(ω1+ ω2)/2=ω0/2Q

s1f

ω2

Q>0.5

⏐s⏐=ω0

Rrafshi- s

Fig. 2.10 *Vendi gjeometrik i rrënjëve për funksionin transmetues me dy pole*



ose  dhe | s1f |=| s2f |=ω0 (2.20)

Shënim: Për të gjitha vlerat pozitive të βΑ0 funksioni transmetues ka dy pole që mbetën në gjysmërrafshin e majtë të rrafshit s. Kështu amplifikatori me çiftim të kundërt negativ është gjithmonë i qëndrueshëm, pavarësisht nga rritja e koeficientit të çiftimit të kundërt negativ

**2.4 Funksioni transmetues me tre pole i sistemit me çiftim**

**të kundërt negativ**

Në rastin e një sistemi me çiftim të kundërt negativ me tre pole, kur rritet koeficienti i çiftimit të kundërt negativ, polet zhvendosen nga gjysmërrafshi i majtë në gjysmërrafshin e djathtë dhe amplifikatori bëhet i paqëndrueshëm.

Për të vërtetuar këtë, nisemi nga funksioni transmetues i një amplifikatori me qark të hapur

 (2.21)

Për çiftim të kundërt negativ me koeficient β kemi:

 (2.22)

Kjo shprehje është e ngjashme me rastin e funksionit transmetues me dy pole. A0f është amplifikimi në frekuencat e mesit të brezit dhe a1 ,a2 dhe ω0 gjenden nga shndërrimi i shprehjes (2.21) kur zbatohet çiftimi i kundërt negativ. Qëndrueshmëria e amplifikatorit me çiftim të kundërt negativ përcaktohet nga polet e tij. Këtu do të pranojmë pa vërtetim ndërtimin e vendit gjeometrik të rrënjëve (për tre ose me shumë pole). Pamja do të jetë si në fig. 2.11.

Polet e amplifikatorit pa çiftim të kundërt negativ janë -ω1, -ω2 dhe -ω3 dhe kur zbatohet çiftimi i kundërt ata nisen nga këto pika. Poli s3f  rritet në madhësi, duke mbetur real dhe negativ, ndërsa dy polet e tjerë s1f dhe s2f i afrohen njeri-tjetrit dhe pastaj bëhen kompleksë të konjuguar, duke u larguar nga boshti real në drejtim të asimptotave duke pasur fillimisht pjesën reale negative. Me rritjen e çiftimit të kundërt negativ pjesa reale bëhet zero dhe më tej pozitive. Në këto kushte amplifikatori bëhet i paqëndrueshëm.

s2f

s1

s3f s3 s2 s3

s1f

i qëndrueshëm

i paqëndrueshëm

Fig. 2.11 *Vendi gjeometrik i rrënjëve për funksionin transmetues me tre pole në varësi të koeficientit të çiftimit të kundërt negativ*

**Kapitulli 3**

**Projektimi i sistemeve të kontrollit automatik**

**3.1 Sistemi i kontrollit automatik (RAV)**

RAV rregullon shpejtësinë e një motori elektrik, që ve në lëvizje një pompë. Sistemi i plotë paraqitet në fig. 3.1 dhe është një sistem kontrolli automatik.



Fig. 3.1 *Projekt ideja e sistemit të rregullimit të shpejtësisë së motorit (RAV)*

RAV merr tensionin Vn’ nga dinamo tahometrike (tahogjenerator), që informon RAV–in mbi shpejtësinë e motorit dhe tensionin Vn nga dhënësi i vlerave, që informon mbi shpejtësinë e përcaktuar nga operatori, dhe i siguron motorit tensionin e ushqimit Vm.

Specifikat e tjera të nevojshme për projektimin e RAV janë siguruar nga ***modeli i kërkesave***, i cili është përshkruar në fig. 3.1, 3.2 dhe 3.3, ku përdoret një gjuhë formale të përshtatshme për analizën e strukturuar.

Informacioni i nevojshëm për ndryshoret e përdorura në fig. 3.1 është paraqitur në pasqyrën 3.1

Informacioni i nevojshëm për ndryshoret e përdorura në fig. 3.2 është paraqitur në pasqyrën 3.2.

Specifikimet e proceseve elementare të RAV-it janë përmbledhur në pasqyrën 3.1



Fig. 3.2 *Sistemi rregullimit automatik të shpejtësisë së motorit (pompës – RAV)*

***Pasqyra 3.1 Informacioni për fig. 3.2***

|  |  |
| --- | --- |
| ***Vn’*** | *Tensioni i vazhduar është në përpjesëtim të drejtë me shpejtësinë e çastit të motorit.*  *Vlerat: 0 V në gjendjen e ndaluar deri në 10 V për shpejtësinë 30 rrotullime/s (1800n/min).*  *Rryma maksimale që jepet: 10 mA* |
| ***Vn*** | *Tensioni i vazhduar, i cili është në përpjesëtim të drejtë me shpejtësinë e referimit të përcaktuar nga përdoruesi (bashkësia e vlerave të shpejtësisë) Vlerat: 2 V për 40 rad/s (niveli 1) deri në 10 V për 200 rad/s (niveli 5)* |
| ***Vm*** | *Vlerat: – 12 V.. +12 V*  *Tensioni i vazhduar i aplikuar në motorin e kontrolluar* |
| ***Im*** | *Rryma maksimale e thithur nga motori për 12 V:*  *Në regjimin e stabilizuar: 10 A*  *Në regjimin kalimtar: 100 A për 1* |

**3.2 Ndërtimi i skemës strukturore të RAV**

Skema bllok funksionale e sistemit të kontrollit automatik të shpejtësisë së motorit të rrymës së vazhduar është si në fig. 3.3.

Vo

Vr + ΔV

\_

Vf

>>

Organi ekzekutues

M

*β*

Fig. 3.3 *Skema-bllok funksionale e sistemit të kontrollit automatik të*

*tensionit të gjeneratorit*

Organi ekzekutues ose aktuaori është i përbërë nga motori i rrymës së vazhduar dhe reduktori, i cili komandon rregullimin e eksitimit të motorit. Qarku i çiftimit të kundërt negativ β është një tahogjenerator, i cili shndërron shpejtësinë e rrotullimit në tension të vazhduar, i cili krahasohet me vlerën referuese Vr dhe jep sinjalin e gabimit ΔV=Vr-Vf= Vr- βVo. Në rastet kur objekt i kontrollit automati është gjeneratori në skemë duhet të përfshihet edhe organi ekzekutues, skema-bllok e të cilit është si në fig. 3.4.

Organi ekzekutues

V

n(t) θ(t)

Ve

Organi ekzekutues

**M**

**R**

Fig. 3.4 *Skema bllok funksionale e aktuatorit e përbërë nga motori i rrymës së vazhduar, reduktori dhe potenciometri dhe që realizon ndryshimin e tensionit*

*të eksitimit gjeneratorit në varësi të madhësisë dhe shenjë së ΔV*

**3.2.1 Përcaktimi i funksionit transmetues të organit ekzekutues**

Skema elektrike e një motori të rrymës së vazhduar është si në fig. 3.5, ku janë paraqitur dy parametrat e tij Rm rezistenca aktive dhe Lm induktiviteti të qarkut të rotorit. Motori ka ngarkesën me moment inercie J dhe forcë fërkim B.

Lm  Rm

Ie

E(t) Le em

n θ

eeks

Fig. 3.5 *Skema elektrike e motorit të rrymës së vazhduar*

Gjatë rrotullimit të rotorit lind një f.e.m, e cila është me drejtim të kundërt me E(t). F.e.m e induktuar është në përpjesëtim të drejtë me shpejtësinë e rrotullimit “n” dhe me fluksin e krijuar nga rryma e eksitimit. Pranojmë rrymën e eksitimit konstante dhe kështu f.e.m. varet vetëm nga shpejtësia e rrotullimit dhe paraqitet me barazimin:

 (3.1)

ku: ke është konstantja e motorit dhe jept në V/rad/s dhe θ është këndi i rrotullimit.

Barazimi i qarkut të rotorit do të jetë si më poshtë:

 (3.2)

Zëvendësojmë em nga barazimi (3.1) te (3.2), bëjmë shndërrimin sipas Laplasit dhe gjejmë:

 (3.3)

Momenti i rrotullimit që zhvillohet në boshtin e motorit MD varet nga rryma e rotorit dhe paraqitet me barazimin e mëposhtëm:

*MD=krIr*

Barazimi i momenteve do të jetë:

 (3.4)

Pas shndërrimit të Laplasit gjejmë:



Funksioni transmetues do të jetë i formës:

 (3.5)

ose 

ku:  (3.6)

Nga të dhënat elektrike për sistemin e kontrollit automatik të shpejtësisë përcaktojmë vlerat e parametrave të sistemit, të cilat janë:



Funksioni transmetues përfundimisht do të jetë (në këtë rast është përmbledhur edhe koeficienti i amplifikimit i pjesës elektronike të sistemit):

 (3.7)

**3.2.2 Përcaktimi i funksionit transmetues të gjeneratorit**

Skema elektrike e një gjeneratori të rrymës së vazhduar është si në fig. 3.6, ku janë paraqitur dy parametrat e tij Rg rezistenca aktive dhe Lg induktiviteti të qarkut të daljes dhe Re rezistenca aktive dhe Le induktiviteti të pështjellës së eksitimit. Ai shpesh përdoret në skemat e automatikës edhe si amplifikator fuqie. Rryma e rotorit mund të ndryshojë në kufij të gjerë me ndryshimin e rrymës së eksitimit për shpejtësi të pandryshuar të motorit primar që vë në lëvizje rotorin e gjeneratorit.

Rg  Lg

Re

Ie Ig

E(t) Le eg eL RL

n

Fig. 3.6 *Skema elektrike e gjeneratorit të rrymës së vazhduar*

Vlera e rrymës Ig varet edhe nga vlera e rezistencës së ngarkesës RL.

Tensioni i gjeneratorit eg(t) është funksion i shpejtësisë së rrotullimit n dhe të fluksit të eksitimit Φ:

*eg(t)= kinΦ*  (3.8)

Fluksi varet nga rryma e eksitimit si dhe nga karakteristika e çelikut të përdorur . Kjo varësi është lineare (për disa vlera të caktuara të ndryshimit të rrymës) dhe mund të shkruajmë:

*Φ= k2Ie* (3.9)

Tensioni i gjeneratorit tani mund të shprehet me anë të barazimit:

*eg(t)= kgIe(t)* *dhe kg=k1k2n*

kg është konstantja e gjeneratorit me përmasa V/A.

Rryma e eksitimit lidhet me tensionin e eksitimit me anë të barazimit:

 (3.10)

Duke zëvendësuar Ie=eg/kg ne bëjmë të mundur mënjanimin e rrymës së eksitimit nga barazimi dhe gjejmë:



Funksioni transmetues do të jetë i formës:

 (3.11)

Në qoftë se ngarkesa është thjeshtë aktive, atëherë barazimi (3.11) paraqet funksionin transmetues të gjeneratorit të rrymës së vazhduar. Në qoftë se ngarkesa është komplekse, atëherë te barazimi (3.11) duhet shtuar edhe pjesëtuesi kompleks, gjë që shton të paktën edhe një pol në funksionin transmetues:



Duke u nisur nga të dhënat e gjeneratorit përcaktojmë vlerat numerike të parametrave dhe i vendosim te funksioni transmetues:

Tg = 0.2 s dhe K=20

 (3.12)

**3.3 Studimi i qëndrueshmërisë së sistemit të rregullimit të**

**tensionit të gjeneratorit**

Përcaktojmë kushtet e kufirit të qëndrueshmërisë për sistemin e mbyllur duke u nisur nga kriteri i Najkvstit (Nyquist), i cili do të paraqitet nga dy barazime:

 (3.13)

Le të shprehim këto dy barazime në funksion të frekuencës si më poshtë:

 (3.14)

 (3.15)

Sistemi i mësipërm është jolinear dhe zgjidhja do të bëhet me disa tentativa duke zgjidhur në fillim barazimin (3.14) dhe për vlerën e gjetur të frekuencës këndore zgjedhim vlerën e βkrit të sistemit të jetë në kufirin e qëndrueshmërisë.

Për ω=2 gjejmë: 

Për ω=4 gjejmë: 

Për ω=6 gjejmë: 

Për ω=8 gjejmë: 

E pranojmë përafrimin në hapin e katërt si zgjidhjen e duhur dhe duke e vendosur këtë vlerë te barazimi i vlerës së modulit gjejmë:



dhe βkritK=7.8\*1.9=14.9

Kështu për K=30 βkrit=14.9/30≈0.5. Në praktikë për të siguruar një rezervë qëndrueshmërie prej 6 dB që në vlerë të absolute është dy herë më e vogël se vlera kritike dhe vlerat që do përdoren do të jenë: K=30 dhe β=0.25.

Për ndërtimin e diagramit logaritmik le të llogarisim vlerat e modulit dhe të fazës për disa frekuenca këndore. Për frekuencat këndore ω≥2 rad/s pjerrësia e rënies së karakteristikës së modulit nga frekuenca është -80 dB/dek ose -24 dB/okt. Vlerat e llogaritura për disa frekuenca janë paraqitur në pasqyrën 3.2.

Pasqyra 3.2

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| ω | rad/s | *0.1* | *0.2* | *0.4* | *0.8* | *2.0* | *4.0* | *7.8* |
| φ | gradë | -90o | -91o | -96o | -102o | -122o | -135o | -180o |
| ⎥βG⎢(β=1) | - | 300 | 150 |  |  | 10.5 | 5.76 | 2 |
| 20log⎥βG⎢ | dB | 49.5 | 43.5 | 37.4 | 31.2 | 20.5 | 15.2 | 6 |

Në fig. 3.7 paraqiten diagramet logaritmike të modulit dhe fazës për sistemin e mbyllur për vlera të ndryshme të koeficientit të çiftimit të kundërt negativ.

60dB

20log⎥G⎢ 20log⎥βkritG⎢

40

20log⎥βG⎢

20

0 0.1 0.2 0.4 1 2 4 10 20 40 ω (rad/s)

-45o

*Rezerva e qëndrueshmërisë 6 dB në modul*

-90o

φ(ω)

-135o

-180o

Fig. 3.7 *Diagramet logaritmike dhe përcaktimi i qëndrueshmërisë*

*së sistemit të kontrollit automatik*

**3.4 Ndërtimi i modeleve analoge për të dy sistemet**

Duke pasur parasysh idenë e parashtruar në pjesën e parë le të ndërtojmë tani modelet analoge për të bërë simulimet e tyre në mjedisin Pspice.

Në fig. 3.8 paraqitet modeli analog i sistemit të kontrollit automatik të këndit të rrotullimit (shpejtësisë). Në këtë rast koeficienti i amplifikimi është shpërndarë kryesisht te dy nyjet e para që janë periodike. Një gjë e tillë u bë e mundur sepse polinomi karakteristik përmban tre pole një të barabartë me zero dhe dy të tjerë real dhe negativ. Me β është paraqitur vlera e koeficientit të çiftimit të kundërt negativ, vlerë e cila së bashku me koeficientin e amplifikimit të sistemit të hapur vlejnë për të përcaktuar kushtin e qëndrueshmërisë së sistemit. Në këtë rast do të merren përgjigjet kalimtare, impulsive dhe në frekuencë për sistemin e hapur dhe të mbyllur. Nga përgjigjet kalimtare do të synohet të zgjidhet vlera e përshtatshme e produktit βK që sistemi të jetë jo vetëm i qëndrueshëm, por të ketë edhe një rezervë qëndrueshmërie të paktën prej 6 dB.

V’o(ω)

Vo(θ)

Vi

k1

1



k2

a

b

k3

k4

c

d

k5

e

β

Fig. 3.8 *Modeli analog i sistemit të kontrollit automatik të shpejtësisë për sistemin e mbyllur (për sistemin e hapur hiqet lidhja nga dalja nëpërmjet qarkut β)*

Në rastin e sistemit të rregullimit automatik të tensionit të gjeneratorit skema elektrike përmban edhe aktuatorin (organin ekzekutues) të shqyrtuar në paragrafin 3.2.1 dhe funksioni transmetues do jepet nga produkti i funksioneve transmetuese të përcaktuar më sipër dhe do të jetë i formës:

 (3.17)

Ekuacioni karakteristik s(0.0025s2+0.075s+1)(0.2s+1)=0 ka katër pole:

s1=0; s2= -0.2 dhe dy pole s3 dhe s4 që janë komplekse të konjguara

V’o

Vo

Vr

k1

1



k2

a

b

k5

k3

k4

c

d

β

k5

k6

e

f

Fig. 3.9 *Modeli analog i sistemit të kontrollit automatik të*

*tensionit në dalje të gjeneratorit të rrymës së vazhduar*

Dy polet s3 dhe s4 i gjejmë nga zgjidhja e polinomit të rendit të dytë, që për dallor pozitiv do të rezultojnë dy pole reale negative, dhe që për ne është më e lehtë për të ndërtuar modelin analog (është më i thjeshtë). Në këtë rast nga zgjidhja gjejmë: dy pole komplekse të konjuguara dhe për të ndërtuar modelin analog do të përdorim modelet e studiuara në pjesën e dytë dhe që janë paraqitur në fig. 1.10 dhe fig. 1.11.

Modeli i ndërtuar për këtë rast është paraqitur në fig. 3.10:

R1

C1 R3 C2 C3  R

Vi (t) R2 R3 C4

R5 R R6

R4

Fig. 3.10 *Modeli me tri nyje:periodike, luhatëse dhe integruese*

Për modelin në fig. 3.9 koeficientet që do të vendosen në modelin analog janë të përcaktuar nga parametrat e nyjeve përbërëse dhe nga amplifikimi i shpërndarë në të katër nyjet periodike, ndërsa nyja e fundit është thjeshtë një integrues me konstante kohe T4=0.2 s.

Për nyjën e parë do të gjejmë:



Nga barazimet e mësipërme gjejmë: R’1C1=0.2 s, C1=0.5 μF dhe R=400 kΩ dhe R1=400/15=36 kΩ

Për nyjën e dytë do të gjejmë:



Nga barazimet e mësipërme gjejmë: R’2C2=0.162 s, C1=0.5 μF dhe R=324 kΩ dhe R2=400/12.5=32 kΩ.

Për nyjën e tretë do të gjejmë:



Nga barazimet e mësipërme gjejmë: R’3C3=0.062 s, C1=0.5 μF dhe R=124 kΩ dhe R3=124/15=16.25=7.6 kΩ.

Për nyjën e katërt pranojmë T4=0.2 s, gjë që jep koeficientin 1/T4=5 dhe kështu koeficienti i përgjithshëm del K=2\*3\*5=30. Për këtë nyjë marrim C4=0.5 μF dhe R4=400 kΩ.

Skema elektrike e modelit mbi bazën e amplifikatorit operacional μA 741 është si në fig. 3.10, në të cilën janë treguar vlerat e elementeve të përdorur si dhe burimet e ushqimit për amplifikatorët operacional që janë +15 V dhe -15 V.

Për rregullimin e vlerës së koeficientit të çiftimit të kundërt negativ do të zgjedhim rezistencën R’ duke u bazuar te vlera e β=0.11 (β≈0.5βkrit)

Programi Pspice, që ne disponojë, është një program simulimi me kufizim të numrit të nyjeve deri në 64, gjë që e bën simulimin të pamundur kur numri i amplifikatorëve operacional është më i madh se tre. Për të kapërcyer këtë pengesë po ndërtojmë një model analog pak më të thjeshtë, duke u bazuar te filtrat analog.

Kështu nga funksioni transmetues (3.7) veçojmë pjesën e funksionit transmetues që paraqitet si më poshtë:

 (3.18)

Funksioni transmetues (3.18) ka ngjashmëri me funksionin transmetues të një filtri të rendit të dytë të frekuencave të ulëta. Në këtë rast kjo nuk është forma e normalizuar dhe do të themi që frekuenca për të cilën do të ndërtohet filtri do të jetë ω=20 rad/s ose f=3 Hz. Polinomi i normalizuar në emërues tani do të jetë: P2(s)=s2+1.5s+1, i cili është shumë i afërt me polinomin e rendit të dytë të Butteruorthit, i cili është: P2B(s)= s2+1.41s+1. Në këtë rast modeli analog i funksionit transmetues (3.18) mund të ndërtohet në dy forma me koeficient transmetimi në brezin e frekuencave K2=1.5 (fig. 3.11,a) ose me K2=1 (fig. 3.10,b)

R1 R2

R R

C C

(a)

C1

R R

C2

(b)

Fig. 3.11 *Modelet analoge të funksionit transmetues (3.18):*

*(a) K>1 dhe (b) K=1*

Vlerat e elementeve në skemat në fig, 3. 11,a dhe b llogariten si më poshtë:

1. Për skemën në fig, 3.11,a dimë:



ose RC=T=0.05 s dhe zgjedhim C=0.5 μF dhe R=100 kΩ

Nga barazimi i koeficientit të amplifikimit në brezin e frekuencave gjejmë se R2=0.5 R1 dhe marrim vlerat R1=100 kΩ dhe R2=50 kΩ.

1. Për skemën në fig, 3.11,b dimë:





Për RC=T=0.05 s zgjedhim C=0.5 μF dhe R=100 kΩ dhe gjejmë:

C1=0.67 μF dhe C2=0.537μF

Për skemën (b) numri i elementeve është më i vogël dhe e thjeshton ndërtimin e modelit analog.

Skema e plotë e modelit analog të sistemit në studim do të jetë si në fig. 3.12

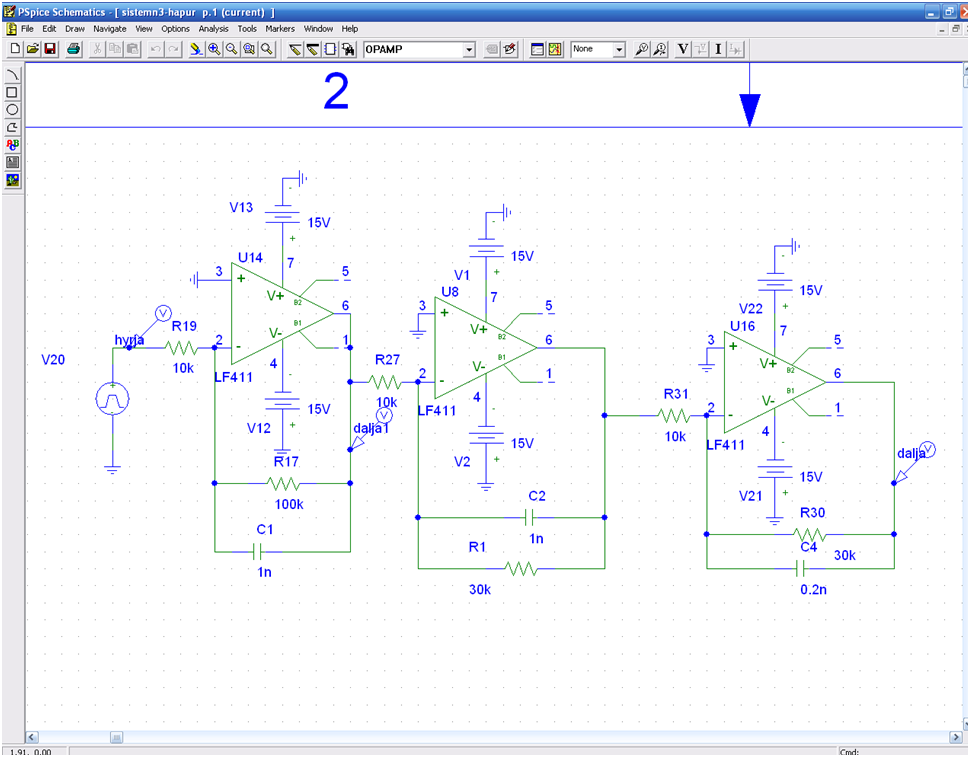


Fig. 3.12 *Modeli analog i sistemit të hapur kontrollit automatik të tensionit*

*të gjeneratorit të rrymës së vazhduar*

Vlerat e elementëve për skemën periodike dhe integruese zgjidhen si më poshtë. Meqenëse kemi pranuar K2=1, atëherë funksionin transmetues të sistemit të hapur e shkruajmë:



Nyja e parë, e cila është periodike, ka parametrat K1=10 dhe T1=0.2 s, nga të cilat përcaktojmë:



T1=R2C1=0.2 s dhe gjejmë C1=1 μF

Nyja e tretë është nyja integruese për ë cilën gjejmë Tint=R3C4=0.66 s dhe zgjedhim C3=0.2 μF dhe R4=30 kΩ.

Për të marrë përgjigjet kalimtare zgjedhim në menynë e programit Pspice “Transient response” dhe specifikojmë kohën e vrojtimit që është Tmax, e cila duhet të jetë më e madhe se koha e mbarimit të procesit kalimtar dhe hapin e integrimit (të llogaritjes). Përcaktimi i kohës së vrojtimit bëhet me dy ose tentativa. Për të përftuar përgjigjen kalimtare duhet zgjedhur edhe sinjali i hyrjes, i cili zgjidhet si sinjal impulsiv kënddrejtë dhe në meny është Vpuls. Në meny përcaktohen disa parametra të sinjalit kënddrejtë të hyrjes:

- TD është koha e vonesës së fillimit të sinjalit 5 ms;

- Tr është koha e rritjes së lëkundjes kënddrejte 50 ns;

- Tf është koha e rënies së lëkundjes kënddrejte 50 ns:

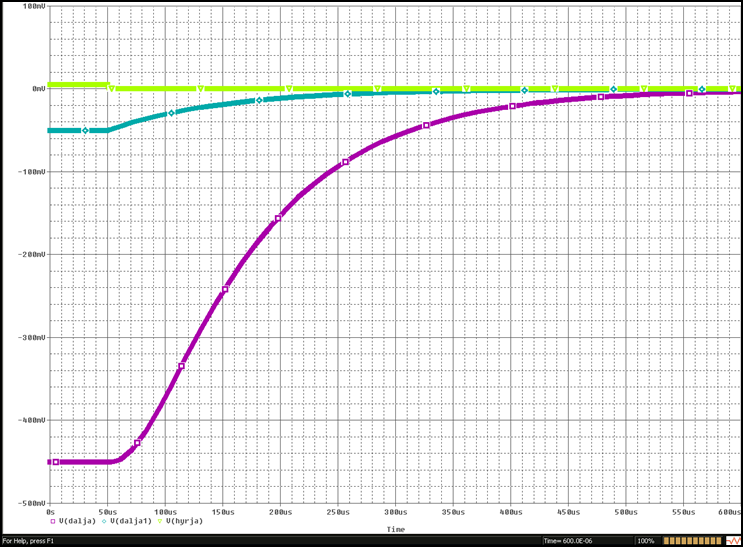
-V1 është amplituda e gjysmëperiodës së parë 0.2 V;

- V2 është amplituda e gjysmëperiodës së dytë 0 V;

- TË është kohëzgjatja e gjysmëperiodës së parë 1.5 ms

- T është perioda e lëkundjes kënddrejte 3 ms

Në rastin e sistemit të hapur pergjigjja ne Pspice do të jetë si më poshtë :



*Fig.3.13 Pergjigjja kalimtare e sistemit te hapur.*

----- sinjali i hyrjes

----- sinjali i daljes së parë

----- sinjali i daljes së dytë

Tani shqyrtojmë përgjigjen kalimtare të sistemit të mbyllur.Në fillim paraqesim skemën analoge të sistemit të mbyllur e cila do jetë si më poshtë :

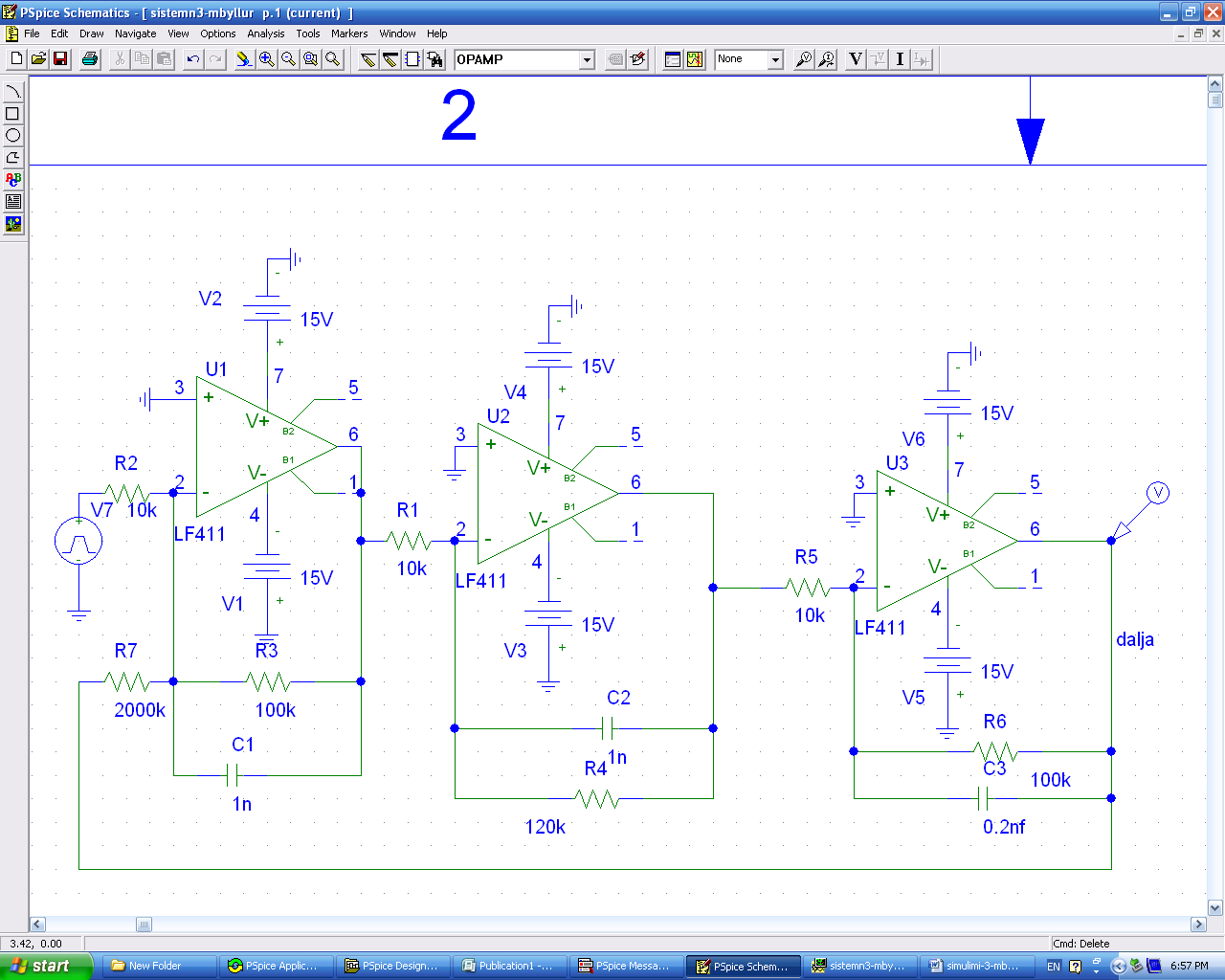


Fig. 3.14 *Modeli analog i sistemit të mbyllur të kontrollit automatik të tensionit të gjeneratorit të rrymës së vazhduar .*

Për të marrë përgjigjen kalimtare të sistemit të mbyllur bëjmë simulimin në

Pspice, përgjigjja (forma e sinjalit të daljes )do jetë si më poshtë:

**

*Fig.3.15 Pergjigjja kalimtare e sistemit të hapur*

*.*

**3.5 Studimi i sistemit termik**

Në fig. 3.16 është paraqitur një sistem elektrik i ngrohjes (ujë etj). Çdo herë që merret ujë i ngrohtë, në rezervuar futet ujë i ftohtë. Për të zvogëluar humbjet e nxehtësisë rezervuari është i ndërtuar me izolim termik. Për matjen e temperaturës dhe krahasimin e saj me vlerën e vendosur shërben termostati, i cili është i përbërë nga një element me ndjeshmëri nga temperatura (në rastin më të thjeshtë është një element bimetalik etj). Paratensioni i tij tregon vlerën e vendosur dhe të zgjedhur prej operatorit dhe që komandon të paktën një kontakt elektik. Ky i fundit drejtpëdrejt ose nëpërmjet një releje komuton ushqimin elektrik të sistemit termik.

*T2*

*Ngrohësi*

*T1 Izolimi termik*

Fig. 3.16 *Sistemi termi i ngrohjes së ujit ku T2-temperatura e ujit*

*në dalje dhe T1-temperatura e ujit që futet( T2>T1)*

Tani le të përcaktojmë funksionin transmetues të sistemit termik. Ekuacioni i rruajtjes së energjisë në këtë rast mund të shkruhet si më poshtë:

*Qtot= Qc +Qo+Q1+Qe* (3.20)

ku: *Qtot është nxehtësia e zhvilluar nga ngrohësi;*

*Qc është nxehtësia e ruajtur në ujin e rezervuarit;*

*Qo është nxehtësia e ujit që del nga rezervuari;*

*Q1 është nxehtësia e ujit të ftohtë që futet në rezervuar;*

*Qe është nxehtësia që humbet nga termoizolimi i rezervuarit.*

Për secilën përbërëse të anës së djathtë të barazimit (3.20) të ruajtjes së energjisë mund të shkruajmë:

 (3.21)

ku: C është kapaciteti termik i ujit në rezervuar;

T2 është temperatura e ujit në rezervuar.

Nxehtësia e ujit në rezervuar është:

*Qo=V\*H\*T2*

ku: V është prurja e ujit në dalje të rezervuarit dhe H është nxehtësia specifike e ujit.

Po kështu nxehtësia e ujit që futet në rezervuar është:

*Q1=V\*H\*T1*

Nxehtësia që humbet nëpërmjet termoizolimit është:



ku: R është rezistenca termike e materialit termoizolues.

Duke i përmbledhur të gjitha barazimet e pjesshme dhe duke i zëvendësuar te barazimi (3.20) gjejmë:



Në këtë rast pranojmë V konstante dhe Te=T1 dhe gjejmë:



ku: Tr është temperatura e ujit në rezervuar afër temperaturës referuese. Shndërrimi sipas Laplasit i ekuacionit të mësipërm është:

**

Funksioni transmetues i sistemit termik pa ngrohësin, i cili është një element jolinear me dy gjendje, është:



ku: 

Në sistemin termik të mësipërm duhet të shtohet edhe një parametër tjetër që është konstantja e kohës së vonesës, e cila ka të bëjë me atë që gjatë ngrohjes ujit në rezervuar qarkullon. Qarkullimi mund të jetë i shpejtuar duke shtuar një sistem përzierës dhe në këtë rast konstantja e kohës së vonesës del më e vogël. Kështu që funksioni transmetues i sistemit termik është:

 (3.23)

Prania e vonesës konstante (të pastër) ndikon shumë në sjelljen e sistemit: si në qëndrueshmërinë e tij ashtu edhe në treguesit e tjerë të cilësisë. Në shumë raste sistemi që përmban vonesë të pastër mund të përafrohet me një sistem me funksion transmetues të një rendi të dytë. Në këtë rast po nisemi nga teoria e filtrave kur për ndërtimin e tyre përdoret përafrimi i Bessem-Thomson

Përafrimi i funksionit të filtrit do të jetë i formës:

 (3.24)

ku K është një konstante dhe Dn(s) është një polinom me koeficient konstant i rendit n.

Nga funksioni i filtrit përcaktojmë varësinë e fazës:

*φ(ω) = arg H(jω)* (3.25)

Në rastin e përafrimit Bessel-Thomson të vonesës ne do të zgjedhim Dn(s) të tillë që në brezin e lejimit filtri të realizojë një varësi lineare (pothuajse lineare) të fazës nga frekuenca. Në një rast të tillë brenda brezit të lejimit do të shmangeshin shtrembërimet e fazës, dhe do të realizohej një besnikëri e lartë e sinjalit në brezin e lejimit të filtrit.

Koha e vonesë së grupit përcaktohet:

 (3.26)

Varësia e modulit nga frekuenca në brezin e lejimit duhet të jetë e ngjashme me varësinë që jep përafrimi sipas Butteruorthit ose në rastin ideal ajo do të ishte konstante (e pavarur nga frekuenca).

Funksioni që përafron këto varësi është:



ku varësia e fazës është:

*φ(ω)=arg e-jωτ =-ωτ*

Nga ku gjejmë vonesën e pastër τ=-dφ/ω.

Funksioni i pranuar në këtë rast nuk është funksion racional i ndryshores s.

Një funksion i tillë mund të realizohet me një linjë transmetimi pa humbje, e cila është e ngarkuar në të dy fundet me rezistencë valore dhe nuk mund të realizohet me qarqe linear të përqendruar dhe të fundmë.

Ne do të përafrojmë *e-ωτ* me një funksion racional, i cili do t’i ketë të gjitha zerot në pambarim (polinomik) ose në gjysmërrafshin e djathtë të rrafshit s (funksioni është jominimal-fazor).

Varësitë përkatësisht të fazës dhe të vonesës së grupit nga frekuenca janë paraqitur në fig. 2. 17.

ω

τ

φ(ω)

(a) (b) ω

Fig. 3.17 *Varësitë ideale: (a) të fazës, (b) të vonesës së grupit*

Zgjedhja e funksionit polinomik do të bëhet duke pranuar formën e normalizuar. Kryesisht do të shqyrtohet varësia e fazës brenda brezit të lejimit dhe që moduli i H(jω)=1 për Ω=0.

Le të analizojmë rastin për n=2. Në këtë rast polinomi në emërues i ka të gjithë koeficientet pozitiv dhe do të jetë i formës:

*D2(s)=s2+αs+β dhe* *⎪D2(jω)⎪=β* ***-****ω2+αω*

**

E zbërthejmë varësinë e fazës në serinë e Taylorit, duke pranuar se⎪αω /(β-ω2)⎪<1 dhe gjejmë:

**

marrim derivatin e φ(ω) kundrejt ω të dy termave të para të serisë dhe duke mos marrë parasysh të tjerat meqenëse ω << 1 gjejmë:

**

**

E barazojmë me 1 barazimin e mësipërm dhe shumëzojmë të dy anët me (β-ω2)4 do të gjejmë:

**

Tani barazojmë termat konstante të njërës anë të këtij barazimi me ato të anës tjetër do të kemi:

*αβ3=β4*  dhe *α=β*

Tani duke bërë të njëjtën gjë me koeficientet e tjerë do të kemi:

*αβ2+α2β=4β3*

Meqenëse α=β barazimi i mësipërm jep β=3 dhe kështu që funksioni përafrues i rendit të dytë ët vonesës do të jetë:

 (3.27)

Ecuria e modulit të një funksioni të tillë për frekuencat jashtë brezit të lejimit është shumë e afërt me ecurinë e modulit të përafrimit të Butteruorthit dhe është – 20n logω

Polinomet e rendeve të larta mund të ndërtohen me anë të formulës rekursive:

*Dn(s)=(2n-1)Dn-1(s) + s2 Dn-2 (s)* (3.28)



dhe ku D0(s) = 1 dhe D1(s)=1+s

Funksioni i vonesës H(s) i përftuar në këtë rrugë quhet edhe filtri Bessel-Thomson dhe ai përafron vonesën ideale me pjesën e rrafshët maksimale. Përgjigjja në frekuencë e një filtri të frekuencave të ulëta na lejon të përcaktojmë frekuencën e lartë të normalizuar, e cila është:

 (3.29)

Për n=3 gjejmë: *ωn=1.23.*

Në rastin konkret përgjigjja e një sistemi termik është si në fig. 3.18.

1.0

0.95

τ

Tek  3Tek

0 1 3 t (min)

Fig. 3.18 *Përgjigjja kalimtare e sistemit termik*

Nga fig. 3.18 gjejmë këto vlera të parametrave τ=1 min dhe Tek=3 min.

**3.6 Studimi i qëndrueshmërisë së sistemit termik**

Problemi i parë që do të analizojmë lidhet me qëndrueshmërinë e sistemit tonë duke u bazuar vetëm te pjesa lineare e përbërë tani nga modeli përafrues i kohës së vonesës së pastër, i pranuar me një funksion transmetues i rendit të dytë dhe nga nyja periodike:

 (3.30)

Qëndrueshmëria e një sistemi jolineare me joliearitet rele me dy pozicione dhe pa histerezi përcaktohet nga pika e prerjes së karakteristikës amplitudo-faqzore me inversin negativ të funksionit përshkrues. Ky kusht grafikisht është paraqitur në fig. 3.19.

*Im(ω)*

*1/N(A)*

*Re(ω)*

*A→ ∞ A→0*

*Glin(jω)*

Fig. 3.19 *Paraqitja grafike e kushtit të paqëndrueshmërisë së sistemit, për të cilin në sistem lindin gjithmonë lëkundje të qëndrueshme*

Në këtë rast nga pika e prerjes përcaktojnë se mjafton që këndi i shfazimit i futur nga pjesa lineare të jetë -180o dhe pavarësisht nga moduli sistemi në tërësi është i paqëndrueshëm ose më mirë themi se në sistem do të kenë vend lëkundje të qëndrueshme. Një regjim i tillë është karakteristik për sistemet ngrohëse. Në një sistem të tillë rregullimi i temperaturës bëhet rreth një vlere mesatare. Duke nisur nga kushti i këndit të shfazimit përcaktojmë frekuencën si më poshtë:



Modeli i rendit të tretë pranuar për vonesën e pastër fut një kënd shfazimi me varësi lineare nga frekuenca deri në frekuencën e brezit të lejimit, kënd që është deri në -135o. Për këtë kusht del se pjesa periodike e rendit të parë duhet të shkaktojë një kënd shfarimi deri në -45o dhe ku praktikisht zvogëlimi i modulit do të jetë vetëm me 3 dB ose në 0.707 të vlerës në frekuencat më të ulëta. Një kërkesë e tillë bën që sjellja e modelit të pranuar të simulimit të vonesës së pastër të jetë plotësisht e drejtë, d.m.th. të shkaktojë vetëm një shfazim linear nga frekuenca.

Qëndrueshmëria e sistemeve jolineare të rregullimit automatik është një problem mjaft i komplikuar, sepse varet nga shumë faktor si: lloji i jolinearitetit, amplituda e sinjaleve dhe e lëkundjeve, që lindin në to gjatë procesit të rregullit automatik. Kompensimi i jolineariteteve me sinjal të frekuencës së lartë, çon në linearizimin e sistemeve,duke thjeshtuar problemin e qëmdrueshmërisë.

Në këtë paragraf paraqitet një metodë linearizimi e jolineariteteve me karakteristika të theksuara jolineare të tilla si : rele me dy gjendje, rele me dy gjendje dhe me histerezi, të cilat janë pjesë e sistemeve të rregullimit automatik dhe shpesh herë të futur posaçërisht nga projektuesi siç është rasti i sistemeve të rregullimit automatik të temperaturës. Elementi jolinear ndikon në mënyrë të theksuar në qëndrueshmërinë e sistemit në tërësi, duke e bërë atë të paqëndrueshëm. Kështu mund të përmendim se një element jolinear tip rele. Një sjellje të ngjashme ka edhe elementi jolinear me ngopje, por për amplitudë të madhe në hyrje dhe për amplifikim të pjesës lineare

më të madh se njësia. Elementi jolinear rele me dy gjendje dhe me histerezi e bën të paqëndrueshëm sistemin edhe kur pjesa lineare paraqitet nga funksioni transmetues me dy pole.

Me anën e kompensimit të sistemeve jolineare të rregullimit automatik zgjidhen dy detyra të ndryshme:

a. sigurimi i qëndrueshmërisë së sistemeve të rregullimit automatik;

b. sigurimi i lëkundjeve të qëndrueshme me amplitudë dhe frekuencë të caktuar për sistemin jolinear lineariteteve.

Si mjet kompensues linear përdoren çiftimet e kundërta kryesore jo njësi, lidhjet e kundërta lokale etj. Si mjete kompensuese jolineare përdoren jolinearitetet plotësuese me ato të sistemit që vendosen në qarkun kryesor të çiftimit të kundërt negativ. Kompensimi i jolineariteteve realizohet edhe me përdorimin e një sinjali të frekuencës së lartë.

**3.6.1 Kompensimi i jolinearitetit me sinjal të frekuencës së lartë**

Në ato raste kur jolineariteti nuk mund të vecohet dhe të kompensohet me anën e lidhjeve të mjeteve plotësuese si në fig. 3.20 dhe fig. 3.21(2), përdoret kompensimi me sinjal të frekuencës se lartë. Një mënyrë e till përdoret te releja.

Megjithëse elementi tip rele karakterizohet nga një joliearitet i theksuar, ai të sillet si një element linear, kur në hyrje të tij së bashku me sinjalin e zakonshëm është dhe një sinjal periodik i frekuencës së lartë.

Le të shikojmë tani idenë e realizimit të linearizimit me sinjal të frekuencës së lartë. Për ketë do të pranojmë se në hyrje të elementit jolinear zbatohen sinjali i gabimit (që ndryshon ngadalë) dhe sinjali periodik i frekuencës së lartë, i cili mund të jetë sinjal kënddrejtë, trekëndësh ose sinusoidal (fig. 1). Si rezultat i veprimit të dy sinjaleve në dalje të elementit jolinear do të kemi një sinjal, i cili mund të paraqitet si shuma e përbërëses që ndryshon ngadalë dhe të përbërëses harmonike të afërt me sinjalin periodik.

t

N (A)

r(t)

n(t)

ε(t) + u(t)

u(t)

u(t)

n(t)

ε

Fig. 3.20 *Paraqitja grafike e regjimit të vibrimit të elementit jolinear*

Kjo gjë mund të shprehet kështu:

f(z(t))=f(ε(t)+ u (t))=f1(ε (t) + f2(u(t)) (3.31)

Në zgjedhjen e sinjalit periodik, duhet pasur parasysh që perioda e tij të jetë e vogël në mënyrë që brenda saj sinjali që ndryshon ngadalë të pranohet si i pandryshueshëm. Për një kusht të tillë ne mund të përcaktojmë të dy përbërëset. Për përbërësen që ndryshon ngadalë për një periodë të sinjalit periodik të frekuencës së lartë mund të shkruajmë:

 (3.32)

Kur ε(t)=const, formula e mësipërme është e saktë dhe përcaktojmë me anë të saj përbërësen e vazhduar të sinjalit sipas zbërthimit në serinë Furie. Përbërësja, që ndryshon shpejt në kohe f2(u(t)), është shuma e përbërëseve harmonike të serisë Furie.

Varësia e f2 (u(t) nga sinjali periodik u(t) për rele me dy ose tre gjendje me ose pa histerezi paraqitet në fig. 2. Kështu për sinjal periodik kënddrejtë varësia e sinjalit të daljes kundrejt atij në hyrje është lineare. Sa më e madhe të jetë amplituda e sinjalit në hyrje, aq më e vogël do të jetë pjerrësia e karakteristikës. Për sinjale periodike trekëndëshe, ose sinusoidale varësia ndryshon nga vija e drejtë. Pjerrësia mund të shprehet tani në ketë mënyrë:

tgα = f2 /A (3.33)

Kjo karakteristikë mund të përdoret tani për përshkrimin e sjelljes së elementit jolinear, kur sinjali i gabimit ndryshon në kufijtë e përcaktuar nga amplituda e sinjalit periodik.

f(u+ε)

α

u

Fig. 3.21 *Linearizimi i karakteristikës së elementit jolinear*

Sinjali i daljes i elementit jolinear zbatohet më tej në hyrje të pjesës lineare, për të cilën është i vlefshëm parimi i mbivendosjes. Në dalje të pjesës lineare të sistemit sinjali do të jetë:

y(t) = y1 (f1) + y2 (f2) (3.34)

Në rastin kur ω=2π/T e sinjalit periodik është më e madhe se frekuenca që lejon pjesa lineare (ajo sillet si filtër i frekuencave të ulëta), në dalje të saj mungon pothuajse plotësisht sinjali periodik. Për sistemin e hapur tani mund të përdorim një paraqitje të bazuar në ekuacionin (3.33) dhe në funksionin transmetues të pjesës lineare dhe gjejmë:

G2 =  (3.35)

Në këtë mënyrë ne tani mund të studiojmë sistemin jolinear me metodat e automatikës lineare.

Kështu kur sinjali i punës është ε ≤ A dhe për frekuencën këndore ω të sinjalit periodik (kompensues) disa herë më të madhe së frekuenca e prerjes së pjesës lineare, sistemi jolinear sillet si linear.

Sinjali periodik mund të merret nga një burim i jashtëm, ose si rezultat i punës së elementit jolinear në regjim vibrimi. Procesi i linearizimit me sinjal të frekuencës së lartë është një poçes modulimi impulsiv në gjerësi. Për të sqaruar ketë gjë le të shqyrtojmë fig. 3.22 Në hyrje të elementit jolinear zbatohet sinjali Z(t)=ε(t)+u(t), ku ε(t) përcakton pikën e punës. Nga diagrami duket që kur |ε |<A elementi tip rele ndodhet në regjim vibrimi. Kurse kur |ε| >A ai ndodhet në njërën prej dy gjendjeve.

ε

t

Tfle

f (ε + u)

t

t

y’

r

A

A

Fig. 3.22 *Paraqitja grafike e procesit të linearizimit të veprimit të elementit jolinear nëpërmjet vlerave mesatare për periodën Tfl*

Frekuenca e sinjalit për kompensim (të frekuencës së lartë) duhet të zgjidhet shumë herë më e madhe se frekuenca më e lartë që lejon pjesa lineare e sistemit,që të realizohet kompensimi. Në këto kushte, mund të pranojmë se madhësia e gabimit ε është e pandryshuar gjatë periodës së sinjalit kompensues, dhe mund të gjejmë vlerën mesatare për çdo periodë T me anën e ekuacionit (3.32). Në ketë mënyrë ne vëmë re që në bazë të madhësisë së gabimit varen kohët e qëndrimit në të dy gjendjet të elementit jolinear. Vlera mesatare e daljes së elementit jolinear është një funksion i vijueshëm f (ε +u) dhe e ngjashme me atë të elementit linear.

Ndryshimi i sjelljes së një elementi të tillë është një problem me rëndësi, sepse krijon kushte për rritje të ndjeshme të rezervës së qëndrueshmërisë.

**3.6.2 Simulimi analog**

Në ketë rast u krye simulimi analog i sistemit të rendit të tretë me element jolinear tip rele me dy gjendje. Modeli analog i elementit jolinear rele me dy gjendje u ndërtua me një amplifikator operacional me qark të hapur, por mund të ndërtohet gjithashtu edhe me dy dioda zener me anoda të përbashkëta në qarkun e çiftimit të kundërt negativ si në fig. 3.23,. Modeli analog i pjesës lineare u ndërtua si një filtër aktiv i frekuencave të ulëta të rendit të tretë si në fig. 3.23,. Në ketë rast amplifikimi i pjesës lineare u zgjodh: (a)i barabartë me një dhe (b) më i madh se njësia. Eksperimentimi u krye me tre lloje sinjali: kënddrejtë, trekëndësh dhe sinusoidal dhe për dy vlera të koeficientit të amplifikimit të pjesës lineare. Skema e vrojtimit të eksperimentit ishte si në fig. 3.24.

Në fig. 3.25 paraqiten rezultatet e arritura, kur si sinjal kompensues u përdor sinjali kënddrejtë. Për sinjale trekëndësh, ose sinusoidal amplitudat e tyre ishin rreth 1.5 herë më të mëdha për të arritur të njëjtin rezultat.

Vlera e frekuencës së sinjalit kompensues u zgjodh rreth 10 herë më e madhe se frekuenca e lëkundjeve të qëndrueshme, të cilat lindnin në sistem, kur s’përdorej sinjali kompensues. Sistemi ishte i paqëndrueshëm pavarësisht nga koeficienti i amplifikimit i pjesës lineare dhe frekuenca e lëkundjeve të qëndrueshme ishte rreth 360 Hz. Frekuenca e sinjalit kompensues u zgjodh rreth 3.4 kHz dhe rezultatet e arritura ishin shumë të mira. Përdorimi i sinjalit kompensues me frekuencë më të vogël shkaktonte vibrime në dalje, të cilat s’filtroheshin nga pjesa lineare.

Në modelin e mësipërm të sistemit të mbyllur koeficienti i amplifikimit i pjesës lineare u zgjodh i barabartë më njësinë ( vlera e tij rregullohet me anën e rezistencave R’ dhe R te hallka e filtrit të frekuencave të ulëta). Frekuenca u zgjodh e tillë, që të kryhej vrojtimi me oshiloskopin elektronik që disponohej në laborator. Koeficienti i amplifikimit ndikon vetëm në amplitudën e lëkundjeve në dalje të sistemit.

r(t)

u(t)

Gjeneratori i lëkundjeve me f. l.

Gjneratori

lëkundjeve

referuese

4.7nF

4.7nF

4.7nF

R=15kΩ R’=25kΩ

100 kΩ

100 kΩ

100 kΩ

Tek oshiloskopi

elektroniki

Fig. 3.23 *Skema elektrike e modelit analog të sistemit jolinear, në të cilen janë batuar sinjalet referuese dhe kompensues*

u(t)

Sistemi jolinear i

rendit te trete

Oshiloskopi

elektronik

Gjeneratori i

lëkundjeve me

f.l.

frek te larte

Gjeneratori

i lëkundjeve

referuese

r(t)a

+

+

Fig. 3.24 *Skema bllok e vrojtimit të veprimit kompensues të sinjalit me frekuencë të lartë*

Skema-bllok e vrojtimit është si në fig. 3.22. Në të u përdorën dy gjenerator: njëri për të simuluar madhësinë referuese në hyrje të sistemit (me frekuencë disa herë më të vogël se frekuenca e lëkundjeve të lira ) me frekuencë vlere 5060 Hz dhe me formë kënddrejte me amplitudë 1 deri në 2 V dhe gjeneratori tjetër u përdor për të dhënë në hyrje të sistemit lëkundjet kënddrejte.

r(t)

(a)

r(t)

(b)

Fig. 3.25 *Procesi kalimtar i sistemit jolinear me kompensim me sinjal kënddrejtë të frekuencës së lartë për amplitudë të lëkundjeve:*

*(a) u(t) =70 mV; (b) u(t)= 120 mV*

me frekuencë të lartë ( për kompensim ). Për amplitudë shumë të vogël rreth 70 mV sistemi bëhet i qëndrueshëm dhe procesi kalimtar vazhdonte me 3 deri 4 lëkundje që shuheshin si në fig. 3.26,a, kurse për amplitudë rreth 120 mV lëkundjet shuheshin shumë shpejt dhe procesi kalimtar ishte pothuajse pa mbirregullim si në fig. 3.26,b

**Përfundime**

* Amplifikatori operacional ka një përdorim të gjërë, sepse është i shumëanshëm si bllok ndërtimi ekonomik, sepse karakterizohet nga të gjitha përparësitë e qarqeve të integruara: përmasa të vogla, kosto të ulët, besueshmëri e lartë, parametra të pavarur nga temperatura, tension dhe rrymë të vogël ofseti.
* Qëndrueshmëria e sistemit tregon nëse sistemi është i aftë për punë, për të gjykuar mbi qëndrueshmërinë nisemi nga devijimi kundrejt gabimit. Ekzistojnë shumë metoda për studimin e qëndrueshmërisë.
* Qëndrueshmëria e sistemeve jolineare të rregullimit automatik është një problem mjaft i komplikuar, sepse varet nga shumë faktorë si: lloji i jolinearitetit, amplituda e sinjaleve dhe e lëkundjeve, që lindin në to gjatë procesit të rregullit automatik.
* Me anën e kompensimit të sistemeve jolineare të rregullimit automatik zgjidhen dy detyra të ndryshme:

a. sigurimi i qëndrueshmërisë së sistemeve të rregullimit automatik;

b. sigurimi i lëkundjeve të qëndrueshme me amplitudë dhe frekuencë të caktuar për sistemin jolinear lineariteteve.

* Kompensimi i jolineariteteve të theksuara me sinjal të frekuencës së lartë çon pothuajse në linearizimin e karakteristikave të tyre. Sinjali kompensues kënddrejtë bën që karakteristika të jetë pothuajse lineare, kurse sinjalet trekëndësh ose sinusoidal japin një karakteristikë që ka shmangie nga vija e drejtë.
* Amplituda e sinjalit kompensues të frekuencës së lartë është shumë më e vogël se madhësia referuese dhe ky raport ishte rreth 20 herë (në eksperiment matem r(t)=2 V dhe u(t)= 0.1 V ).
* Amplituda e sinjalit kompensues përcakton pjerrësinë e karakteristikës së linearizuar ose thjesht koeficientin e transmetimit të elementit jolinear dhe kështu ben të mundur njëkohësisht kompensimin e jolinearitetit dhe përmirëson mjaft cilësinë e procesit të rregullimit (rrit mjaft rezervën e qëndrueshmërisë), gjë që duket qartë nga përgjigjet e marra për amplituda të ndryshme të sinjalit të frekuencës së lartë.

**Literatura**

* SHINNERS S.M. ADDISON, “*Modern control system theory and applications”.Ëesley Publishing 1980.*
* ISIDORI, A. *“Sistemi di controlo”. Edizione Siderea 1994.*
* MARRO, G.*”Controli automatici”. Edizione Zanichelli. 1981*
* MILLMAN, J.GRABEL, *A. “Microelectronics”. Mc Graë Hill 1988*
* SEDRA & SMITH*, “Microelectronic Circuits”. Oxford University Press 1998*
* AGALLI, J*. “Sisteme Elektronike Analoge”, Tiranë 2008*