

RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE

ENERĢĒTIKAS INSTITŪTS

G. ŽENENKO, T. LOMANE, I. ZICMANE

**ELEKTROENERĢĒTISKO SISTĒMU
MATEMĀTISKIE MODEĻI STATISKĀS
STABILITĀTES SVĀRSTĪBU VEIDA
SABRUKŠANAS IZPĒTEI**

Mācību līdzeklis

Rīga 2012

SATURA RĀDĪTĀJS

| | |
|--|----|
| SATURA RĀDĪTĀJS | 2 |
| IEVADS | 3 |
| 1. LINEARIZĒTIE VIENĀDOJUMI ELEKTRISKĀS SISTĒMAS PĀREJAS PROCESU IZPĒTEI | 5 |
| 1.1. VIENĀDOJUMI SINHRONAM ĢENERATORAM AR SLĀPĒTĀJU KONTŪRU..... | 5 |
| PIEMĒRS 1.1. | 12 |
| 1.2. TĪKLU VIENĀDOJUMI SAREŽĢĪTAI ELEKTRISKAI SHĒMAI | 15 |
| 1.3. STIPRAS DARBĪBAS AUTOMĀTISKĀS IEROSMES REGULATORU VIENĀDOJUMI..... | 20 |
| 1.4. REŽĪMA PARAMETRU VIENĀDOJUMI, PIELIETOJAMI REGULĒŠANAS TEORIJĀ..... | 28 |
| 2. AIR STABILIZĀCIJAS KANĀLU PARAMETRU NOTEIKŠANAS METODIKA..... | 31 |
| 2.1. STABILITĀTES ZONAS KONSTRUĒŠANAS ALGORITMS..... | 31 |
| 2.2. RAKSTURĪGAIS HODOGRĀFS. STABILITĀTES MAKSIMĀLAS PAKĀPES NOTEIKŠANA | 38 |
| 2.3. ĢENERATORU AIR PARAMETRU OPTIMIZĀCIJA SAREŽĢĪTAS ELEKTRISKĀS SISTĒMĀS..... | 42 |
| 2.4. SKAITLISKĀS METODES AIR OPTIMĀLO IESTATĪJUMU NOTEIKŠANAI..... | 47 |
| 3. ELEKTRISKO SISTĒMU MATEMĀTISKA APRAKSTA VIENKĀRŠOŠANA UZ ATVASINĀJUMU KVAZISTACIONĀRITĀTES PRINCIPA PAMATA | 51 |
| 3.1. PĀREJAS PROCESU LINEARIZĒTO VIENĀDOJUMU PAKĀPES SAMAZINĀŠANAS METODES | 51 |
| 3.2. MATEMĀTISKĀ APRAKSTA VIENKĀRŠOŠANA ELEKTROPĀRVADEI AR STIPRAS DARBĪBAS AIR | 57 |
| 3.3. AIR IESTATĪJUMU OPTIMIZĀCIJA, IZMANTOJOT KVALITĀTES INTEGRĀLO KRITĒRIJU | 62 |
| BIBLIOGRĀFISKAIS SARAKSTS..... | 71 |

IEVADS

Viens no svarīgākiem mūsdienu elektroenerģētisko sistēmu drošības un stabilitātes, kā arī sistēmas dzīvotspējas paaugstināšanas ceļiem ir sinhrono ģeneratoru staciju efektīvas svārstību slāpēšanas nodrošināšana svārstībām ar automatiskās ierosmes regulatoru (AIR) un automatisko ātruma regulatoru (AAR) palīdzību. Pēdējā laikā elektromehānisko svārstību slāpēšanas problēmas izsauc lielu interesi, saistītu ar vāji rimstošu vai nerimstošu sinhrono režīmu parametru svārstīšanos starp ārējām un iekšējām sistēmām.

Šādu svārstību analīze ļāva secināt, ka lielākoties gadījumu par svārstību parādīšanās iemeslu sarežģītās sistēmās kalpoja struktūras un AAR iestatījumu kļūdaina parametru izvēle, kā arī nepareiza sinhrono ģeneratoru (kā proporcionālās, tā arī stipras darbības) automatiskā ierosmes regulēšana (AIR).

Par pārejas procesu pētīšanu jāsaprot to kvalitātes novērtēšanu, tajā skaitā elektroenerģētiskās sistēmas stabilitātes novērtēšanu pie tās režīmu dažādām perturbācijām. Svārstību stabilitātes analīzes uzdevums ir kvalitātes labāko vai uzdoto rādītāju nodrošināšana režīmiem pie mazām perturbācijām, izvēloties automatiskas regulēšanas ierīču parametrus un, pirmā kārtā, automatisko ierosmes regulatorus (AIR). AIR parametru izvēlei, ievērojot šādas prasības, jāzina ne tikai koeficientu kombinācijas, kas ļauj izvest sistēmu uz stabilitātes robežām, bet arī AIR stabilizējošo kanālu iestatījumu zonas, kas atbilst pārejas procesu slāpēšanas noteiktam līmenim.

Šādu uzdevumu risinājumam pielieto aprēķina metodes, kas bāzējas uz ESM un elektrisko sistēmu (ES) matemātisko modeļu izmantošanu. Pirmkārt tas pamatojas ar lineāro sistēmu stabilitātes un kvalitātes jautājumu labu teorētisku izstudēšanu, bet otrkārt – ar ES sarežģīšanu un saistīto staciju regulēšanas ievērošanas nepieciešamību.

Ticamo rezultātu iegūšanai, ES modeļiem pietiekoši precīzi jāatspoguļo sistēmas struktūra un AIR ierīces, kas noved pie pārejas procesu diferenciālo vienādojumu augstām kārtām. Šādos apstākļos AIR iestatījumu optimizācijas uzdevuma efektīvam risinājumam ir nepieciešama sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana.

AIR iestatīšanas optimizācija saistīta ar tādu pastiprinājuma koeficientu kombināciju sameklēšanu, kas atbilst pārejas procesu labākai kvalitātei, kuras novērtēšanai pielieto dažādus kritērijus. Visizplatītākā ir sistēmas stabilitātes pakāpes lieluma noteikšana, skaitliski vienāda ar imagināram asīm tuvākas raksturīga vienādojuma sāknas reālo daļu. Stabilitātes maksimālu pakāpi nodrošinošu AIR iestatījumu meklēšanu izpilda ar D-sadalījuma metodi, veicot sistēmas atsevišķo staciju ierosmes regulēšanas pakāpenisku optimizāciju vai ar optimizācijas skaitlisko metožu palīdzību.

Levads

Bez tā, pielieto kvalitātes integrālu kvadrātiskus kritērijus, kuru pamatā ir linearizēto diferenciālo vienādojumu skaitliskā risināšana dotajā laika intervālā. Šajā gadījumā par būtiskiem kļūst zemintegrālās funkcijas izvēles jautājums un sākuma nosacījumu uzdošana pie integrēšanas.

Risinot optimizācijas uzdevumus, lielā nozīme ir pārejas procesu matemātiska apraksta vienkāršošanai. Matemātiska modeļa redundances (pārums) iemesls ir saistīts ar atsevišķo elementu vienādojumu vienotās pierakstīšanas formas izmantošanas, neatkarīgi no ES sarežģītuma un, līdz ar to, no ģeneratoru savstarpējas iedarbības. Otrais iemesls saistīts ar pielietojamu kvalitātes kritēriju, kurš, no sistēmas visu īpašību daudzveidības dod priekšroku tikai dažām. Piemēram, ar stabilitātes pakāpes palīdzību tiek vērtēts tikai viens procesa rādītājs – tā maksimāli iespējamais ilgums.

Ekvivalentēšanas kritēriji un metodes ir būtiski atkarīgi no mērķiem un uzdevuma nostādnes. Veicot mazo perturbāciju režīmu analīzi, izmanto frekvences ekvivalentēšanu, kas ļauj vienkāršot matemātisku aprakstu kā atsevišķiem elementiem, tā arī sistēmai kopumā jūtamo frekvenču diapazona atsevišķos posmos. Bez tā ir iespējama pārejas procesu vienādojumu kārtas pazemināšana ar atvasinājumu kvazistacionaritātes principa palīdzību, neievērojot procesa ātri rimstošās sastāvdaļas tā sākuma posmā. Tā rezultāta, daļa no diferenciāliem vienādojumiem tiek aizvietota ar algebriskām saitēm.

Matemātisko modeļu vienkāršošanas rezultātā tiek novērsta to redundance, kas pieved pie pārejas procesu kvalitāti nosakošo funkcionālu izlīdzināšanas un, līdz ar to, pie optimizācijas procedūras paātrināšanas.

1. LINEARIZĒTIE VIENĀDOJUMI ELEKTRISKĀS SISTĒMAS PĀREJAS PROCESU IZPĒTEI

1.1. Vienādojumi sinhronam ģeneratoram ar slāpētāju kontūru

Sastādot pārejas procesu vienādojumus, lielākoties, pielieto elementu parametru un ES režīma aprakstu relatīvās vienībās. Salīdzinājumā ar nosaukto vienību sistēmu, relatīvo vienību sistēmai piemīt sekojošas priekšrocības:

- visu lielumu skaitļu samērība un, līdz ar to, arī izskaitļošanas atvieglojums;
- vienkāršāka un ērtāka pamātvienādojumu pierakstīšanas forma;
- divu viena tipa objektu ar dažādiem nomināliem parametriem rezultātu salīdzinājuma iespējamība.

Pašlaik, ar AIR apgādāto sinhrono ģeneratoru vienādojumu pierakstīšanai, visplašāk tiek pielietota A. Goreva relatīvo vienību sistēma [1-7]. Izskatīsim tās īpatnības.

Pamatvienādojumi sinhronām mašīnām ar slāpētāju kontūriem sastāv no statora ķēdes vienādojumiem, rotora ķēdes vienādojumiem, slāpētāju kontūra ķēdes vienādojumiem, kas aprakstāmi d un q asīs, ka arī no rotora kustības vienādojuma. Parasti, rēķinot ilgstošas elektromehāniskas svārstības, neņem vērā elementu aktīvās pretestības un ātri pārejošus procesus ģeneratora statora tinumos.

Šinī gadījumā vienādojumus, izmantojot plūsmas saķēdējumu, var izteikt sekojoši:

$$\left. \begin{aligned} \omega_s \psi_d &= U_q, \\ \omega_s \psi_q &= -U_d, \end{aligned} \right\} \quad (1.1.1.)$$

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt} \psi_r + r_r i_r &= E_r, \\ \frac{d}{dt} \psi_{rd} + r_{rd} i_{rd} &= 0, \\ \frac{d}{dt} \psi_{rq} + r_{rq} i_{rq} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (1.1.2.)$$

kur r_r, r_{rd}, r_{rq} - ierosmes tinuma aktīvā pretestība un slāpēšanas kontūra aktīvās pretestības šķērsā un garenā komponentes;

ω_s - sinhronā leņķiskā frekvence;

$\psi_r, \psi_{rd}, \psi_{rq}$ - ierosmes tinuma plūsmas saķēdējums un slāpēšanas kontūra plūsmas saķēdējuma šķērsā un garenā komponentes;

i_r, i_{rd}, i_{rq} - ierosmes tinuma strāva un slāpēšanas kontūra strāvas šķērsā un garenā komponentes.

Šajās vienādībās, pieņemot, ka katrā no d un q asīm eksistē kopēja mijindukcijas plūsma, plūsmas saķēdējumu izteiksmes var būt pierakstīti sekojošā veidā:

$$\left. \begin{aligned} \psi_d &= L_d i_d + M_d i_r + M_d i_{rd}, \\ \psi_q &= L_q i_q + M_q i_{rq}, \end{aligned} \right\} \quad (1.1.3.)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_r &= \frac{3}{2} M_d i_d + L_r i_r + M_d i_{rd}, \\ \psi_{rd} &= \frac{3}{2} M_d i_d + M_d i_r + L_{rd} i_{rd}, \\ \psi_{rq} &= \frac{3}{2} M_q i_q + L_{rq} i_{rq}, \end{aligned} \right\} \quad (1.1.4.)$$

kur L_d, L_q - statora tinuma induktivitātes pa šķērsasi un pa garenasi ;

L_r, L_{rd}, L_{rq} - ierosmes tinuma un slāpēšanas kontūra induktivitātes pa šķērsasi un pa garenasi;

M_d, M_q - statora tinuma savstarpējās induktivitātes pa šķērsasi un pa garenas.

Vienādojumu (1.1.1.), (1.1.2.) pierakstīšanai Goreva sistēmā, statora vērtībām piešķirsim sekojošas bāzes vērtības:

$$\left. \begin{aligned} Z_{bst} &= \omega_b L_{bst} \quad ; \quad \omega_b = \omega_s; \\ U_{bst} &= Z_{bst} i_{bst} = \omega_c \psi_{bst}. \end{aligned} \right\} \quad (1.1.5.)$$

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

Vienādojums (1.1.1.) relatīvās vienībās iegūst šādu izskatu:

$$\left. \begin{aligned} \psi_d &= U_q, \\ \psi_q &= -U_d \end{aligned} \right\} \quad (1.1.6.)$$

kur U_d, U_q - statora sprieguma šķērsā un garenā komponentes.

Jāatzīmē, ka šeit un tālāk netiek ievesti speciāli apzīmējumi mainīgo vērtībām relatīvās vienībās.

Pēc plūsmas saķēdējuma ψ_d un ψ_q vienādojumu iegūšanas, vienādībā (1.1.3.) ievēdīsim jaunus mainīgos:

$$\begin{aligned} E_q &= \omega_s M_d i_r, & E_{rq} &= \omega_s M_d i_{rd}, \\ E_{rd} &= -\omega_s M_d i_{rq}. \end{aligned}$$

kur E_q, E_{rd}, E_{rq} - EDS, ko inducē statorā strāvas i_r, i_{rd}, i_{rq} , kad rotors griežas ar sinhrono griešanās ātrumu.

Pareizinot vienādības (1.1.3.) labo un kreiso pusi ar ω_s , iegūstam:

$$\begin{aligned} \omega_s \psi_d &= \omega_s L_d i_d + E_q + E_{rq}, \\ \omega_s \psi_q &= \omega_s L_q i_q - E_{rd}. \end{aligned}$$

Ņemot vērā, ka $\psi_{b.st.} = L_{b.st.} i_{b.st.}$, pierakstam pēdējo izteiksmi relatīvās vienībās:

$$\begin{aligned} \psi_d &= x_d i_d + E_q + E_{rq}, \\ \psi_q &= x_q i_q - E_{rd}. \end{aligned}$$

kur x_d, x_q - statora sinhronās reaktīvās pretestības pa šķērsasi un pa garenasi.

Tādā veidā iegūstam vienādojumus sinhronam ģeneratoram ar slāpētāju tinumiem visizplatītākā formā:

$$\left. \begin{aligned} x_d i_d + E_q + E_{rq} &= U_q, \\ x_q i_q - E_{rd} &= -U_d. \end{aligned} \right\} \quad (1.1.7.)$$

Relatīvās vienībās $L_d = x_d$, $L_q = x_q$, $\omega_s = 1$.

Rotora kontūriem bāzes lielumi tiek uzdoti ar vienādībām, kas ir analogiskas (1.1.5.).

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

Ierosmes tinuma bāzes spriegums un pretestība:

$$U_{br} = Z_{br} i_{br} \quad , \quad Z_{br} = r_r. \quad (1.1.8)$$

Saikni starp rotora un statora lielumiem nosakam sekojoši:

$$U_{bst} = \omega_s M_d i_{br},$$

vai, ievērojot izteiksmi (1.8.):

$$U_{bst} = \frac{\omega_s M_d}{r_r} U_{br}. \quad (1.1.9)$$

Pierakstot vienādojumu sistēmas (1.1.2.) pirmo vienādojumu kā reizinātu ar $\omega_s M_d / L_r$, iegūstam:

$$\frac{d}{dt} \frac{\omega_s M_d}{L_r} \psi_r + \frac{1}{T_r} E_q = \frac{\omega_s M_d}{L_r} E_r, \quad (1.1.10.)$$

kur $T_r = \frac{L_r}{r_r}$ - ierosmes tinuma laika konstante;

$$E_q = \omega_s M_d i_r.$$

Pārveidojot izteiksmes (1.1.10.) pirmo saskaitāmo, ievietojot ψ_r vietā tā izteiksmi no vienādojuma (1.1.4.), iegūstam:

$$\frac{\omega_s M_d}{L_r} \psi_r = \frac{3}{2} \frac{\omega_s M_d^2}{L_r} i_d + E_q + \frac{M_d}{L_r} E_{rq}.$$

Ņemot vērā, ka induktivitāti un reaktīvās pretestības savā starpā saista vienādojumi

$$\frac{3}{2} M_d \omega_s = x_{ad} ;$$

$$\frac{3}{2} L_r \omega_s = x_r ,$$

kur x_{ad} - statora reakcijas reaktīvā pretestība pa garenu asi;

x_r - ierosmes tinuma induktīvā pretestība, attiecināta pret statoru,

iegūstam:

$$\frac{\omega_s M_d}{L_r} \psi_r = \frac{x_{ad}^2}{x_r} i_d + E_q + \frac{x_{ad}}{x_r} E_{rq}.$$

Rezultāta vienādība (1.1.10.) izskatīsies sekojoši:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{x_{ad}^2}{x_r} i_d + E_q + \frac{x_{ad}}{x_r} E_{rq} \right) + \frac{1}{T_r} E_q = \frac{\omega_s M_d}{L_r} E_r. \quad (1.1.11.)$$

Kā redzams, šī vienādojuma kreisajā pusē atrodas statora mainīgie, bet labajā – ierosmes spriegums. Līdz ar to, vienādojuma (1.1.11.) pierakstīšanai relatīvās vienībās, tā kreiso pusi jāsadala ar U_{bst} , bet labo pusi – ar vienlīdzīgu skaitu $\frac{\omega_s M_d}{T_r} U_{br}$. Rezultātā ierosmes tinuma vienādojums Goreva vienību sistēmā izskatās sekojoši:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{x_{ad}^2}{x_r} i_d + E_q + \frac{x_{ad}}{x_r} E_{rq} \right) + \frac{1}{T_r} E_q = \frac{1}{T_r} E_r. \quad (1.1.12.)$$

Attiecība $\frac{3}{2} \frac{\omega_s M_d^2}{L_r} = \frac{x_{ad}^2}{x_r}$ attēlo lielumu $(x_d - x'_d)$, kur x'_d - sinhronās mašīnas pārejas reaktīvā pretestība pa gareno asi. Tā atbilst statora fāzes reaktīvai pretestībai pie īsi savienota ierosmes tinuma un pie magnētisko ass sakritības. Līdz ar to, pierakstot sinhronās mašīnas vienādojumu sinhronai mašīnai bez slāpēšanas kontūra, vēlamāka ir sekojoša ierosmes tinumu vienādojumu pierakstīšanas forma:

$$\frac{d}{dt} [(x_d - x'_d) i_d + E_q] + \frac{1}{T_r} E_q = \frac{1}{T_r} E_r, \quad (1.1.13.)$$

kurai nav nepieciešams zināt x_{ad} vērtību.

Pēc analogijas tiek iegūti sekojošie slāpēšanas kontūru vienādojumi relatīvās vienībās:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt} \left(\frac{x_{ad}^2}{x_{rd}} i_d + \frac{x_{ad}}{x_{rd}} E_q + E_{rq} \right) + \frac{1}{T_{rd}} E_{rq} &= 0, \\ \frac{d}{dt} \left(\frac{x_{aq}^2}{x_{rq}} i_q - E_{rd} \right) - \frac{1}{T_{rq}} E_{rd} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (1.1.14.)$$

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

kur x_{rd}, x_{rq} - slāpēšanas kontūru reaktīvās pretestības šķērsā un garenā komponentes;

T_{rd}, T_{rq} - slāpēšanas kontūru laika konstantes šķērsas un garenas komponentēm;

x_{ad}, x_{aq} - statora reakcijas reaktīvās pretestības d un q asīs.

Pieņemtai relatīvo vienību sistēmai ir sekojošas priekšrocības: jebkuram uzstādītām režīmam, kad $\omega = \omega_s$ tiek nodrošināta $E_q = E_r$ vienādība, bet pārejas procesa laikā - šo lielumu samērība. Taču tajā pašā laikā, salīdzinājumā ar izejas vienādojumu (1.1.2), uzdotu nosauktajās vienībās, mainās rotora kontūru vienādojumu pierakstīšanas forma relatīvās vienībās. Pie tā, salīdzinājuma ar nosauktās vienībās pierakstītu izejas vienādojumu (1.1.2.), mainās arī rotoru kontūru pierakstīšanas forma.

Pēdējais no sinhrono mašīnu vienādojumiem ir rotora kustības vienādojums, kas relatīvās vienībās izskatās sekojoši:

$$\frac{1}{\omega_s} T_J \frac{d^2 \delta}{dt^2} + M_e = M_T, \quad (1.1.15.)$$

vai

$$T_J \frac{ds}{dt} + M_e = M_T,$$

kur $s = \frac{1}{\omega_s} \frac{d\delta}{dt}$ - rotora slīde;

T_J - rotora inerces laika konstante;

M_e - elektromagnētiskais moments.

Elektromagnētiskais moments relatīvās vienībās ir vienāds ar elektromagnētisko jaudu, ko nosaka sekojoši:

$$M_e = P_e = u i_a,$$

kur $i_a = i_q \cos \delta - i_d \sin \delta$ - statora strāvas aktīvā komponente.

Izmantojot galvenos sinhronās mašīnas mainīgos, iegūstam formulu jaudas momenta noteikšanai:

$$M_e = P_e = u(i_q \cos \delta - i_d \sin \delta) = u_q i_q + u_d i_d.$$

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

Ievietojot pēdējā vienādībā u_q un u_d vietā to izteiksmes no (1.1.7.), pēc virknes pārveidojumu iegūstam:

$$M_e = P_e = E_Q i_q + E_{rd} i_d.$$

Šajā izteiksmē E_Q un E_{rd} - kompleksā EDS \dot{E}_Q sastāvdaļas, kur:

$$\dot{E}_Q = E_Q + jE_{rd},$$

kur $E_Q = E_q + E_{rq} + (x_d - x_q) i_d$.

Tādā veidā vienādojumi (1.1.7.), (1.1.12.), (1.1.14.), (1.1.15.) sastāda pilnu sinhronās mašīnas vienādojumu sistēmu Goreva relatīvās vienībās, neņemot vērā ātri pārejošus procesus statora ķēdē.

Pētot statisko stabilitāti gadījumos, kad galvenā uzmanība tiek vērsta tikai uz pārejas procesa raksturu pie mazām uzstādītā režīma novirzēm no normas, tiek izmantotas mazo perturbāciju vienādojumu sistēmas, kuras iegūst ar sinhrono mašīnu pamat vienādojumu linearizāciju. Linearizētie vienādojumi sniegs saiti starp mainīgo pieaugumu, attiecībā uz tā vērtību stabilā režīmā. [1 - 2, 5 - 8].

Gadījumā, kad nepieciešama vienādojuma linearizācija mašīnai ar slāpēšanas kontūriem, jāņem vērā, ka EDS vērtības E_{rd} un E_{rq} , inducējamās statorā ar slāpēšanas tinumu strāvām, stacionārā režīmā ir vienādas ar nulli. Tas nozīmē, ka $E_{rd0} = E_{rq0} = 0$. Tad mazo noviržu vienādojums izvērzi to polu ģeneratoram ar slāpēšanas kontūru būs šāds:

$$\left. \begin{aligned} x_d \Delta I_d + \Delta E_q + \Delta E_{rq} &= \Delta U_q, \\ x_d \Delta I_d - \Delta E_{rd} &= -\Delta U_d, \\ T_r p \left(\frac{x_{ad}^2}{x_r} \Delta I_d + \Delta E_q + \frac{x_{ad}}{x_r} \Delta E_{rq} \right) + \Delta E_q &= \Delta E_r, \\ T_{rd} p \left(\frac{x_{ad}^2}{x_{rd}} \Delta I_d + \frac{x_{ad}}{x_{rd}} \Delta E_q + \Delta E_{rq} \right) + \Delta E_{rq} &= 0, \\ T_{rq} p \left(\frac{x_{aq}^2}{x_{rq}} \Delta I_q - \Delta E_{rd} \right) - \Delta E_{rd} &= 0, \\ \frac{T_J}{\omega_c} p^2 \Delta \delta + \Delta P_e &= \Delta P_T, \end{aligned} \right\}, \quad (1.1.16.)$$

kur $\Delta P_e = E_{Q0} \Delta I_q + I_{q0} \Delta E_Q + I_{d0} \Delta E_{rd}$ - elektromagnētiskās jaudas novirze;

$\Delta E_Q = \Delta E_q + \Delta E_{rq} + (x_d - x_q) \Delta I_d$ - fiktīvā EDS novirze;

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

$P = \frac{d}{dt}$ – simbols diferencēšanai pēc laika.

Pierakstot sistēmu (1.1.16.) vienkāršai elektropārvadei, kas darbojas uz kopnēm ar bezgalīgu jaudu, statora vienādojumus tiek uzdotas summārās pretestības, ņemot vērā arī ārējo tīklu pretestību:

$$x_{d\Sigma} = x_d + x_{\bar{a}r},$$

$$x_{q\Sigma} = x_q + x_{\bar{a}r}.$$

Sprieguma sastāvdaļu novirzes uztvērējsistēmas kopnēs tiek nosakāmas kā:

$$\Delta U_q = U_{dkopnes} \Delta \delta,$$

$$\Delta U_d = -U_{qkopnes} \Delta \delta,$$

kur $U_{dkopnes} = -U_{kopnes} \sin \delta_0$, $U_{qkopnes} = U_{kopnes} \cos \delta_0$ – kopnes spriegumu vektoru projekcija uz d un q asīm;

δ - leņķis starp EDS vektoru E_Q un sinhrono asi.

Zemāk tiek dots mazo noviržu vienādojumu sastādīšanas piemērs elektropārvadei, sk. att. 1.1.1..

Piemērs 1.1.

Sastādīt mazo noviržu vienādojumu vienkāršai elektropārvadei (att. 1.1.1.), kurā HES 640 MW hidroģenerators darbojas uz kopnēm ar bezgalīgu jaudu. Shēmas un režīma parametri ir doti tabulā. Aprēķinos netika ievērotas ierosmes un turbīnas ātruma regulēšana t.i.

$$\Delta E_r = \Delta P_T = 0.$$

Izskatītai elektropārvadei noteiksim linearizēto vienādojumu (1.1.16.) koeficientus. Aprēķinu veiksim relatīvās vienībās.

Elektropārvades parametri:

$$E_{Q0} = 1,46 \angle 54,9^\circ;$$

$$E_{q0} = 1,75;$$

$$E_{qn} = 1,95;$$

$$S_\delta = 1000 \text{ MVA};$$

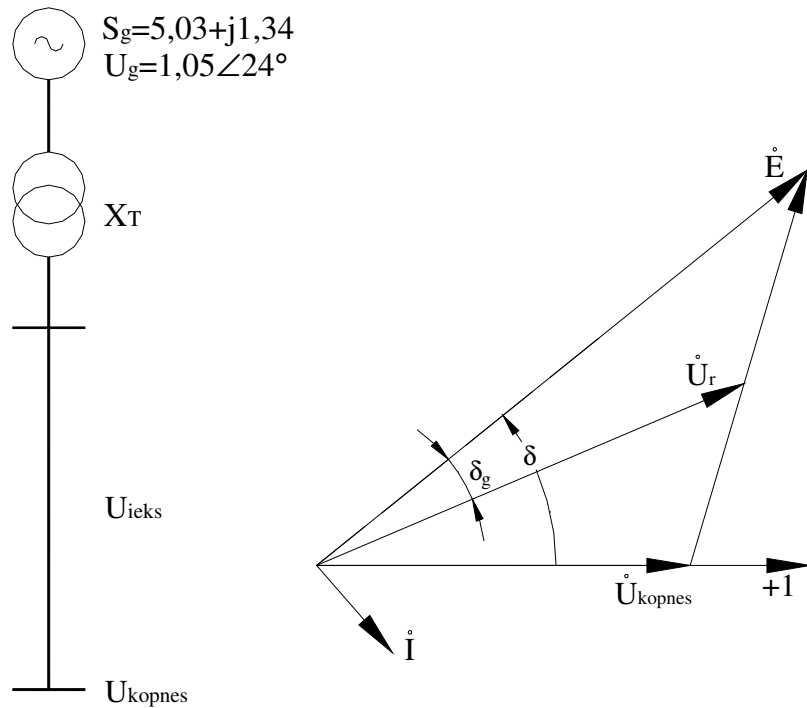
$$U_\delta = 500 \text{ kV};$$

$$Z_\delta = 250 \Omega.$$

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

Ekvivalentā ģenerators parametri:

$$\begin{array}{lll} x_d = 0,216; & x_q = 0,134; & x'_d = 0,0563; \\ x''_d = 0,039; & x''_q = 0,049; & x_s = 0,013; \\ x_T = 0,0216; & x_{\bar{a}r} = 0,085; & T_{rd} = 0,34s; \\ T_{rq} = 0,25s; & T_r = 6s; & T_{J\delta} = 60,2s. \end{array}$$



Att. 1.1.1. Elektropārvades shēma

Risinājums:

Statora vienādojumiem:

$$x_{d\Sigma} = x_d + x_T + x_{\bar{a}r} = 0,3226;$$

$$x_{q\Sigma} = x_q + x_T + x_{\bar{a}r} = 0,2406;$$

$$U_{d0kopnes} = -U_{0kopnes} \sin \delta_0 = -0,838,$$

$$U_{q0kopnes} = U_{0kopnes} \cos \delta_0 = 0,59.$$

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

Citu vienādojumu pierakstīšanai nepieciešams izskaitļot statora reakcijas un rotora kontūru pretestības:

$$x_{ad} = x_d - x_s = 0,203;$$

$$x_{aq} = x_q - x_s = 0,121;$$

$$x_r = \frac{x_{ad}^2}{x_d - x_d'} = 0,257;$$

$$x_{sr} = x_r - x_{ad} = 0,054;$$

$$x_{srq} = \frac{1}{\frac{1}{x_q'' - x_s} - \frac{1}{x_{aq}}} = 0,0382;$$

$$x_{srd} = \frac{1}{\frac{1}{x_d'' - x_s} - \frac{1}{x_{ad}} - \frac{1}{x_{sr}}} = 0,0665;$$

$$x_{rd} = x_{ad} + x_{srd} = 0,27;$$

$$x_{rq} = x_{aq} + x_{srq} = 0,16,$$

kur $x_s, x_{sr}, x_{srd}, x_{srq}$ – attiecīgi statora tinumu izkliedes pretestība, ierosmes tinumu izkliedes pretestība un slāpēšanas kontūru izkliedes pretestība.

Kustības vienādojumus sadala divos pirmās pakāpes vienādojumos, ņemot vērā, ka :

$$\Delta s = \frac{1}{\omega_s} p \Delta \delta,$$

kur $\omega_s = 314$ rad/s – sinhronais leņķiskais ātrums.

Bez tam, lai noteiktu ģenerators elektromagnētisko jaudas novirzi, nepieciešams zināt statora strāvas sastāvdaļas stacionāram režīmam:

$$I_{q0} = \frac{P_0}{E_{Q0}},$$

$$I_{d0} = -\frac{Q_0 + \Delta Q}{E_{Q0}},$$

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

$$\Delta Q = \frac{P_0^2 + Q_0^2}{U_r^2} (x_q + x_r).$$

Ievietojot režīma parametru vērtības (att. 1.1.1.) iegūstam:

$$I_{q0} = \frac{5,03}{1,46} = 3,45;$$

$$\Delta Q = \frac{5,03^2 + 1,34^2}{1,05^2} (0,134 + 0,0216) = 3,82;$$

$$I_{d0} = -\frac{1,34 + 3,82}{1,46} = -3,54.$$

Rezultātā, elektropārvades mazo noviržu vienādojumu sistēma (att. 1.1.1.) izskatīsies šādi:

$$\left. \begin{aligned} 0,3226\Delta I_d + \Delta E_q + \Delta E_{rq} + 0,838\Delta\delta &= 0, \\ 0,2406\Delta I_q - \Delta E_{rd} - 0,59\Delta\delta &= 0, \\ 0,976p\Delta I_d + 6,1p\Delta E_q + 4,82p\Delta E_{rq} + \Delta E_q &= 0, \\ 0,052p\Delta I_d + 0,256p\Delta E_q + (1 + 0,34p)\Delta E_{rq} &= 0, \\ 0,023p\Delta I_q - (1 + 0,25p)\Delta E_{rd} &= 0, \\ 60,2p\Delta S + 1,46\Delta I_q + 3,45\Delta E_Q - 3,54\Delta E_{rd} &= 0, \\ p\Delta\delta - 314\Delta S &= 0, \\ \Delta E_Q - \Delta E_q - \Delta E_{rq} - 0,082\Delta I_d &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (1.1.17.)$$

1.2. Tīklu vienādojumi sarežģītai elektriskai shēmai

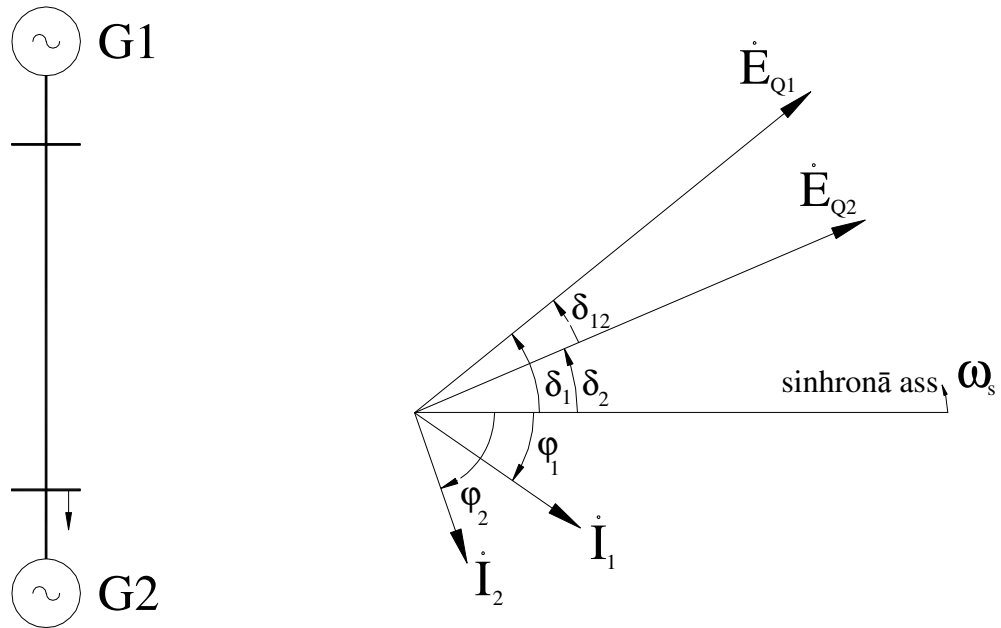
Augstāk tika apskatīta vienkāršākā elektropārvade: sinhronais ģenerators, kas darbojas uz bezgalīgas jaudas kopnēm. Reālos apstākļos pastāv sarežģīta saite starp paralēli strādājošu, atsevišķu sistēmu staciju ekvivalentiem ģeneratoriem, kā arī var nebūt bezgalīgas jaudas kopnes, ja visi ģeneratori ir samērojami pēc jaudas.

Tādā gadījumā elektriskās sistēmas pamatshēmu ir mērķtiecīgi pielīdzināt ekvivalentam tīklam ar pašpretstībām un savstarpējām pretstībām attiecībā pret ģenerators mezgliem, lielas jaudas dzinēju slodzes mezgliem un, ja ir, bezgalīgas jaudas kopnēm. Pie tam, ja slodzes

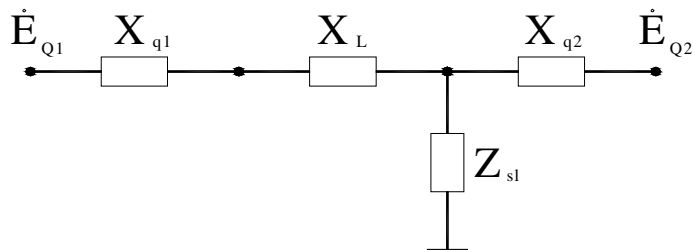
1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

stabilitātes vai tās ietekmes uz sistēmas stabilitāti izpēte nav pašmērķis, slodzes mezglus aizvieto ar kompleksās vadītspējas šuntiem. Šis pieņēmums pie ģeneratora nemainīga EDS E_Q ļauj pietiekami vienkārši sasaistīt jebkuras sinhronas mašīnas strāvas (jaudas) ar citu ģeneratoru EDS. Ievērojot sinhrono ģeneratoru slāpēšanas tinumus, EDS E_{Qi} tiek aizvietots ar komplekso vērtību $E_{Qi} = E_{Qi} + jE_{rdi}$ aiz pretestības x_{qi} . Rezultātā iegūstam izteiksmi ģeneratora strāvu sastādošām d, q komponentēm shēmai, kas parādīta attēlā 1.2.1..

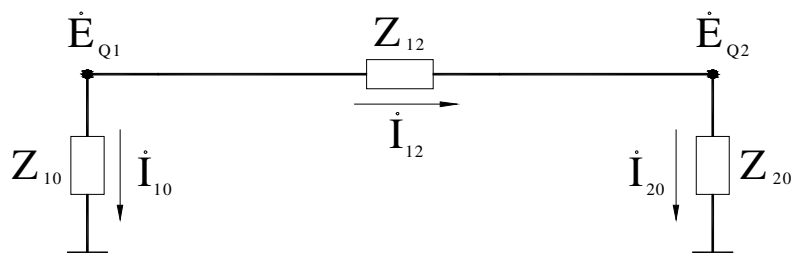
a)



b)



c)



Att. 1.2.1. Pašpretestību un savstarpējo pretestību noteikšana.

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

Aizvietošanas shēmā (att. 1.2.1., b.) sinhronie ģeneratori tiek aizvietoti ar EDS E_{Q1} un E_{Q2} , aiz pretestībām x_{q1} un x_{q2} . Slodze tiek ievērota ar kompleksām pretestībām Z_{sl} . Pārveidojot zvaigzni trīsstūrī, shēma iegūst veidu, sk. att, 1.2.1., c., kur:

$$\begin{aligned} Z_{12} &= j(x_{q1} + x_L) + jx_{q2} + \frac{j(x_{q1} + x_L)jx_{q2}}{Z_{sl}}, \\ Z_{10} &= j(x_{q1} + x_L) + Z_{sl} + \frac{j(x_{q1} + x_L)Z_{sl}}{jx_{q2}}, \\ Z_{20} &= jx_{q2} + Z_{sl} + \frac{jx_{q2}Z_{sl}}{j(x_{q1} + x_L)}. \end{aligned}$$

Saskaņā ar strāvu virzieniem, pieņemtiem par pozitīviem, no mezgla 1 izplūstošā pilnā strāva būs:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{10} + \dot{I}_{12}, \quad (1.2.1.)$$

savukārt no mezgla 2:

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_{20} - \dot{I}_{12}. \quad (1.2.2.)$$

Noteiksim strāvas atsevišķos shēmas zaros:

$$\begin{aligned} \dot{I}_{10} &= \frac{\dot{E}_{Q1}}{Z_{10}} = \frac{(E_{Q1} + jE_{rd1})e^{j\delta_1}}{Z_{10}}, \\ \dot{I}_{20} &= \frac{\dot{E}_{Q2}}{Z_{20}} = \frac{(E_{Q2} + jE_{rd2})e^{j\delta_2}}{Z_{20}}, \\ \dot{I}_{12} &= \frac{\dot{E}_{Q1} - \dot{E}_{Q2}}{Z_{12}} = \frac{(E_{Q1} + jE_{rd1})e^{j\delta_1} - (E_{Q2} + jE_{rd2})e^{j\delta_2}}{Z_{12}}. \end{aligned}$$

Ievietojot tās vienādojumos (1.2.1.), (1.2.2.), iegūstam:

$$\dot{I}_1 = I_1 e^{j\varphi_1} = \frac{E_{Q1} + jE_{rd1}}{Z_{11}} e^{j\delta_1} - \frac{E_{Q2} + jE_{rd2}}{Z_{12}} e^{j\delta_2}, \quad (1.2.3.)$$

$$\dot{I}_2 = I_2 e^{j\varphi_2} = \frac{E_{Q2} + jE_{rd2}}{Z_{22}} e^{j\delta_2} - \frac{E_{Q1} + jE_{rd1}}{Z_{12}} e^{j\delta_1}, \quad (1.2.4.)$$

kur $Z_{11} = \frac{Z_{10} \cdot Z_{12}}{Z_{10} + Z_{12}} = Z_{11} e^{j(90^\circ - \alpha_{11})} = jZ_{11} e^{-j\alpha_{11}},$

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

$$Z_{22} = \frac{Z_{20} \cdot Z_{12}}{Z_{20} + Z_{12}} = Z_{22} e^{j(90-\alpha_{22})} = jZ_{22} e^{-j\alpha_{22}}, \text{ - pašpretestības mezgliem 1. un 2.};$$

$$Z_{12} = Z_{12} e^{j(90-\alpha_{12})} = jZ_{12} e^{-j\alpha_{12}} \text{ - savstarpējā pretestība starp mezgliem 1. un 2.};$$

$\alpha_{11}, \alpha_{22}, \alpha_{12} = \alpha_{21}$ – pretestību Z_{11}, Z_{22}, Z_{12} zudumu leņķi.

Pārveidojam izteiksmi (1.2.4.), reizinot tā labo un kreiso puses ar $-e^{-j\delta_1}$ un pretestību vietā pierakstam to vadītspēju:

$$I_1 e^{-j(\delta_1 - \varphi_1)} = -jY_{11} e^{j\alpha_{11}} (E_{Q1} + jE_{rd1}) + jY_{12} e^{j\alpha_{12}} (E_{Q2} + jE_{rd2}) e^{-j(\delta_1 - \delta_2)}. \quad (1.2.5.)$$

Leņķu starpību $(\delta_1 - \delta_2)$ - apzīmēsim ar δ_{12} , kur δ_{12} – leņķis starp 1 un 2 ģenerators šķērsasīm un ievērosim, ka:

$$\delta_{12} = \delta_1 - \delta_2 = -\delta_{21}.$$

Bez tam, saliekot reizinātājus $e^{j\gamma}$ formā, pēc Eilera formulas:

$$e^{j\gamma} = \cos \gamma + j \sin \gamma$$

Sadalot vienādojuma (1.2.5.) reālās un imaginārās daļas, nosakām strāvas I_1 d un q komponentes:

$$\left. \begin{aligned} I_{q1} &= I_1 \cos(\delta_1 - \varphi_1) = E_{Q1} Y_{11} \sin \alpha_{11} + E_{rd1} Y_{11} \cos \alpha_{11} + \\ &+ E_{Q2} Y_{12} \sin(\delta_{12} - \alpha_{12}) - E_{rd2} Y_{12} \cos(\delta_{12} - \alpha_{12}), \\ I_{d1} &= -I_1 \sin(\delta_1 - \varphi_1) = -E_{Q1} Y_{11} \cos \alpha_{11} + E_{rd1} Y_{11} \sin \alpha_{11} + \\ &+ E_{Q2} Y_{12} \cos(\delta_{12} - \alpha_{12}) + E_{rd2} Y_{12} \sin(\delta_{12} - \alpha_{12}), \end{aligned} \right\}, \quad (1.2.6.)$$

kur $(\delta_1 - \varphi_1)$ – leņķis starp strāvu I_1 un q_1 asi ($\varphi_1 < 0$);

Y_{11}, Y_{22}, Y_{12} – vadītspēju moduļu vērtības.

Izpildot analogisku pārveidošanu izteiksmei (1.2.4.), iegūstam ģenerators G2 strāvas d , q komponentes:

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

$$\left. \begin{aligned} I_{q2} &= E_{Q2} Y_{22} \sin \alpha_{22} + E_{rd2} Y_{22} \cos \alpha_{22} + \\ &+ E_{Q1} Y_{12} \sin(\delta_{21} - \alpha_{12}) - E_{rd1} Y_{12} \cos(\delta_{21} - \alpha_{12}), \\ I_{d2} &= -E_{Q2} Y_{22} \cos \alpha_{22} + E_{rd2} Y_{22} \sin \alpha_{22} + \\ &+ E_{Q1} Y_{12} \cos(\delta_{21} - \alpha_{12}) - E_{rd1} Y_{12} \sin(\delta_{21} - \alpha_{12}). \end{aligned} \right\} \quad (1.2.7.)$$

Vispārīgā veidā vienādojumus (2.6.), (2.7.), shēmai, kas satur n ģeneratorus, var pierakstīt sekojoši:

$$\left. \begin{aligned} I_{qi} &= E_{Qi} Y_{ii} \sin \alpha_{ii} + E_{rdi} Y_{ii} \cos \alpha_{ii} + \\ &+ \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n [E_{Qj} Y_{ij} \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij}) - E_{rdj} Y_{ij} \cos(\delta_{ij} - \alpha_{ij})], \\ I_{di} &= -E_{Qi} Y_{ii} \cos \alpha_{ii} + E_{rdi} Y_{ii} \sin \alpha_{ii} + \\ &+ \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n [E_{Qj} Y_{ij} \cos(\delta_{ij} - \alpha_{ij}) + E_{rdj} Y_{ij} \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij})]. \end{aligned} \right\} \quad (1.2.8.)$$

kur $E_{Qi} = E_{qi} + E_{rqi} + (x_{di} - x_{qi}) I_{di}$;

δ_{ij} – leņķis starp i-tā un j-tā ģeneratora q asīm;

Y_{ii}, α_{ii} – pašvadītspēja un i-tā mezgla zudumu leņķis;

Y_{ij}, α_{ij} – savstarpējā vadītspēja un zudumu leņķis starp i un j mezgliem.

Veicot statistiskās stabilitātes aprēķinus, pielietojam mazo noviržu vienādojumus, līdz ar ko pierakstam izteiksmes (1.2.8.) variācijas:

$$\begin{aligned} \Delta I_{qi} &= \Delta E_{Qi} Y_{ii} \sin \alpha_{ii} + \Delta E_{rdi} Y_{ii} \cos \alpha_{ii} + \\ &+ \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n [\Delta E_{Qj} Y_{ij} \sin(\delta_{ij0} - \alpha_{ij}) + E_{Qj0} Y_{ij} \cos(\delta_{ij0} - \alpha_{ij}) \Delta \delta_{ij} - \Delta E_{rdj} Y_{ij} \cos(\delta_{ij0} - \alpha_{ij})]; \end{aligned} \quad (1.2.9.)$$

$$\begin{aligned} \Delta I_{di} &= -\Delta E_{Qi} Y_{ii} \cos \alpha_{ii} + \Delta E_{rdi} Y_{ii} \sin \alpha_{ii} + \\ &+ \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n [\Delta E_{Qj} Y_{ij} \cos(\delta_{ij0} - \alpha_{ij}) - E_{Qj0} Y_{ij} \sin(\delta_{ij0} - \alpha_{ij}) \Delta \delta_{ij} + \Delta E_{rdj} Y_{ij} \sin(\delta_{ij0} - \alpha_{ij})]; \end{aligned} \quad (1.2.10.)$$

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

$$\text{kur } \Delta E_{Qi} = \Delta E_{qi} + \Delta E_{rdi} + (x_{di} - x_{qi}) \Delta I_{di};$$

$$\Delta \delta_{ij} = \Delta \delta_i - \Delta \delta_j - \text{savstarpējā lenķa } \delta_{ij} \text{ novirze;}$$

$$E_{Qi0}, \delta_{ij0} - \text{mainīgo vērtības stacionārā režīmā.}$$

Tādā veidā sastādot matemātisko modeli, kas apraksta sarežģītas elektriskās sistēmas mazo perturbāciju režīmu, statora vienādojumu vietā tiek rakstītas vienādības (1.2.9.), (1.2.10.), kuras sasaista katra ģenerators strāvu komponentu novirzes ar pārējo mašīnu mainīgo izmaiņām.

1.3. Stipras darbības automātiskās ierosmes regulatoru vienādojumi

Mūsdienu energosistēmās visu lielu elektrostaciju ģeneratori ir aprīkoti ar stipras darbības automātiskas ierosmes regulatoriem (AIR-SD), kuros, bez regulēšanas kanāliem pēc režīmu parametru novirzes, ir ievesti kanāli, kuri reaģē uz statora sprieguma un frekvences izmaiņas ātrumu, kā arī rotora strāvas izmaiņas ātrumu. No tā izriet, ka AIR-SD ir daudzkanālu ierīce, kura nodrošina uzdoto sprieguma vērtību noturēšanu noteiktā elektriskās sistēmas mezglā, ierosmes forsēšanu avārijas režīmos, rotora maksimālās un minimālās strāvas ierobežošanu. Pie kam pareizi izvēloties pastiprināšanas koeficientus pa stabilizācijas kanāliem (statora sprieguma frekvences novirzi un tās atvasinājumu), AIR-SD nodrošina svārstību slāpēšanu pie mazām un lielām perturbācijām.

Šobrīd plaši tiek izmantoti unificēti AIR - SD ar magnētiskiem pastiprinātājiem, tāpat ir izstrādāti un tiek ievesti regulatori uz mikroprocesoru elementu bāzēs. Regulatoru matemātiska apraksta pamatā tiek izmantoti to atsevišķo elementu pārvades funkcijas [10 - 12]. Pie tam tiek ņemts vērā, ka pie sistēmas parametru un režīmu izmaiņām laikā, arī elektrisko sistēmu elektromehānisko svārstību frekvence svārstās diapazonā 0- 40 rad/s. Pie kam, izveidojot AIR matemātiskus modeļus, kuri ir paredzēti mazu noviržu režīmu pētīšanai, netiek ievēroti tie regulēšanas kanāli, kuri būtiski neietekmē šo procesu stabilitāti un kvalitāti. Pie tādiem var pieskaitīt ierosmes strāvas ierobežojuma, statora sprieguma un ierosmes forsēšanas kanālus.

Iegūsim vienādojumus unificētam AIR - SD, kura struktūras shēma attēlota att. 1.3.1. Tajā ir parādīti regulēšanas kanāli pēc statora sprieguma novirzes ΔU un tā atvasinājuma, šī sprieguma frekvences $\Delta \omega$ novirzes un atvasinājuma, kā arī rotora strāvas atvasinājuma, kurš relatīvo vienību mērogā ir vienāds ar EDS E_q . Kopējais regulēšanas kanāls (KPK) iekļauj sevī summējošo magnētisko pastiprinātāju (SMP) ar korekcijas ķēdi KK, filtru F un tiristoru ierosinātāju I.

SMP, F un I posmiem ir ciešā atgriezeniskā saite (CAS).

Pārvades funkcijas sprieguma novirzes kanālam izskatās šādi:

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

- sprieguma filtrs:

$$W_{FU}(p) = (1 + T_{1U}p + T_{2U}p^2)^{-1};$$

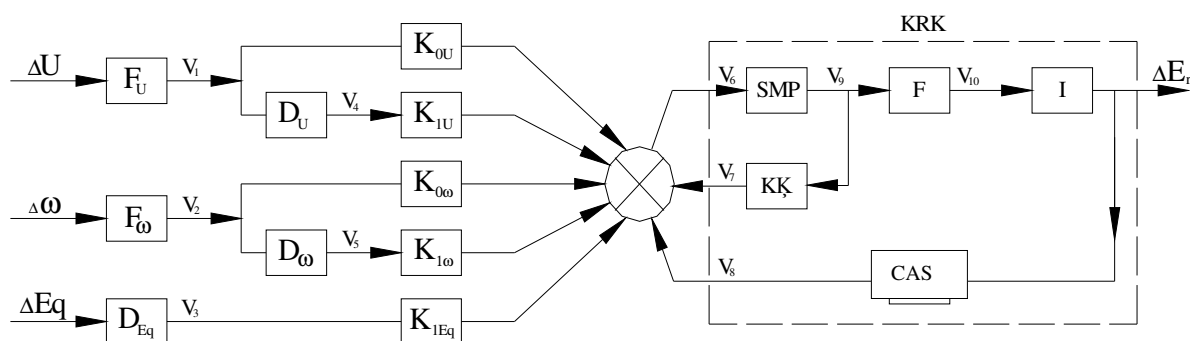
- sprieguma diferenciātors:

$$W_{DU}(p) = K_{1U}p(1 + T_{DU}p)^{-1};$$

$$W_{0U}(p) = K_{0U};$$

kur K_{0U} , K_{1U} - pastiprinājuma koeficienti;

T_{1U} , T_{2U} , T_{DU} - attiecīgo ķēžu laika konstantes.



Att. 3.1. AIR-SD struktūras shēma

Konstantu skaitliskās vērtības T_{1U} , T_{2U} , T_{DU} tika izvēlētas tā, lai pārvades funkcijas $W_{FU}(p)$ un $W_{DU}(p)$ pareizi attēlotu kanālu frekvences īpašības robežās 0- 40 rad/s. Pie tam $T_{1U} = 1,3 \cdot 10^{-2} s$; $T_{2U} = 0,83 \cdot 10^{-4} s^2$; $T_{DU} = 2,6 \cdot 10^{-2} s$. Sprieguma frekvences novirzes kanāls tiek aprakstīts ar sekojošām pārvades funkcijām:

- frekvences bloks $W_{0\omega}(p) = K_{0\omega}$,

$$W_{B\omega}(p) = (1 + T_{1\omega}p + T_{2\omega}p^2 + T_{3\omega}p^3)^{-1};$$

- frekvences diferenciātors

$$W_{D\omega}(p) = K_{1\omega}p(1 + T_{D\omega}p)^{-1},$$

kur $K_{0\omega}$, $K_{1\omega}$ - pastiprinājuma koeficienti;

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

$$T_{1\omega} = 5,6 \cdot 10^{-2} \text{ s}; T_{2\omega} = 6,2 \cdot 10^{-4} \text{ s}^2; T_{3\omega} = 3,9 \cdot 10^{-6} \text{ s}^3; T_{D\omega} = 2,6 \cdot 10^{-2} \text{ s}.$$

Rotora strāvas atvasinājuma kanālam:

$$W_{1Eq}(p) = K_{1Eq} p (1 + T_{1Eq} p + T_{2Eq} p^2)^{-1},$$

kur K_{1Eq} - pastiprinājuma koeficients;

$$T_{1Eq} = 6,5 \cdot 10^{-2} \text{ s}; T_{2Eq} = 6,5 \cdot 10^{-4} \text{ s}^2.$$

KRK ķēdes tiek aprakstītas ar pārvades funkcijām:

$$W_{SMP}(p) = K_{SMP} (1 + T_{1SMP} p + T_{2SMP} p^2)^{-1};$$

$$W_{KK}(p) = T_{KK} R_{KK}^{-1} p (1 + T_{1KK} p + T_{2KK} p^2)^{-1};$$

$$W_F(p) = K_{F\Sigma} (1 + T_{1F} p + T_{2F} p^2 + T_{3F} p^3)^{-1};$$

$$W_{CAS}(p) = K_{CAS} (1 + T_{CAS} p)^{-1};$$

$$W_I(p) = K_I,$$

kur magnētiskam pastiprinātājam un filtra koeficientam ir sekojošas vērtības:

$$K_{SMP} = 72,5 \text{ V / mA}; K_{F\Sigma} = 0,068 \text{ V / V}.$$

Tiristoru vadīšanas sistēmas pastiprināšanas koeficients ir iekļauts koeficientā $K_{F\Sigma}$.

Posmu nemainīgās laika konstantes nosaka analogiskā veidā:

$$T_{1SMP} = 1,8 \cdot 10^{-2} \text{ s}; T_{2SMP} = 9 \cdot 10^{-6} \text{ s}^2;$$

$$T_{1F} = 4,4 \cdot 10^{-2} \text{ s}; T_{2F} = 1,8 \cdot 10^{-4} \text{ s}^2; T_{3F} = 2,4 \cdot 10^{-6} \text{ s}^3;$$

$$T_{1CAS} = 7 \cdot 10^{-3} \text{ s}.$$

Korekcijas ķēdes parametri ir mainīgi un tos izvēlās pie AIR pārbaudes. To vērtības aprēķina pēc formulām:

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

$$T_{KK} = 2,4 \cdot n_{KK} \cdot 10^{-3} s; T_{1KK} = (21 + n_{KK}) \cdot 10^{-3} s;$$

$$T_{2KK} = 7,5 \cdot T_{KK} \cdot 10^{-6} s^2; R_{KK} = 4,3 k\Omega; n_{KK} = 0 - 10.$$

Parasti pieņem, ka $n_{KK} = 8$. Rezultātā:

$$W_{KK}(p) = -3,3 \cdot 10^{-3} p(1 + 2,67 \cdot 10^{-2} p + 10^{-4} p^2)^{-1}.$$

Mīnusa zīme norāda uz to, ka korekcija notiek ar negatīvu atgriezenisko saiti.

Apskatīsim koeficienta izvēli ciešai atgriezeniskai saitei (CAS). CAS gadījumā vaļēja kanāla KKK pārvades funkciju nosakām ar vienādojumu:

$$W_{KKK}(p) = W_{SMP(KK)}(p)W_F(p)W_I(p), \quad (1.3.1.)$$

kur $W_{SMP(KK)} = \frac{W_{SMP}(p)}{1 - W_{SMP}(p)W_{KK}(p)}$ - pārvades funkcija magnētiskam pastiprinātājam ar noslēgtu korekcijas ķēdi.

Pie saslēgta CAS, iegūsim:

$$W_{KKK}(p) = \frac{W_{KKK}(p)}{1 - W_{KKKp}(p)W_{CAS}(p)}. \quad (1.3.2.)$$

Pastiprināšanas koeficients kopējam kanālam pie frekvences, kuras vērtība ir vienāda ar nulli un pie vaļējas atgriezeniskās saites:

$$K_{KKKp} = K_{SMP}K_{F\Sigma}K_I. \quad (1.3.3.)$$

Pie CAS saslēgšanas

$$K_{KKK} = \frac{K_{KKKp}}{1 - K_{KKKp}K_{CAS}}, \quad (1.3.4.)$$

no kurienes

$$K_{CAS} = \frac{1}{K_{KKKp}} - \frac{1}{K_{KKK}}. \quad (1.3.5.)$$

KRK un CAS kanālu parametrus izvēlas tādā veidā, lai pie frekvences, kura vienāda ar nulli, kopēja kanāla pastiprinājuma koeficients pie saslēgtas atgriezeniskas saites būtu vienāds:

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

$$K_{KRR} = 3 \text{ nom.ierosmes.vien./mA}$$

un izpildītos attiecība

$$K_{KRRp} = n_{CAS} K_{KRR},$$

kur $n_{CAS} = 5$; 6 ir ciešas atgriezeniskas saites koeficienti

Rezultātā ierosinātāja pastiprināšanas koeficientu var noteikt pēc vienādojuma (1.3.3.). Lielākoties, tas tiek pieņemts, kā $n_{CAS} = 5$, līdz ar ko:

$$K_{CAS} = -0,267 \text{ mA/nom.ier.vien.},$$

$$K_I = 3,14 \text{ nom.ier.vien./V.}$$

Pierakstot vienādojumu Goreva sistēmas veidā, ierosmes spriegums jāmēra tukšgaitas sprieguma daļās un tas tiek noteikts ar EDS E_{qn} lielumu, aprēķinātu pie mašīnas nominālas jaudas. Tādēļ KRR koeficientu mērvienībām jābūt sekojošām:

$$K_{KRR} \left[\frac{\text{tukšg.ier.vien.}}{\text{mA}} \right]; K_{CAS} \left[\frac{\text{mA}}{\text{tukšg.ier.vien.}} \right]; K_I \left[\frac{\text{tukšg.ier.vien.}}{\text{V}} \right].$$

Tā kā pases datos šie koeficienti uzrādīti kā reducēti pie nominālā ierosmes sprieguma, tad veicot aprēķinus tiem jābūt pārreducētiem pie bāzes ierosmes sprieguma, reizinot vai dalot ar EDS E_{qn} . Analogiski pie bāzes datiem jābūt reducētiem arī pastiprinājuma koeficientiem atsevišķiem AIR kanāliem K_{0U} , K_{1U} , $K_{0\omega}$, $K_{1\omega}$, K_{1Eq} , kuri pases datos uzrādīti kā reducēti pie nominālā ierosmes sprieguma. Rezultātā maksimālie koeficientu iegūst sekojošas vērtības:

$$K_{0U} = -50E_{qn}; \text{ tukšg.ier.vien./stat.spr.vien};$$

$$K_{1U} = -15E_{qn}; \text{ tukšg.ier.vien./stat.spr.vien/s};$$

$$K_{0\omega} = 14,5E_{qn} \text{ tukšg.ier.vien./Hz, vai } K_{0\omega} = 2,3E_{qn} \text{ tukšg.ier.vien./rad/s};$$

$$K_{1\omega} = 5,5E_{qn} \text{ tukšg.ier.vien./Hz/s vai } K_{1\omega} = 0,88E_{qn} \text{ tukšg.ier.vien./rad/s}^2;$$

$$K_{1Eq} = -3E_{qn} \text{ tukšg.ier.vien./rot.str.vien/s.}$$

Dotie lielumi raksturo summāro pastiprinājumu ieejas signāliem, ieskaitot kopējo regulēšanas kanālu, kas nozīmē, ka koeficienti K_{0U} , K_{1U} , $K_{0\omega}$ un citi iekļauj sevī pastiprinājuma koeficientu KRR pie noslēgtas CAS, kas nozīmē: $K_{KRR.tukšg} = 3E_{qn}$ tukšg.ier.vien./mA. Respektīvi, sastādot AIR matemātisko modeli, kopējam regulēšanas

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

kanālam jābūt reducētam ar pastiprinājuma koeficientu, kurš vienāds ar 1. Tāda reducēšana var būt izpildīta, samazinot ieejas signālus ΔU , $\Delta \omega$ un ΔE_q K_{KRK} tukšg. reizēs.

Ņemot vērā, ka ķēdes pārvades funkcija ir attiecība starp izejas mainīgo un ieejas signālu, pierakstīsim AIR-SD vienādojumu saskaņā ar attēlotiem apzīmējumiem struktūrshēmā (att. 1.3.1.).

Ieejas blokiem:

$$\left. \begin{aligned} V_1 + 1,3 \cdot 10^{-2} pV_1 + 0,83 \cdot 10^{-4} p^2V_1 - \frac{1}{3E_{qn}} \Delta U &= 0, \\ V_2 + 5,6 \cdot 10^{-2} pV_2 + 6,2 \cdot 10^{-4} p^2V_2 + 3,9 \cdot 10^{-6} p^3V_2 - \frac{1}{3E_{qn}} \Delta \omega &= 0, \\ V_3 + 6,5 \cdot 10^{-2} pV_3 + 6,5 \cdot 10^{-4} p^2V_3 - \frac{1}{3E_{qn}} p\Delta E_q &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (1.3.6.)$$

Frekvences un sprieguma atvasinājuma kanāliem:

$$\left. \begin{aligned} V_4 + 2,6 \cdot 10^{-2} pV_4 - pV_1 &= 0, \\ V_5 + 2,6 \cdot 10^{-2} pV_5 - pV_2 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (1.3.7.)$$

KRK bloku apraksta ar šādiem vienādojumiem:

$$\left. \begin{aligned} V_9 + 1,8 \cdot 10^{-2} pV_9 + 9 \cdot 10^{-6} p^2V_9 - 72,5 \cdot V_8 &= 0, \\ V_7 + 2,67 \cdot 10^{-2} pV_7 + 10^{-4} p^2V_7 + 3,3 \cdot 10^{-3} p^3V_9 &= 0, \\ V_{10} + 4,4 \cdot 10^{-2} pV_{10} + 1,8 \cdot 10^{-4} p^2V_{10} + 2,4 \cdot 10^{-6} p^3V_{10} - 0,066V_9 &= 0, \\ V_8 + 7 \cdot 10^{-3} pV_6 - K_{SAS} / E_{qn} \Delta E_r &= 0, \\ \Delta E_r - K_I E_{qn} V_{10} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (1.3.8.)$$

kur uz SMP ieeju padoto mainīgo V_6 nosaka kā:

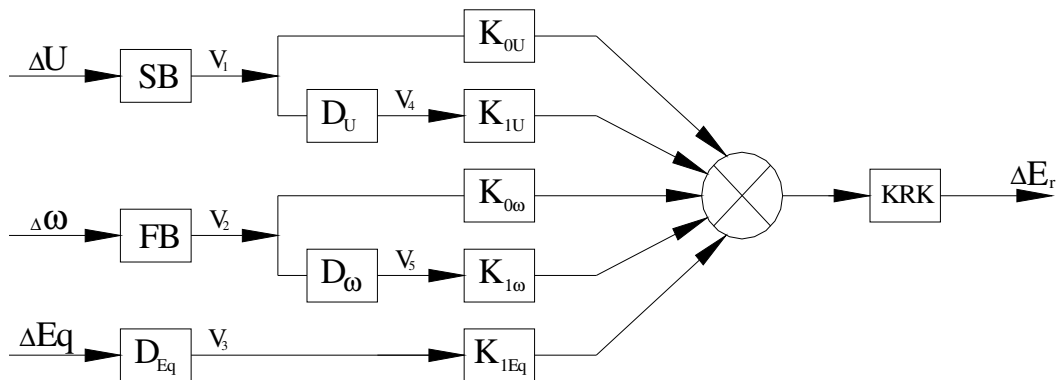
$$V_6 = K_{OU} V_1 + K_{IU} V_4 + K_{O\omega} V_2 + K_{I\omega} V_5 + K_{IEq} V_3 + V_7 + V_8, \quad (1.3.9.)$$

kur K_{OU} , K_{IU} , $K_{O\omega}$, $K_{I\omega}$, K_{IEq} - izteikti ģenerators tukšgaitas sprieguma daļās un raksturo summāro AIR pastiprinājumu.

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

Tādā veidā vienādojumu sistēma (1.3.6.) – (1.3.9.) 17-ā diferenciālā pakāpē apraksta AIR-SD pārejas procesus frekvenču diapazonā 0-40 rad/s.

Tālāk apskatīsim matemātisku aprakstu AIR-SD, kura struktūrshēma attēlota att. 1.3.2.



Att. 1.3.2. AIR-SD struktūrshēma

(SB-sprieguma bloks; FB-frekvences bloks; $D_U; D_\omega; D_{Eq}$ - sprieguma, frekvences un rotora strāvas nobīdes signālu diferencēšanas bloki)

Tāpat kā AIR-SD, šim regulatoram ir regulēšanas kanāli pēc statora sprieguma novirzes un tās atvasinājuma, pēc šī sprieguma frekvences novirzes un atvasinājuma, kā arī pēc rotora strāvas atvasinājuma. Salīdzinājumā ar AIR uz magnētisko pastiprinātāju bāzi ir sekojošas priekšrocības:

- statiskās stabilitātes paplašinātas robežas;
- ģeneratoru rotoru svārstību intensīvāka slāpēšana;
- lielāka ātrdarbība pie režīmu traucējumiem;
- samazinātie gabarīti, pielietojot pusvadītāju elementus un mikroshēmas.

Vēl viena AIR-SD priekšrocība, kas ļauj būtiski samazināt matemātisko aprakstu, ir saistīta ar to, ka kopējam regulēšanas kanālam(KRK) nav inerces.

Atsevišķu regulatora bloku pārvades funkcijas, kuras attēlo tā frekvenču raksturojumu diapazonā 0 - 40 rad/s, ir sekojošas:

- sprieguma blokam

$$W_{SB}(p) = (1 + 0,022p)(1 + 0,05p + 0,000456p^2)^{-1};$$

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

- sprieguma kanāla diferenciātoram

$$W_{DU}(p) = p(1 + 0,026p)^{-1};$$

- sprieguma frekvences blokam

$$W_{FB}(p) = p(1 + 1,196p + 0,8512p^2)^{-1};$$

- frekvences kanāla diferenciātoram

$$W_{D\omega}(p) = (1 + 0,073p + 0,00133p^2)^{-1};$$

- rotora strāvas atvasinājuma kanālam

$$W_{Eq}(p) = p(1 + 0,028p + 0,00075p^2)^{-1};$$

- kopējais regulēšanas kanālam

$$W_{KRR}(p) = 1.$$

Tā kā KRR ir reducēts, tas nozīmē, ka tām pastiprinājuma koeficients ir vienāds ar 1, bet pastiprinājuma koeficienti pa regulēšanas kanāliem K_{0U} , K_{1U} , $K_{0\omega}$, $K_{1\omega}$, K_{1Eq} raksturo summāro pastiprinājumu AIR ieejas signāliem. Tāpat kā iepriekšējā gadījumā, šo koeficientu vērtībām jābūt uzdotām kā reducētām pie tukšgaitas sprieguma.

Pierakstīsim vienādojumus AIR-SD, attēlotiem struktūrshēmā ar attiecīgiem apzīmējumiem (att. 1.3.2.).

$$\left. \begin{aligned} V_1 + 0,05pV_1 + 0,456 \cdot 10^{-3} p^2 V_1 - (1 + 0,022)\Delta U &= 0, \\ V_2 + 1,196pV_2 + 0,08512p^2 V_2 - p\Delta\omega &= 0, \\ V_3 + 0,028pV_3 + 0,75 \cdot 10^{-3} p^2 V_3 - p\Delta E_q &= 0, \\ V_4 + 0,026pV_4 - pV_1 &= 0, \\ V_5 + 0,073pV_5 + 0,00133p^2 V_5 - pV_2 &= 0, \\ K_{0U}V_1 + K_{1U}V_4 + K_{0\omega}V_2 + K_{1\omega}V_5 + K_{1Eq}V_3 - \Delta E_r &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (1.3.10)$$

1.4. Režīma parametru vienādojumi, pielietojami regulēšanas teorijā

Izveidojot stiprās darbības sinhrono mašīnu ierosmes regulatora likumsakarības, tiek izmantoti summārie signāli pēc režīma vairāku parametru novirzēm no nominālā lieluma un to atvasinājumiem. Šādi režīma parametri ir sekojoši: statora spriegums, šī sprieguma frekvence un sinhronā ģenerators rotora strāva.

Lai iegūtu elektriskās sistēmas, ģeneratoru un AIR vienādojumus, nepieciešams izteikt regulēšanas likumos ietilpstošos režīma parametrus, izmantojot ģenerators pamatparametrus.

Iegūsim vienādojumus, kas apraksta statora sprieguma novirzi ΔU . Lai iegūtu šo vienādojumu, ģeneratoram ar slāpēšanas tinumiem uzrakstīsim statora vienādojumus līdz sprieguma regulēšanas punktam:

$$\begin{aligned} x_{qr} \cdot \Delta I_d + \Delta E_Q &= \Delta U_q, \\ x_{qr} \cdot \Delta I_q - \Delta E_{rd} &= -\Delta U_d, \end{aligned} \quad (1.4.1.)$$

kur x_{qr} – sinhronā reaktīvā šķērsā pretestība līdz regulēšanas punktam;

$\Delta E_Q = \Delta E_q + \Delta E_{rd} + (x_{dr} - x_{qr}) \cdot \Delta I_d$ - fiktīvā EDS E_Q novirze.

Ņemot vērā, ka $U^2 = U_q^2 + U_d^2$, iegūstam, ka

$$\Delta U = \frac{U_{q0}}{U_0} \cdot \Delta U_q + \frac{U_{d0}}{U_0} \cdot \Delta U_d. \quad (1.4.2.)$$

Izteiksmē (1.4.2.) $\frac{U_{q0}}{U_0} = \cos \delta_{g0}$, $\frac{U_{d0}}{U_0} = -\sin \delta_{g0}$, kur $\delta_{g0} = \delta_0 - \delta_{U0}$ - leņķis starp sprieguma vektoru regulēšanas punktā un q asi, (att. 1.4.1.).

Rezultātā izteiksmi (1.4.2.) var uzrakstīt kā:

$$\Delta U = \Delta U_q \cdot \cos \delta_{g0} - \Delta U_d \cdot \sin \delta_{g0} \quad (1.4.3.)$$

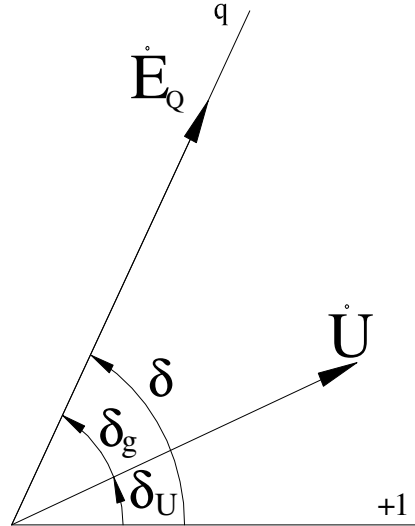
Izslēdzot no vienādojumiem (1.4.1.) un (1.4.3.) sprieguma sastāvdaļu ΔU_q un ΔU_d novirzes, iegūstam pārveidoto ΔU vienādojumu:

$$\Delta U = x_{qg} \cdot \cos \delta_{g0} \cdot \Delta I_d + x_{qg} \cdot \sin \delta_{g0} \cdot \Delta I_q + \cos \delta_{g0} \cdot \Delta E_Q - \sin \delta_{g0} \cdot \Delta E_{rd} \quad (1.4.4.)$$

Sprieguma frekvences novirzi $\Delta \omega$ nosakām kā leņķa δ_U izmaiņas ātrumu, kas atspoguļo leņķi starp regulēšanas punkta sprieguma vektoru un sinhrono asi

$$\Delta\omega = p \cdot \delta_U, \quad (1.4.5.)$$

kur $p = \frac{d}{dt}$ - diferencēšanas simbols.



Att. 1.4.1. Elektropārvades vektoru diagramma.

No att. 1.4.1. redzams, ka leņķus δ un δ_U saista sakarība

$$\delta = \delta_g + \delta_U, \quad (1.4.6)$$

Izteiksim ΔU_q , izmantojot sprieguma novirzi un leņķi δ_g :

$$\Delta U_q = \Delta U \cdot \cos \delta_{g0} - U_0 \cdot \sin \delta_{g0} \cdot \Delta \delta_g,$$

jeb, ņemot vērā izteiksmi (1.4.6):

$$\Delta U_q = \Delta U \cdot \cos \delta_{g0} - U_0 \cdot \sin \delta_{g0} (\Delta \delta - \Delta \delta_U).$$

Ievietosim iegūto izteiksmi pirmajā vienādojumā (1.4.1.). Pēc diferencēšanas:

$$x_{qg} \cdot p \Delta I_d + p \Delta E_Q = \cos \delta_{g0} \cdot p \Delta U - U_0 \cdot \sin \delta_{g0} \cdot p (\Delta \delta - \Delta \delta_U).$$

Tā kā $p \Delta \delta_U \approx \Delta \omega$, iegūstam, ka:

1. Linearizētie vienādojumi elektriskās sistēmas pārejas procesu izpētei

$$\Delta\omega = \frac{1}{U_0 \cdot \sin \delta_{g0}} \cdot p(x_{qs} \Delta I_d + \Delta E_Q - \cos \delta_{g0} \cdot \Delta U + U_0 \cdot \sin \delta_{g0} \cdot \Delta \delta).$$

Ievērojot vienādību (1.4.4.), rezultātā iegūstam, ka

$$\Delta\omega = p\left(\frac{x_{qs}}{U_0} \cdot \sin \delta_{g0} \cdot \Delta I_d - \frac{x_{qs}}{U_0} \cdot \cos \delta_{g0} \cdot \Delta I_q + \frac{1}{U_0} \cdot \sin \delta_{g0} \cdot \Delta E_Q + \frac{1}{U_0} \cdot \cos \delta_{g0} \cdot \Delta E_{rd} + \Delta \delta\right). \quad (1.4.7.)$$

kur U_0 – sprieguma moduļa vērtība regulēšanas punktā,

δ_0 – ģenerators leņķis stacionārā sākuma režīmā.

Papildinot elektriskās sistēmas sinhronā ģenerators un AIR vienādojumus ar izteiksmēm (1.4.4.) un (1.4.7), iegūstam pilnu vienādojumu sistēmu, kas raksturo pārejas procesus elektriskajā sistēmā.

Sarežģīto ES gadījumā, šādiem vienādojumiem ir augsta diferenciāla pakāpe. Šis apstāklis padara statiskās stabilitātes svārstību veida sabrukšanas izpēti par grūti atrisināmu uzdevumu, jo balstās uz matemātiskām metodēm, saistītām ar diferenciālo vienādojumu izejas shēmu analīzi un risinājumu. Lai izvairīties no ar skaitļošanu saistītām grūtībām, mērķtiecīgi veikt iepriekšēju izejas vienādojumu vienkāršošanu.

2. AIR STABILIZĀCIJAS KANĀLU PARAMETRU NOTEIKŠANAS METODIKA

2.1. Stabilitātes zonas konstruēšanas algoritms

Vispārējā gadījumā AIR stabilizācijas sistēmas izvēle ir tās struktūras noteikšana. Tā nolūkā nosaka energosistēmas režīmu stabilizācijas parametrus un atbilstošo AIR kanālu pārvades funkciju, kā arī pastiprinājuma koeficientu iestatījuma lielumus un šo kanālu laika konstantes, pamatojoties uz statistiskās stabilitātes un pārejas procesu kvalitātes nosacījumu nodrošināšanu elektriskās sistēmās pie mazām perturbācijām.

Tā kā praksē tiek pielietotas tipveida ierosmes sistēmas un AIR, kuru struktūra un kanālu pārvades funkcijas ir zināmas iepriekš, stabilizācijas sistēmas izvēle noved pie regulatoru stabilizācijas kanālu pastiprinājuma koeficientu noteikšanas. Iepriekš apskatāmām AIR – SD tie ir stacijas kopņu sprieguma frekvences novirzes un to atvasinājuma kanāli.

AIR iestatījumu parametru izvēles metodikā ietilpst sekojošie etapi:

1. elektriskās sistēmas aprēķinu shēmas sastādīšana. Pie tam tiek izvēlēta relatīvo vienību sistēma un visi parametri pārrēķināti pie bāzes nosacījumiem;
2. stacionāra režīma aprēķins, kuram nepieciešams izvēlēties AIR parametrus;
3. pārejas procesu aprakstošo vienādojumu sistēmas sastādīšana, kura iekļauj sinhrono mašīnu vienādojumus, elektriskā tīkla, slodzes un AIR iekārtu vienādojumus, kā arī vienādojumus, kuri saista sinhrono mašīnu mainīgās vērtības ar padotajām uz ierosmes regulatoru ieejām;
4. AIR iestatījumu parametru stabilitātes zonas aprēķins un koeficientu noteikšana, nodrošinošo viskvalitatīvāko pārejas procesu elektriskās sistēmās.

Pētot sarežģītas elektriskās sistēmas, visi aprēķini, iekļaujot arī sagatavošanās etapus 1,2,3, notiek ar datora palīdzību, izmantojot statistiskās svārstību veida sabrukšanas stabilitātes aprēķinu programmu kompleksu.

Precīzu datu iegūšanā svarīga nozīme ir elektriskās sistēmas matemātiskiem modeļiem, kuri ar pietiekoši augstu precizitāti atspoguļo sistēmas un AIR iekārtas struktūru. Sarežģītas sistēmas modelis tiek sastādīts, balstoties uz vienādojumiem (1.1.13.)-(1.1.15.), (1.2.9.)-

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

(1.2.10.), (1.3.6), (1.3.9.)-(1.3.10.), (1.4.4), (1.4.7.). Pie tam, atkarībā no pētījuma mērķiem un shēmas īpatnībām var mainīties sinhrono mašīnu kustības vienādojumu pierakstīšanas forma.

Piemēram, gadījumā, kad jānosaka ģenerators absolūto leņķu novirzes $\Delta\delta_i$ raksturs, vienkāršās shēmās ar bezgalīgas jaudas kopnēm kustības vienādojumus var izteikt caur $\Delta\delta_i$. Šajā gadījumā sinhroni rotējošā ass, attiecīgi pret kuru ir orientēti absolūtie leņķi, sakrīt ar bezgalīgās jaudas sprieguma vektoru. Ja pētāmā sistēmā visu staciju jaudas ir līdzīgas, tad sistēmas stabilitāti vērtē pēc relatīvo leņķu novirzes $\Delta\delta_{ij}$ izmaiņas rakstura. Pie to neierobežotas palielināšanās, sistēma jāatzīst par nestabilu un otrādāk. Absolūto leņķu novirze var neierobežoti pieaugt pat pie ierobežotas $\Delta\delta_{ij}$ izmaiņas, kas ir saistīts ar sistēmas idealizāciju (netiek ņemti vērā momenti, atkarīgie no rotēšanas frekvences) un to nedrīkst uztvert kā nestabilitātes pazīmi.

Lai pierakstītu kustības vienādojumu ar $\Delta\delta_{ij}$, ir nepieciešams sadalīt katra ģenerators kustības vienādojumu uz attiecīgo inerces konstanti T_i un pēc kārtas ar pirmā vienādojuma palīdzību izrēķināt pārējos. Tad shēmai, kas satur N ģeneratorus, iegūstam $(N-1)$ kustības vienādojumus, kur mainīgie būs ģeneratoru rotoru leņķu novirzes attiecībā pret pirmo mašīnu: $\Delta\delta_{i1}$ ($i = \overline{2, N}$).

Augstāk minētās īpatnības nav noteicošas pie stabilitātes zonas konstruēšanas un AIR stabilizācijas kanālu pastiprinājuma koeficientu izvēles vislabākai pārejas procesa slāpēšanai. Šinī gadījumā pamatuzdevums nav saistīts ar mainīgo rakstura izmaiņas analīzi, bet noved pie tādas izvēlēto koeficientu vērtību kopas noteikšanas, pie kuras sistēmas raksturvienādojumam ir tikai saknes, kuras atrodas kreisajā pusplaknē un, līdz ar to, sistēmu var uzskatīt par stabilu. Šī uzdevuma atrisinājums tiek izpildīts ar D-sadalījuma metodi, kuru plaši izmanto pie sarežģītu sistēmu stabilitātes analīzes, stabilitātes zonu konstruēšanas algoritmos. Visizplatītākais ir D-sadalījums pēc diviem parametriem [1 - 2, 4 - 7], kas saistīts ar šīs metodes vienkāršumu un uzskatāmību.

Apskatīsim stabilitātes zonu aprēķina algoritmu. Algoritma pamatā ir pirmās kārtas lineāru diferenciālvienādojumu sistēma un algebriskie vienādojumi. Šādi vienādojumi satur lineāri ienākošos regulēšanas koeficientus K_{ij} , kurā plaknē tiek konstruēts stabilitātes zona.

Datu apstrādes laika samazināšanai, vienādojumus ievada sekojošā secībā:

a) nosaka pirmās kārtas diferenciālvienādojumus, saturošus regulēšanas koeficientus K_{ij} :

$$\sum_{j=1}^r [K_{ij}(c_{ij} + pd_{ij}) + (a_{ij} + pb_{ij})]x_j + \sum_{j=r+1}^n (a_{ij} + pb_{ij})x_j = 0, \quad i = \overline{1, q} \quad (2.1.1.)$$

b) nosaka diferenciālvienādojumus:

$$x_i = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^r K_{ij}W_{ij}(p)x_j + \sum_{\substack{j=r+1 \\ j \neq i}}^n W_{ij}(p)x_j, \quad i = q + \overline{1, q} + m, \quad (2.1.2.)$$

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

$$\text{kur } W_{ij}(p) = \frac{B_{ij}(p)}{A_{ij}(p)} = \frac{\sum_{t=1}^S b_t p^t}{\sum_{\mu=1}^K a_\mu p^\mu} - \text{sistēmas elementa pārvades funkcija.}$$

Jāatzīmē, ka šie vienādojumi var arī nesaturēt K_{ij} ;

c) nosaka diferenciālvienādojumus, neatkarīgus no koeficientiem K_{ij} :

$$\sum_{j=1}^n (a_{ij} + pb_{ij})x_j = 0, \quad i = q + m + 1, q + m + \zeta; \quad (2.1.3.)$$

d) nosaka lineārus algebriskus vienādojumus:

$$\sum_{j=1}^n a_{ij}x_j = 0, \quad i = q + m + \zeta + 1, q + m + \zeta + l = n. \quad (2.1.4.)$$

Kopumā matemātiskais modelis satur n vienādojumus ar n nezināmajiem, no kuriem r ir lineāri saistīti ar koeficientiem K_{ij} . Elektriskai sistēmai algebriski ir vienādojumi ar aktīvo un reaktīvo jaudu balansu tīkla mezglos un elektriskā tīkla vienādojumi; savukārt diferenciālie ir rotoru kustības vienādojumi, ģeneratoru ierosmes kontūru vienādojumi, regulēšanas sistēmu vienādojumi utt..

Vienādojuma (2.1.2) atrisināšanai pie to frekvenču ekvivalentēšanas ērti pielietot regulēšanas kanālu, atsevišķu apakšsistēmu un slodžu matemātisko aprakstu [9].

Vienādojumu sistēmu (2.1.1.)-(2.1.4.) determinantu var pierakstīt sekojošā veidā:

$$D(p) = \begin{vmatrix} K_{qj}(c_{qj} + pd_{qj}) + (a_{qj} + pb_{qj}) & \dots & (a_{qn} + pb_{qn}) \\ \dots & \dots & \dots \\ K_{mj}w_{mj}(p) & \dots & -1 & \dots & W_{mn}(p) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ (a_{\zeta j} + pb_{\zeta j}) & \dots & \dots & \dots & (a_{\zeta n} + pb_{\zeta n}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{bj} & \dots & \dots & \dots & a_{bn} \end{vmatrix} \quad (2.1.5.)$$

un tas ir elektriskās sistēmas raksturīgais determinants.

Vispārīgā gadījumā, pielietojot frekvenču metodes raksturīgā vienādojumā $D(p)=0$ aprēķinam, operatora p vietā lieto kompleksu $p=-\alpha + j\beta$, kura reālā daļa nosaka demferēšanas pakāpi jeb slāpēšanu, bet imaginārā – svārstību frekvenci mazu perturbāciju režīmā.

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

Ievietojot izteiksmē(2.1.5.) $p = -\alpha + j\beta$, iegūsim:

$$\begin{vmatrix}
 K_{qj}(c'_{qj} + jd'_{qj}) + (a'_{qj} + jb'_{qj}) & \dots & \dots & (a'_{qn} + jb'_{qn}) \\
 \dots & \dots & \dots & \dots \\
 (a^{\alpha}_{mj} + jb^{\alpha}_{mj}) & \dots & K_{mj}(a^{\alpha}_{mk} + jb^{\alpha}_{mk}) & (a^{\alpha}_{mn} + jb^{\alpha}_{mn}) \\
 \dots & \dots & \dots & \dots \\
 (a'_{\zeta j} + jb'_{\zeta j}) & \dots & \dots & \dots (a'_{\zeta n} + jb'_{\zeta n}) \\
 \dots & \dots & \dots & \dots \\
 a_{bj} & \dots & \dots & \dots a_{ln}
 \end{vmatrix} \quad (2.1.6.)$$

Šeit:

$$\begin{aligned}
 c'_{qj} &= c_{qj} - \alpha d_{qj}; \quad d'_{qj} = \beta d_{qj}; \\
 b'_{qj} &= \beta b_{qj}; \quad a'_{qj} = a_{qj} - \alpha b_{qj};
 \end{aligned}$$

$$a^{\alpha}_{mj} = a_0(\alpha, \beta)b_0(\alpha, \beta) + a_1(\alpha, \beta)b_1(\alpha, \beta);$$

$$b^{\alpha}_{mj} = a_0(\alpha, \beta)b_1(\alpha, \beta) + a_1(\alpha, \beta)b_0(\alpha, \beta); \text{ kur}$$

$$\begin{aligned}
 a_0(\alpha, \beta) &= a_0 - a_1\alpha^0 + a_2\alpha^2 - a_2\beta^2 - a_3\alpha^3 + 3a_3\alpha\beta^2 + a_4\alpha^4 - 6a_4\alpha^2\beta^2 + a_4\beta^4 + 10a_5\alpha^3\beta^2 - \\
 &- 5a_5\alpha\beta^4 - a_5\alpha^5 + \dots;
 \end{aligned}$$

$$a_1(\alpha, \beta) = a_1\beta - 2a_2\alpha\beta - a_3\beta^3 + 3a_3\alpha^2\beta + 4a_4\alpha\beta^3 - 4a_4\alpha^3\beta + 5a_5\alpha^4\beta - 10a_5\alpha^2\beta^3 + a_5\beta^5 + \dots$$

$b_0(\alpha, \beta)$ un $b_1(\alpha, \beta)$ izteiksmes būs analogiskas.

Determinantā (2.1.6.) pēdējās l rindas sastāda algebrisko vienādojumu koeficienti, kuri nav atkarīgi no slāpēšanas α un frekvences β . Sekojošiem aprēķiniem šie vienādojumi tiek izslēgti un par izejas pieņem determinantu ar pazeminātu diferenciālo kārtu.

Vienādojumu izslēgšana tiek veikta ar Gausa metodes palīdzību. Pie tam, rindu izslēgšanas un determinanta elementu pārrēķina procedūra ir vienāda kā algebriskiem, tā arī diferenciāliem vienādojumiem. Tā, lai samazinātu determinantu (5.6.) kārtu par vienu vienību, pēdējā rindā nosaka galveno elementu. Algebriskajos vienādojumos galvenais ir elements ar vislielāko absolūto vērtību. Diferenciālos vienādojumos neaprēķina katra elementa moduli, bet nosaka kolonnas numuru, kurā elementa reālā daļa ir vislielākā pēc absolūtās vērtības, un kolonnas numuru, kurā elementam ir vislielākā imaginārās daļas absolūtā vērtība. Salīdzinot atrasto kolonnu reālās un imaginārās daļas absolūtās vērtības, izvēlas galveno elementu pēc lielākās no tām.

Pēc tam kad galvenais elements $(a'_{q+m+\zeta,k} + jb'_{q+m+\zeta,k})$ ir atrasts, visus $(q + m + \zeta)$ -tās rindas elementus reizina ar saistīto komplekso skaitli $(a'_{q+m+\zeta,k} - jb'_{q+m+\zeta,k})$ un dala ar galvenā elementa moduli kvadrātā:

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

$$a''_{q+m+\zeta,p} = \frac{a'_{q+m+\zeta,p} a'_{q+m+\zeta,k} + b'_{q+m+\zeta,p} b'_{q+m+\zeta,k}}{(a'_{q+m+\zeta,k})^2 + (b'_{q+m+\zeta,k})^2}, \quad (2.1.7)$$

$$b''_{q+m+\zeta,p} = \frac{b'_{q+m+\zeta,p} a'_{q+m+\zeta,k} - a'_{q+m+\zeta,p} b'_{q+m+\zeta,k}}{(a'_{q+m+\zeta,k})^2 + (b'_{q+m+\zeta,k})^2}, \quad (2.1.8)$$

kur $(q + m + \zeta)$ - pēdējās rindas numurs pēc algebrisko vienādojumu izslēgšanas;

k - kolonnas numurs, kurā atrasts galvenais elements;

p - tekošās kolonnas numurs.

Pēc algebrisko vienādojumu izslēgšanas izteiksmes (2.1.7.), (2.1.8.) izskatās kā:

$$a''_{lp} = \frac{a_{lp} a_{lk}}{a_{lk}^2} = \frac{a_{lp}}{a_{lk}}, \quad b''_{lp} = 0.$$

Ja vienādība $p=k$ izpildās, tad no (2.1.7), (2.1.8) iegūstam:

$$a''_{q+m+\zeta,k} = 1, \quad b''_{q+m+\zeta,k} = 0.$$

Atņemot to no (2.1.6.) s -tās rindas kā reizināto ar elementu, kurš pieder s -tai rindai un k -tai kolonnai, pārrēķinam visus s -tās rindas locekļus pēc formulām:

$$a''_{sp} = a'_{sp} - (a''_{q+m+\zeta,p} a'_{sk} - b''_{q+m+\zeta,p} b'_{sk}), \quad (2.1.9.)$$

$$b''_{sp} = b'_{sp} - (b''_{q+m+\zeta,p} a'_{sk} + a''_{q+m+\zeta,p} b'_{sk}), \quad (2.1.10.)$$

kur s un p – brīvi izvēlētie rindu un kolonnu numuri. Ja $p=k$, tad k -tās kolonnas s -tas rindas elements būs vienāds ar nulli.

Pēc šīm formulām pārrēķinam visus determinanta (2.1.6.) elementus (izņemot $(q + m + \zeta)$ -tās rindas elementus). Izsakot determinantu pēc k -tās kolonnas, iegūstam jaunu vienādojumu sistēmu, kuras kārtā kļūst par vienību zemāka. Algebrisko vienādojumu izslēgšanas rezultātā kārtā pazeminās no n līdz $q + m + \zeta$.

Nākošais etaps ir r -tās kārtas regulēšanas matricu iegūšana, kura satur visus K_{ij} parametrus plaknē. Šajā plaknē tālāk tiek konstruētas līknes ar vienādām stabilitātes pakāpēm.

Regulēšanas matricas veidojas no determinanta, kas iegūts iepriekšējā etapā, viņa elementu pārrēķina ceļā frekvenču β un slāpēšanas α dažādām kombinācijām ar augstākminētās kārtas pazemināšanas procedūras palīdzību un izskatās šādi:

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

$$\begin{vmatrix} K_{11}(c_{11} + jd_{11}) + (a_{11} + jb_{11}) & K_{1r}(c_{1r} + jd_{1r}) + (a_{1r} + jb_{1r}) \\ \dots & \dots \\ K_{q1}(c_{q1} + jd_{q1}) + (a_{q1} + jb_{q1}) & K_{qr}(c_{qr} + jd_{qr}) + (a_{qr} + jb_{qr}) \\ \dots & \dots \\ K_{r1}(c_{r1} + jd_{r1}) + (a_{r1} + jb_{r1}) & K_{rr}(c_{rr} + jd_{rr}) + (a_{rr} + jb_{rr}) \end{vmatrix} \quad (2.1.11.)$$

Stabilitātes zonu konstruēšana notiek secīgi vienas no elektriskās sistēmas staciju regulēšanas koeficientu plaknē. Tādēļ iepriekš tiek aprēķinātas un aizpildītas individuālās trešās kārtas regulēšanas matricas, kas ietver sevī tikai dotās stacijas nezināmus stabilizācijas koeficientus. Pārējo regulēšanas koeficientu vērtības tiek uzdotas un nemainās.

Pēc uzdoto K_{ij} ievietošanas (2.1.11.) un matricas locekļu pārrēķina ar Gausa procedūras palīdzību, tās kārtā samazinās līdz trešajai pakāpei. Atsevišķās matricas var pārveidot sekojoši:

1. Meklētie koeficienti tiek izvietoti vienā rindā:

$$\begin{vmatrix} K_{11}(c_{11} + jd_{11}) + (a_{11} + jb_{11}) & K_{12}(c_{12} + jd_{12}) + (a_{12} + jb_{12}) & (a_{13} + jb_{13}) \\ a_{21} + jb_{21} & a_{22} + jb_{22} & a_{23} + jb_{23} \\ a_{31} + jb_{31} & a_{32} + jb_{32} & a_{33} + jb_{33} \end{vmatrix}; \quad (2.1.12.)$$

2. Meklētie koeficienti tiek izvietoti vienā kolonnā:

$$\begin{vmatrix} K_{11}(c_{11} + jd_{11}) + (a_{11} + jb_{11}) & a_{12} + jb_{12} & a_{13} + jb_{13} \\ K_{21}(c_{21} + jd_{21}) + (a_{21} + jb_{21}) & a_{22} + jb_{22} & a_{23} + jb_{23} \\ a_{31} + jb_{31} & a_{32} + jb_{32} & a_{33} + jb_{33} \end{vmatrix}; \quad (2.1.13.)$$

3. Meklētie koeficienti tiek izvietoti dažādās rindās un kolonnās:

$$\begin{vmatrix} K_{11}(c_{11} + jd_{11}) + (a_{11} + jb_{11}) & a_{12} + jb_{12} & a_{13} + jb_{13} \\ a_{21} + jb_{21} & K_{22}(c_{22} + jd_{22}) + (a_{22} + jb_{22}) & (a_{23} + jb_{23}) \\ a_{31} + jb_{31} & a_{32} + jb_{32} & a_{33} + jb_{33} \end{vmatrix} \quad (2.1.14.)$$

Vispārīgā gadījumā, izvērsot trešās kārtas determinantu, kad koeficienti k_1 un k_2 atrodas tā dažādās rindās un kolonnās, attiecībā pret meklējamajiem koeficientiem iegūstam nelineāru vienādojumu:

$$D(-\alpha + j\beta) = K_1 \dot{\Delta}_1 + K_2 \dot{\Delta}_2 + K_1 K_2 \dot{\Delta}_{12} + \dot{\Delta} = 0. \quad (2.1.15.)$$

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

Pirmajos divos gadījumos, kad k_1 un k_2 atrodas vai nu vienā rindā, vai vienā kolonnā, vienādojums (2.1.15.) būs lineārs

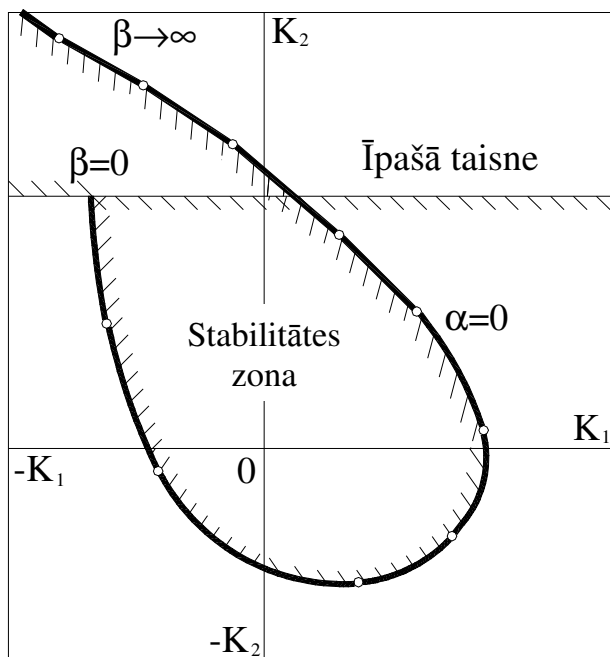
$$D(-\alpha + j\beta) = K_1\dot{\Delta}_1 + K_2\dot{\Delta}_2 + \dot{\Delta} = 0, \quad (2.1.16.)$$

kur $\dot{\Delta}_1, \dot{\Delta}_2, \dot{\Delta}_{12}, \dot{\Delta}$ ir determinanti ar kompleksiem koeficientiem.

Sadalot komplekso vienādību (2.1.16) reālajā un imaginārajā daļās, iegūstam divus vienādojumus, izrēķinot kurus var iegūt vienas stacijas AIR koeficientu vērtības:

$$\left. \begin{aligned} K_1\Delta'_1 + K_2\Delta'_2 + \Delta' &= 0, \\ K_1\Delta''_1 + K_2\Delta''_2 + \Delta'' &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.1.17.)$$

Mainot frekvenci β un slāpēšanu α , konstruējam stabilitātes zonu robežu ($\alpha=0$) un vienmērīgās slāpēšanas līknes ($\alpha \neq 0$). Līkņu iesvītrošana, t.i. stabilitātes apgabala apzīmēšana, tiek realizēta no kreisās puses pārvietojoties pa līkni β palielināšanās virzienā, ja determinants ir negatīvs, (att. 2.1.1.).



Att. 2.1.1. Stabilitātes zonas konstruēšana

Ja stabilitātes apgabals pie $\alpha=0$ ir slēgts, tad palielinot slāpēšanu, var noteikt α_{max} vērtību, pie kuras apgabals pārveidojas par punktu. Tādā veidā tiek atrasta AIR koeficientu kombinācija, kura nodrošina pārejas procesu maksimālo demferēšanas pakāpi, kura ir vienāda ar sistēmas stabilitātes pakāpi.

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

Atgādināsim, ka par sistēmas stabilitātes pakāpi tika pieņemta imaginārai asij tuvākā raksturvienādojuma saknes reālā daļa, [2, 4 – 7].

Pie stabilitātes zonas konstruēšanas tāpat arī vajadzētu iekļaut īpašo taisņu noteikšanu, tās saista parametrus k_1 un k_2 pie $\beta=0$ un $\beta=\infty$. Pie tam no vienādojumu sistēmas (2.1.17.) saglabājas tikai viens no vienādojumiem.

Gadījumā, kad $\beta=0$ ($p=0$) īpašu taisni nosaka pēc pirmā vienādojuma:

$$K_1\Delta'_1 + K_2\Delta'_2 + \Delta' = 0,$$

Tā kā determinanti $\Delta'_1, \Delta'_2, \Delta'$ ir sastādīti no komplekso determinantu $\dot{\Delta}_1, \dot{\Delta}_2, \dot{\Delta}$ reāliem koeficientiem, tie nav atkarīgi no β . Īpašā taisne ies caur diviem punktiem, kuru koordinātes būs:

$$(K_1 = -\frac{\Delta'}{\Delta'_1}; K_2 = 0) \text{ un } (K_1 = 0; K_2 = -\frac{\Delta'}{\Delta'_2}).$$

Pie $\beta=\infty$, no sistēmas (2.1.17.) otrā vienādojuma izriet otra īpašā taisne. Tā kā svārstību stabilitātes pētījumos frekvences diapazons ir ierobežots (0-40 rad/s), pie $\beta=\infty$ īpašu taisni parasti nekonstruē.

Īpašo taisņu iezīmēšanas virziens tiek noteikts punktos, kuros tās krusto D-sadalījuma līkni pie $\beta=0$ un $\beta=\infty$. No sākuma iezīmējums tiek veikts uz tās taisnes daļas, kura atrodas vienā pusē ar līknes iezīmējumu. Iezīmējums tiek veikts tādā veidā, lai abu iezīmējumu virzieni sakristu. Pēc raksturīgās līknes šķērsošanas, iezīmējuma virziens mainās, sk. att. 2.1.1..

2.2. Raksturīgais hodogrāfs. Stabilitātes maksimālas pakāpes noteikšana

Regulēšanas koeficienti, kas iegūti ar D-sadalījuma metodes palīdzību, nodrošina svārstību balansu pie dotajām β frekvencēm un α slāpēšanām. Lai pārbaudītu tās piederību stabilitātes zonai ir nepieciešami citi stabilitātes kritēriji. Šajā gadījumā vispiemērotākais ir Mihailova kritērijs. Tā pamatā ir raksturīgā hodogrāfa fāzes izmaiņu analīze, mainot frekvenci [5, 8].

Programmēšanas gadījumā raksturīgā hodogrāfa konstruēšana var būt noformēta kā speciāla procedūra. Programmas sākuma informācija ir iepriekšējā etapā aprēķinātās regulēšanas matricas (2.2.12.) – (2.2.14.) visam uzdotās frekvences diapazonam un stabilitātes zonas izvēlētiem AIR koeficientiem.

Raksturīgajam determinantam, kurš izmantots hodogrāfa aprēķinam, ir sekojošs izskats:

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

$$\prod_{t=n}^{n-k} (A_t + jB_t) \times \begin{vmatrix} K_{ij}(c_{ij} + jd_{ij}) + (a_{ij} + jb_{ij}) & \dots & (a_{ip} + jb_{ip}) \\ \dots & \dots & \dots \\ a_{sj} + jb_{sj} & \dots & (a_{sp} + jb_{sp}) \end{vmatrix} =$$

$$= V(\alpha, \beta) + jW(\alpha, \beta) = D(-\alpha + j\beta), \quad (2.2.1.)$$

kur $(A_t + jB_t)$ - t rindas galvenais elements;

n – izejas sistēmas pakāpe;

k – izslēgto rindu un stabiņu skaits.

Kā ir redzams, hodogrāfs var būt konstruēts arī svārstību rimšanas laikā pie $\alpha \neq 0$. Šis apstāklis palīdz izmantot raksturīgo hodogrāfu sistēmas stabilitātes maksimālas pakāpes noteikšanai pie AIR koeficientu variācijām bez D-sadalījuma līkņu konstruēšanas pie $\alpha \neq 0$.

Lai to paskaidrotu, pierakstīsim raksturīgo polinomu sekojošā veidā:

$$D(p) = a_n(p - p_1) \dots (p - p_i) \dots (p - p_n), \quad (2.2.2.)$$

kur $p_i = -\alpha_i + j\beta_i$ - raksturīgā vienādojuma saknes.

Pieņemot, ka $p_i = -\alpha_i + j\beta_i$ un mainot frekvenci, iegūsim $D(-\alpha + j\beta)$ raksturīgo hodogrāfu. Ar slāpēšanas palielināšanu no $\alpha = \alpha_0$, sakņu $p_{mv} = -\alpha_{mv} + j\beta_{mv}$ reālās daļas vērtības, kas atrodas vistuvāk imaginārām asīm, hodogrāfs šķērsos koordinātu sākuma punktā pie $\beta = \beta_{mv}$. Vērtība α_{mv} nosaka arī stabilitātes pakāpi ν -ai AIR pastiprināšanas koeficientu kombinācijai. Mainot regulatora iestātījumus, varam iegūt stabilitātes maksimālo pakāpi:

$$\alpha_m = \max\{\alpha_{mv}\}.$$

Bez tam stabilitātes pakāpi varam arī aprēķināt ar V. Bušujeva aptuvenās metodes palīdzību. Šī metode pamatota uz $D(j\beta)$ hodogrāfa analīzi.

Izdalīsim no izteiksmes (2.2.2.) divus reizinātājus, kuri atbilst saistītām kompleksa saknēm $p_{i,i+1} = -\alpha_i \pm j\beta_i$ un pieņemsim, ka $p = j\beta$. Tad iegūsim:

$$(j\beta - p_i)(j\beta - p_{i+1}) = -\beta^2 + j2\alpha_i\beta + \alpha_i^2 + \beta_i^2 = \sqrt{(\beta_i^{-2} - \beta^2)^2 + 4\alpha_i^2\beta^2} \cdot e^{j\varphi_i},$$

kur $\beta_i^{-2} = \beta_i^2 + \alpha_i^2$; $tg\varphi_i = \frac{2\alpha_i\beta}{\beta_i^{-2} - \beta^2}$.

Ņemot to vērā, izteiksmi (2.2.2.) varam uzrakstīt sekojoši:

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

$$D(j\beta) = a_n \prod_{i=1}^n \sqrt{(\beta_i^{-2} - \beta^2)^2 + 4\alpha_i^2 \beta^2} \cdot e^{j \sum_{i=1}^n \varphi_i}.$$

Hodogrāfa fāzes-frekvences raksturlīkne tiek noteikta sekojoši:

$$\varphi(\beta) = \sum_{i=1}^n \varphi_i(\beta), \quad (2.2.3.)$$

bet fāzes izmaiņas ātrums ir vienāds ar atvasinājumu $\varphi(\beta)$ pēc frekvences:

$$\frac{d\varphi(\beta)}{d\beta} = \sum_{i=1}^n \frac{2d_i [(\beta_i^{-2} - \beta^2) + 2\beta^2]}{(\beta_i^{-2} - \beta^2)^2 + 4d_i^2 \beta^2}.$$

Šī izteiksme ir rezonanses atkarība ar ekstrēmumu pie frekvences vērtības, atbilstošas saknei ar mazu reālas daļas lielumu. Ja tāda sakne ir dominējoša (t.i. vistuvākā imaginārai asij), tad varam pieņemt, ka:

$$\left(\frac{d\varphi(\beta)}{d\beta} \right)_{\max} \approx \frac{1}{\alpha_m}, \text{ vai} \quad (2.2.4.)$$

$$\alpha_m \approx (d\varphi/d\beta)_{\max}^{-1}.$$

Pie tam dominējošai un citu sakņu imaginārām daļām būtiski ir jāatšķiras. Pie stabilitātes pakāpes lielām vērtībām lielums $(d\varphi/d\beta)_{\max}^{-1}$ skaitliski nesakrīt ar α_m , bet to var izmantot kā patstāvīgo kritēriju AIR koeficientu optimizācijai.

Izanalizēsim stabilitātes apgabalu un Mihailova hodogrāfu vienkāršai elektropārvadei (sk. att.1.1.), kuras matemātiskais apraksts bija dots augstāk (sk. § 1.1.). Veicot aprēķinus, tika ievērota ekvivalenta ģenerators ierosmes regulēšana ar pusvadītāju tipa AIR-SD palīdzību (sk. att. 1.3.2.). Sprieguma novirzes, sprieguma atvasinājumu, kā arī rotoru strāvas atvasinājumu kanālu iestatīšanai, tika pieņemtas sekojošās konstantes:

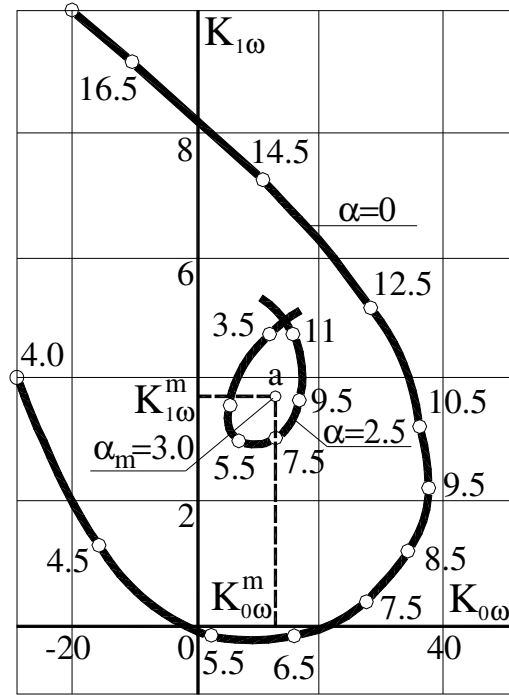
$$K_{0U} = -50 \frac{\text{nom.ier.vien.}}{\text{st.sprieg.vien.}};$$

$$K_{1U} = -6 \frac{\text{nom.ier.vien.}}{\text{st.sprieg.vien./s}};$$

$$K_{1Eq} = -1,4 \frac{\text{nom.ier.vien.}}{\text{rot.str.vien./s}}.$$

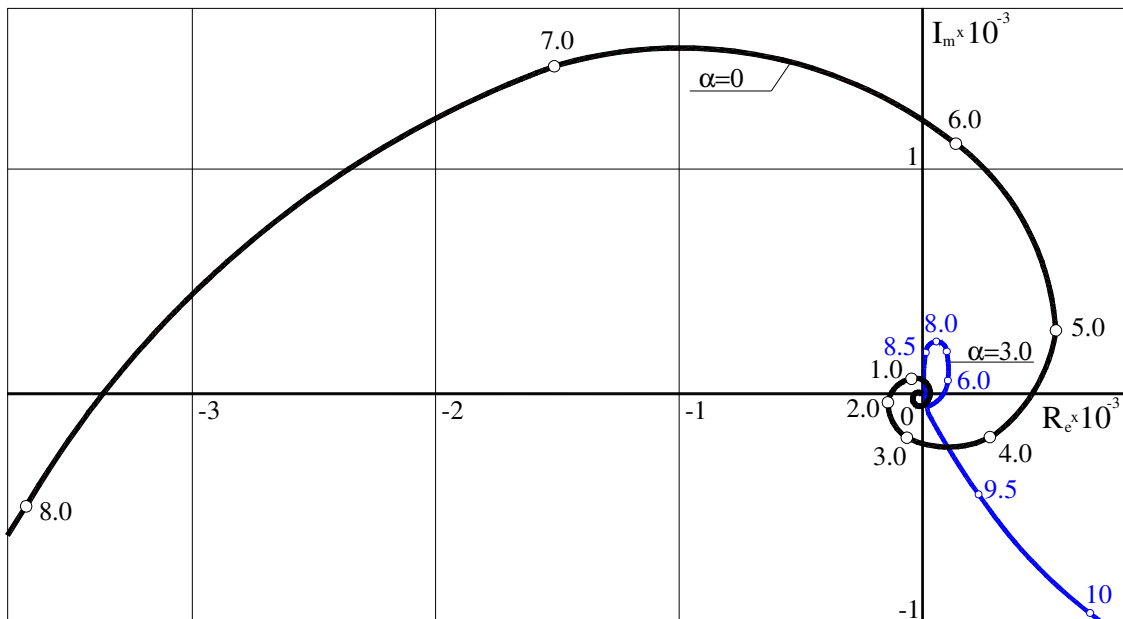
Attēlā 2.2.1. ir parādītas atkarības $K_{1\omega} = f(K_{0\omega})$, kuram aprēķina rezultāti iegūti ar datora palīdzību, izmantojot D-sadalījuma metodi, atbilstošu svārstību stabilitātes robežām ($\alpha = 0$) un slāpēšanas pakāpei $\alpha = 2,5$. Ar punktu „a” ir atzīmēta $K_{0\omega} = 14$, $K_{1\omega} = 3,6$ koeficientu kombinācija, kura nodrošina stabilitātes maksimālo pakāpi $\alpha_m = 3,0$.

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika



Att. 2.2.1. Atkarības $K_{1\omega} = f(K_{0\omega})$

Dotajā zīmējumā stabilizācijas kanālu pastiprināšanas koeficienti norādīti tukšgaitas ierosmes vienībās un attiecīgi pielīdzināti rad/s , rad/s^2 . Ar skaitļiem uz līknēm ir atzīmētas svārstību frekvences $\beta(rad/s)$.



Att. 2.2.2. Elektropārvades hodogrāfs ar AIR-SD ģenerators regulēšanu

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

Attēlā 2.2.2. ir parādīti hodogrāfi $D(j\beta)$ un $D(-\alpha + j\beta)$ ($\alpha = 3,0$) punkta „a”-stabilitātes apgabalā. Kā redzams, pie $\alpha = 0$ hodogrāfs pakāpeniski pāriet pāri visiem kvadrantiem, kas nozīmē, ka sistēma ir stabila pie izvēlētas AIR iestatīšanas. Pie $\alpha = 3,0$ līkne $D(-\alpha + j\beta)$ šķērso koordinātu sākumu pie $\beta = 9 \text{ rad/s}$, tādējādi nosakot dominējošo sakni $p_m = -3 + j9$.

Attēlā 2.2.2. punktam „a” atbilst $\alpha_m = 3,0$ un $\beta_m = 9$. Rezultātā, abas metodes (D-sadalījums un Mihailova hodogrāfs) ļauj pietiekoši precīzi noteikt sistēmas stabilitātes pakāpes lielumu.

2.3. Ģeneratoru AIR parametru optimizācija sarežģītās elektriskās sistēmās

AIR-SD kanālu stabilizācijas pastiprināšanas koeficientu noteikšana ir saistīta ar regulatoru iestatījumu koordināciju atsevišķām stacijām. Tas tie darīts sistēmā ar dažādu staciju ģeneratoriem pie to vienlaicīgas stipras ierosmes regulēšanas, lai panāktu stabilitātes un pārējas procesa vislabāko kvalitāti.

Pārējas procesu kvalitātes novērtēšanai pie mazām novirzēm var tikt pieņemti rādītāji, kuri tiek pamatoti ar raksturīgā vienādojuma sakņu analīzi vai integrālie kritēriji, kas tiek pamatoti ar lineāro diferenciālo vienādojumu skaitlisko risinājumu dotajā laika intervālā.

Sistēmas stabilitātes pakāpe α_m ir visizplatītākais un ērtākais kritērijs, izmantojot frekvences metodes. Tā noteikšanas veidi tika apskatīti agrāk.

Izskatīsim AIR koeficientu pakāpenisku optimizācijas procedūru, kura tiek izpildīta ar D-sadalījuma metodi.

Pieņemsim, ka sistēmā ir N stacijas, kuru ģeneratori ir apgādāti ar AIR-SD. Pirmajā etapā tiek izveidots pirmās stacijas stabilitātes zona regulēšanas koeficientu K_{01} , K_{11} plaknē. Tajā pašā laikā citu kanālu stabilizācijas koeficienti ir vienādi ar nulli:

$$K_{0i} = K_{1i} = 0, i = \overline{2, N},$$

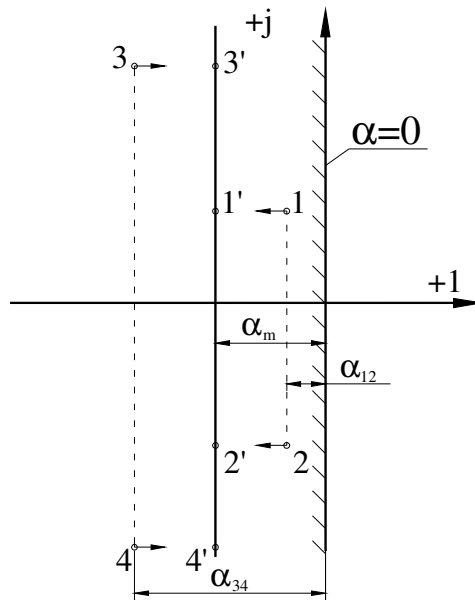
kur ar K_0 apzīmēti stabilizējošo parametru noviržu kanālu koeficienti, bet ar K_1 - stabilizējošo parametru noviržu pirmā atvasinājuma kanālu koeficienti. Nepakļautie optimizācijai kanālu pastiprināšanas koeficienti tiek uzdoti, saskaņā ar AIR pases datiem, ņemot vērā regulatora darba nosacījumus kā stacionārā režīmā, tā arī pie lielam perturbācijām sistēmā un optimizācijas gaitā nemainās.

Palielinot slāpēšanu α , nosakām $K_{01}^{(1)}$ un $K_{12}^{(1)}$ vērtības, kurām atbilst stabilitātes maksimālā pakāpe α_{m2} . Tālāk aprēķinātos $K_{01}^{(1)}$ un $K_{11}^{(1)}$ koeficientus pieņem par nemainīgiem. Analogiski ir jāaprēķina arī otras stacijas regulēšanas koeficienti $K_{02}^{(1)}$ un $K_{12}^{(1)}$, kuriem atbilst α_{m2} , parasti lielāka par α_{m1} .

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

Līdz ar to, uzdodot pirmās un otrās stacijas koeficientus, nosākam koeficientus $K_{03}^{(1)}$, $K_{13}^{(1)}$ utt. trešajai stacijai. Kad ir aprēķināti N -tās stacijas pirmie tuvinājumi $K_{0N}^{(1)}$, $K_{1N}^{(1)}$, optimālo iestatījumu meklēšanas procedūru atkārtojam visām stacijām, t.i. iegūstam otros tuvinājumus: $K_{01}^{(2)}$, $K_{11}^{(2)}$, ..., $K_{0N}^{(2)}$, $K_{1N}^{(2)}$ utt. Tuvinājumu skaits tiek noteikts ar iterācijas metodi. Tā ir atkarīga no elektriskās sistēmas struktūras un AIR ietekmes uz stabilitātes pakāpi, t.i. no sakņu tuvības imaginārai asij.

Lai panāktu vislabāko pārējas procesu slāpēšanu ir nepieciešams, lai pie ierosmes regulēšanas, visas raksturīgo vienādojumu saknes atrastos cik vien iespējams tālāk pa kreisi no imagināras ass. Tomēr pat visvienkāršākajā shēmā “ģenerators - bezgalīgas jaudas kopnes”, AIR koeficientu $K_{0\omega}$, $K_{1\omega}$ variācija izraisa sakņu ar mazām un lielām imaginārām daļām kustību pretējā virzienā. Tas ir redzams D-sadalījuma raksturlīknēs (att. 2.3.1.), kas izveidotas priekš $\alpha=0$ un $\alpha=2,5$. Pie $\alpha=0$ atkarība $K_{1\omega}=f(K_{0\omega})$ atspoguļo sakņu kompleksās plaknes imagināro asi kompleksajās koeficientu $K_{0\omega}$, $K_{1\omega}$ plaknēs, t.i., punkti uz šīs raksturlīknes dot koeficientu kombināciju, pie kuras eksistē tīri imagināras saknes un pārējas process būs nerimstošs. Vienlaicīgi izmainot koeficientu vērtības līdz $K_{0\omega}^m$, $K_{1\omega}^m$, D – sadalījuma raksturlīknes zemfrekvences (4-10 rad/s) un augstfrekvences (10-16 rad/s) zari satuvojas un punktā “a” laukums izzūd. Tālāka koeficientu palielināšana noved pie “labās” saknes rašanās attiecīgi vērtībai α_m . Attēlā 2.3.1. šim gadījumam tiek parādīts sakņu virziena raksturs. Kā redzams, kompleksā pāra $p_{3,4}$ pretējā kustība ierobežo sistēmas stabilitātes pakāpes vērtību līdz α_m , kura savukārt ir atkarīga no savstarpējā sakņu pārvietošanas ātruma. Pie tam abi divi kompleksie sakņu pāri ar vienādam reālām daļām $p'_{1,2} = -\alpha_m \pm j \cdot \beta_{1,2}$ un $p'_{3,4} = -\alpha_m \pm j \cdot \beta_{3,4}$ ir atbildīgi par stabilitātes maksimālo pakāpi.



Att. 2.3.1. Raksturīgo vienādojumu sakņu kustība

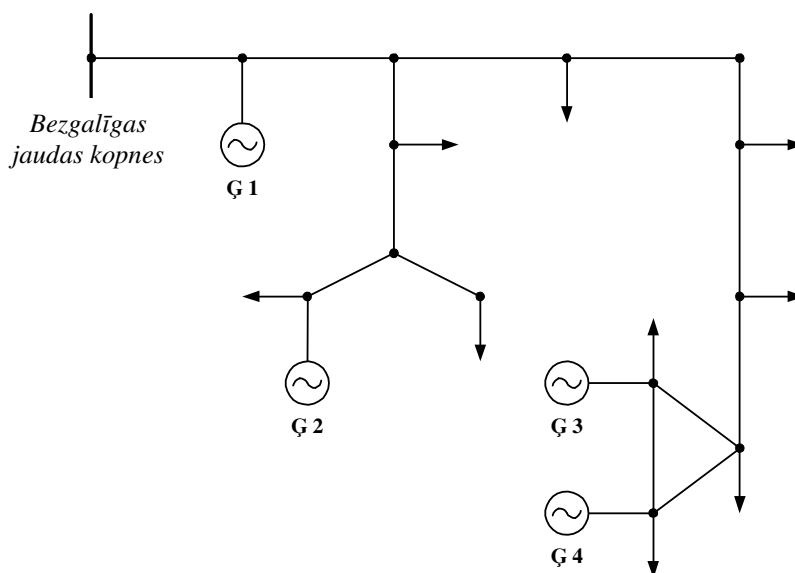
2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

Ir iespējami gadījumi, kad saknes tuvojas arī ar imagināram daļām, piemēram, kā tas notiek visvienkāršākā elektropārvades sistēmā. Tā, punktam a (att. 2.2.1.) atbilst divkāršas saknes:

$$p_{1,2} = p_{3,4} = -3 \pm j \cdot 9.$$

Sarežģītā elektriskā sistēmā katras stacijas sakņu saistība ar AIR pastiprināšanas koeficientiem nav viennozīmīga. Līdz ar to α_m vērtība un regulēšanas koeficientu optimālas vērtības ir atkarīgas no tā, kurā no stacijām tiek uzstādīts AIR un cik vispār sistēmā ir regulējami staciju. Pakāpeniskās optimizācijas rezultāti ir sākumpunkta funkcija un regulatoru optimālo iestatījumu atrašanās pakāpeniskums.

Attēlosim izklāstīto metodi uz ģenerators AIR iestatījumu koordināciju ar piemēra palīdzību. Pieņemsim, ka sarežģītā elektriskā sistēma satur lielas HES ar lielas jaudas ģeneratoriem, apgādātiem ar AIR-SD. Aprēķināšanas sistēmas shēma tiek parādīta attēlā 2.3.2.



Att. 2.3.2. Sarežģītas elektriskās sistēmas shēma

Ekvivalentie ģeneratori G1, G2 strādā pie spriegumiem 500 kV un 220 kV, bet ģeneratori G3, G4 - pievienoti mezglam, kas savieno doto shēmu ar citām ES, uzdotām kā bezgalīgas jaudas avots.

Iepriekšējo pētījumu rezultātā, kurus veica ar frekvenču raksturlīkņu palīdzību, tika noteikts, ka ģeneratori sistēmā pēc kustības rakstura un savstarpējā iespaida sadalās divās grupās. Vienā ir G1 un G2, bet otrā G3 un G4.

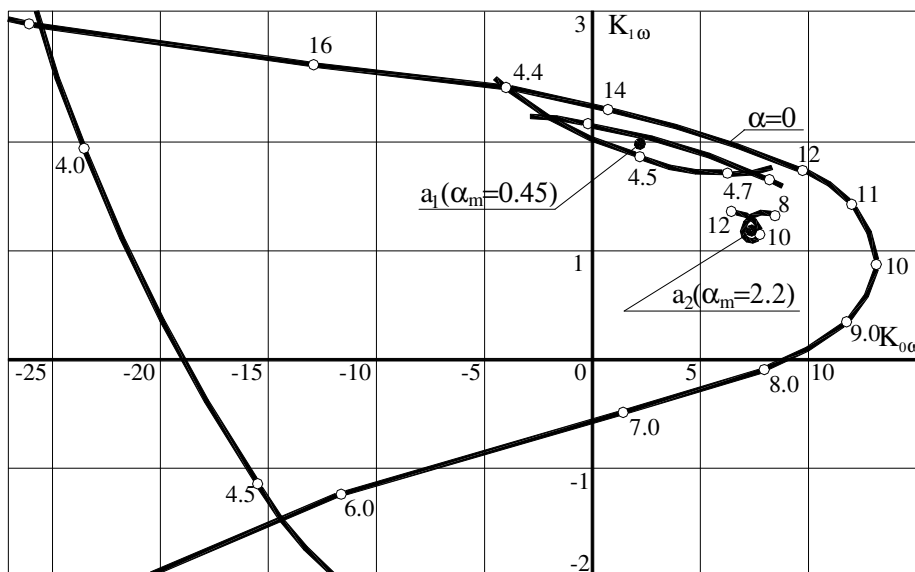
Apskatīsim AIR iestatījumu optimizāciju ģeneratoru grupai G1, G2. Pirmajā etapā ģeneratoriem G1, G2 bija uzbūvēti stabilitātes laukumi un vienādas slāpēšanas raksturlīknes

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

regulatoru stabilizācijas kanālu pastiprināšanas koeficientu plaknē. Pār stabilizēšanas signāliem tika pieņemti sprieguma frekvences novirze un tā atvasinājums uz stacijas kopnēm, savukārt pastiprināšanas koeficientus pa kanāliem pēc frekvences sprieguma nobīdes un to atvasinājuma, aprēķinu gaitā netika mainīti un, saskaņā ar jau pastāvošu praksi, pieņemti sekojošie:

$$K_{0U} = -50 \frac{\text{nom.ierosm.vien.}}{\text{statora.spr.vien.}} \quad \text{un} \quad K_{1U} = -4,3 \frac{\text{nom.ierosm.vien.}}{\text{statora.spr.vien./s}}$$

Rotora strāvas atvasinājuma kanāla koeficients $K_{1Eq} = 0$.



Att. 2.3.3. Ģenerators G1 funkcija $K_{1\omega} = f(K_{0\omega})$

Stabilizācijas kanālu koeficientu $K_{0\omega}$, $K_{1\omega}$ optimizācija tiek izpildīta pakāpeniski. Vispirms tika noteikti iestatījumi, kuri nodrošina maksimālu stabilitātes pakāpi α_m pie viena ģenerators regulēšanas. Tā, att. 2.3.3. parādīts stabilitātes laukums $GI(\alpha = 0)$ un piemērotākā demferēšanas zona, kurai atbilst vērtība $\alpha_m = 0$ (punkts a_1). Ģeneratoram G2 $K_{0\omega} = K_{1\omega} = 0$ un optimālie koeficienti AIR ir vienādi:

$$K_{0\omega 1} = 2 \frac{\text{tukšg.ierosm.vien.}}{\text{rad/s}} \quad \text{un} \quad K_{1\omega 1} = 1,9 \frac{\text{tukšg.ierosm.vien.}}{\text{rad/s}^2}$$

Šinī gadījumā stabilitātes maksimālai pakāpei atbilst divi sakņu pāri ar dažādām imaginārām daļām:

$$p_{1,2} = -0,45 \pm j4,5 \quad \text{un} \quad p_{3,4} = -0,45 \pm j13,5,$$

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

pirmā no kurām ir vāji vadāma, kas neļauj panākt augstāku stabilitātes pakāpi.

Pie vienkārtējas G2 regulēšanas, sistēmas stabilitātes pakāpe var būt palielināta līdz $\alpha_m = 1$ (att. 2.3.4., punkts a_1). Optimālajai iestatīšanai:

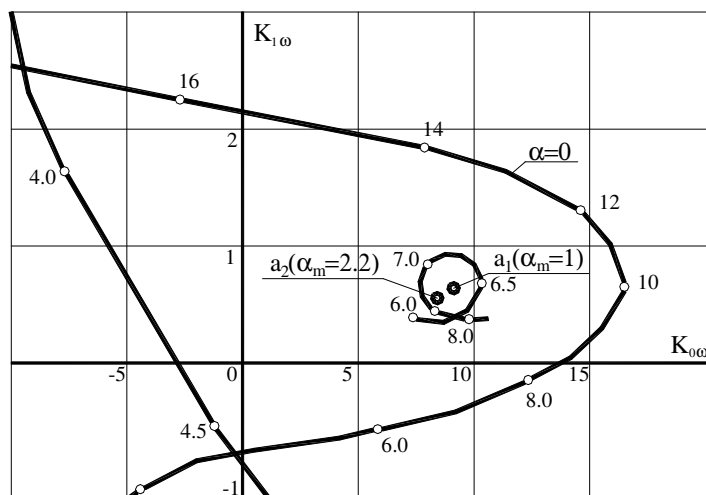
$$K_{0\omega 2} = 9 \frac{\text{tukšg.ierosm.vien.}}{\text{rad/s}};$$

$$K_{1\omega 2} = 0,6 \frac{\text{tukšg.ierosm.vien.}}{\text{rad/s}^2}$$

atbilst divkāršas pāru saknes $p_{1,2} = p_{3,4} = -1 \pm j7$.

Tādā veidā, ģenerators G2 ierosmes regulēšana šajā sistēmā ir efektīvāka.

Nākošais etaps ir AIR iestatījumu precizēšana, ņemot vērā abu ģenerators regulēšanu. Pie nemainīgiem koeficientiem uz ģenerators G2 tiek iegūta ģenerators G1 optimāla AIR iestatīšana: $K_{0\omega 2} = 9$; $K_{1\omega 2} = 0,6$. Pie tam būtiski palielinājās stabilitātes maksimālā pakāpe $\alpha_m = 2,2$ un izmainījās optimālie koeficienti uz G1: $K_{0\omega 1} = 7$; $K_{1\omega 1} = 1,2$ (att. 2.3.3., punkts a_2). Bez tam, notika dominējošo sistēmas sakņu transformācija: $p_{1,2} = p_{3,4} = -2,2 \pm j10$.



Att. 2.3.4. Ģenerators G2 funkcija $K_{1\omega} = f(K_{0\omega})$

Ģenerators G2 iestatījumu precizēšana, kad uz G1 tika uzdoti optimālie koeficienti ($K_{0\omega 1} = 7$; $K_{1\omega 1} = 1,2$), praktiski noveda pie tādiem pašiem rezultātiem (a_2 , att. 2.3.4.): $K_{0\omega 2} = 8$; $K_{1\omega 2} = 1,5$; $\alpha_m = 2,2$. Tāpēc optimizācijas process ir pabeigts.

Rezultātā, augsts pārējas procesu demferēšanas līmenis sarežģītai elektriskai sistēmai, var tikt iegūts tikai ar vienlaicīgu daudzu staciju ģeneratoru ierosmes regulēšanu. Līdz ar to atsevišķu staciju AIR iestatījumiem jābūt savstarpēji saskaņotiem.

2.4. Skaitliskās metodes AIR optimālo iestatījumu noteikšanai

Augstāk minētā optimizācijas procesa trūkums ir tā darbietilpība, jo AIR iestatījumu izvēles procesā ir nepieciešams izveidot stabilitātes ziņā vienādas pakāpes līknes un vairākas reizes jāatkārto šie aprēķini. Optimālo koeficientu automātisku meklēšanu var realizēt ar dažu mainīgo funkciju maksimizēšanu. Šim nolūkam izmantot skaitliskās metodes.

Kā mērķa funkciju pieņem stabilitātes pakāpes vērtību, kuru nosaka pēc tuvinātās metodes, saskaņā ar izteiksmi (2.2.4.). Mērķa funkcijas meklēšanas laikā tiek izvirzīti robežnosacījumi :

$$\alpha = f(K_{01}, K_{\mu 1}, \dots, K_{0i}, K_{\mu i}, \dots, K_{0n}, K_{\mu n}) > 0,$$

kur $K_{0i}, K_{\mu i}$ – stabilizācijas parametru novirzes un μ - tā atvasinājuma kanālu pastiprinājuma koeficienti i -tai stacijai.

Daudz efektīvāka un ar datoru palīdzību vieglāk realizējamāka ir *deformējamā daudzšķautņa metode* [14]. Ar šo metodi tiek maksimizēta n neatkarīgo mainīgo funkcija, izmantojot $(n+1)$ deformējama daudzšķautņu virsotnes. Katru virsotni var noteikt ar \dot{K} vektoru. Virsotne, kurā funkcijas $f(\dot{K})$ vērtība ir minimāla, tiek projicēta caur palikušo virsotņu smaguma centru. Mērķa funkcijas uzlabotās vērtības tiek atrastas kā pakāpeniska ar minimālām vērtībām $f(\dot{K})$ uzdoto punktu nomaina pret daudz “labāku” punktu, līdz netiks atrasts funkcijas $f(\dot{K})$ maksimums.

Apskatīsim sīkāk 2 mainīgo funkcijai optimizācijas algoritmu, t.i., $n=2$. Šajā gadījumā jānosaka trīs daudzšķautņa virsotnes meklējamo koeficientu K_0 un K_1 plaknēs:

$$\dot{K}_1^{(j)}(K_{01}^{(j)}, K_{11}^{(j)}); \dot{K}_2^{(j)}(K_{02}^{(j)}, K_{12}^{(j)}); \dot{K}_3^{(j)}(K_{03}^{(j)}, K_{13}^{(j)}),$$

kur j - meklējuma soļa numurs.

Pēc formulas (2.2.4.) nosakāma mērķa funkcijas vērtība šiem punktiem ir $f(\dot{K}_1^{(j)}), f(\dot{K}_2^{(j)}), f(\dot{K}_3^{(j)})$. Izvēlēsimies no šiem punktiem divus, ar visaugstāko un viszemāko vērtību $f(\dot{K})$, kurus apzīmēsim attiecīgi ar $\dot{K}_n^{(j)}, \dot{K}_l^{(j)}$, pēc kā noteiksim smaguma centru visām virsotnēm, izņemot $\dot{K}_n^{(j)}$:

$$\dot{K}_4^{(j)} = \frac{1}{2} [(\dot{K}_1^{(j)} + \dot{K}_2^{(j)} + \dot{K}_3^{(j)}) - \dot{K}_n^{(j)}].$$

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

Virsoņu noteikšanas procedūra, kurā funkcijai $f(\dot{K})$ ir labākas vērtības, sastāv no sekojošām operācijām:

1. $\dot{K}_n^{(j)}$ atstarošana – projektēšana caur smaguma centru, saskaņā ar vienādību:

$$\dot{K}_5^{(j)} = \dot{K}_4^{(j)} + \mu(\dot{K}_4^{(j)} - \dot{K}_n^{(j)}),$$

kur $\mu > 0$ – atstarošanas koeficients.

2. Izstiepšana, ja $f(\dot{K}_5^{(j)}) \geq f(\dot{K}_l^{(j)})$. Rezultātā vektors $(\dot{K}_5^{(j)} - \dot{K}_4^{(j)})$ izstiepjas, saskaņā ar formulu:

$$\dot{K}_6^{(j)} = \dot{K}_4^{(j)} + \gamma(\dot{K}_5^{(j)} - \dot{K}_4^{(j)})$$

kur $\gamma > 1$ – izstiepšanas koeficients.

Ja $f(\dot{K}_6^{(j)}) < f(\dot{K}_l^{(j)})$, tad $\dot{K}_n^{(j)}$ tiks aizstāts ar $\dot{K}_6^{(j)}$ un process turpināsies, sākot no 1. operācijas pie $j=j+1$. Pretējā gadījumā $\dot{K}_n^{(j)}$ tiek aizstāts ar $\dot{K}_5^{(j)}$ un arī pāriet uz 1.procesu pie $j=j+1$.

3. Saspiešana. Ja $f(\dot{K}_5^{(j)}) < f(\dot{K}_i^{(j)})$ visiem $i \neq n$, tad vektors $(\dot{K}_n^{(j)} - \dot{K}_4^{(j)})$ tiek saspiests pēc formulas:

$$\dot{K}_7^{(j)} = \dot{K}_4^{(j)} + \beta(\dot{K}_n^{(j)} - \dot{K}_4^{(j)}),$$

kur $0 < \beta < 1$ – saspiešanas koeficients.

Tālāk $\dot{K}_n^{(j)}$ tiek aizstāts ar $\dot{K}_4^{(j)}$ un notiek atgriešanās pie 1. operācijas, turpinājuma meklēšanai ar soli $(j+1)$.

4. Redukcija. Ja $f(\dot{K}_5^{(j)}) < f(\dot{K}_n^{(j)})$, tad visi vektori $(\dot{K}_i^{(j)} - \dot{K}_l^{(j)})$, $i=1,2,3$ samazinās divas reizes, skaitot no $\dot{K}_l^{(j)}$:

$$\dot{K}_i^{(j)} = \dot{K}_l^{(j)} + 0,5(\dot{K}_i^{(j)} - \dot{K}_l^{(j)}), \quad i=1,2,3.$$

Pēc tam atgriežas pie 1.operācijas, kur $j=j+1$.

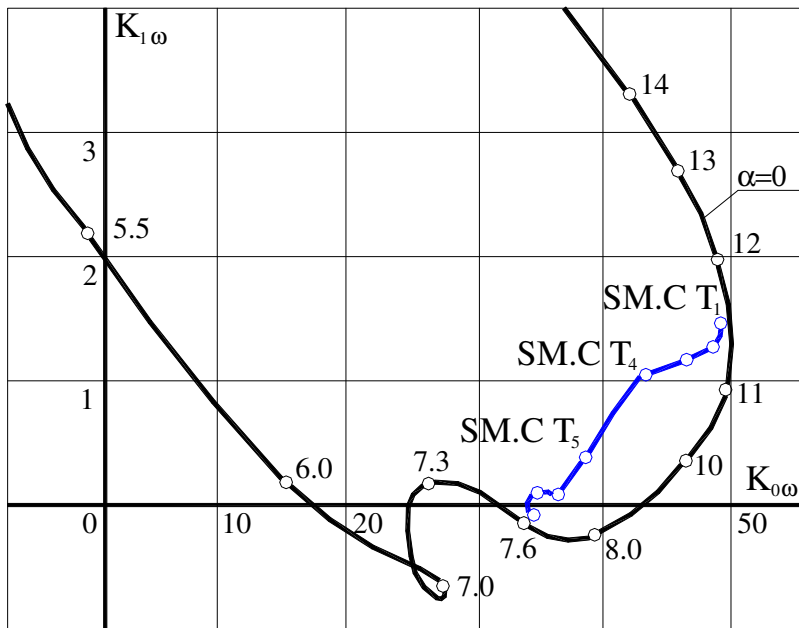
Par meklējuma beigu kritēriju uzskatīta sekojoša nosacījuma izpilde:

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

$$\frac{1}{3} \left\{ \sum_{i=1}^3 [f(\dot{K}_i^{(j)}) - f(K_4^{(j)})]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \leq \varepsilon,$$

kur ε – patvaļīgi izvēlēts neliels skaitlis.

Optimizējot bez robežām, par apmierinošām tiek uzskatītas koeficientu vērtības: $\mu=1$, $\beta=0.5$, $\gamma=2$.



Att. 2.4.1. Ģenerators G1 AIR-SD iestatījumu skaitliskā optimizācija

Apskatītais algoritms tika izmantots, lai aprēķinātu elektriskās sistēmas svārstību stabilitāti, kas satur trīs elektriskas stacijas. Uz vienas tika ņemts vērā AIR ar stabilizācijas kanāliem pēc stacijas kopņu sprieguma frekvences novirzes un pēc frekvences novirzes pirmā atvasinājuma. Sākuma matemātiskais apraksts saturēja 31 vienādojumu un tam bija 24. diferenciāla kārtā. Par meklējamiem parametriem tika uzskatīti AIR stabilizācijas kanālu koeficienti – $K_{0\omega}$ un $K_{1\omega}$. Attēlā 2.4.1. parādītas D-sadalījuma līknes un meklējumu trajektorijas. Tajā tiek attēlota veiksmīgu meklējumu trajektorija ar punktiem a, b, c, \dots , kuriem atbilst $f(\dot{K}^{(j)})$ funkcijas maksimālā vērtība atbilstošā solī.

Aprēķinu rezultātā tika iegūti sekojoši koeficienti, kas nodrošina stabilitātes maksimālu pakāpi $\alpha_m = 0,23$:

$$K_{0\omega} = 32, \quad K_{1\omega} = -0,03.$$

2. AIR stabilizācijas kanālu parametru noteikšanas metodika

Lai pārbaudītu iegūto rezultātu pareizību, tika izveidota vienmērīgas rimšanas līkne pie $\alpha = 0,2$ (att. 2.4.1.). Kā redzams, abas metodes dod praktiski vienādas optimālo koeficientu kombinācijas.

3. ELEKTRISKO SISTĒMU MATEMĀTISKA APRAKSTA VIENKĀRŠOŠANA UZ ATVASINĀJUMU KVAZISTACIONĀRITĀTES PRINCIPA PAMATA

3.1. *Pārejas procesu linearizēto vienādojumu pakāpes samazināšanas metodes*

Sarežģīto elektrisko sistēmu matemātiskam aprakstam, ievērojot ātrdarbīgus AIR, ir augsta diferenciāla pakāpe, kas ievērojami apgrūtina regulatoru optimālo iestatījumu izvēles uzdevumu. Šajā sakarā ir nepieciešama iepriekšēja matemātisko modeļu vienkāršošana, kas ļauj likvidēt to redundanci un pārejas procesa kvalitāti nosakošus izlīdzinošus funkcionālus.

Atkarībā no optimizācijas metodes un izmantotā kvalitātes kritērija, pielieto dažādus ekvivalentēšanas veidus. Sistēmas brīvas kustības optimizācijai pēc stabilitātes pakāpes lieluma ar D-sadalījuma metodes palīdzību, matemātiska apraksta vienkāršošanu veic, balstoties uz frekvences metodēm, sākotnējo vienādojumu redundances rezultātā frekvenču diapazona atsevišķos posmos. Vienkāršotais modelis šajā gadījumā atspoguļo sistēmas iekšējās dinamiskās īpašības un ir piemērots ne tikai robežu bet arī pārejas procesu rimšanas aprēķināšanai, [9].

Vērtējot kvalitāti pēc sistēmas saknēm vai pēc integrāliem kritērijiem, vienkāršo pašus pārejas procesu diferenciālos vienādojumus. Šāda pakāpes samazināšanas iespēja saistīta ar to, ka, izskatot ilgtermiņa elektromehāniskas svārstības sistēmās ar stipras darbības regulatoriem, var neievērot straujus procesus sākotnējā laika posmā, kura ilgumu nosaka pēc reālo daļu sakņu lielām absolūtām vērtībām. Turklāt, liela skaita faktoru ievērošana, kas atspoguļo elektriskās sistēmas un AIR struktūru, pieved pie tās "redundances" pie matemātiskā modeļa sastādīšanas. Līdz ar to sākotnējā diferenciālo vienādojumu sistēma parasti raksturojas ar slikti nosacītu Jakobi matricu un pieder pie ciešās saites grupas.

Šādu vienādojumu vienkāršošanas un stingruma samazināšanas lietderība saistīta ne tikai ar skaitļošanas grūtību pārvarēšanu, kas radās pie integrēšanas, bet arī ar optimizācijas uzdevumu risināšanas vienkāršošanu, izvēloties likumus un AIR parametrus. Pie tam ir svarīgi, lai šāda veida vienkāršošana būtu izpildīta pietiekami formalizēti, bez sākotnējās sistēmas risinājumu detalizētās izpētes.

Ciešo diferenciālo sistēmu (CDS) īpatnība raksturojas ar diviem posmiem, kuriem piemīt atšķirīga mainīgo rakstura uzvedība. Pirmais posms ar mainīgo strauju uzvedību saucas pa robežjoslu [13] un tā ilgums τ_{ppR} ir daudz mazāks, nekā pamatposmam ar relatīvi lēnu mainīgo izmaiņu.

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionaritātes principa pamata

Piemēram, jāapsver stipras darbības regulatora magnētiska pastiprinātāja (MP) matemātisko aprakstu, ņemot vērā atgriezenisko saiti caur korekcijas ķēdi KĶ. Šīs grāmatas 1.3. paragrāfā (skat. att. 1.3.1.) tika dotas AIR- SD struktūrshēma un elementu pārvades funkcijas. MP un KĶ ir otras pakāpes pārvades funkcijas un tās tiek aprakstītas ar ceturtās pakāpes vienādojumu sistēmu, atrisināmu attiecībā pret pirmiem atvasinājumiem:

$$\left. \begin{aligned} 9 \cdot 10^{-6} \frac{dV_{14}}{dt} &= -18 \cdot 10^{-3} V_{14} - V_9 + 72.5 \cdot V_7, \\ \frac{dV_9}{dt} &= V_{14}, \\ \frac{dV_7}{dt} \cdot 10^{-2} &= V_{15}, \\ 10^{-4} \frac{dV_{15}}{dt} &= -2.67 \cdot 10^{-2} V_{15} - V_7 \cdot 10^{-2} - 0.33 \cdot 10^{-4} \cdot V_{14}. \end{aligned} \right\} \quad (3.1.1)$$

$p = \frac{d}{dt}$ - diferencēšanas zīme.

Šīs sistēmas saknes ir:

$$p_1 = -3.547; p_2 = -2019.87; p_{3,4} = -121.3 + j374.5.$$

To reālās daļās negatīvās vērtības norāda uz stabilitāti, bet pārejas procesa izskatu nosaka kā summu:

$$V_k(t) = \sum_{i=1}^4 C_{ik} e^{p_i t}; \quad (k = 7, 9, 14, 15)$$

kur C_{ik} - no sākotnējiem nosacījumiem atkarīgās konstantes.

Acīmredzot, ka (3.1.1) risinājumā ir sastāvdaļas ar ļoti atšķirīgu rimšanu raksturu. Tā, eksponente ar koeficientu norimst ļoti ātri un no tās atkarīgais robežjoslas lielums arī ir ļoti mazs. Kompleksam pārim rimšanas laiks sastāda 0,025s, bet eksponentei ar koeficientu tas ir 0,85 s. Ātrākas un lēnākas komponentu rimšanas laiku attiecība ir 1: 564. Līdz ar to izriet, ka sistēma (3.1.1) ir ciešā un tās risinājums ārpus robežjoslas var būt iegūts pēc vienkāršota modeļa ar zemāku pakāpi.

Viens no veidiem CDS pakāpes samazināšanai ir labi zināma mazā parametra metode. Pieņemot, ka sistēmas kustība tiek sadalīta uz "ātrām" un "lēnam" komponentēm, bet pirmā atvasinājuma mazais parametrs μ ir izteikts lielums, izejas sistēmu var pierakstīt kā:

$$\mu \frac{dx_1(t)}{dt} = f_1(t, x_1, x_2) \quad (3.1.2.)$$

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionaritātes principa pamata

$$\frac{dx_2(t)}{dt} = f_2(t, x_1, x_2) \quad (3.1.3.)$$

kur $x_1(t)$, $x_2(t)$ - risinājuma apakšvektori ar κ un $(n-\kappa)$ dimensiju;

n – sistēmas pakāpe;

k – vienādojumu skaits ar mazu parametru pie atvasinājuma.

Formāli pieņemot, ka $\mu = 0$, iegūstam šādu vienkāršotu modeli:

$$f_1(t, x_1, x_2) = 0 \quad (3.1.4.)$$

$$\frac{dx_2(t)}{dt} = f_2(t, x_1, x_2) \quad (3.1.5.)$$

kuras diferenciālvienādojumu pakāpe samazinās par k lielumu.

Tā, piemēram, sistēmas (3.1.1) mainīgos var klasificēt kā "ātrus" un aproksimācija pēc mazā parametra metodes dod apmierinošus rezultātus. Pielīdzinot šo mainīgo pirmos atvasinājumus nullei, sistēmas risinājumu ārpus robežjoslas var aprakstīt ar pirmās pakāpes vienādojumu:

$$\frac{dV_6}{dt} = -3.887V_9.$$

Sakņu noteikšanas kļūda šinī gadījumā sastādīs 10%.

Izskatītai pieejai piemīt daži būtiskie ierobežojumi. Pirmkārt, mazā parametra skaidra izdalīšana un mainīgo sadalīšana uz "ātriem" un "lēniem" nav iespējama pilnīgi visās ciešās sistēmās. Raksturīgi, ka komponentes, kas atbilst mazām un lielām laika konstantēm, eksistē risinājuma vektora visās sastāvdaļās. Šinī gadījumā sistēmu nevar pierakstīt (3.1.2) un (3.1.3) veidā un aproksimēt pēc (3.1.4) un (3.1.5) izteiksmēm. Turklāt, pat ja sistēmā ir mainīgo sadalīšana, bez aprioras informācijas par risinājuma uzvedības raksturu, "ātro" mainīgo noteikšana ne vienmēr ir iespējama.

Otrkārt, sākotnējās sistēmas aproksimācija ar vienādojumiem (3.1.4) un (3.1.5), nosakāma ar μ vērtību, var izrādīties nepietiekama, un, nezinot sākotnējo risinājumu, to nav iespējams novērtēt.

Treškārt, (3.1.4), (3.1.5) izteiksmju vienkāršošanas rezultātā iegūtā sistēma arvien var palikt ciešā.

No šādām grūtībām var izvairīties, pielietojot vienkāršošanas metodiku, kuras pamatā ir kvazistacionaritātes atvasinājumu princips [10], no kā izriet, ka diferenciālo vienādojumu ciešai sistēmai ar nemainīgiem koeficientiem

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionaritātes principa pamata

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) \quad (3.1.6.)$$

ārpus robežjoslas starp risinājuma vektora atsevišķām sastāvdaļām tiek noteiktas lineāras algebriskas saites, neatkarīgas no sākuma nosacījumiem. Šo saišu skaits atbilst ātri rimstošo neatkarīgo parciālo risinājumu (3.1.6) skaitam. Rezultātā sākotnējā sistēma ārpus robežjoslas tiek aproksimēta ar zemākas pakāpes diferenciāliem vienādojumiem.

Kvazistacionaritātes atvasinājumu principa (KAP) izskaidrošanai atspoguļosim sistēmu (3.1.6), sekojošā veidā:

$$\frac{dx_1(t)}{dt} = A_{11}x_1(t) + A_{12}x_2(t) \quad (3.1.7.)$$

$$\frac{dx_2(t)}{dt} = A_{21}x_1(t) + A_{22}x_2(t) \quad (3.1.8.)$$

Šeit k -tā komponente nosaka vektoru $x_1(t)$, pārējās $(n-k)$ – nosaka vektoru $x_2(t)$. Rezultātā no A matricas elementiem tiek izveidotas A_{11} , A_{12} , A_{21} , A_{22} matricas.

Saskaņā ar KAP lineāras saites starp $x(t)$ komponentēm pie $t \geq \tau_{ppR}$ var noteikt, diferencējot (3.1.7) $(s-I)$ reizes un pieņemot, ka s -tais atvasinājums $x_1(t)$ ir vienāds ar nulli. Pēc katras diferencēšanas pirmos atvasinājumus $x_1(t)$ un $x_2(t)$ aizvieto ar to (3.1.7), (3.1.8) izteiksmēm. Līdz ar to $(s-I)$ -s atvasinājums ārpus robežjoslas tiek pieņemts par tuvu stacionāram.

Iegūtas algebriskās attiecības:

$$\tilde{A}_{11}\tilde{x}_1(t) + \tilde{A}_{12}\tilde{x}_2(t) = 0 \quad (3.1.9.)$$

izmanto, lai izteiktu $\tilde{x}_1(t)$ apakšvektori ar $\tilde{x}_2(t)$:

$$\tilde{x}_1(t) = V_S \tilde{x}_2(t), \quad (3.1.10.)$$

kur V_S - lineāro vienādojumu koeficientu matrica ar $k^*(n-k)$ dimensiju.

$\tilde{x}_1(t)$ atskaitīšanas rezultātā no (3.1.8.), iegūstam diferenciālo vienādojumu sistēmu attiecībā pret $\tilde{x}_2(t)$ ar dimensiju $k^*(n-k)$, kura nosaka sākotnējās sistēmas (3.1.7.) uzvedību pie $t \geq \tau_{ppR}$:

$$\frac{d\tilde{x}_2(t)}{dt} = \tilde{A}_S \tilde{x}_2(t) \quad (3.1.11.)$$

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionaritātes principa pamata

kur \tilde{A}_S - vienkāršotās sistēmas koeficientu matrica ar $(n-k)*(n-k)$ dimensiju. Šeit ar $\tilde{x}_1(t)$ un $\tilde{x}_2(t)$ tika apzīmēti vienkāršotas sistēmas (3.1.10), (3.1.11) mainīgie.

Par izpildīto pārvērtību pareizības pamatkritēriju jāuzskata (3.1.10), (3.1.11) risinājumu vai matricu \tilde{A}_S koeficientu sakritību ar uzdoto precizitāti s un $(s+1)$ vērtībām. Atšķirībā no iepriekšējās (3.1.4.), (3.1.5.) aproksimācijas, tuvinājumu salīdzināšana gadījumiem ar dažādām s vērtībām ļauj kontrolēt vienkāršošanas precizitāti.

KAP praktiskā pielietošana prasa atbildes uz vairākiem jautājumiem: kādi diferenciālvienādojumi tiks iekļauti (3.1.7), kādas kārtas atvasinājumus jāpievieno nullei algebrisko attiecību (3.1.9) noteikšanai.

Izvēloties vienādojumus (3.1.9.) iegūšanai, jāievēro divus robežgadījumus. Ja CDS izceļas mazs parametrs un tā kustības sadalītas uz $t \geq \tau_{ppR}$ un "lēnam", algebrisku attiecību noteikšanai jāizmanto vienādojumus, atbilstošus "ātriem" mainīgiem. Ja šāda veida sadalīšana nav iespējama, visi mainīgie ir līdzvērtīgi un A matricas visas rindas ir atkarīgas no pēc moduļa lielākām īpašvērtībām, teorētiski vienaldzīgi, no kura (3.1.6) vienādojuma veidojas (3.1.9) saites. Praksē, tas dažādi varianti var tikai nedaudz atšķirties, pie kā tas skar tikai aprēķina apjomu, saistītu ar papildus diferencēšanu.

Algoritmā vienādojumu meklēšana algebrisko attiecību iegūšanai balstās uz sākotnējās sistēmas A matricas analīzi. Šajā gadījumā, pirmkārt tiek izvēlētas rindās ar lielākiem elementiem uz diagonāles un ārpus tās. Pēc aprēķina s -ta atvasinājuma saņemšanas, šīs rindas tiek pielīdzinātas nullei un izmantotas (3.1.9) izveidošanai.

Sistēmas (3.1.6) vektora $x(t)$ diferencēšana noved pie A matricas pakāpēs paaugstināšanas:

$$\frac{d^S x(t)}{dt^S} = A^S x(t) . \quad (3.1.12.)$$

Nepieciešamo s vērtību nosaka, salīdzinot algebrisko saišu (3.1.10.) koeficientus, iegūtus no atbilstošām \tilde{A}_S un \tilde{A}_{S+1} matricu rindām.

Kā tika atzīmēts, izslēdzamo K vienādojumu skaitam jāatbilst (3.1.6.) lineāri neatkarīgo, ātri rimstošo īpašo risinājumu skaitam. Ja šis skaits nav zināms, jāsāk no nelielām K vērtībām, palielinot to līdz brīdim, kamēr \tilde{A}_S matricas norma sasniegs vēlamu vērtību.

Ja vienkāršotā sistēma (3.1.11.) posmā $[\tau_{ppR}, T]$ arvien paliek cieša, AKP pielieto rekursīvi. Nepieciešamība pēc tādas algoritma izmantošanas rodas, kad A matricas paškaitļi ar lielām moduļa vērtībām, stipri atšķiras savā starpā.

Atspoguļosim aprakstītas metodikas pielietošanu ar jau agrāk izskatīta AIR-SD regulēšanas kopēja kanāla matemātiska apraksta vienkāršošanas piemēra palīdzību, kur papildus tiek ievēroti atgriezeniskās saites bloki (sk. att. 1.3.1.). Atbilstošo bloku izejas vienādojumiem, sastādītiem no pārvades funkcijām, ir astotā diferenciālā pakāpe:

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionaritātes principa pamata

$$\left. \begin{aligned}
 9 \cdot 10^{-6} \frac{dV_{14}}{dt} &= -18 \cdot 10^{-3} V_{14} - V_9 + 72.5 \cdot (V_7 + V_8); \\
 \frac{dV_9}{dt} &= V_{14}, \\
 \frac{dV_{15}}{dt} \cdot 10^{-4} &= -2.67 \cdot 10^{-2} V_{15} - 10^{-2} V_7 - 0.33 \cdot 10^{-4} V_{14}, \\
 10^{-2} \frac{dV_7}{dt} &= V_{15}, \\
 7 \cdot 10^{-3} \frac{dV_8}{dt} &= -V_8 - 0.84 \cdot V_{10}, \\
 2.4 \cdot 10^{-6} \frac{dV_{18}}{dt} &= -1.8 \cdot 10^{-4} V_{18} - 4.4 \cdot 10^{-4} V_{16} - V_{10} + 0.066 V_9, \\
 10^{-2} \frac{dV_{16}}{dt} &= V_{18}, \\
 \frac{dV_{10}}{dt} &= 10^{-2} V_{16}
 \end{aligned} \right\} \quad (3.1.13.)$$

Sistēmas saknes ir sekojošas:

$$\begin{aligned}
 p_{1,2} &= -17.61 \pm j12.33; \quad p_3 = -2019.87; \quad p_4 = -141.23; \\
 p_{5,6} &= -22.38 \pm j125.3; \quad p_{7,8} = -121.88 \pm j374.81.
 \end{aligned}$$

Kā ir redzams, sistēmā (3.1.13) pie mainīgo pirmajiem atvasinājumiem atrodas izteikts mazs parametrs: V_7 , V_8 , V_{14} , V_{15} , V_{16} un V_{18} . Pēc to izslēgšanas, saskaņā ar (3.1.4.), (3.1.5.), iegūstam otrās pakāpes vienādojumu sistēmu:

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{dV_9}{dt} &= -3.887V_9 - 236.498V_{10}, \\
 \frac{dV_{10}}{dt} &= 1.5023V_9 - 22.729V_{10}
 \end{aligned} \right\},$$

kuras saknes $p_{1,2} = -13.3 \pm j16.4$ būtiski atšķiras no izejas lielumiem.

Līdz ar to, asimptotiskais modelis, iegūtais pirmo atvasinājumu maza parametra neievērošanas rezultātā, nedod nepieciešamas precizitātes.

Vienkāršosim (3.1.13) sistēmu, izmantojot AKP pie $s=2$.

Algebrisku saišu noteikšanai ārpus robežjoslas, izvēlēsimies tos pašus vienādojumus. Pēc otro atvasinājumu V_7 , V_8 , V_{14} , V_{15} , V_{16} un V_{18} pielīdzināšanas nullei un šo mainīgo izslēgšanas, iegūstam sekojošu vienkāršotu shēmu:

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionaritātes principa pamata

$$\left. \begin{aligned} \frac{dV_9}{dt} &= -10.175V_9 - 122.833V_{10}, \\ \frac{dV_{10}}{dt} &= 1.725V_9 - 24.225V_{10} \end{aligned} \right\}, \quad (3.1.14.)$$

kuras sāknēs $p_{1,2} = -17.2 \pm j12$.

Rezultātā, jau pie $s=2$ vienkāršotais modelis ar augstu precizitāti aproksimē izejas sistēmas atrisinājumu, ja $t \geq \tau_{ppR}$. Dotajā piemērā asimptotiskā modeļa precizitātes novērtēšanu pie $s=2$ izpilda, salīdzinot to ar izejas matricas pašskaitļiem. Praktiski darbietilpīgā pašskaitļu aprēķināšana nav nepieciešama un tuvināšanas precizitāte var būt novērtēta, salīdzinot rezultātus divām secīgām s vērtībām.

Robežjoslas lielums, izmantojot modeli (3.1.14.), nepārsniedz 0,13 s. Tas nosaka laika momentu, sākot no kura risinājums, iegūtais pēc vienkāršota modeļa, sakrīt ar pilnās sistēmas risinājumu ar uzdotu precizitātes pakāpi.

Praktiski par τ_{ppR} pieņem t vērtību, pie kuras tiks izpildītas izveidotās algebriskās saites, t.i. izslēgto „ātro” sastāvdaļu rimšanas laiku.

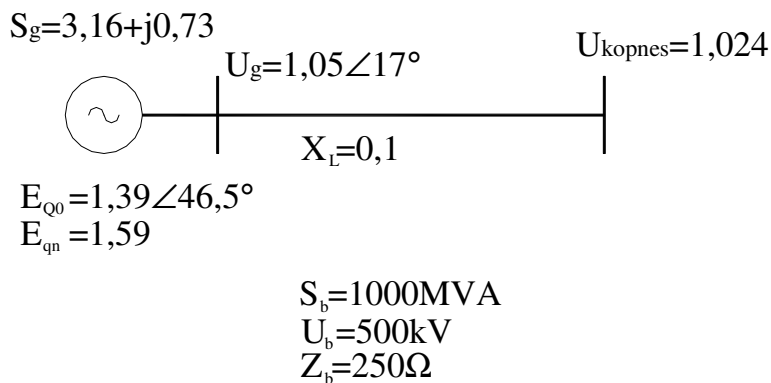
Vienkāršotu modeli var pielietot arī sākot no laika momenta $t=0$, pārrēķinot izejas nosacījumus $\tilde{x}_2(0)$ pēc speciālām formulām [13]. Pie tā, $\tilde{x}_2(t)$ un $x_2(t)$ risinājumu salīdzinājums jāizpilda ārpus robežjoslas, t.i. pie $t \geq \tau_{ppR}$.

Izskatītā vienkāršošanas metodika var būt pielietota dažādas sarežģītuma pakāpes elektrisko sistēmu matemātiska apraksta kārtas samazināšanai, ievērojot stiprās darbības AIR.

3.2. Matemātiskā apraksta vienkāršošana elektropārvadei ar stipras darbības AIR

Izskatīsim pārejas procesu aprakstošo vienādojumu pakāpes samazināšanas iespēju elektropārvadei, kuras shēma un parametri doti attēlā 3.2.1..

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionaritātes principa pamata



Att. 3.2.1. Elektropārvades aprēķina shēma.

Generators tiek apgādāts ar unificētu stipras darbības AIR. Saskaņā ar izteiksmēm (1.3.6.)-(1.3.9.), regulatoru aprakstošam vienādojumam ir 17-tā diferenciālā pakāpe:

$$\left. \begin{aligned}
 0,83 \cdot 10^{-4} pV_{11} &= -1,3 \cdot 10^{-2} V_{11} - V_1 + \Delta U, \\
 pV_1 &= V_{11}, \\
 3,9 \cdot 10^{-6} pV_{17} &= -6,2 \cdot 10^{-4} V_{17} - 5,6 \cdot 10^{-2} V_{12} - V_2 + \Delta \omega, \\
 pV_2 &= V_{12}, \\
 pV_{12} &= V_{17}, \\
 2,6 \cdot 10^{-2} pV_4 &= -V_4 + V_{11}, \\
 2,6 \cdot 10^{-2} pV_5 &= -V_5 + V_{12}, \\
 6,5 \cdot 10^{-4} pV_{13} &= -6,5 \cdot 10^{-2} V_{13} - V_3 + p\Delta E_q, \\
 pV_3 &= V_{13}, \\
 9,0 \cdot 10^{-6} pV_{14} &= -1,8 \cdot 10^{-2} V_{14} - V_9 + 72,5(V_\Sigma + V_7 + V_8), \\
 pV_9 &= V_{14}, \\
 10^{-4} pV_{15} &= -2,67 \cdot 10^{-2} V_{15} - V_7 - 3,3 \cdot 10^{-3} V_{14}, \\
 pV_7 &= V_{15}, \\
 7 \cdot 10^{-3} pV_8 &= -V_8 - 0,168 \Delta E_r, \\
 2,4 \cdot 10^{-6} pV_{18} &= -1,8 \cdot 10^{-4} V_{18} - 4,4 \cdot 10^{-2} V_{15} - V_{10} + 0,066 V_9, \\
 pV_{10} &= V_{16}, \\
 pV_{16} &= V_{18},
 \end{aligned} \right\} \quad (3.2.1.)$$

kur $\Delta E_r = k_I V_{10}$, $k_I = 5,0 \frac{\text{tukšgaitas ier.vien.}}{V}$.;

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionaritātes principa pamata

$$V_{\Sigma} = \frac{1}{3E_{qn}} (K_{0U}V_1 + K_{0\omega}V_2 + K_{1U}V_4 + K_{1\omega}V_5 + K_{1Eq}V_3);$$

$$p = \frac{d}{dt} - \text{diferencēšanas zīme.}$$

Sistēmas (3.2.1.) pirmie deviņi vienādojumi apraksta stipras darbības AIR procesus sekundārās ķēdēs, bet vienādojumi no 10 līdz 17 – kopīgos regulēšanas kanāla (KRK) blokos.

Statora sprieguma un tā frekvences novirzes tiek noteiktas pēc vienādojumiem (1.4.5.)-(1.4.7.), (2.1.1.):

$$\left. \begin{aligned} \Delta U &= -0,2255\Delta\delta - 0,15\Delta E_{rd} + 0,2041(\Delta E_q + \Delta E_{rq}), \\ \Delta\omega &= -0,01196(\Delta E_q - \Delta E_r) - 0,4417\Delta E_{rq} - 1,56\Delta E_{rd} + 192\Delta S. \end{aligned} \right\} \quad (3.2.2.)$$

Ģenerators modelēšana tika veikta, ievērojot slāpēšanas kontūrus pēc Parka-Goreva 5 - tās pakāpes vienādojumiem :

$$\left. \begin{aligned} p\Delta E_q &= -0,371(\Delta E_q - \Delta E_r) + 5,528\Delta E_{rq} + 127,14\Delta S, \\ p\Delta E_{rq} &= 0,2613(\Delta E_q - \Delta E_r) - 9,582\Delta E_{rq} + 218,56\Delta S, \\ p\Delta E_{rd} &= -5,687\Delta E_{rd} + 190,55\Delta S, \\ p\Delta S &= -0,062(\Delta E_q + \Delta E_{rq}) - 0,08\Delta E_{rd} - 0,093\Delta\delta, \\ p\Delta\delta &= 314\Delta S. \end{aligned} \right\} \quad (3.2.3.)$$

Vienādojumu sistēmu (3.2.1.) - (3.2.3.) raksturo tā saucamās “sliktas sakārtošanas” Jakobi matricā un tā ir uzskaitāma kā stingra, kas tiek noteikts AIR aprakstā. Kā redzams no (3.2.1.), gandrīz katrā regulatora vienādojumā pie pirmās pakāpes atvasinājuma ir kāds mazais parametrs. Tā kā „mazā parametra” metodes pielietošana nedod apmierinošus rezultātus no precizitātes viedokļa, vienādojumu sistēmu (3.2.1.)-(3.2.3.) pakāpes samazināšanās tika veikta uz kvazistacionāru atvasinājumu principa (KAP) pamata.

Metodisko mērķu sasniegšanai KAP tiek pielietots rekursīvi. Pirmajā etapā tika veikta KRK vienādojumu vienkāršošana. Rezultātā tika izslēgti seši mainīgie, kuru algebriskās saites tika uzstādītas jau pie $S=2$. Pie kam KRK vienkāršotie vienādojumi, ievērojot stipras darbības AIR sekundāro ķēžu izejas mainīgos, ir šādi :

$$\left. \begin{aligned} pV_9 &= -10,175V_9 - 122,833V_{10} + 263,92V_{\Sigma} + 6,544pV_{\Sigma}, \\ pV_{10} &= 1,725V_9 - 24,285V_{10} - 1,788V_{\Sigma} - 0,0443pV_{\Sigma}, \end{aligned} \right\} \quad (3.2.4.)$$

Tādējādi, vienkāršošanas pirmajā etapā regulatora diferenciālo vienādojumu skaits tika samazināts līdz 11-tam, savukārt sistēma joprojām palika neelastīga. Tādēļ kārtas

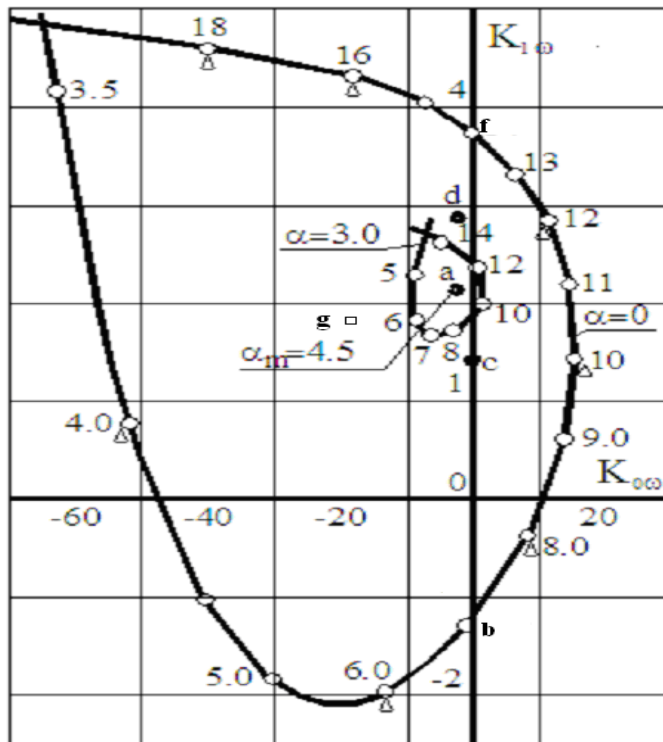
3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionaritātes principa pamata

samazināšanu turpina, pielīdzinot mainīgo otrās pakāpes atvasinājumus $V_1, V_{11}, V_{12}, V_{17}, V_4, V_5, V_{13}$ nullei. Vienādojumu izvēle diferencēšanai tika īstenota uz sākuma sistēmas matricas koeficientu analīzes pamata. Rezultātā, mainīgo izslēgšanai, tika iegūti sekojoši algebriski vienādojumi:

$$\left. \begin{aligned} V_{11} &= p\Delta U, \\ V_1 &= \Delta U - 1,3 \cdot 10^{-2} p\Delta U, \\ V_{17} &= 17,857(p\Delta\omega - V_{12}), \\ V_{12} &= 22,2576(\Delta\omega - V_2) - 0,2464 p\Delta\omega, \\ V_4 &= V_{11} = p\Delta U, \\ V_5 &= 32,59(\Delta\omega - V_2) - 0,825 p\Delta\omega, \\ V_{13} &= -18,18(V_3 - p\Delta E_q + 0,01 p^2 \Delta E_q), \end{aligned} \right\} \quad (3.2.5.)$$

Pie tam AIR-SD sekundārās ķēdes modelē ar algebriskiem vienādojumiem (3.2.5.) un diviem diferenciālvienādojumiem:

$$pV_2 = V_{12} \quad , \quad pV_3 = V_{13} \quad (3.2.6.)$$



Att. 3.2.2. Atkarība $K_{1\omega} = f(K_{0\omega})$ pie $K_{0u} = -50$; $K_{1u} = -3,6$; $K_{1Eq} = -1,0$.

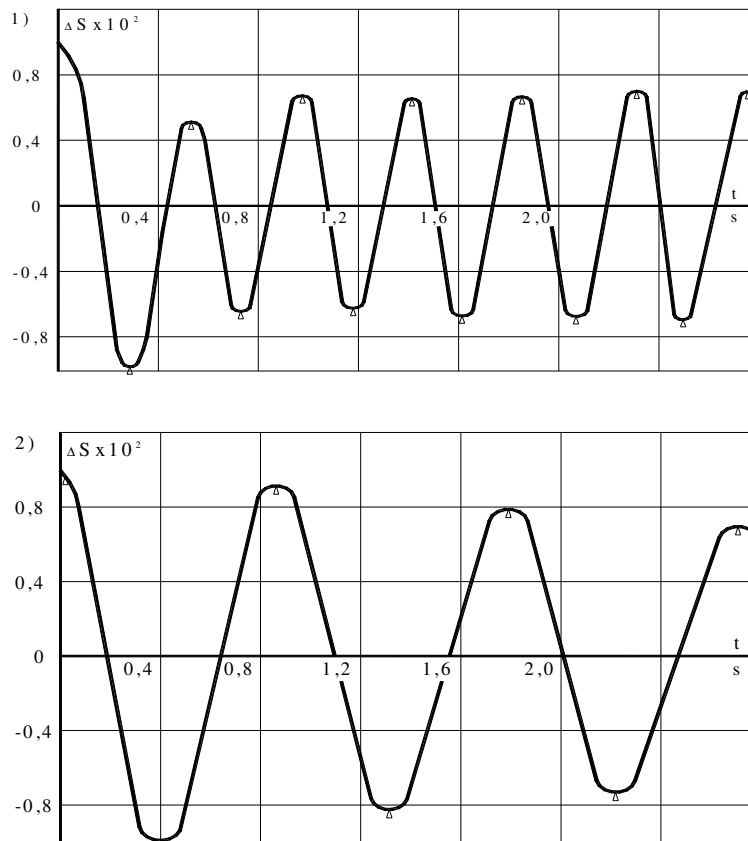
3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionaritātes principa pamata

Kopumā regulatoru apraksta ar sistēmu (3.2.4.)-(3.2.6.), kuras diferenciālā pakāpe ir 4. Jāatzīmē, ka dotais vienkāršotais modelis var būt izmantots tāda tipa AIR modelēšanai, kuri uzstādīti jebkurā elektrosistēmas stacijā, jo visi vienādojumu (3.2.4.)-(3.2.6.) koeficienti ir pierakstīti kopēja veidā un tiek noteikti tikai ar regulatora bloku pārvades funkcijām. ΔU , $\Delta \omega$, ΔE_q vienādojumi un to atvasinājumi būs atkarīgi no konkrēta ģeneratora parametriem un tā režīma.

Tādējādi, stipras darbības AIR matemātiskā vienādojumu sistēmas pakāpe vienkāršošanas rezultātā ir samazināta vairāk kā 4 reizes, bet sistēmai kopumā – 2,5 reizes. Pārejas procesa robežjosla nepārsniedz $\tau_{AC}=0,13$ s.

Jāatzīmē, ka τ_{AC} vērtība tika novērtēta pēc rimšanas laika “lēnākā” no izslēdzamajiem “ātrajiem” mainīgiem.

Izpildes pareizības pārbaudei elektropārvades vienkāršotam modelim, saturošam vienādojumus (3.2.3.)-(3.2.6.), tika veikti svārstību stabilitātes un pārejas procesu aprēķini, kas tika salīdzināti ar analogiskiem pilnas sistēmas aprēķiniem. Attēlā 3.2.2. ir aplūkojami stabilitātes apgabali stabilizācijas koeficientu $K_{o\omega}$ un $K_{l\omega}$ plaknē. Ar apzīmējumu “ Δ ” ir atzīmēti stabilitātes robežas punkti, aprēķinātie pēc vienkāršotā modeļa.

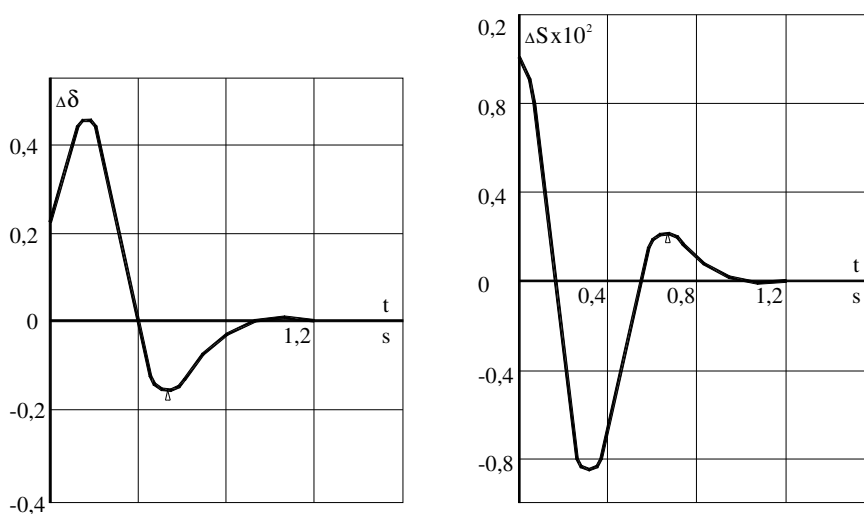


Att. 3.2.3. Pārejas procesi ar regulējamiem iestatījumiem : 1 – “f”; 2 – “b”.

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionaritātes principa pamata

Bez tam, tika aprēķināti pārejas procesi trim punktiem apgabālā, kas atbilst AIR iestatījumiem uz apgabala robežas, t.i. punktiem **f** un **b**, kā arī punktam *a* apgabala centrā, (att. 3.2.3., 3.2.4.).

Rezultātu salīdzināšana ļauj secināt par 22-ās pakāpes izejas sistēmas labu tuvinājumu vienkāršotam 9-tās kārtas elektropārvades modelim. Šis vienkāršošanas variants nav pēdējais. Ir iespējama arī tālāka vienādojumu sistēmas pakāpes samazināšana. Pie tam, lai nodrošinātu pietiekamu precizitāti, ir nepieciešams pielīdzināt nullei daudz augstākas kārtas $S \geq 3$ atvasinājumus. Tādējādi, pielietojot KAP, rezultātā tiek iegūts vienkāršots ceturtais pakāpes diferenciālās AIR-SD vienādojums, kas, salīdzinājumā ar ģeneratoru vienādojumiem, ar augstu precizitāti aproksimē izejas sistēmas atrisinājumu.



Att. 3.2.4. Pārejas procesi, ar regulējamiem iestatījumiem: “a”.

3.3. AIR iestatījumu optimizācija, izmantojot kvalitātes integrālo kritēriju

Automātiskās regulēšanas sistēmu optimizācija var tikt īstenota ar dažādu integrālo novērtējumu palīdzību [5], no kuriem visbiežāk lieto kvadrātiskā veida kritērijus:

$$J_v = \int_0^T V dt \quad (3.3.1.)$$

kur $V = (x)^t (B)(x)$ – koordināšu sistēmas kvadrātiskā forma;

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionaritātes principa pamata

B – svara koeficientu uzdotā simetriskā matrica;

(x) – koordināšu sistēmas vektors;

T – pārejas procesa novērošanas laiks.

Par apakšintegrālo funkciju, kas ir koordināšu zināma lieluma novirze no uzdotā stabilā stāvokļa, var tikt izvēlēts sistēmas konservatīvais modelis, respektīvi, enerģijas izkliede netiek ņemta vērā kustības vienādojuma pirmajā integrālī.

Lai iegūtu analītiskās izteiksmes, izmantosim elektriskās sistēmas idealizētu modeli, kurā ietilpst trīs ekvivalenti ģeneratori un slodzes, atspoguļotas kā pastāvīgās pretestības. Šajā gadījumā mašīnu jaudas var noteikt, izmantojot pašvadītspēju un savstarpējo vadītspēju:

$$\begin{aligned} P_1 &= P_{11} + P_{12} \sin(\delta_{12} - \alpha_{12}) + P_{13} \sin(\delta_{13} - \alpha_{13}), \\ P_2 &= P_{22} - P_{12} \sin(\delta_{12} + \alpha_{12}) + P_{23} \sin(\delta_{23} - \alpha_{23}), \\ P_3 &= P_{33} - P_{13} \sin(\delta_{13} + \alpha_{13}) - P_{23} \sin(\delta_{23} + \alpha_{23}), \end{aligned}$$

kur $P_{ii} = E_i^2 y_{ii} \sin \alpha_{ii}$; $P_{ij} = E_i E_j y_{ij}$;

$\delta_{ij} = \delta_i - \delta_j$ - EDS relatīvie leņķi;

α_{ii}, α_{ij} - leņķi, kuri papildina pašpretestības un savstarpējās pretestības leņķus līdz 90°; $i, j = 1, 2, 3$, bet $j \neq i$.

Uzskatot turbīnas jaudas un ģeneratoru EDS par nemainīgiem, var pierakstīt sistēmas kustības linearizētos vienādojumus:

$$\left. \begin{aligned} \frac{T_{j1}}{w_c} \frac{d^2}{dt^2} \Delta \delta_1 &= -\Delta P_1, \\ \frac{T_{j2}}{w_c} \frac{d^2}{dt^2} \Delta \delta_2 &= -\Delta P_2, \\ \frac{T_{j3}}{w_c} \frac{d^2}{dt^2} \Delta \delta_3 &= -\Delta P_3. \end{aligned} \right\} \quad (3.3.2.)$$

Pieņemot $\alpha_{ij}=0$, jaudu novirzes kļūst atkarīgas tikai no savstarpējo leņķu pieauguma:

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionaritātes principa pamata

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_1 &= \frac{\partial P_{12}}{\partial \delta_{12}} \Delta \delta_{12} + \frac{\partial P_{13}}{\partial \delta_{13}} \Delta \delta_{13}, \\ \Delta P_2 &= -\frac{\partial P_{12}}{\partial \delta_{12}} \Delta \delta_{12} + \frac{\partial P_{23}}{\partial \delta_{23}} \Delta \delta_{23}, \\ \Delta P_3 &= -\frac{\partial P_{13}}{\partial \delta_{13}} \Delta \delta_{13} + \frac{\partial P_{23}}{\partial \delta_{23}} \Delta \delta_{23}. \end{aligned} \right\} \quad (3.3.3.)$$

Pieņemsim, ka ārējo spēku iedarbības rezultātā rotori nobīdījās pa leņķi $\alpha \Delta \delta_i$. Pie tam elementāro darbu nosaka ar izteiksmi

$$-(\Delta P_1 \alpha \Delta \delta_1 + \Delta P_2 \alpha \Delta \delta_2 + \Delta P_3 \alpha \Delta \delta_3).$$

Izskatīsim funkciju $U(\Delta \delta_1, \Delta \delta_2, \Delta \delta_3)$, kuras pilns diferenciāls ir vienāds ar

$$dU = -(\Delta P_1 \alpha \Delta \delta_1 + \Delta P_2 \alpha \Delta \delta_2 + \Delta P_3 \alpha \Delta \delta_3). \quad (3.3.4.)$$

Funkcija U būs potenciāla, ja izpildīsies sekojošie nosacījumi:

$$\frac{\partial U}{\partial \Delta \delta_1} = -\Delta P_1, \quad \frac{\partial U}{\partial \Delta \delta_2} = -\Delta P_2, \quad \frac{\partial U}{\partial \Delta \delta_3} = -\Delta P_3. \quad (3.3.5.)$$

Mīnuss zīme norāda uz to, ka palielinoties leņķim δ attiecībā pret līdzsvara stāvokli, notiek darbs, saistīts ar rotora bremsēšanu un otrādi.

Sareizinot vienādojumus (3.3.2.) ar $\alpha \Delta \delta_i$, pēc pārveidošanas, ņemot vērā, ka

$$\frac{d}{dt} \Delta \delta_i = \omega_s \Delta S_i,$$

saskaitīsim kopā kreisās un labās puses.

Rezultātā:

$$dK = dU, \quad (3.3.6.)$$

kur $K = \frac{\omega_s}{2} \sum_{i=1}^3 T_{J_i} \Delta S_i^2$ - sistēmas relatīvas kustības kinētiskā enerģija;

$U = -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^3 \frac{\partial P_{ij}}{\partial \Delta \delta_{ij}} \Delta \delta_{ij}^2$ - sistēmas potenciālā enerģija.

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionāritātes principa pamata

Integrējot (3.3.6.), piemēram, no $\Delta\delta = \Delta\delta_0$ un $\Delta S(0)=0$ līdz kādam $\Delta\delta(t)$ un $\Delta S(t)$, iegūsim:

$$\frac{\omega_s}{2} \sum_{i=1}^3 T_{ji} \Delta S_i^2 - U(\Delta\delta) = -U(\Delta\delta_0) = const.$$

Tādējādi, potenciālā enerģija Π ir saistīta ar U funkciju ar izteiksmi:

$$-U = \Pi.$$

Tā kā sistēma tiek uzskatīta par konservatīvu modeli:

$$K + \Pi = V = const, \quad (3.3.7.)$$

Tas nozīmē, ka relatīvajā kustībā sistēmas kinētiskās un potenciālās enerģijas summa saglabā pastāvīgo lielumu.

V vērtība, kuru nosaka izteiksme (3.3.7.), parāda sistēmas pilnu enerģiju, šī vērtība savā būtībā ir kustības vienādojumu pirmais enerģētiskais integrāls.

Vispārīgā gadījumā, sistēmai, kura ietver sevī n ģeneratorus, iegūstam:

$$V = K + \Pi = \frac{\omega_s}{2} \sum_{i=1}^n T_{ji} \Delta S_i^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \frac{\partial P_{ij}}{\partial \delta_{ij}} \Delta \delta_{ij}^2, \quad (3.3.8.)$$

kur K, Π – ierosinātās kustības kinētiskā un potenciālā enerģijas, attiecībā pret stabila līdzsvara stāvokli;

n – sinhrono ģeneratoru skaits.

Izskatīsim uzdevuma risinājuma tuvināto variantu, kad savstarpējie zudumu leņķi α_{ij} ir ievērojami, un kad pieņēmums par sistēmas konservatīvu nebūs stingrs.

Pirmā ģeneratora jaudas izteiksmes:

$$\begin{aligned} P_1 &= P_{11} + \frac{E_1 E_2}{Z_{12}} \sin(\delta_{12} - \alpha_{12}) + \frac{E_1 E_3}{Z_{13}} \sin(\delta_{13} - \alpha_{13}) = \\ &= P_{11} + \frac{E_1 E_2}{Z_{12}} (\cos \alpha_{12} \sin \delta_{12} - \sin \alpha_{12} \cos \delta_{12}) + \\ &+ \frac{E_1 E_3}{Z_{13}} (\cos \alpha_{13} \sin \delta_{13} - \sin \alpha_{13} \cos \delta_{13}), \end{aligned}$$

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionaritātes principa pamata

ņemot vērā, ka $\frac{I}{Z_{li}} \cos \alpha_{li} = \frac{x_{li}}{Z_{li}^2} = b_{li}$ un $-\frac{I}{Z} \sin \alpha_{li} = -\frac{r_{li}}{Z_{li}^2} = g_{li}$.

Lai sabalansētu stabilo režīmu, pieņemsim:

$$-\frac{E_1 E_2}{Z_{12}} \sin \alpha_{12} \cos \delta_{12} = E_1 E_2 g_{12} \cos \delta_{120}$$

un analogiski

$$-\frac{E_1 E_3}{Z_{13}} \sin \alpha_{13} \cos \delta_{13} = E_1 E_3 g_{13} \cos \delta_{130},$$

kur δ_{120} un δ_{130} – savstarpējo leņķu vērtības stacionārā režīmā.

Turpmāk apzīmēsim

$$P'_{11} = P_{11} + E_1 E_2 g_{12} \cos \delta_{120} + E_1 E_3 g_{13} \cos \delta_{130}.$$

Rezultātā izteiksme P_1 izskatīsies šādi:

$$P_1 = P'_{11} + E_1 E_2 b_{12} \sin \delta_{12} + E_1 E_3 b_{13} \sin \delta_{13}.$$

Analogiski iegūsim vienādības arī pārējo divu ģeneratoru jaudām:

$$P_2 = P'_{22} - E_1 E_2 b_{12} \sin \delta_{12} + E_2 E_3 b_{23} \sin \delta_{23},$$

$$P_3 = P'_{33} - E_1 E_3 b_{13} \sin \delta_{13} - E_2 E_3 b_{23} \sin \delta_{23},$$

kur

$$P'_{22} = P_{22} + E_1 E_2 g_{12} \cos \delta_{120} + E_2 E_3 g_{23} \cos \delta_{230},$$

$$P'_{33} = P_{33} + E_1 E_3 g_{13} \cos \delta_{130} + E_2 E_3 g_{23} \cos \delta_{230}.$$

Tādējādi, savstarpējās pretestībās samazinot ģeneratoru jaudu komponentes līdz zudumu lielumam, var aptuveni aprēķināt perturbācijas kustības pilno enerģiju, izmantojot izteiksmi (3.3.8.). Pie tam tiek izmantoti reālās dissipatīvās sistēmas ģeneratoru rotoru leņķu ātrumi un novirzes. Tādā veidā apakšintegrālā funkcija ir fiziski pamatota un izslēdz svāra koeficientu patvaļīgu izvēli.

AIR parametru noteikšana, kas nodrošina vislabāko kvalitāti, notiek, izejot no funkcionāla (3.3.1.) minimuma noteikuma:

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionaritātes principa pamata

$$J_V(K_1, K_2, \dots, K_n) = \min \quad (3.3.9.)$$

un tas pamatojas uz lineāro diferenciālo vienādojumu skaitlisko integrēšanu.

Pētījumi, kurus veica dažādas sarežģītības elektriskajām sistēmām, parādīja, ka tādi AIR iestatījumi, kuros tiek sasniegts integrālā novērtējuma minimums, ir stipri atkarīgi no perturbācijas rakstura un tie ir atšķirīgi no iestatījumiem, kas nodrošina stabilitātes maksimālo pakāpi. Tādējādi, integrālo kritēriju izmantošana pārejas procesu kvalitātes novērtēšanai pieprasa pamatotu pieeju sākuma nosacījumu uzdošanai.

Šīs problēmas risināšana ir it īpaši svarīga, kad analizē sarežģītās elektriskās sistēmas, un tā ir atkarīga no uzdotiem mērķiem.

Tā, pētot elektromehāniskās svārstības nelineāros modeļos, gala perturbāciju gadījumā sākuma nosacījumi var tikt noteikti, atkarībā no ierosmes veida un vietas. Pie tam sākuma nosacījumi tiek ierobežoti, izejot no prasībām par dinamiskās stabilitātes nodrošināšanu.

Šī pieeja neder mazo noviržu režīmu optimizācijai pēc integrāliem kritērijiem. To nosaka fakts, ka sistēmas lineārais modelis raksturo tās brīvo kustību tikai tad, kad perturbācijas ir mazas. Šajā gadījumā ir vērts sākuma nosacījumus izveidot tādā veidā, lai pārejas procesā pilnīgāk atspoguļotos kustības dominējošās komponentes.

n pakāpes lineāro diferenciālo vienādojumu sistēmas risinājums ir šāds:

$$X_i(t) = \sum_{k=1}^n C_k e^{p_k t}, \quad i = \overline{1, n}, \quad (3.3.10.)$$

kur C_k – no sākuma nosacījumiem atkarīgas konstantes;

$p_k = -\alpha_k + j\beta_k$ - raksturīgā vienādojuma saknes.

Acīmredzams, ka procesa integrālo vērtējumu noteiks galvenokārt saskaitāmie, kuriem ir vislielākā amplitūda un vāja rimšana. Sekojoši, funkcionāla (3.3.9.) minimizēšana rezultātā dos AIR iestatījumus, atkarīgus ne tikai no sistēmas iekšējām īpašībām, bet arī no sākuma nosacījumiem. Lai nodrošinātu nelabvēlīgus pārejas procesus integrālās novērtēšanas ziņā, ir nepieciešams, lai saknēm ar mazo reālo daļu būtu pēc iespējas lielāka amplitūda. Tādus sākuma nosacījumus var aptuveni atlasīt ar frekvenču raksturlīknēm, aprēķinātām no tā ģeneratora puses, kuram izvēlas AIR iestatījumu. Ir zināms [9], ka amplitūdas uz frekvenču raksturlīknēm atbilst punktiem $\beta = \beta_k$, kur β_k – dominējošā sakņu pāra imaginārā daļa. Tad amplitūdas ir apgriezti proporcionālas α_k vērtībai – saknes reālai daļai.

Uzdotot sākuma nosacījumus, saskaņā ar atbilstībām starp mainīgiem, iegūtiem punktā β_k no frekvenču raksturlīknēm, pārejas procesā dominēs komponente, kas atbilst saknei $p_k = -\alpha_k + j\beta_k$.

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionaritātes principa pamata

Kā var redzēt no (3.3.8.), apakšintegrālās funkcijas izteiksmē ir iekļauti ģeneratoru rotoru leņķu novirzes un to ātrumi. Rezonanses punktos šiem mainīgiem ir vislielākā amplitūda un, līdz ar to, funkcija V kļūst maksimāla punktā β_k .

Izejot no iepriekš teiktā, ir iespējama sekojošā sākuma nosacījumu uzdošanas procedūra, kad notiek AIR parametru optimizācija pēc integrāliem kritērijiem:

1. no stabilitātes zonas $K_1^{(0)}$ un $K_2^{(0)}$ dažiem AIR iestatījumiem nosaka frekvenču raksturlīknes no tā ģeneratora puses, kuram AIR parametriem veic optimizāciju un atrod V funkcijas maksimumu pēc frekvences;
2. punktā β_k , kur $V=\max$, nosaka atbilstību starp mainīgiem, un, saskaņā ar tiem, uzdod sākuma nosacījumus integrēšanai;
3. aprēķina integrālo novērtējumu

$$J_V(K_1^{(0)}; K_2^{(0)});$$

4. izmaina AIR iestatījumu un atkārtoti punktus 1,2,3. Optimālie AIR koeficienti tiek noteikti no nosacījuma (3.3.9.)

$$J_V(K_1^{(i)}, K_2^{(i)}) = \min.$$

Lai ilustrētu izskatīto procedūru, izskatīsim agrāk izpētītā elektropārvades AIR-SD ģeneratora parametru izvēli, sk. att.3.3.1..

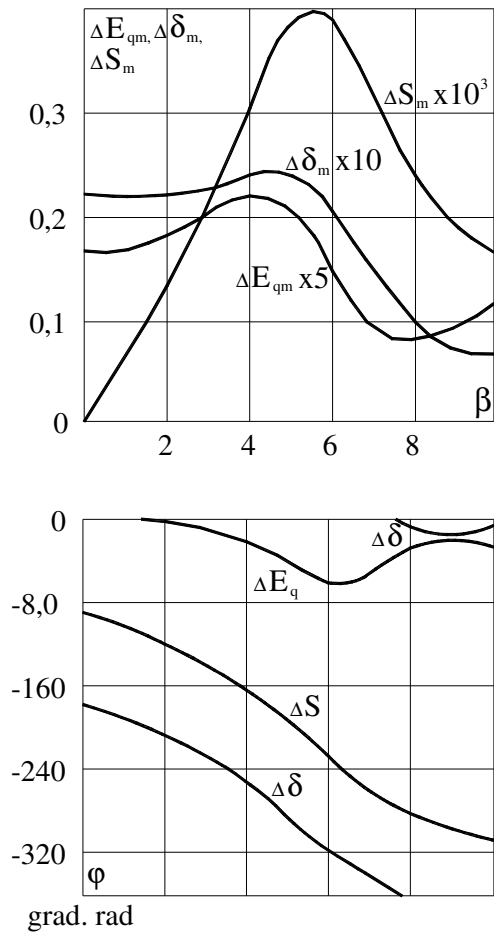
No stabilitātes zonas (att. 3.3.2.) tika izvēlētas trīs koeficientu **g**, **c**, **d**, kombinācijas, kuras atrodas atbildīgā par maksimālo stabilitātes pakāpi α punkta tuvumā, $\alpha_m=4,5$. Pie kombinācijām, atbilstošām AIR-SD iestatījumiem, tika aprēķinātas elektropārvades frekvenču raksturlīknes, padodot harmonisko signālu uz regulatora papildus ieeju. Kā var redzēt, mainīgu maksimumu novēro intervālā $4,4-5,5 \text{ rad/s}$ (att. 3.3.1., punkts **g**). Pie tam, apakšintegrālā funkcija V ir maksimāla punktā $\beta=5,0 \text{ rad/s}$:

$$V = 4380,3\Delta S^2 + 2,298\Delta\delta^2 = 0,00197.$$

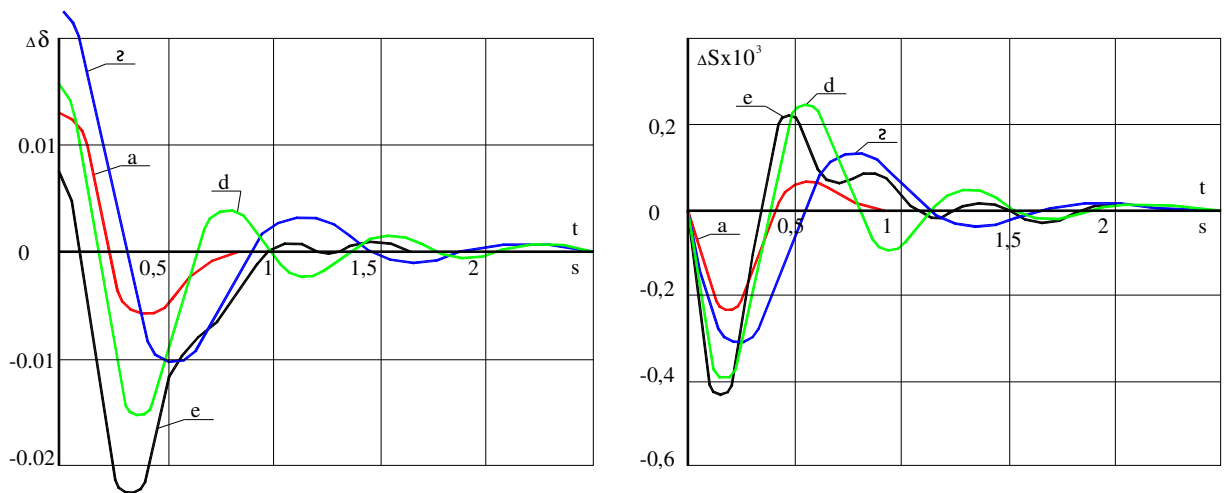
Tas nozīmē, ka pie tādiem sākuma nosacījumiem, kuri atbilst mainīgo vērtībām punktā 5 rad/s , sistēmai piemīt maksimālā enerģijas rezerve un pārejas process būs visnelabvēlīgākais no integrālā novērtējuma viedokļa.

Analoģiski nosaka mainīgo sākuma vērtības arī citām AIR koeficientu kombinācijām. Apskatāmā piemēra sākuma nosacījumu izvēles rezultāti tiek apkopoti tabulā 3.3.1..

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionāritātes principa pamata



Att. 3.3.1. Amplitūdas un fāzes frekvenču raksturlīknes sākuma nosacījumu noteikšanai



Att. 3.3.2. Pārejas process elektropārvadē, mainot AIR iestatījumus

3. Elektrisko sistēmu matemātiska apraksta vienkāršošana uz atvasinājumu kvazistacionāritātes principa pamata

Tabula 3.3.1.
Sākuma nosacījumu izvēles rezultāti.

| Punkts, frekvence, rad/s | Sākumvērtības | | | | |
|--------------------------|---------------|--------------------|-----------------|--------------------|--------------------|
| | $\Delta S(0)$ | $\Delta \delta(0)$ | $\Delta E_q(0)$ | $\Delta E_{rq}(0)$ | $\Delta E_{rd}(0)$ |
| g $\beta = 5,0$ | 0 | 0,0227 | -0,00871 | 0,00135 | -0,0069 |
| c, $\beta = 8,5$ | 0 | 0,0154 | 0,03216 | -0,00657 | -0,00652 |
| d, $\beta = 13,5$ | 0 | 0,0067 | 0,0805 | -0,03187 | -0,003455 |
| a, $\beta = 7,0$ | 0 | 0,0131 | 0,0079 | -0,000692 | -0,00432 |

Pārejas procesi tika aprēķināti atbilstošos punktos pie AIR iestatījumiem, att. 3.3.2.. Tabulā 3.3.2. ir parādīti integrālo novērtējumu rezultāti.

Tabula 3.3.2.
Integrālo novērtējumu rezultāti

| Punkti | $J_v \cdot 10^3$ | | | |
|--------|------------------|---------|---------|---------|
| | T,s | | | |
| | 0,5 | 1 | 2 | 3 |
| g | 0,3142 | 0,3867 | 0,396 | 0,3961 |
| c | 0,3036 | 0,369 | 0,3767 | 0,37687 |
| d | 0,44275 | 0,52045 | 0,52108 | 0,5211 |
| a | 0,11077 | 0,11975 | 0,11975 | 0,11975 |

Kā var redzēt no tabulas 3.3.2., iestatījumi, kas atbilst integrāla J_v minimumam, sakrīt ar maksimālo stabilitātes pakāpi nodrošinošiem AIR koeficientiem.

BIBLIOGRĀFISKAIS SARAKSTS

1. Жданов П.С. Вопросы устойчивости электрических систем. /Под ред. Л.А. Жукова. - М.: Энергия, 1979.
2. Веников В.А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. М.: Высш. шк., 1985. 536с.
3. Груздев И.А., Шахаева О.М. Система автоматического регулирования возбуждения синхронных генераторов. Л.: ЛПИ им. Калинина, 1978.
4. Веников В.А. и др Электроэнергетические системы в примерах и иллюстрациях. М.: Энергоатомиздат.1983.
5. Веников В.А. и др.Управление переходными режимами электроэнергетических систем. - М.:Высшая школа.1982.
6. Евдокунин Г.А. Электрические системы и сети. Санкт-Петербург, 2001.
7. Строев В.А. Переходные процессы электрических систем в примерах и иллюстрациях. М.: Знак.1996.
8. Ладвищенко Б.Г. Лекции по статической устойчивости электрических систем. Кишинев, КПИ им С.Лазо, 1982.
9. Груздев И.А., Терешко Л.А., Шахаева О.М. Частотные характеристики электроэнергетических систем и их использование в задачах устойчивости и эквивалентирования. -: ЛПИ им. М.И.Калинина, 1982.
10. Любарский Н.В. Динамические характеристики АРВ сильного действия и вопросы методики их настройки. Труды ВЭИ, вып.78.- М. : Энергия, 1968.
11. Юрганов А.А., Кожевников В.А. Регулирование возбуждения синхронных генераторов, Санкт-Петербург, Россия,1996.
12. Покровский М.И., Любарский Н.В. Математическое описание полупроводникового регулятора сильного действия для расчетов статической и динамической устойчивости. Труды ВЭИ, вып.89.- М. : Энергия, 1980.
13. Ракитский Ю.В., Устинов С.М., Черноруцкий И.Г. Численные методы решения жестких систем. М. : Наука, 1979.
14. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование. М. : Мир, 1975.