

RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE
Enerģētikas institūts

T. Lomane

**ELEKTROENERĢĒTISKO SISTĒMU FREKVENČU
RAKSTURLĪKNES UN TO PIELIETOJUMS
STABILITĀTES UZDEVUMOS**

Rīga 2006

Satura rādītājs

Nosaukums	Lpp.
Satura rādītājs	2
Anotācija	3
Ievads	5
1. Faktori, kuri ietekmē ģenerators ierosmes stiprās regulēšanas efektivitāti	6
2. Elektropārvades režīmu frekvenču raksturlīknes	12
3. Regulēšanas parametru režīma frekvences raksturlīknes	20
4. Frekvenču raksturlīkņu izmantošana AIR kanālu mijiedarbības analīzē	24
5. Mazu perturbāciju režīma pārejas procesu kvalitātes novērtēšanas kritēriji	29
6. Frekvenču raksturlīknes un idealizētas sistēmas stabilitāte	34
7. Sistēmas stabilitātes pakāpes vadāmība	45
8. Stabilitātes maksimālās pakāpes sasniegšanas nosacījumi	50
9. Elektropārvades frekvenču raksturojumi pie perturbācijas signāla uzdošana, statora pusē	56
10. Elektropārvades frekvences raksturlīknes ievērojot ģenerators AIR darbību	66
11. Pārvades funkciju izmantošana apakšsistēmu modelēšanā	71
12. Apakšsistēmas pārvades funkcijas ar kopsaucēju iegūšanas metodika	78
Izmantotās literatūras saraksts	83

Anotācija

Zināms, ka viens no vienkāršākajiem un efektīvākajiem elektroenerģētisko sistēmu (EES) dinamiskās stabilitātes palielināšanas paņēmieniem ir ģeneratoru automātisko ierosmes regulatoru (AIR) pielietošana. Šobrīd izmantojamie stipras darbības automātiskās ierosmes regulatori (AIR-SD) ļauj nodrošināt dinamiskās stabilitātes augstu pakāpi un efektīvu lielu svārstību slāpēšanu avārijas režīmos, kā arī statiskās stabilitātes augstu pakāpi un efektīgu mazu slodžu svārstību slāpēšanu. Taču daudzu gadu AIR-SD ekspluatācijas pieredze pierāda, ka eksistē vesela rinda faktoru, kuri ierobežo to iespējas. Pamatproblēma ir tā, ka regulatoru parametri ir fiksēti un noregulēti optimālajam darbības režīmam tikai konkrētā darba režīmā. Tas neļauj tiem nodrošināt regulēšanas augstu kvalitāti visās shēmu-režīmu situācijās. Bez tam, jau regulatora optimālu iestatījumu izvēle, pati par sevi, ir pietiekami sarežģīts optimizācijas uzdevums.

Pēdējā laikā radušās jaunas pieejas, lai uzlabotu tradicionālo regulatoru raksturojumus. To vidū lielu interesi izraisa metodes, kuras izmanto mākslīgā intelekta elementus. Var izdalīt sekojošus pamatvirzienus sinhrono mašīnu ierosmes intelektuālajā vadībā: ekspertu sistēmas, mākslīgie neironu tīkli (MNT) un neskaidrā loģika (NL).

Annotations

The development of power systems and their associations creates the increasing variety of structures and regimes of United Power Systems (UPS). Under these conditions it is necessary simultaneously to achieve coordination of the automatic excitation control (AEC) gains at many stations and to provide the high quality of the transient processes. Therefore arose the need for passage from the analogue regulator to the digital, fulfilled on the microprocessor base. In this case the new principles of adaptive regulation in highest degree corresponding to the management tasks in the modern united power systems may be realized.

With an increase in the quantity of stations with power system stabilizers (PSS) the experimental selections of AEC gains come to ineffectiveness. It is demanded the mathematical simulation and the complex networks computer analysis for the purpose of the PSS gains optimization.

For the complex systems together with the traditional of the D- partition methods it is necessary to develop the new methods of the frequency analysis. With the coordination of AEC gains the great significance acquires the selection of criterion for evaluating the damping properties of the system.

The mathematical models of complex systems with the significant number of equivalent generators with PSS, it leads to the very large number of differential and algebraic equations. This creates the labour expense for calculations, which shows the expediency of the search for the ways of reduction in the dimensionality of the mathematical description. The frequency equivalent is one of such methods. The described questions and study results are considered in this paper.

Ievads

Energosistēmu attīstība un to apvienošanās rada arvien lielāku struktūru un režīmu dažādību apvienotajām energosistēmām (AES). Šādos gadījumos arvien grūtāk ir veikt automātiskās ierosmes regulatoru (AIR) iestatījumu koordināciju vairumam staciju un nodrošināt pārējas procesu augstu kvalitāti. Tādejādi radās nepieciešamība pāriet no analogā tipa regulatoriem uz ciparu tipa regulatoriem, kas būvētu uz mikroprocesoru bāzes. Tuvākajā laikā ciparu AIR iegūs plašu pielietojumu. Galvenā priekšrocība tiem ir, to spēja realizēt jaunus adaptīvus regulēšanas principus, kas lielāka mērā atbilst modernu apvienoto energosistēmu regulēšanas uzdevumiem.

Pieaugot staciju skaitam, kuras pielieto AIR, ar vien ierobežotāka kļūst iespējamība veikt regulatoru iestatījumu eksperimentālai noteikšanai. Radās nepieciešamība veikt matemātiskās modelēšanas un analīzes procesus uz elektroniskajam skaitļošanas mašīnām (ESM), ar mērķi veikt sarežģītu sistēmu ARI regulatoru iestatījumu optimizāciju.

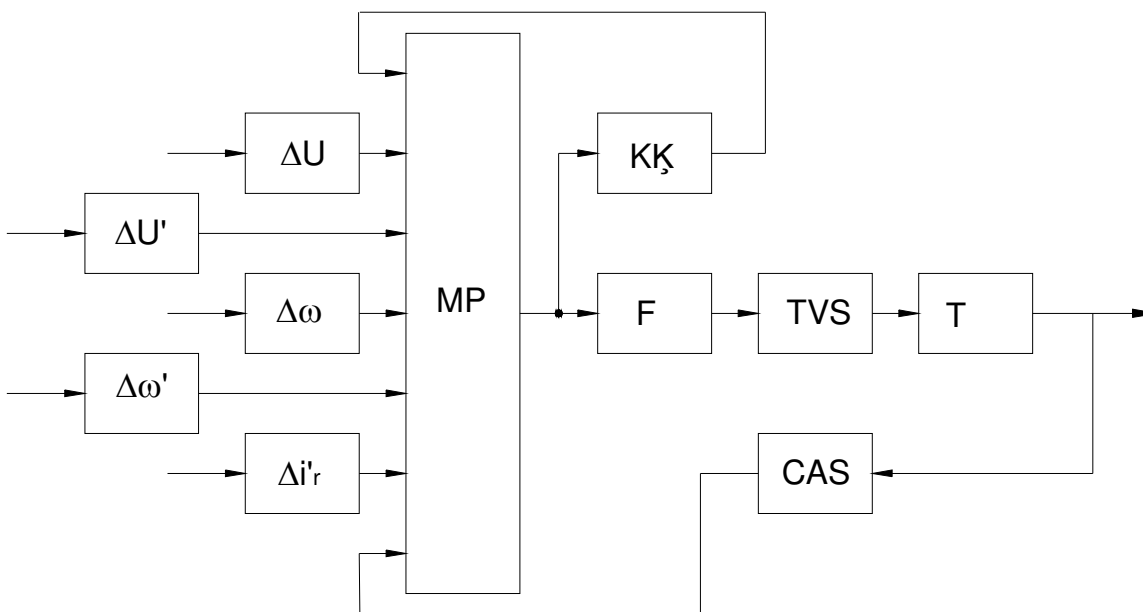
Sarežģītām sistēmām papildus tradicionālajām D-sadalīšanas metodēm nākas izstrādāt arī jaunus frekvences analīzes algoritmus. Veicot ARI iestatījumu koordināciju lielu uzmanību jāpievērš kritēriju izvēlei, lai novērtētu sistēmās demfēšanas īpašības.

Sarežģītu sistēmu matemātisko modeļi, kas satur ievērojamu ekvivalento ģeneratoru (ar ARI) skaitu, rada nepieciešamību to aprakstīt ar lielu skaitu diferencial vienādojumu un algebriskiem vienādojumiem. Tas palielina aprēķinu darbietilpību, kas savukārt norāda uz to, ka ir jāmeklē veidi, kā samazināt matemātiskā pieraksta sarežģītību. Viens no šādiem paņēmieniem ir frekvenču ekvivalentēšana.

Iepriekš aprakstītie jautājumi ir dotā darba pamatā. Šeit pievienotais un aprakstītais materiāls ir bāzēts uz eksperimentu rezultātu pamatiem.

1§. Faktori, kuri ietekmē ģenerators ierosmes stiprās regulēšanas efektivitāti

Lai iegūtu priekšstatu par jautājumiem, kuri rodas izstrādājot rekomendācijas AIR-SD (stipras darbības automātiskās ierosmes regulators) regulēšanā, aplūkosim statistiskās stabilitātes un pārejas procesu kvalitātes aprēķinu rezultātus dažādiem ģenerators parametriem un elektriskās sistēmas režīmiem. Regulatora matemātiskajā aprakstā ņemsim vērā tikai tos kanālus, kuri nodrošina uzdoto sprieguma līmeni sistēmas izvēlētajā punktā un svārstību slāpēšanu pie mazām un galējām vērtībām. Šāda regulatora, ar magnētiskajiem pastiprinātājiem, principiāla shēma attēlota zīm.1. Šeit redzami statora sprieguma nobīdes un ātruma izmaiņu (atvasinājuma) (Δu un $\Delta u'$), novirzes un šā sprieguma frekvences atvasinājuma ($\Delta \omega$ un $\Delta \omega'$), kā arī strāvas ierosmes atvasinājuma ($\Delta i_r'$) regulēšanas kanāli.



Zīm.1. AIR – SD principiālā shēma.

Regulēšanas signāli nonāk summējošā magnētiskajā pastiprinātājā (MP) un pēc filtra (F) nonāk tiristoru taisngrieža (T) vadības sistēmā (TVS). Magnētiskajam pastiprinātājam ir elastīga atgriezeniskā saite – tā saucamā korekcijas ķēde (KK). Ķēdes posmus (MP), (F), (TVS) un T aptver cietā atgriezeniskā saite (CAS). Summējošais magnētiskais pastiprinātājs ar tā korekcijas ķēdi un visi sekojošie elementi, ieskaitot tiristoru pārveidotāju un cieto atgriezenisko saiti, veido regulēšanas kopējo kanālu (KK). Statiskās stabilitātes aprēķinos (KK) bieži apzīmē kā vienu ekvivalentu ķēdes posmu.

AIR matemātiskā apraksta pamatā ir to atsevišķo elementu pārvades funkcijas. Tā kā elektriskās sistēmās, mainot parametrus un režīmu plašā diapazonā, elektromehānisko svārstību frekvence nepārsniedz 40 rad/s, izmantosim pārvades funkcijas, kas ir spēka šim diapazonam.

AIR tehniskajās pasēs uzrādīti regulēšanas koeficienti, kuri raksturo ieejas signālu summējošo pastiprinājumu, ievērojot kopējo regulēšanas kanālu. Koeficientu maksimālās vērtības sprieguma nobīdes kanāliem un sprieguma nobīdes atvasinājumam kanāliem parasti ir $k_{0\omega}=50$ nom.ier.vien./st.sprieg.vien.; $k_{1\omega}=7,2$ nom.ier.vien./st.sprieg.vien/s.

Statora sprieguma frekvences nobīdes un tā atvasinājumu kanāliem $k_{0\omega}=14,5$ nom.ier.vien./Hz; $k_{1\omega}=5,5$ nom.ier.vien./Hz/s.

Par ierosmes vienību pieņemts spriegums uz ierosmes tinuma nominālajā režīmā (nom.ier.vien.), par statora sprieguma vienību - tā nominālā vērtība (st.sprieg.vien.). Ar indeksu "0" atzīmēti režīmu parametru nobīdes kanālu pastiprinājuma koeficienti, ar indeksu "1" - režīmu parametru nobīdes pirmā atvasinājuma pēc laika kanālu pastiprinājuma koeficientu. Te un tālāk pastiprinājuma koeficienti visos regulēšanas kanālos pieņemti kā pozitīvi lielumi. Sprieguma novirzes un tā atvasinājumu, rotora strāvas atvasinājuma kanāla sastāvdaļām tiek rakstīta zīme "-“ regulēšanas vienādojumos.

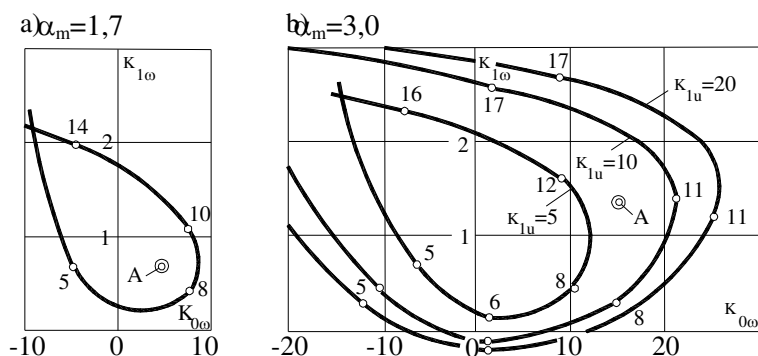
Atzīmēsim, ka pierakstot A.A.Goreva formā vienādojumus ierosmes sprieguma nobīde tiek noteikta tukšgaitas sprieguma daļās. Un tad norādītie pastiprinājuma koeficienti jāreizina ar lielumu E_m .

Regulējot AIR sprieguma novirzes kanāla pastiprinājuma koeficientu izvēlas atbilstošu nosacījumam, ka regulēšanas punktā stacionārā režīmā sprieguma līmenis ir nemainīgs. Kā arī sprieguma nobīdes atvasinājumu signāliem jānodrošina ierosmes forsēšana līdz augšējām robežvērtībām 0,05-0,07 s laikā, ja pēkšņa sprieguma pazemināšanas sasniedz 5-7%. Ievērojot šos nosacījumus pieņem $k_{0\omega}=50$ nom.ier.vien./st.sprieg.vien., $k_{1\omega}=(5-6)$ nom.ier.vien./st.sprieg.vien./s.

Jāatzīmē, ka šāda pastiprinājuma koeficientu kombinācija parasti nodrošina ierosmes regulēšanas statisko stabilitāti ģeneratora tukšgaitas režīmā. Pārējo kanālu regulēšanu izvēlas no tā lai nodrošinātu ģeneratora statisko stabilitāti iespējamajos režīmos un pārejas procesu efektīvu slāpēšanu. Šajos gadījumos meklējamie parametri parasti ir statora sprieguma frekvences nobīdes un tā atvasinājuma pastiprinājuma koeficienti $k_{0\omega}$ un $k_{1\omega}$.

Izanalizēsim stabilitātes apgabalu un stabilitātes vienādas pakāpes raksturlīkņu raksturu šo koeficientu plaknē, gadījumā, kad ģenerators darbojas caur ārēju pretestību uz bezgalīgas jaudas sistēmu.

Aprēķinos tika pieņemti mūsdienu jaudīgu hidroģeneratoru parametri : $S_{nom}=711$ MVA; $x_d=1,53$; $x_q=0,97$; $T_r=6,1$ s.; $T_j=9,4$ s. Ārējā pretestība ($X_{ar}=0.8$) uzdota tā, lai neregulējamai elektropārvadei būtu pietiekams aperiodiskās stabilitātes dabīgā rezerve ($\delta_0=54^\circ$).

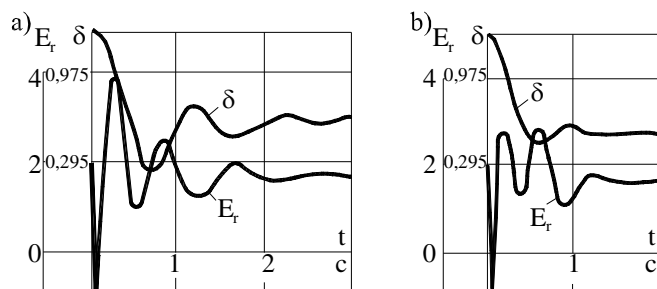


Zīm.2. Raksturlīkne $k_{1\omega}=f(k_{0\omega})$ pie $\delta_0=54^\circ$

Zīm.2.a. attēloti raksturlīkne $k_{1\omega}=f(k_{1\omega})$, kas atbilst svārstību stabilitātes robežai, datora aprēķina rezultāti pielietojot D- sadalīšanās metodi.

Šeit un turpmāk pastiprinājuma koeficienti norādīti tukšgaitas ierosmes vienībās, t.i. rad/s un rad/s^2 . Ar cipariem uz raksturlīknēm atzīmētas svārstību frekvences ω (rad/s). Jāatzīmē, ka šādu raksturlīkņu aprēķinos parasti netiek ņemti vērā ierobežojumi, kas saistīti ar AIR-SD realizētajām koeficientu maksimālajām vērtībām.

Pārejas procesu rimšanas nodrošināšanai regulēšanas koeficientus jāizvēlas robežlīknes norobežotās zonas iekšpusē. Elektropārvades slāpēšanas īpašības, izmantojot D-sadalīšanas metodi, novērtē pēc stabilitātes pakāpes α , ar kuru saprot reālo sakņu moduli vai kompleksi saistīto sakņu pāra reālās daļas, kas ir tuvākās imaginārai asij. Pieņemot regulēšanas likumu, tiek nodrošināta maksimālā rimšana $\alpha_m=1,7$. Regulēšanas koeficienti, atbilstoši α_m , attēlota zīm.2.a ar punktu A.



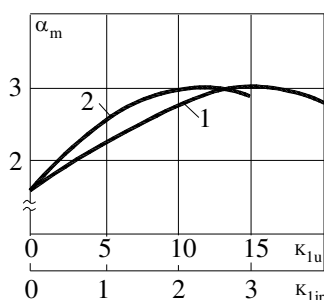
Zīm. 3. Pārejas procesi gadījumā, ja AIR iestatījumi atbilst maksimālai stabilitātes pakāpei.

α_m saistību ar pārejas procesa ilgumu ilustrē zīm. 3.a raksturlīknes, kurā parādīta leņķa δ un ierosmes sprieguma E_r izmaiņas laikā. Raksturlīknes rezultāti tika iegūti, metodisku apsvērumu

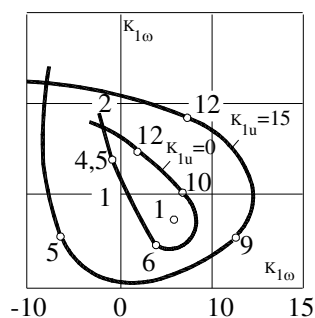
dēļ neņemot vērā, statora sprieguma atvasinājuma kanālu. Regulēšanas likuma papildināšana ar šo signālu, noved pie stabilitātes nosacījuma koeficientu $k_{0\omega}$ un $k_{1\omega}$ pieļaujamā diapazona paplašināšanās (skat. līknes zīm. 2b, kur $\alpha=0$). Ievēdot arī sprieguma atvasinājumu kanālu redzami palielinās maksimālā stabilitātes pakāpe. Tā, ja $k_{1u}=15$ tad $\alpha_m=3$ (zīm.2b punkts A). No raksturlīknes (zīm.3b) izriet, ja $\alpha_m=3$, tad atbilstoši samazinās pārejas procesa ilgums.

Stiprās regulēšanas augsto efektivitāti uzskatāmi apstiprina elektropārvades stabilitātes pakāpes novērtēšana ja $k_{0\omega}=k_{1\omega}=0$. Zīm.2,a redzams, ka pie šādiem nosacījumiem parādās pašsvārstības, jo to nosaka sprieguma nobīdes regulēšanas kanālā ar lieliem pastiprinājuma koeficientiem. Nedaudz labāki rezultāti būs ievēdot regulēšanas likumā sprieguma atvasinājumu (zīm.2,b). Arī šajā gadījumā, ja $k_{0\omega}=k_{1\omega}=0$ stabilitātes pakāpe būs samērā zema.

Atzīmēsim, ka koeficienta k_{1u} palielināšana virs noteikta lieluma noved pie maksimālās stabilitātes pakāpes samazināšanas. Savstarpēja k_{1u} un α_m atkarība dotajā režīmā attēlota zīm.4. Šajā zīmējumā redzams, ka arī regulēšanas likuma papildināšana ar rotora strāvas atvasinājumu k_{1r} statora sprieguma atvasinājuma vietā, noved pie maksimālās stabilitātes pakāpes samazināšanas.



Zīm .4. Raksturlīknes
 $\alpha_m=f(k_{1u})(1)$ un $\alpha_m=f(k_{1r})$

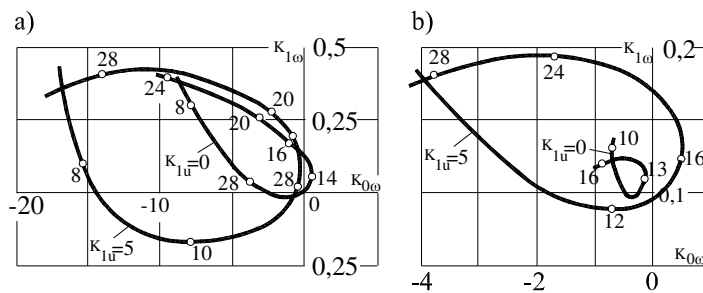


Zīm .5. D sadalīšanas raksturlīknes
 $k_{1w}=f(k_{0w})$: $k_{1u}=0$ un $k_{1u}=15$

Mainoties elektropārvades režīmam, piemēram, ģeneratoru noslodzes rezultātā vai ārējā tīkla pretestības palielināšanās pēc avārijas režīma dēļ, izmantīsies arī regulēšanas koeficientu pieļaujamās robežvērtības. Zīm.5 attēlotas sakarības $k_{1\omega}=f(k_{0\omega})$, aprēķinātas pie tiem pašiem regulēšanas likumiem, bet $\delta_0=81^\circ$. Salīdzinot zīm. 5 un 2 redzams, ka leņķa δ_0 palielināšanās ievērojami samazina robežvērtības $k_{0\omega}$ un $k_{1\omega}$. Atzīmēsim, ka aplūkotajos režīmos iespējams izvēlēties kopīgu regulēšanu diapazonā, kuru ierobežo līknes zīm.5.

Jāņem vērā, ka pieļaujamās regulēšanas koeficientu vērtības ir atkarīgas no sinhronā ģeneratora parametriem. Salīdzināsim augstākminētos datus ar statistiskās stabilitātes zonas aprēķinu rezultātiem horizontālam hidroģeneratoram ar jaudu 20 MW, kura pretestības $x_d=1,76$, $x_q=1,14$ un

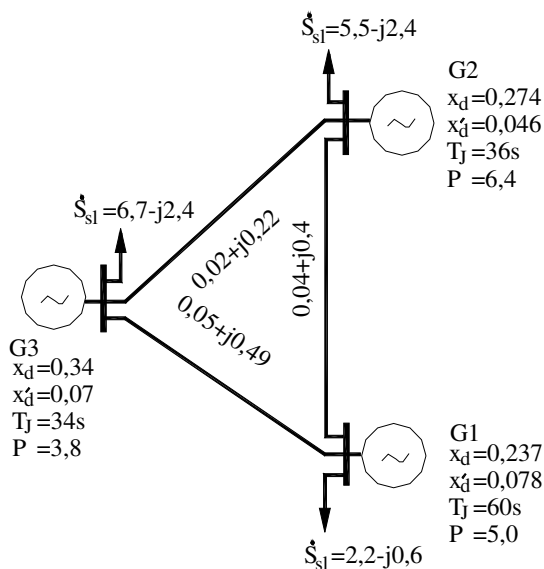
ievērojami mazu, salīdzinājumā ar vertikāliem hidroģeneratoriem, inerces konstanti $T_J=2$ s un laika konstanti $T_r=1,3$ s.



Zīm. 6. D-sadalīšanas raksturlīknes $k_{1w}=f(k_{0w})$: a- $\delta_0=54^\circ$; b- $\delta_0=81^\circ$

Zīm. 6 attēlotas vienādības $k_{1w}=f(k_{0w})$ diviem elektropārvades režīmiem. Tās atšķiras no analogiskām līknēm zīm. 2 un 5 gan pēc stabilizācijas koeficientiem gan stabilitātes zonas novietojuma.

Minētie rezultāti parāda, ka kvalitatīvai slāpēšanai nepieciešamie uzstājumi var mainīties plašā diapazonā, atkarībā no sinhronā ģeneratora parametriem, elektropārvades režīma un izmantotajiem regulēšanas signāliem. Jāsecina, ka racionāla likumu un AIR iestādījumu koeficientu izvēle nav viennozīmīga pat vienkomponentes elektropārvadam.



Zīm.7. Energosistēmas ekvivalentā shēma.

Vēl sarežģītāk izvēlēties AIR noskaņošanu sarežģītām sistēmām. Aplūkosim energosistēmas, kuras parametri attēloti zīm.7, ģeneratoru AIR stabilizācijas koeficientu aprēķinu rezultātus. Tika pētīti divi gadījumi - regulēšana divu un triju staciju sistēmām. No 1.tabulas datiem

izriet, ka stiprā regulēšanā divos punktos, maksimālas stabilitātes pakāpes vienādas vērtības ($\alpha_m=1,2$) iespējams sasniegt ar koeficientu dažādām kombinācijām.

Tab.1.

G1		G2		G3		Stabilitātes pakāpe α_m
$k_{0\omega}$	$k_{1\omega}$	$k_{0\omega}$	$k_{1\omega}$	$k_{0\omega}$	$K_{1\omega}$	
20,5	0	7,8	1,24	0	0	1,2
16,5	1,15	2,0	0,85	0	0	1,2
16,5	1,15	2,0	0,85	-4,6	1,58	1,6

Ja izmanto AIR-SD visās trijās stacijās, iespējams palielināt svārstību slāpēšanu ($\alpha_m=1,6$).

Ir būtiski, ka katras stacijas regulatora uzstāījumi ievērojami atšķiras.

Aplūkotie piemēri pārlicinoši parāda regulēšanas efektivitāte būtiski atkarīga no AIR stabilizācijas kanālu iestādījumiem. Kas savukārt nosaka stabilizācijas koeficientu analītiskās un aprēķināšanas metožu pilnveidošanas nepieciešamību, kura nodrošina pietiekamas pakāpes stabilitāti sistēmām ar dažādu konfigurāciju un sarežģītību.

2§.Elektropārvades režīmu frekvenču raksturlīknes

Ar elektropārvades režīmu frekvenču raksturlīknēm jāsaprot režīma parametru nobīdes fāzu-amplitūdas raksturlīknes gadījumā ja uz ģeneratora ierosmes tinumu padod harmonisku signālu. Šīs raksturlīknes izdevīgi izmantot analizējot svārstību stabilitātes robežas un dažādu režīma parametru un to atvasinājumu regulēšanas kanālu savstarpējo iedarbi.

Aplūkosim frekvences raksturlīknes elektropārvadam, kurš sastāv no sinhronā ģeneratora, ārējās pretestības un nemainīgam sprieguma kopnēm.

Šo raksturlīkņu izpētei var izmantot attiecību, kuras rodas atrisinot pārejas procesu lineāros vienādojumus. Vienkāršības labad, neņemsim vērā slāpējošos kontūrus un pierakstīsim izteiksmi:

$$\frac{T_J}{\omega_c} \cdot \frac{d^2 \Delta \delta}{dt^2} + \frac{\partial P}{\partial \delta} \Delta \delta + \frac{\partial P}{\partial E_q} \Delta E_q = 0$$

$$x_d \Delta I_d + \Delta E_q = U_{kd0} \Delta \delta$$

$$T_r \frac{d}{dt} [\Delta E_q + (x_d - x_{d'}) \Delta I_d] + \Delta E_q = \Delta E_r$$

Šeit x_d , x_q , $x_{d'}$ – elektropārvades summārās pretestības līdz punktam ar nemainīgu spriegumu.

Parciālie atvasinājumi elektromagnētiskās jaudas nobīdes vienādojumā tiek aprēķināti pēc formulas:

$$\frac{\partial P}{\partial \delta} = \frac{E_{q0} \cdot U_K}{x_d} \cdot \cos \delta_0 + \frac{x_d - x_q}{x_d \cdot x_q} \cdot U_K^2 \cos 2\delta_0, \quad \frac{\partial P}{\partial E_q} = -\frac{U_{kd0}}{x_d}$$

Izslēdzot no vienādojumiem statora strāvu iegūstam:

$$\left. \begin{aligned} \frac{T_J}{\omega_c} \cdot \frac{d^2 \Delta \delta}{dt^2} + \frac{\partial P}{\partial \delta} \cdot \Delta \delta + \frac{\partial P}{\partial E_q} \cdot E_q = 0 \\ T_r \frac{d}{dt} [\sigma_d \Delta E_q + \mu_d U_{kd0} \Delta \delta] + \Delta E_q = \Delta E_r \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Kur $\sigma_d = x_{d'} / x_d = 1 - \mu_d$

Pieņemsim, ka ģenerators ierosmes tinumam tiek pielikts harmoniskais signāls

$\Delta E_r = \Delta E_{rm} \cos \omega t$ ar amplitūdu ΔE_{rm} un ω frekvenci. Šajā gadījumā mainīgo ΔE_q un $\Delta \delta$ izmaiņas arī būs harmoniskas.

Pāriesim pie kompleksām amplitūdām, pieņemot, ka:

$$\Delta \dot{E}_r = \Delta E_{rm}; \quad \Delta \dot{E}_q = \Delta E_{qm} \cdot \exp(j\eta); \quad \Delta \dot{\delta} = \Delta \delta_m \cdot \exp[j(\eta + \psi)]$$

Šeit tiek pieņemts, ka mainīgo ΔE_q un $\Delta \delta$, fāzes η un $\eta + \psi$ ir atskaitīti no ierosmes sprieguma ΔE_r ;

ψ -fāzes nobīde starp $\Delta \dot{\delta}$ un $\Delta \dot{E}_q$

Tad sistēma (1) pārveidojas par :

$$\left. \begin{aligned} \left(\frac{\partial P}{\partial \delta} - \frac{T_J}{\omega_c} * \omega^2 \right) \cdot \Delta \dot{\delta} + \frac{\partial P}{\partial E_q} \Delta \dot{E}_q = 0 \\ j\omega T_r \mu_d U_{kd0} \cdot \Delta \dot{\delta} + (1 + j\omega T_r \sigma_d) \cdot \Delta E_q = \Delta E_{rm} a \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Atrisinot vienādojumu sistēmu (2) attiecībā pret $\Delta \dot{\delta}$ un $\Delta \dot{E}_q$, atradīsim frekvenču raksturliķnes $\Delta \dot{\delta} / \Delta E_{rm}$ un $\Delta \dot{E}_q / \Delta E_{rm}$:

$$\Delta \dot{\delta} / \Delta E_{rm} = - \frac{\partial P}{\partial E_q} / \dot{\Delta} \quad (3)$$

$$\Delta \dot{E}_q / \Delta E_{rm} = \left(\frac{\partial P}{\partial \delta} - \frac{T_J}{\omega_c} \omega^2 \right) / \dot{\Delta} \quad (4)$$

kur $\dot{\Delta} = \Delta' + j\Delta''$ – sistēmas (2) determināts;

$$\Delta' = \frac{\partial P}{\partial \delta} - \frac{T_J}{\omega_c} \cdot \omega^2, \quad \Delta'' = \omega T_r \sigma_d \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial \delta} + \frac{\mu_d}{\sigma_d} \cdot \frac{U_{Kd0}^2}{x_d} - \frac{T_J}{\omega_c} \cdot \omega^2 \right)$$

Parādīsim, ka izteiksme $\partial P / \partial \delta + \mu_d U_{Kd0}^2 / \sigma_d x_d$ atbilst elektromagnētiskās jaudas parciālām atvasinājumam pēc leņķa δ , ja EDS (EDS - elektrodzinējspēks) E_q' ir nemainīgs. Rakstām jaudu:

$$P = \frac{E_q U_K}{x_d} \cdot \sin \delta + \frac{x_d - x_q}{2x_d x_q} \cdot U_K^2 \cdot \sin 2\delta$$

atrodam

$$\left. \frac{\partial P}{\partial \delta} \right|_{E_q' = \text{const}} = \frac{\partial P}{\partial \delta} + \frac{U_K \sin \delta_0}{x_d} \cdot \left. \frac{\partial E_q}{\partial \delta} \right|_{E_q' = \text{const}}$$

No vienādojuma

$$E_q + x_d I_d = U_K \cdot \cos \delta \quad \text{un} \quad E_q' = E_q + (x_d - x_d') \cdot I_d$$

iegūstam

$$E_q = \left(-\mu_d U_K \cdot \cos \delta + E_q' \right) / \sigma_d \quad \text{no kā} \quad \frac{\partial E_q}{\partial \delta} = -\frac{\mu_d U_{Kd0}}{\sigma_d}$$

Rezultātā iegūstam

$$\left. \frac{\partial P}{\partial \delta} \right|_{E_q' = \text{const}} = \frac{\partial P'}{\partial \delta} = \frac{\partial P}{\partial \delta} + \frac{\mu_d}{\sigma_d} \cdot \frac{U_{kd0}}{x_d}$$

Tātad

$$\Delta'' = \omega T_r \sigma_d \cdot \left(\frac{\partial P'}{\partial \delta} - \frac{T_J}{\omega_c} \cdot \omega^2 \right)$$

Vienādojumi (3) un (4) nosaka sakarību starp mainīgo ΔE_r , $\Delta \delta$, ΔE_q amplitūdām un fāzēm, kādas nepieciešamas nerimstošu svārstību ar frekvenci ω eksistēšanai.

Attiecību starp mainīgajiem $\Delta \delta$ un $\Delta \dot{E}_q$ pieņemsim par frekvences raksturlīkni $\dot{\nu} = \Delta \dot{E}_q / \Delta \dot{\delta}$, kuru pie pieņemtās fāzu atskaites, var attēlot kā:

$$\dot{\nu} = \frac{\Delta E_{qm}}{\Delta \delta_m \exp(j\psi)} = \frac{\Delta E_{qm} \cdot (\cos \psi - j \sin \psi)}{\Delta \delta_m}$$

No izteiksmēm (3) un (4) izriet:

$$\dot{\nu} = \nu = \left(\frac{T_J}{\omega_c} \cdot \omega^2 - \frac{\partial P}{\partial \delta} \right) / \frac{\partial P}{\partial E_q} \quad (5)$$

no šejienes seko secinājums, ka jāizpildās nosacījumam $\sin \psi = 0$

Tādējādi svārstību režīmā fāzes nobīde starp leņķa $\Delta \delta$ un e.d.s. ΔE_q pieaugums skaitliski vienāds ar ierosmes strāvas pieaugumu, tad fāzes nobīde var būt vienāda ar $\psi = 0$ vai $\psi = \pi$.

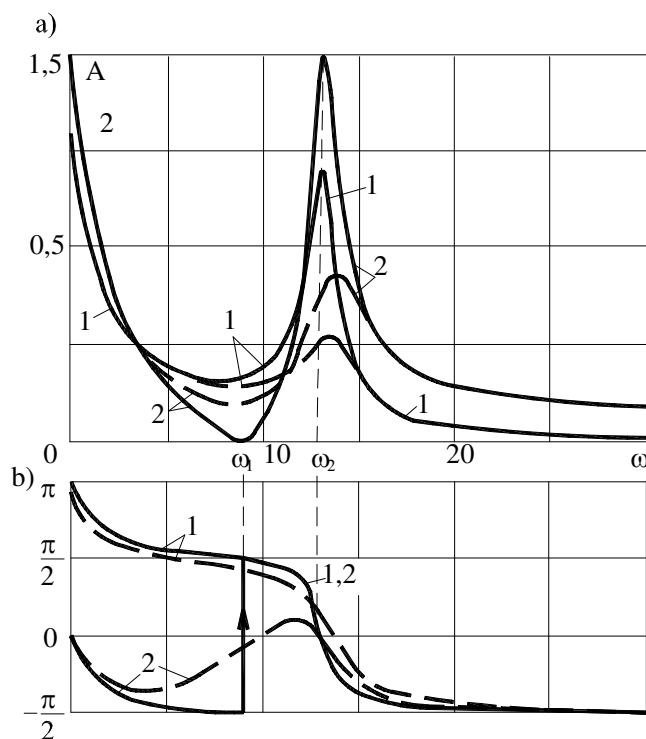
No vienādības (5) izriet, ja $\partial P / \partial \delta > 0$ tad fāze maina savu vērtību, pie šādām svārstību frekvencēm:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{\omega_c}{T_j} \cdot \frac{\partial P}{\partial \delta}} \quad (6)$$

pie kam, ja $\omega < \omega_1$ svārstības ir pretfāzīgas.

Frekvenču atkarību kopskats redzams kā amplitūdu un fāzu raksturlīknes (nepārtrauktās līnijas) 8. zīmējumā. Ar cipariem 1 un 2 apzīmētas līknes attiecīgi mainīgajiem $\Delta \delta$ un ΔE_q .

Raksturlīknes aprēķinātas kapsulu hidroģeneratoram, kurš darbojas caur reaktīvo pretestību $x = 0,2$ uz uztverošo sistēmu. Šādā režīmā elektropārvades pilnais leņķis ir $\delta_0 = 54^\circ$



Zīm.8 Amplitūdas (a) un fāzu (b) frekvenču raksturlīknes elektropārvadei ar $\delta_0 = 54^\circ$.

(---) neievērojot dempferējošo tinumu, (- - -) ievērojot dempferējošo tinumu.

Ar nepārtrauktu līniju – neņemot vērā slāpējošos tinumus, ar pārtrauktu līniju – ņemot vērā slāpējošos tinumus

Kā redzams no zīm.8 pie frekvences ω_1 veidojas mainīgā ΔE_q svārstību fāzes η lēcienveidīga izmaiņa. Otrs būtisks punkts ir pie frekvences ω_2 . Šajā punktā novērojama mainīgā ΔE_q un $\Delta \delta$ relatīvās amplitūdas strauja palielināšanās. Relatīvo amplitūdu pieaugums vērojams arī ja $\omega \rightarrow 0$.

Noteiksim mainīgo nobīžu sakarību frekvenču raksturlielņiem raksturīgajos punktos.

Svārstību frekvencē ω_1 , saskaņā ar vienādību (6), iegūsim:

$$\Delta' = 0, \Delta E_q = 0 \text{ un } \nu = 0$$

Izmantojot izteiksmi (3) iegūstam $\Delta\delta_m/\Delta E_{rm} = 1/(\omega_1 T_r \mu_d U_K \cdot \sin \delta_0)$; $\eta + \psi = 90^\circ$

Svārstību fāze η mainīgajam ΔE_q atbilst attiecībai:

$$\eta = \begin{cases} \pi/2 & \text{pie } \psi = 0 \\ -\pi/2 & \text{pie } \psi = \pi \end{cases}$$

Rezonanses frekvenci ω_2 nosaka vienādība $\Delta'' = 0$

Vai

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{\omega_c}{T_j} \cdot \frac{\partial P'}{\partial \delta}} \quad (7)$$

Šajā gadījumā fāžu-amplitūdu attiecības attēlo:

$$\Delta\delta_m/\Delta E_{rm} = \sigma_d/\mu_d U_K \sin \delta_0; \eta + \psi = 0$$

$$\Delta E_{qm}/\Delta E_{rm} = 1; \eta = 0$$

Atgādināsim, ka (7) ietilpstošais parciālais atvasinājums $\partial P'/\partial \delta$ aprēķināts nemainīgā E_q'

EDS gadījumā. Tātad, rezonanses frekvence ω_2 atbilst ierosmes tinuma summārajai plūsmas

saķēdējuma konstantei. Par apgalvojuma pareizību pārlicināties, komplekso amplitūdu $\Delta \dot{E}_q'$ pārveidojot izteiksmē:

$$\Delta \dot{E}_q' = (\sigma_d \nu + \mu_d U_{Kd0}) \Delta \dot{\delta} \quad (8)$$

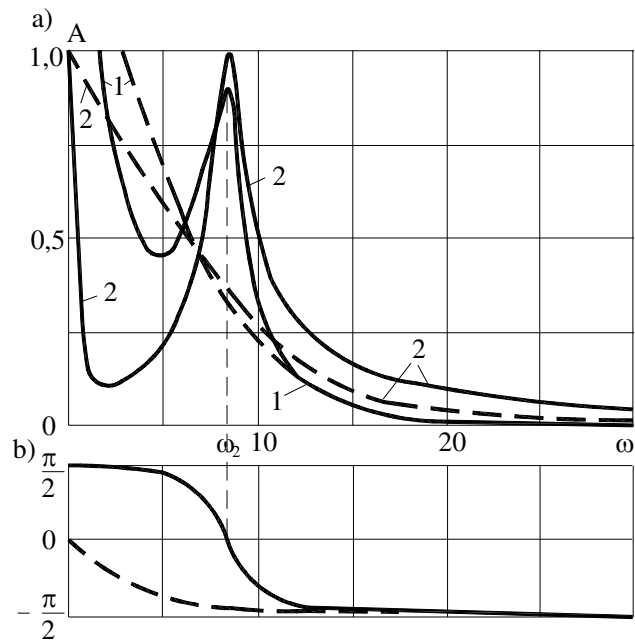
Ievietojot (8) ν skaitlisko vērtību frekvencē ω_2 , iegūstam $\Delta \dot{E}_q = 0$

Fāzu-amplitūdu attiecība robežgadījumos (ja $\omega \rightarrow 0$) pārveidojas izteiksmē:

$$\frac{\Delta \delta_m}{\Delta E_{rm}} = \left| \frac{\partial P}{\partial E_q} \right| / \left| \frac{\partial P}{\partial \delta} \right|; \eta + \psi = \pi; \frac{\Delta E_{qm}}{\Delta E_{rm}} = 1; \eta = 0$$

Ģenerators dempfera kontūru ievērošana, salīdzinot līknes ar punktēto un nepārtraukto līniju zīm.8, nemaina frekvenču raksturlīkņu kopējo raksturu. Amplitūdu un fāžu svārstību vislielākās atšķirības ir frekvenču diapazonā $\omega_1 - \omega_2$. Slāpējošo kontūru ietekme šajā diapazonā izpaužas kā $\Delta E_{qm} / \Delta E_{rm}$, $\Delta \delta_m / \Delta E_{rm}$ relatīvo amplitūdu samazinājums. Atzīmēsim arī, ka ja ir uzstādīti slāpējošie kontūri, tad leņķa δ un e.d.s. E_q pretfāzu svārstības iespējams tikai, ja $\omega \rightarrow 0$, bet pāreja uz tuvu sinfāžu svārstībām notiek ļoti pakāpeniski, bez mainīgās ΔE_q fāzes lēcienveida izmaiņām.

Frekvenču raksturlīkņu veids lielā mērā atkarīgs no elektropārvades režīma parametriem, pirmām kārtām, no lieluma $\partial P / \partial \delta$ vērtības. Ja $\partial P / \partial \delta > 0$ raksturlīknēm ir divas rezonanses frekvences ω_1 un ω_2 , samazinoties $\partial P / \partial \delta$ vērtībai šīs frekvences pārvietojas uz ω mazāko skaitlisko vērtību apgabalu. Ja $\partial P / \partial \delta \rightarrow 0$, pāreja uz sinfāžu svārstībām notiek gadījumā $\omega_1 \rightarrow 0$, bet amplitūda $\Delta \delta_m / \Delta E_{rm}$ neierobežoti palielinās. Raksturlīknes atbilstošas šim gadījumam, ir zīm.9 redzamās līknes, atzīmētas ar nepārtraukto līniju. Ja $\partial P / \partial \delta < 0$, bet $\partial P' / \partial \delta > 0$, tad saglabājas rezonanses frekvence ω_2 . Ja $\partial P' / \partial \delta \leq 0$ tad determinants Δ'' var pārvērsties par 0 tikai, ja frekvence $\omega \rightarrow 0$. Atbilstoši raksturlielumi redzami zīm.9 (līknes ar punktēto līniju).



Zīm.9. Amplitūdas (a) un fāzu (b) frekvenču raksturlīknes elektropārvadei
ar $\delta_0 = 81^\circ$ un $\delta_0 = 95^\circ$.

3§. Regulēšanas parametru režīma frekvences raksturlīknes

Šeit aplūkosim režīma parametru frekvences raksturlīknes, kuras ietilpst ģenerators ierosmes regulēšanas likumā. Stiprās darbības automātiskas ierosmes regulatora parametri ir šādi: statora sprieguma nobīde Δu , sprieguma frekvences nobīde $\Delta \omega_u$, statora aktīvā un reaktīvā strāvas nobīdes ΔI_a un ΔI_r , vai pilnas strāvas nobīde ΔI .

Lai iegūtu iepriekš minētas raksturlīknes, izteiksim parametra $\Delta \Pi$ nobīdi vispārīgā veidā ar mainīgajiem $\Delta \delta$ un ΔE_q :

$$\Delta \Pi = (\partial \Pi / \partial \delta) \Delta \delta + (\partial \Pi / \partial E_q) \Delta E_q.$$

Lai atrastu atbilstību mainīgajam Δu , uzrakstīsim ģenerators statora vienādojumu līdz regulēšanas punktam, kura spriegums ir u :

$$\tilde{x}_d \Delta I_d + \Delta E_q = \Delta u_q, \quad \tilde{x}_q \Delta I_q = -\Delta u_d,$$

kur \tilde{x}_d un \tilde{x}_q – sinhronās reaktivitātes līdz regulēšanas punktam.

Statora vienādojumi, ievērojot ārējo reaktivitāti būs:

$$x_d \Delta I_d + \Delta E_q = u_{kd0} \Delta \delta, \quad x_q \Delta I_q = u_{kq0} \Delta \delta.$$

Izslēgsim no vienādojumiem statora strāvas ΔI_d un ΔI_q un ievēdīsim apzīmējumus:

$$h_d = \tilde{x}_d / x_d, \quad h_q = \tilde{x}_q / x_q.$$

Izmantojot vienādību:

$$u_0 \Delta u = u_{q0} \Delta u_q + u_{d0} \Delta u_d,$$

iegūstam

$$\Delta u = (h_d u_{q0} u_{kd0} - h_q u_{d0} u_{kq0}) \Delta \delta / u_0 + (1 - h_d) u_{q0} \Delta E_q / u_0,$$

vai

$$\Delta u = (\partial u / \partial \delta) \Delta \delta + (\partial u / \partial E_q) \Delta E_q. \quad (9)$$

Līdzīgi nosakām sprieguma frekvences nobīdi:

$$\Delta \omega_u = (\partial \omega_u / \partial p \delta) p \Delta \delta + (\partial \omega_u / \partial p E_q) p \Delta E_q, \quad p = d/dt \quad (10)$$

Lai iegūtu šādu izteiksmi, mainīgo $\Delta \omega_u$ izteiksim kā leņķa δ_u izmaiņas ātrumu (leņķis starp spriegumu vektoriem regulēšanas punktā u un uztveršanas sistēmu U_k : $\Delta \omega_u = p \Delta \delta_u$). Leņķi δ_u nosakām pēc vienādības:

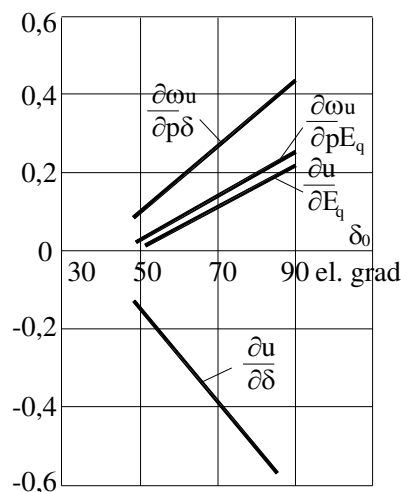
$$\delta = \check{\delta} + \delta_u, \quad (11)$$

kur δ_u - leņķis starp rotora šķērsasi un sprieguma vektoru regulēšanas punktā.

Lai noteiktu $\Delta \check{\delta}$ pierakstīsim: $u_d = -u \sin \check{\delta}$; $\Delta u_d = u_{d0} \Delta u / u_0 - u_{q0} \Delta \check{\delta}$. Pēdējā izteiksmē izslēdzam mainīgos Δu un Δu_d , izmantojot izteiksmi (9) un vienādojumus $x_q \Delta I_q = -\Delta u_d$, $x_q \Delta I_q = u_{kq0} \Delta \delta$. Ievietojot rezultātu izteiksmē (11) un iegūstam vienādojumu, kas atbilst meklētai pieraksta formai (10),

$$\Delta \omega_u = \left(u_{q0} - h_q u_{kq0} - \frac{u_{d0}}{u_0} \cdot \frac{\partial u}{\partial \delta} \right) \frac{p \Delta \delta}{u_{q0}} - \frac{u_{d0}}{u_0} \cdot \frac{\partial u}{\partial E_q} \cdot \frac{p \Delta E_q}{u_{q0}}$$

Atsevišķo atvasinājumu $\partial u / \partial \delta$, $\partial u / \partial E_q$, $\partial \omega_u / \partial p \delta$, $\partial \omega_u / \partial p E_q$ atkarība no elektropārvades režīma ir attēlota 10. zīmējumā.



10. zīm. Režīma parametru atvasinājumi pie $\delta_0 = \text{var}$.

Pārejot pie kompleksām amplitūdām, iegūstam:

$$\Delta \dot{u} = (\partial u / \partial \delta) \Delta \dot{\delta} + (\partial u / \partial E_q) \Delta \dot{E}_q.$$

Ievietojot izteiksmē attiecību $\nu = \Delta \dot{E}_q / \Delta \dot{\delta}$, iegūstam

$$\Delta \dot{u} / \Delta E_{rm} = (\partial u / \partial \delta + \nu \partial u / \partial E_q) \Delta \dot{\delta} / \Delta E_{rm}. \quad (12)$$

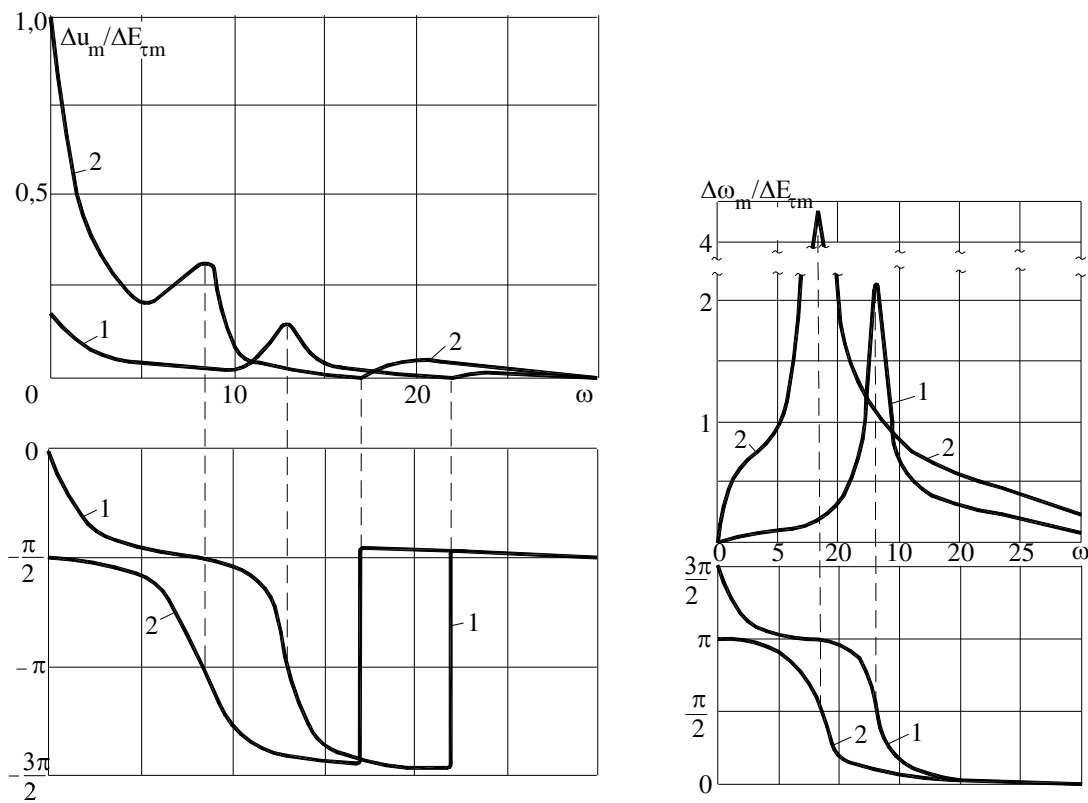
Mainīgā $\Delta \omega_u$ kompleksā amplitūda ir:

$$\Delta \dot{\omega}_u / \Delta E_{rm} = (\partial \omega_u / \partial p\delta + \nu \partial \omega_u / \partial pE_q) j \omega \Delta \dot{\delta} / \Delta E_{rm}. \quad (13)$$

Izteiksmes (12) un (13) ir parametru Δu un $\Delta \omega_u$ frekvenču raksturlīknes.

11. un 12. zīmējumos attēlotas mainīgo Δu un $\Delta \omega_u$ fāžu-amplitūdu-frekvenču raksturlīknes režīmos: $\delta_0 = 54^\circ$ (līkne 1) un $\delta_0 = 81^\circ$ (līkne 2). Jāatzīmē ievērojams nobīdes amplitūdas pieaugums palielinoties leņķim δ_0 , kuru nosaka parciālo atvasinājumu $\partial u / \partial \delta$, $\partial u / \partial E_q$, $\partial \omega_u / \partial p\delta$, $\partial \omega_u / \partial pE_q$ atkarība no elektropārvades režīma. Kā tiks parādīts zemāk, tas izskaidro galējo regulēšanas koeficientu samazināšanos, ja režīms kļūst smagāks.

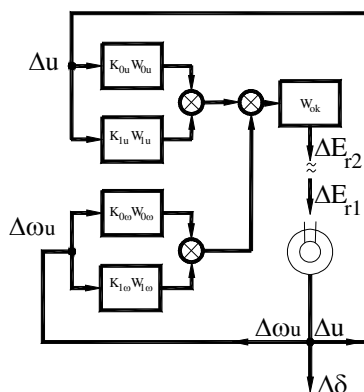
Pieaugot svārstību frekvencei ω , frekvenču raksturlīknēs $\Delta u / \Delta E_m$, $\Delta \dot{\omega}_u / \Delta E_m$ dominē sastāvdaļa, kuru nosaka ΔE_q mainīgas svārstības, jo pie $\omega \gg \omega_1$, attiecība $\Delta E_{qm} / \Delta \delta_m$ pieaug.



11. zīm. un 12. zīm. Parametru Δu un $\Delta \omega_u$ frekvenču raksturlīknes

4§. Frekvenču raksturlīkņu izmantošana AIR kanālu mijiedarbības analīzē

Aplūkosim regulēšanas kanālu mijiedarbību saskaņā ar zīm. 13 attēloto shēmu. Šeit attēlots regulators ar statora sprieguma nobīdes kanālu, šā sprieguma frekvences nobīdes un tās pirmo atvasinājumu kanāliem. Atsevišķi uzrādīts kopējais regulēšanas kanāls.



13.zīm. Vaļējās sistēmas shēma

Pieņemsim, ka ierosmes tinumam ir pielikts harmoniskais spriegums ΔE_{r1} , kura kompleksā amplitūda ir $\Delta E_{r1} = \Delta E_{rm}$. Regulatora izejā iegūstam:

$$\Delta \dot{E}_{r2} = \left[(k_{0u} \cdot W_{0u} + k_{1u} \cdot W_{1u}) \cdot \Delta \dot{u} + (k_{0\omega} \cdot W_{0\omega} + k_{1\omega} \cdot W_{1\omega}) \cdot \Delta \dot{\omega}_u \right] \cdot W_{0k}$$

Šajā un turpmākajās regulatora pārvades funkcijās pieņemts, ka $p = j\omega$.

Ja sistēma atrodas uz stabilitātes robežas, tad spriegums ΔE_{r2} sakrītīs pēc amplitūdas un fāzes ar spriegumu, kurš nonāk uz ierosmes tinuma. Tad ievietojot $\Delta \dot{E}_{r2} = \Delta E_{r1} = \Delta E_{rm}$ iegūstam:

$$\left[(k_{0u} \cdot W_{0u} + k_{1u} \cdot W_{1u}) \cdot \Delta \dot{u} / \Delta E_{rm} + (k_{0\omega} \cdot W_{0\omega} + k_{1\omega} \cdot W_{1\omega}) \cdot \Delta \dot{\omega}_u / \Delta E_{rm} \right] \cdot W_{0k} = 1. \quad (14)$$

Tādā gadījumā izteiksmē (14), atrastās AIR parametru kombinācijas atbildīs svārstību bilancei sistēmā. Jāatzīmē, ka D-sadalīšanas metode nosaka parametru savstarpējo sakarību, pie kurām varētu eksistēt svārstību režīms, t.i. metode principiāli pamatojas uz vienādojuma (14) izmantošanu. Taču šīs vienādības izpildīšana negarantē sistēmas stabilitāti.

Taču ar minētās izteiksmes palīdzību var samērā uzskatāmi iegūt savstarpējo mijiedarbību AIR koeficientiem, kuri var piederēt pie stabilitātes robežas, ,.

Izteiksmes (14) abas puses izdalot ar $\Delta \dot{\delta} / \Delta E_{rm}$, un ņemot vērā izteiksmes (12) un (13), iegūstam

$$\begin{aligned} & \left[(k_{0u} \cdot W_{0u} + k_{1u} \cdot W_{1u}) \cdot (\partial u / \partial \delta + v \cdot \partial \delta / \partial E_q) + \right. \\ & \left. + j\omega \cdot (k_{0\omega} \cdot W_{0\omega} + k_{1\omega} \cdot W_{1\omega}) \cdot (\partial \omega_u / \partial p\delta + v \cdot \partial \omega_u / \partial pE_q) \right] \cdot W_{0k} = \\ & = \Delta E_{rm} / \Delta \delta_m \exp j(\eta + \psi), \end{aligned}$$

vai

$$\dot{k} = \Delta E_{rm} / \Delta \delta_m \exp j(\eta + \psi) \quad (15)$$

Šeit \dot{k} - ekvivalentais kompleksais regulēšanas koeficients.

No izteiksmes (15) ir redzams, ka koeficients \dot{k} katram nostabilizējošam režīmam ir uzdotās frekvences funkcija, kuru nosaka amplitūdas-fāžu elektropārvades raksturojums.

Izmantojot izteiksmi (15) izanalizēsim statora sprieguma atvasinājuma kanālu ietekmi uz maksimālo regulēšanas koeficientu $k_{0\omega}$, $k_{1\omega}$ kombināciju .

Ievedīsim kompleksus pastiprinājumu koeficientus atsevišķiem regulēšanas kanāliem:

$$\dot{k}_{0\omega} = j\omega k_{0\omega} W_{0\omega} W_{0k} \cdot (\partial \omega_u / \partial p\delta + v \cdot \partial \omega_u / \partial pE_q);$$

$$\dot{k}_{1\omega} = j\omega k_{1\omega} W_{1\omega} W_{0k} \cdot (\partial \omega_u / \partial p\delta + v \cdot \partial \omega_u / \partial pE_q);$$

$$\dot{k}_{0u} = -k_{0u} W_{0u} W_{0k} \cdot (\partial u / \partial \delta + v \cdot \partial u / \partial E_q);$$

$$\dot{k}_{1u} = -k_{1u} W_{1u} W_{0k} \cdot (\partial u / \partial \delta + v \cdot \partial u / \partial E_q).$$

Ja statora sprieguma atvasinājuma kanālu neņem vērā, vienādība (15) pārveidojas:

$$\dot{k}_{0\omega}^{(1)} + \dot{k}_{1\omega}^{(1)} + \dot{k}_{0u} = \dot{k} . \quad (16)$$

Ievedot sprieguma atvasinājuma signālu:

$$\dot{k}_{0\omega}^{(2)} + \dot{k}_{1\omega}^{(2)} + \dot{k}_{0u} + \dot{k}_{1u} = \dot{k} . \quad (17)$$

Šajā gadījumā, pieņemot, ka sprieguma nobīdes kanāla pastiprinājuma koeficients nemainās, arī komplekso koeficientu $\dot{k} - \dot{k}_{0u}$ starpība paliek nemainīga un no izteiksmēm (16) un (17) iegūstam:

$$\dot{k}_{0\omega}^{(1)} + \dot{k}_{1\omega}^{(1)} = \dot{k}_{0\omega}^{(2)} + \dot{k}_{1\omega}^{(2)} + \dot{k}_{1u} = \dot{k} - \dot{k}_{0u} .$$

Atzīmēsim, ka katrai svārstību frekvencei kompleksi lielumi $\dot{k}_{0\omega}^{(1)}$ un $\dot{k}_{0\omega}^{(2)}$ ir sinfāzi un proporcionāli sprieguma frekvences novirzes kanāla pastiprinājuma skalāram koeficientam.

Attiecīgi, arī kompleksi $\dot{k}_{0\omega}^{(1)}$ un $\dot{k}_{0\omega}^{(2)}$ ir sinfāzi. Lai nodrošinātu starpības $\dot{k} - \dot{k}_{0u}$ nemainīgumu, vektoru \dot{k}_{1u} jākompensē mainot $\dot{k}_{0\omega}$ un $\dot{k}_{1\omega}$.

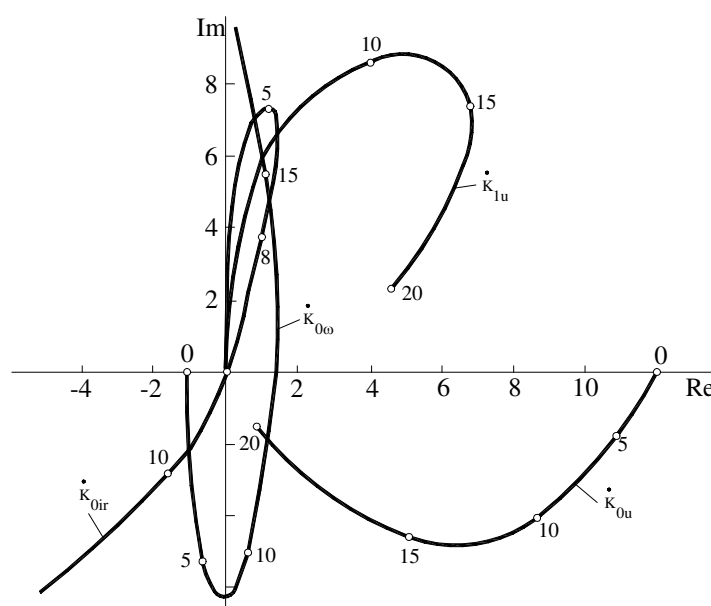
Dotais apstāklis ir funkcijas $\dot{k}_{1\omega} = f(\dot{k}_{0\omega})$ deformācijas cēlonis, kas jau tika atzīmēts 1.paragrāfā statiskās stabilitātes aprēķinu rezultātu apspriešanas laikā.

Tādā veidā var izanalizēt jebkuras regulēšanas likuma sastāvdaļu mijiedarbību, kā arī elektropārvades režīma ietekmi uz maksimālām koeficientu vērtībām. Aplūkosim, pastiprinājuma kompleksā koeficienta \dot{k} atsevišķu sastāvdaļu atkarību no frekvences ω . Pieņemsim, ka papildu iepriekš apskatītiem signāliem regulēšanas likumā tiek ievests rotora strāvas pirmā atvasinājuma regulēšanas kanāls. Frekvences nobīdes un frekvences nobīdes atvasinājuma kanālu pastiprinājuma kompleksos koeficientus parādīsim kā summāro koeficientu $\dot{k}_{\omega} = \dot{k}_{0\omega} + \dot{k}_{1\omega}$. Tad vienādība (15) izskatīsies:

$$\dot{k}_{\omega} + \dot{k}_{0u} + \dot{k}_{1u} + \dot{k}_{1Tr} = \dot{k} . \quad (18)$$

Izteiksmes $\dot{K}_\omega(\omega) = \dot{k}$ hodogrāfs zīm. 14 nosaka kompleksā koeficienta \dot{k}_ω frekvences raksturlīkni, neievērojot pārējos regulēšanas likuma komponentus. Parādītas arī atkarības $\dot{k}_{0u}(\omega)$, $\dot{k}_{1u}(\omega)$, $\dot{k}_{1r}(\omega)$, kuras aprēķinātas sekojošām skalāro koeficientu vērtībām: $k_{0u} = 50$, $k_{1u} = 5$, $k_{1r} = 1,5$. Elektropārvades režīms tiek pieņemts identisks frekvences raksturlīkņu $\Delta \dot{\delta} / \Delta E_{rm}$, $\Delta \dot{E}_q / \Delta E_{rm}$, aprēķināšanai (zīm.8). Līknes \dot{k}_ω deformāciju dažādās frekvencēs iekļaujot regulēšanas likumā jebkuru no signāliem, var noteikt ar vektoru vienādojumiem, atbilstoši izteiksmei (18). Atzīmēsim, ka šādi iespējams diezgan vienkārši novērtēt regulēšanas kanālu skalārā pastiprinājuma koeficienta lieluma ietekmi, veicot attiecīgā hodogrāfa proporcionālu pārrēķinu.

Noslēgumā aplūkosim statora sprieguma frekvences kanāla robežiestatījumu mijiedarbību ar elektropārvades režīmu. Paragrāfā 1§. tika atzīmēta skalāro koeficientu $k_{0\omega}$ un $k_{1\omega}$ ievērojama samazināšanās, palielinoties leņķim δ_0 . Salīdzinot amplitūdas raksturlīknes $\Delta \delta_m / \Delta E_{rm}$ zīm. 8 un 9, jāsecina, ka kompleksā koeficienta modulis $|\dot{k}| = \Delta E_{rm} / \Delta \delta_m$ visā frekvenču diapazonā samazinās, elektropārvades noslodzes režīmā. Vienlaicīgi palielinās vērtības parciālajiem atvasinājumiem $\partial \omega_u / \partial p \delta$, $\partial \omega_u / \partial p E_q$, kuri ietilpst kompleksu koeficientu $\dot{k}_{0\omega}$, $\dot{k}_{1\omega}$ vienādojumos. No tā izriet, ka svārstību bilances nosacījumi, atbilstoši izteiksmei (15), tiks izpildīti pie mazākām skalāro koeficientu $k_{0\omega}$, $k_{1\omega}$ vērtībām, kas savukārt atbilst statiskās stabilitātes aprēķinu rezultātiem attēlotiem 6.zīm.



14.zīm. Komplekso koeficientu \dot{k}_ω , \dot{k}_{0u} , \dot{k}_{1u} , \dot{k}_{1r} atkarība no frekvences.

5§. Mazu perturbāciju režīma pārejas procesu kvalitātes novērtēšanas kritēriji.

Visizplatītākais mazperturbējošo pārejas procesu kvalitātes novērtēšanas kritērijs ir stabilitātes pakāpe α .

Pastāv vairākas stabilitātes pakāpes novērtēšanas metodes. Visvairāk izplatītākais ir D-sadalīšanas metode, kura ir vairāku skaitļotāju algoritmu un programmu pamatā. Meklējamie lielumi ir regulēšanas koeficientu kombinācijas, kas nodrošina svārstību bilanci pie uzdotas stabilitātes pakāpes. Aprēķinu gaitā variējot α vērtības tiek atrasta tāda α_m , pie kuras raksturlīknes ar stabilitātes vienādām pakāpēm pārveidojas par punktu, kas savukārt noteic optimālo AIR iestatīšanu, ievērojot izvēlēto kritēriju.

Tuvinātās metodes, kuru piedāvā V.V.Bušujevs, pamatā ir hodografa $D(j\omega)$ analīze, kurš izskaitļots pēc slēgtas sistēmas raksturojošā polinoma $D(p)$.

Pēdējo var pierakstīt šādi:

$$D(p) = a_n \prod_{i=1}^n (p - p_i),$$

kur p_i - raksturīgā vienādojuma sakne; n-diferenciālo vienādojumu sistēmas kārtā.

Pieņemsim $p = j\omega$ un izdalīsim divus reizinātājus, kuri atbilst divām kompleksi saistītām saknēm

$$p_{i,i+1} = -\alpha_i \pm j\omega_i.$$

Iegūsim:

$$(j\omega - p_i)(j\omega - p_{i+1}) = \alpha_i^2 + \omega_i^2 - \omega^2 + j2\alpha_i\omega.$$

Kompleksa fāze, kura atbilst šiem reizinātājiem, ir vienāda:

$$\phi_i = \arctg \left[2\alpha_i\omega / (\alpha_i^2 + \omega_i^2 - \omega^2) \right]$$

Reizinātājam, kas atbilst reālai saknei $p = -\alpha_v$, iegūstam $\phi_v = \arctg(\omega / \alpha_v)$. Hodografa $D(j\omega)$ fāzu frekvences raksturojumu nosaka summa:

$$\phi(\omega) = \sum_{i=1}^n \phi_i(\omega). \quad (19)$$

Nodiferencēsim (19) pēc ω :

$$\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} = \sum_{i=1}^m \frac{2\alpha_i(\alpha_i^2 + \omega_i^2 - \omega^2 + 2\omega^2)}{(\alpha_i^2 + \omega_i^2 - \omega^2)^2 + 4\alpha_i^2\omega^2} + \sum_{v=1}^q \frac{\alpha_v}{\alpha_v^2 + \omega^2}, \quad (20)$$

kur m - komplekso saistīto sakņu pāru skaits; q - reālo sakņu daudzums.

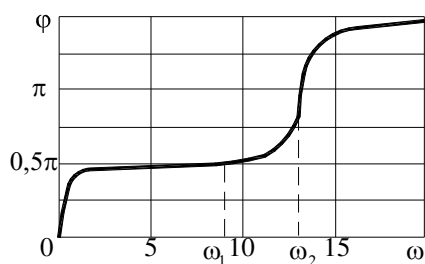
$\frac{d\phi(\omega)}{d\omega}$ raksturlīknēm ir ekstremāla vērtība pie frekvences, kas atbilst saknei ar mazu reālās daļas vērtību. Ņemsim no izteiksmes (20) saskaitāmo, kas atbilst dominējošai (t.i. tuvākai pie imaginārās ass) saknei $p_j = -\alpha_j + j\omega_j$. Pieņemot, ka frekvence $\omega_*^2 = \omega_j^2 + \alpha_j^2$, iegūsim:

$$\left. \frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_*} = \frac{1}{\alpha_j} + \sum_{i=1; i \neq j}^m \frac{2\alpha_i(\alpha_i^2 + \omega_i^2 + \omega_*^2)}{(\alpha_i^2 + \omega_i^2 - \omega_*^2)^2 + 4\alpha_i^2\omega_*^2} + \sum_{v=1}^q \frac{\alpha_v}{\alpha_v^2 + \omega_*^2} = \frac{1}{\alpha_j} + R(\omega_*). \quad (21)$$

Izteiksme (21) nosaka, ka $\alpha_j \approx (d\phi/d\omega)_{\max}^{-1}$, ja $1/\alpha_j \gg R(\omega_*)$.

Šā noteikuma izpildīšanai nepieciešams, lai dominējošo un citu sakņu imaginārās daļas būtiski atšķirtos. Secinājums ir patiess arī gadījumā, ja dominējošā ir reāla sakne.

Zīm. 15 ir redzams neregulējamās sistēmas hodografa fāzu frekvences raksturlīkne, kuras parametri doti 8.zīm. Ja $\omega = 13,1$ un $d\phi/d\omega = 12,5$, tad $\alpha_m = 0,08$.



Zīm. 15. Fāzu frekvences raksturlīkne

Aplūkosim vēl vienu tuvinātu metodi, kas novērtē pārejas procesa rimšanu ar slāpētājtinuma koeficientu aprēķināšanu.

Izmantojot A.A.Goreva metodi noteiksim slāpējuma koeficientu ģeneratoram, kurš strādā paralēli ar jaudīgu uztveršanas sistēmu. Pieņemsim, ka rotors veic mazas harmoniskas svārstības ar frekvenci ω , attiecībā pret tā stāvokli stabilizētā režīmā. No elektromagnētiskā momenta pieauguma ΔM paņemsim komponenti, kura ir proporcionāla leņķa $\Delta\delta$ atvasinājumam laikā: $\Delta M_D = k_D d \Delta\delta / dt$, kur k_D - slāpējuma koeficients.

Pāriesim pie mainīgo izteikšanas ar kompleksām amplitūdām, skaitot fāzes no leņķa $\Delta\delta$: $\Delta\dot{\delta} = \Delta\dot{\delta}_m$, $\Delta\dot{M}_D = j\omega k_D \Delta\delta_m$. Šajā gadījumā slāpējuma koeficienta aprēķināšana aprobežojas ar kompleksa $\Delta\dot{M}$: $k_D = \text{Im} \Delta\dot{M} / \omega \Delta\delta_m$ imaginārās daļas atrašanu. Nosakot koeficientu k_D slēgtam ierosmes tinumam, izmanto sekojošu vienādību

$$k_D = (\partial M / \partial E_q) \text{Im} \Delta\dot{E}_q / \omega \Delta\delta_m.$$

Mainīgo $\Delta\dot{E}_q$ atrod no ierosmes tinuma vienādojuma:

$$\Delta\dot{E}_q = -j\omega T_r \mu_d u_{kd0} \Delta\delta_m / (1 + j\omega T_r \sigma_d).$$

Ņemot vērā, ka $\partial M / \partial E_q = -u_{kd0} / X_d$, iegūsim

$$k_D = T_r \mu_d u_{kd0}^2 / X_d (1 + \omega^2 T_r^2 \sigma_d^2).$$

A.A. Gorevs pierādīja, ka slāpējuma koeficienta izskaitļošanu var pielietot kā statiskas svārstību stabilitātes praktisku kritēriju, jo noteikums $k_D = 0$ atbilst Gurvica priekšpēdējā determinanta nulles vienādībai. Ņemot vērā, ka koeficientam k_D ir noteikta fiziska jēga, daži autori

izmanto to pārējas procesa kvalitātes tuvinātai novērtēšanai. Šādos gadījumos nosacīti tiek pieņemts, ka ģeneratora elektromehānisko pārejas procesu apraksta otrās pakāpes diferenciālais vienādojums:

$$\frac{T_J}{\omega_c} p^2 \Delta\delta + \Delta P = 0,$$

$$\text{kur } \Delta P = \frac{\partial P}{\partial p \delta} p \Delta\delta + \frac{\partial P}{\partial \delta} \Delta\delta = k_D p \Delta\delta + \frac{\partial P}{\partial \delta} \Delta\delta, \quad p = \frac{d}{dt}.$$

No šā vienādojuma izriet, ka:

$$\alpha = \omega_c k_D / 2T_J, \quad (22)$$

t.i., stabilitātes pakāpe ir proporcionāla slāpējuma koeficientam.

Pēdējā vienādība nav patiesa, ja ģeneratora matemātiskajā aprakstā ievēro atbilstošus pārejas procesu vienādojumus tā rotora kontūrās, t.i. nenonāk līdz otrās pakāpes ekvivalentai sistēmai.

Pierādīsim šo apgalvojumu, izteiksim tuvinātu α vērtību no elektropārvades vienādojumiem, kuri pierakstīti šādi:

$$\frac{T_J}{\omega_c} (-\alpha + j\omega)^2 + \frac{\partial P}{\partial \delta} + \frac{\partial P}{\partial E_q} \dot{v} = 0; \quad (23)$$

$$T_r (-\alpha + j\omega) (\mu_d u_{kd0} + \sigma_d \dot{v}) + \dot{v} = 0; \quad (24)$$

$$v = \Delta \dot{E}_q / \Delta \dot{\delta} = v' + jv''.$$

Pieņemot, ka lielums α ir niecīgs, vienādojumā (23) ignorēsim komponenti, kas proporcionāla α^2 , iegūsim

$$\left. \begin{aligned} -\frac{T_J}{\omega_c} \omega^2 + \frac{\partial P}{\partial \delta} + \frac{\partial P}{\partial E_q} v' &= 0; \\ -2\frac{T_J}{\omega_c} \alpha \omega + \frac{\partial P}{\partial E_q} v'' &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Mainīgo v'' vienādojumu sistēmā (25) atradīsim no izteiksmes(24) risinājuma:

$$v'' = -\omega T_r \mu_d u_{kd0} / \left[(1 - \alpha T_r \sigma_d)^2 + \omega^2 T_r^2 \sigma_d^2 \right]$$

Ja α ir mazs, tā kā $\alpha T_r \sigma_d \ll 1$, rezultātā iegūstam

$$\alpha \approx \omega_c T_r \mu_d u_{kd0}^2 / 2T_J X_d (1 + \omega^2 T_r^2 \sigma_d^2).$$

Tas apliecina, ka stabilitātes pakāpes aprēķins pēc formulas (22) ir patiess tikai pie mazām α vērtībām.

Acīmredzami, ka starpība starp α vērtību lielumiem, kuri tiek izskaitļoti tuvinātā un precīzā aprēķinu ceļā, palielināsies pieaugot sistēmas diferenciālo vienādojumu kārtai. Piemēram, ģenerators, kuram gareniskajā un šķērsasī būs pa vienam slāpētājtinuma kontūram, tiks aprakstīts ar piektās kārtas vienādojumiem, ignorējot ātri pārejošus procesus. Šādos apstākļos komponentu, kuras ir proporcionālas α augstākām pakāpēm, neievērošana jūtami palielina kļūdu.

Viss teiktais pilnā mērā attiecināms arī uz slāpējuma īpašību novērtēšanu ģeneratoriem, kuri apgādāti ar stipras darbības AIR. Pie to optimāliem iestatījumiem tiek sasniegtas stabilitātes pakāpe apmēram $\alpha = 2-3$, kas norāda nekorektu rimšanas pakāpju noteikšanu, izmantojot lineāros vienādojumus attiecībā pret α .

Jāsecina, ka slāpējuma koeficienta izmantošana, pārejas procesu kvalitātes noteikšanai, iespējama tikai sistēmām ar mazu rimšanu. Vispārīgā gadījumā jāpielieto stabilitātes pakāpes kritērijs.

6§. Frekvenču raksturlīknes un idealizētas sistēmas stabilitāte

Stiprās darbības regulatora pielietošana sarežģītās sistēmās saistīta ar dažādām problēmām, ko nosaka regulēšanas efektivitātes atkarība no stabilizējošo staciju un režīma parametru izvēles. Stabilitātes apgabalu un vienādas rimšanas pakāpes raksturlīkņu noteikšana stabilizācijas koeficientu plāksnē, ir darbietilpīgs un pietiekami sarežģīts uzdevums. Ja sistēmai ir sarežģīta struktūra, tad lai vienkāršotu aprēķinus, iespējams izmantot režīma frekvences raksturlīknes pārtrauktai sistēmai, kuras iegūst padodot harmonisku svārstību signālu uz ģeneratora ierosmes tinumu.

Analizēsim šo raksturlīkņu savstarpējos sakarus ar stabilizācijas koeficientiem, kuri atbilst uzdotajai stabilitātes pakāpei, ieskaitot arī nulles pakāpi. Analītiskas raksturlīknes izveidošanai izmantosim idealizētu elektriskās sistēmas modeli, kurā ir trīs ekvivalenti ģeneratori. Tiek pieņemts, ka uz viena no tiem (G1) ir stipras darbības ierosmes regulēšana.

Ģeneratoru rotoru savstarpējo leņķu nobīdes frekvenču raksturlīknes iegūsim no kustības vienādojumiem

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 \Delta \delta_{12}}{dt^2} + \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \Delta P_1 - \frac{\omega_c}{T_{J2}} \cdot \Delta P_2 &= 0; \\ \frac{d^2 \Delta \delta_{13}}{dt^2} + \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \Delta P_1 - \frac{\omega_c}{T_{J3}} \cdot \Delta P_3 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Jaudas variācijas nosaka izteiksmes

$$\Delta P_2 = \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \Delta \delta_{12} + \frac{\partial P_2}{\partial E_1} \cdot \Delta E_1, \quad \Delta P_3 = \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \cdot \Delta \delta_{13} + \frac{\partial P_3}{\partial E_1} \cdot \Delta E_1 \quad (27)$$

Kur

$$\frac{\partial P_i}{\partial \delta_{1i}} = -E_{10} E_{i0} y_{1i} \cos \delta_{1i0}; \quad \frac{\partial P_i}{\partial E_1} = -E_{10} E_{i0} y_{1i} \sin \delta_{1i0}; \quad i = 2,3$$

Vadītspēja starp ģeneratoriem G2 un G3 tiek pieņemta par nulli, t.i. $y_{23} = 0$. Ģeneratoru savstarpēja ietekme šajā gadījumā tiek realizēta ar ģeneratora G1 rotora kustības vienādojumu, jo

$$\Delta P_1 = -(\Delta P_2 + \Delta P_3) \quad (28)$$

Pārejot pie kompleksām amplitūdām, vienādojumu sistēmu (26), ņemot vērā izteiksmes (27) un (28), pārveidojam formā:

$$\left. \begin{aligned} -\left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J12}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}}\right) \cdot \Delta \delta_{12} - \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \cdot \Delta \delta_{13} &= \left(\frac{\partial P}{\partial E}\right)_{12} \Delta \dot{E}_1; \\ -\frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \Delta \delta_{12} - \left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J13}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}}\right) \cdot \Delta \delta_{13} &= \left(\frac{\partial P}{\partial E}\right)_{13} \Delta \dot{E}_1 \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Vienādojumā apzīmēti:

$$T_{J_{ii}} = T_{J1} T_{Ji} / (T_{J1} + T_{Ji});$$

$$\left(\frac{\partial P}{\partial E}\right)_{12} = \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial E_1} + \frac{\omega_c}{T_{J12}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial E_1}, \quad \left(\frac{\partial P}{\partial E}\right)_{13} = \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial E_1} + \frac{\omega_c}{T_{J13}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial E_1}$$

Pieņemot, ka $\Delta \dot{E}_1 = \Delta E_{1m}$, t.i. EDS ir nulles fāze, noteiksim savstarpējo leņķu nobīdes kompleksās amplitūdas:

$$\Delta \dot{\delta}_{12} = \dot{\Delta}_{12} \Delta E_{1m} / \dot{\Delta}; \quad \Delta \dot{\delta}_{13} = \dot{\Delta}_{13} \Delta E_{1m} / \dot{\Delta} \quad (30)$$

Izteiksmē (30) determinanti $\dot{\Delta}, \dot{\Delta}_{12}, \dot{\Delta}_{13}$ ir vienādi ar:

$$\dot{\Delta} = \left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J12}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \right) \cdot \left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J13}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \right) - \left(\frac{\omega_c}{T_{J1}} \right)^2 \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \quad (31)$$

$$\dot{\Delta}_{12} = - \left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J13}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \right) \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{12} + \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{13} \quad (32)$$

$$\dot{\Delta}_{13} = - \left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J12}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \right) \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{13} + \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{12} \quad (33)$$

Ja $\Delta E_{1m} = 1$ pēc izteiksmes (30) reālo un imagināro daļu izdalīšanas, ņemot vērā, ka

$\dot{\Delta}, \dot{\Delta}_{12}, \dot{\Delta}_{13}$ ir reāli skaitļi, iegūsim

$$\Delta \delta_{12m} \cos \psi_{12} = \Delta_{12} / \Delta ; \Delta \delta_{13m} \cos \psi_{13} = \Delta_{13} / \Delta \quad (34)$$

$$\Delta \delta_{12m} \sin \psi_{12} = 0 ; \Delta \delta_{13m} \sin \psi_{13} = 0 \quad (35)$$

No izteiksmes (35) izriet, ka fāzes ψ_{12} un ψ_{13} vērtība var būt 0 vai π un attiecīgi.

$$\cos \psi_{12} = \pm 1 \text{ un } \cos \psi_{13} = \pm 1$$

Funkcijas, kuras iegūst no izteiksmes (34) pie frekvenču variācijām, ir savstarpējo leņķu nobīdes frekvenču raksturliķnes.

Determinants Δ (31) ir šo vienādojumiem kopējs, un gadījumā, ja Δ pārveidojas par nulli, tad savstarpējo leņķu nobīdes amplitūda tiecas uz bezgalību. Frekvences, pie kurām $\Delta(\omega) = 0$, nosaka no formulas:

$$\omega_{2,3} = \sqrt{-a_1/2 \pm \sqrt{a_1^2/4 - a_2}}$$

kur

$$a_1 = \frac{\omega_c}{T_{J12}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} + \frac{\omega_c}{T_{J13}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}}, \quad a_2 = \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \sum_{i \neq j}^3 \frac{\omega_c^2}{T_{Ji} T_{Jj}}$$

Gadījumā, ja nosacījumi $\Delta_{12}(\omega) = 0$ un $\Delta_{13}(\omega) = 0$ izpildās, tad iegūstam attiecīgi savstarpējo leņķu nobīdes nulles amplitūdas. Frekvences, pie kurām $\Delta_{12}(\omega) = 0$ un $\Delta_{13}(\omega) = 0$, var atrast pielīdzinot nullei izteiksmes (32) un (33):

$$\omega_{12} = \sqrt{\left(\frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{b_2}{b_1} - \frac{\omega_c}{T_{J13}}\right) \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}}}, \quad \omega_{13} = \sqrt{\left(\frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{b_1}{b_2} - \frac{\omega_c}{T_{J12}}\right) \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}}}$$

$$\text{kur } b_1 = \left(\frac{\partial P}{\partial E}\right)_{12}; \quad b_2 = \left(\frac{\partial P}{\partial E}\right)_{13}$$

Režīma frekvenču raksturlīkņu aprēķins tika veikts trīs mašīnu shēmai, kurā tika pieņemtas vienādas visu ģeneratoru pastāvīgās inerces : $T_{J1}=T_{J2}=T_{J3}=8$ s, bet stacionāro režīmu raksturoja sekojošie savstarpējie leņķi: $\delta_{120}=40^\circ$; $\delta_{130}=70^\circ$. No raksturlīknēm, kuras attēlotas zīm.16, ir redzams, ka sistēmas pašfrekvencēm, kuras atbilst $\Delta(\omega)=0$, ir sekojošas vērtības $\omega_2=4,2$ rad/s, $\omega_3=8,3$ rad/s.

Frekvences, pie kurām Δ_{12} un Δ_{13} pārveidojas uz nulli, attiecīgi vienādas ar $\omega_{12}=3,5$ rad/s, $\omega_{13}=5,8$ rad/s.

Režīma frekvenču raksturlīknes $\Delta\delta_{12}(\omega)$ un $\Delta\delta_{13}(\omega)$ ir atspoguļotas zīm.17. Aplūkosim šo raksturlīkņu izmaiņas simetriskajā režīmā, kuras notiek ārējā sistēmā, attiecībā pret ģeneratoru G1, ($\delta_{120} = \delta_{130} = 40^\circ$). Zīm.16 redzams, kā determinanti Δ , Δ_{12} un Δ_{13} vienlaicīgi iziet cauri nulles punktam. Tas izskaidrojams ar to, ka šīs determinantus pārveido:

$$\Delta = \left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J1}} \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}}\right) \left(\omega^2 + 3 \frac{\omega_c}{T_{J1}} \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}}\right);$$

$$\Delta_{12} = \Delta_{13} = -3 \frac{\partial P_2}{\partial E_1} \left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J1}} \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}}\right).$$

Rezultātā režīma raksturlīknes $\Delta\delta_{12}(\omega)$ un $\Delta\delta_{13}(\omega)$ (zīm.17) parādās tikai viena pašfrekvence $\omega_3=9,5$ rad/s.

Ģeneratora G1 absolūtā leņķa nobīdes kompleksās amplitūdas izmaiņas raksturojumu var iegūt, ja izteiksmei (30) pievieno tā rotora kustības vienādojumu:

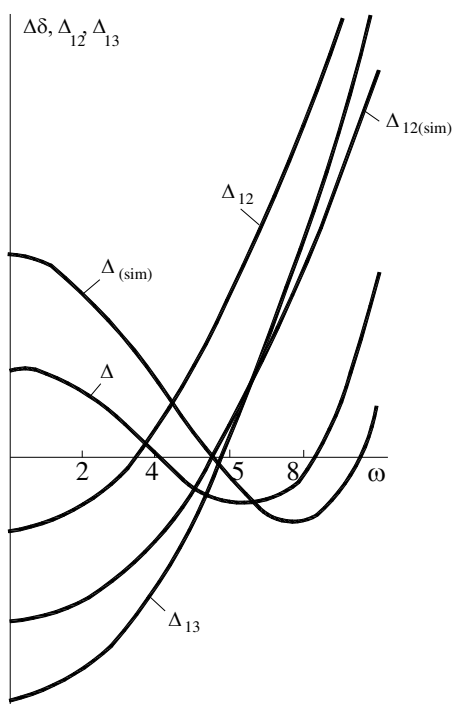
$$\left. \begin{aligned} -\omega^2 \Delta \dot{\delta}_1 - \frac{\omega_c}{T_{J1}} \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \Delta \dot{\delta}_{12} - \frac{\omega_c}{T_{J1}} \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \Delta \dot{\delta}_{13} &= \frac{\omega_c}{T_{J1}} \left(\frac{\partial P}{\partial E}\right) \Delta \dot{E}_1; \\ -\left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J12}} \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}}\right) \Delta \dot{\delta}_{12} - \frac{\omega_c}{T_{J1}} \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \Delta \dot{\delta}_{13} &= \left(\frac{\partial P}{\partial E}\right)_{12} \Delta \dot{E}_1; \\ -\frac{\omega_c}{T_{J1}} \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \Delta \dot{\delta}_{12} - \left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J13}} \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}}\right) \Delta \dot{\delta}_{13} &= \left(\frac{\partial P}{\partial E}\right)_{13} \Delta \dot{E}_1, \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

$$\text{kur } \left(\frac{\partial P}{\partial E}\right) = \frac{\partial P_2}{\partial E_1} + \frac{\partial P_3}{\partial E_1}.$$

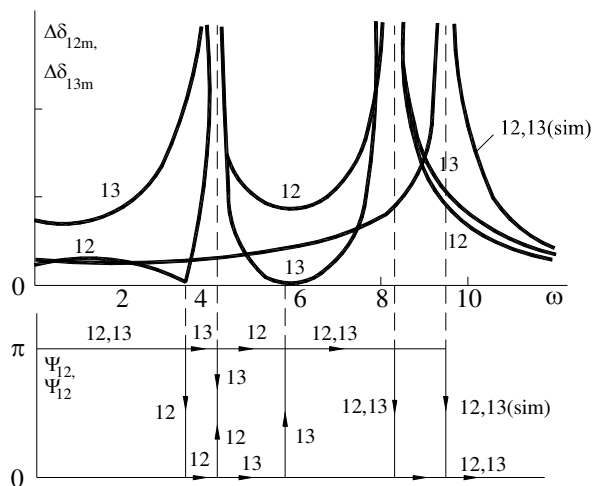
Ņemot vērā, ka $\Delta \dot{E}_1 = \Delta E_{1m} = 1$, no izteiksmes (36) iegūsim

$$\Delta \delta_1 = \dot{\Delta}'_1 / \dot{\Delta}'_1; \quad (37)$$

$$\dot{\Delta}'_1 = \omega^2 \Delta = \omega^2 \left[\omega^4 + \omega^2 \left(\frac{\partial P}{\partial \delta} \right) + \frac{\partial P^2}{\partial \delta_{12}} \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \sum_{l \neq v}^3 \frac{\omega_c^2}{T_{J1} T_{Jv}} \right]; \quad (38)$$



Zīm. 16. Frekvenču raksturlīknes $\Delta(\omega)$, $\Delta_{12}(\omega)$, $\Delta_{13}(\omega)$



Zīm.17. $\Delta\delta_{12}$ un $\Delta\delta_{13}$ amplitūdas un fāzu frekvenču raksturlīknes

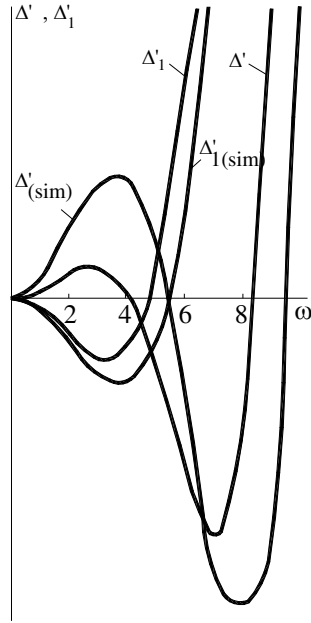
$$\dot{\Delta}_1' = -\omega^2 \Delta_1 = -\omega^2 \frac{\omega_c}{T_{J1}} \left[\omega^2 \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right) + \frac{\omega_c}{T_{J3}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial E_1} + \frac{\omega_c}{T_{J2}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial E_1} \right]; \quad (39)$$

$$\left(\frac{\partial P}{\partial \delta} \right) = \frac{\omega_c}{T_{J12}} \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} + \frac{\omega_c}{T_{J13}} \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}}.$$

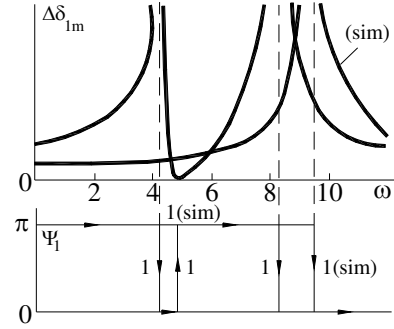
No determinantiem $\Delta_1'(\omega)$, $\Delta'(\omega)$ (zīm.18.) redzam, ka sistēmas pašfrekvences sastāda:

$\omega_1 \rightarrow 0$; $\omega_2=4,2$ rad/s; $\omega_3=8,3$ rad/s. Frekvences, kurās $\Delta_1'=0$ būs $\omega_1 \rightarrow 0$ un $\omega_2=4,83$ rad/s.

Raksturlīkne $\Delta\delta_1(\omega)$ pēc substitūcijas (38) un (39) izteiksmē (37) tiks aprēķināta ar sekojošās izteiksmes palīdzību



Zīm.18. Raksturlīknes
 $\Delta(\omega)$, $\Delta'_1(\omega)$



Zīm.19. Leņķa $\Delta\delta_1$ amplitūdas
un fāzes frekvenču raksturojumi

$$\Delta \dot{\delta}_1 = - \frac{\frac{\omega_c}{T_{J1}} \left[\omega^2 \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right) + \frac{\omega_c}{T_{J3}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial E_1} + \frac{\omega_c}{T_{J2}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial E_1} \right]}{\omega^4 + \omega^2 \left(\frac{\partial P}{\partial \delta} \right) + \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \sum_{i \neq v}^3 \frac{\omega_c^2}{T_{Ji} T_{Jv}}}. \quad (40)$$

Frekvenču raksturlīkne, kas atbilst izteiksmei (40) (19.att.), nesniedz pilnu informāciju par slēgtās sistēmas īpašībām: tā tikai atklāj divas pašfrekvences, bet neatspoguļo nulles saknes.

Atzīmēsim, ka ārējās sistēmas simetriskā režīmā izteiksme (40) priekš $\Delta \dot{\delta}_1$ pārveidojas.

$$\Delta \dot{\delta}_1 = -2 \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial E_1} \left/ \left(\omega^2 + 3 \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \right) \right.$$

Šajā gadījumā, kā redzams zīm.18, determinanti Δ'_1 un Δ' vienlaicīgi iziet cauri nulles vērtībai pie divām frekvencēm $\omega_1 \rightarrow 0$, $\omega_2 = 5,5 \text{ rad / sek}$.

Tādējādi pārtrauktās sistēmas frekvenču raksturlīknes vispārīgā gadījumā ļauj noteikt slēgtas sistēmas darbību ģeneratora stipras darbības ierosmes regulēšanā.

Aplūkosim stabilitātes nosacījumus ģeneratora G1 ar automātiskās ierosmes regulēšanu.

Pieņemsim bezinerces regulēšanas likumu pēc viena no savstarpēju leņķu $\Delta\delta_{li}$, pirmā un otrā atvasinājumiem

$$\Delta E_r = \check{k}_1 d\Delta\delta_{li} / dt + \check{k}_2 d^2\Delta\delta_{li} / dt^2; \quad i = 2,3.$$

Ierosmes tinuma elektromagnētisko inerci pieņemsim tuvināti, modelējot to ar integrējošo ķēdi:

$$\Delta E_1 = (1/T_r') \int \Delta E_r dt. \text{ Iegūsim:}$$

$$\Delta E_1 = (k_1 + k_2 d / dt) \Delta\delta_{li}, \quad (41)$$

kur $k_1 = \check{k}_1 / T_r'$, $k_2 = \check{k}_2 / T_r'$.

Pēc izteiksmju (28), (27), (41) substitūcijas (26) iegūsim:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2\Delta\delta_{12}}{dt^2} - \frac{\omega_c}{T_{J12}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \Delta\delta_{12} - \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \Delta\delta_{13} - \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{12} \left(k_1 \Delta\delta_{li} + k_2 \frac{d\Delta\delta_{li}}{dt} \right) &= 0; \\ \frac{d^2\Delta\delta_{13}}{dt^2} - \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \Delta\delta_{12} - \frac{\omega_c}{T_{J13}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \Delta\delta_{13} - \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{13} \left(k_1 \Delta\delta_{li} + k_2 \frac{d\Delta\delta_{li}}{dt} \right) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

Izanalizējot šīs sistēmas stabilitātes nosacījumus, pieņemot $k_2=0$. Raksturīgo vienādojumu pierakstīsim:

$$p^4 + a_2 p^2 + a_0 = 0. \quad (43)$$

Vienādojuma saknes aprēķina

$$\begin{aligned} p_{1,2} &= \pm \sqrt{-a_2 / 2 + \sqrt{a_2^2 / 4 - a_0}}; \\ p_{3,4} &= \pm \sqrt{-a_2 / 2 - \sqrt{a_2^2 / 4 - a_0}}. \end{aligned}$$

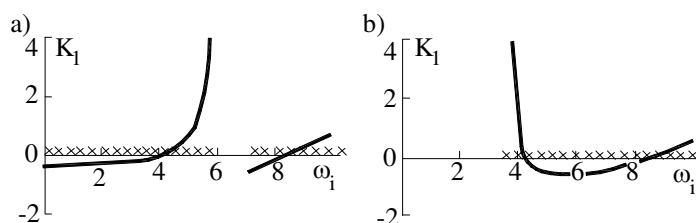
Sistēma būs stabila, ja ir saistītas imagināras saknes.

Ja vadās pēc savstarpējiem leņķiem $\Delta\delta_{13}$, jaudas maksimāli noslogotajā virzienā

($\delta_{130} = 70^\circ$), tad raksturīgā vienādojuma (43) koeficienti būs vienādi ar:

$$a_0 = \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \left(\frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} + k_1 \frac{\partial P_3}{\partial E_1} \right) \sum_{1,i \neq v}^3 \frac{\omega_c^2}{T_{Ji} T_{Jv}};$$

$$a_2 = - \left(\frac{\partial P}{\partial \delta} \right) - k_1 \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{13}.$$



Zīm. 20 Pašfrekvences ω_i pie $k_1 = \text{var}$ (regulēšana pēc savstarpējiem leņķiem).

Atradīsim koeficienta k_1 vērtību, pie kura raksturīgā vienādojuma saknes būs saistītas imagināras saknes t.i $p_{ij} = \pm j\omega_i$. Līkne zīm. 20 a nosaka ω_i pie dažādām regulēšanas koeficienta k_1 vērtībām. No tā izriet, ka sistēmai ir divi pāri imagināru sakņu: frekvenču diapazonā $0 - 5,8 \text{ rad / sek}$ un pie frekvencēm, kuru vērtības ir lielākas par $7,14 \text{ rad / sek}$. Uz frekvenču ω_i ass ar krustiņiem atzīmēti izvēlētie frekvenču diapazoni. Stabilitātes apgabals attiecībā uz k_1 tiek noteikts pamatojoties uz nosacījumu $k_1 > -0,48$.

Kā jau tika atzīmēts, iegūtās k_1 vērtības, pie kurām tiek nodrošināta stabilitātes bilance, izriet no režīma raksturlīknes $\Delta \dot{\delta}_{13}(\omega)$ pārtrauktai sistēmai (zīm.17). Šis secinājums ir saprotams, jo stabilitātes balansam leņķiskajā frekvencē ω_i ir nepieciešams izpildīt nosacījums

$$\dot{k}_1(\omega_i) \Delta \dot{\delta}_{13}(\omega_i) = 1.$$

Ja regulēšana pēc savstarpējā leņķī $\Delta\delta_{12}$ mazāk noslogotajā virzienā ($\delta_{120} = 40^\circ$) raksturīgā vienādojumā (43) koeficienti būs:

$$a_0 = \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \left(\frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} + k_1 \frac{\partial P_2}{\partial E_1} \right) \sum_{1,i \neq v}^3 \frac{\omega_c^2}{T_{Ji} T_{Jv}};$$

$$a_2 = - \left(\frac{\partial P}{\partial \delta} \right) - k_1 \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{12}.$$

Aprēķini parādījuši, ka šajā gadījumā sistēmai ir divi pāri imagināru sakņu kurām atbilst frekvence ω_i virs $3,5 \text{ rad / sek}$, gadījumā, ja koeficienta k_1 vērtības sasniedz lielākam par $-0,42$. Raksturlīkne $k_1(\omega_i)$ attēlota zīm. 20b.

Tālāk aplūkosim ģeneratora G1 ierosmes regulēšanu pēc absolūtā leņķa $\Delta\delta_1$, t.i. pieņemsim

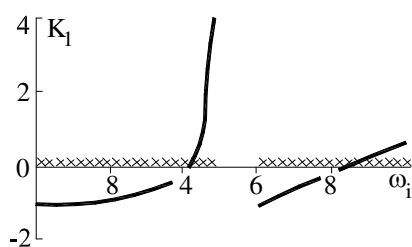
$$\Delta E_1 = k_1 \Delta\delta_1 + k_2 d\Delta\delta_1 / dt.$$

Raksturlīkņu vienādojums, pie nosacījuma $k_2 = 0$ pārveidojas $p^2(p^4 + a_2 p^2 + a_0) = 0$.

Tādējādi, pieņemtajā idealizācijā sistēmai ir divas nulles vērtības saknes, neatkarīgas no regulēšanas koeficienta k_1 . Divi citu sakņu pāri tiek aprēķināti bikvadrātvienādojumā, kura koeficienti ir

$$a_2 = \left(\frac{\partial P}{\partial \delta} \right) + k_1 \frac{\omega_c}{T_{j1}} \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right);$$

$$a_0 = \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \sum_{1,i \neq v}^3 \frac{\omega_c^2}{T_{ji} T_{jv}} + k_1 \frac{\omega_c}{T_{j1}} \left(\frac{\omega_c}{T_{j2}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial E_1} + \frac{\omega_c}{T_{j3}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial E_1} \right).$$



Zīm. 21. Pašfrekvences ω_i pie $k_1 = \text{var}$ (regulēšana pēc absolūtā leņķa).

Zīm. 21 attēlota frekvences ω_i atkarība no regulēšanas koeficienta k_1 . Sistēma ir stabila, ja $k_1 > -1,05$, jo tai ir divas imagināras saknes, kurām atbilst frekvenču diapazoni $0 - 4,83 \text{ rad/s}$ un vairāk par 6 rad/s . Tāpat kā iepriekš ar krustiņiem atzīmētas pašfrekvences vērtības, atbilstošas stabilai sistēmas darbībai.

Īpaši izanalizēsim sistēmas sakņu raksturu tās darbības režīmā, ja $\delta_{120} = \delta_{130}$. Raksturīgie vienādojumi, pie iepriekš aplūkotajiem regulēšanas nosacījumiem, pierakstāmi:

- a) regulēšana pēc jebkura savstarpējā leņķa:

$$\left(p^2 - \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \right) \left(p^2 - 3 \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial E_1} k_1 - 3 \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \right) = 0;$$

b) regulēšana pēc ģenerators G1 absolūtā leņķa:

$$p^2 \left(p^2 - \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \right) \left(p^2 - 2 \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial E_1} k_1 - 3 \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \right) = 0.$$

No vienādojumiem redzams, ka sistēmai neatkarīgi no regulēšanas parametriem ir viens vai divi sakņu pāri, kuri ir neatkarīgi no k_1 .

Jāatzīmē, ka dotajā gadījumā nav viennozīmīgas sakarības starp pārtrauktas sistēmas frekvenču raksturlīknēm un slēgtas sistēmas īpašībām. Frekvenču raksturlīknes nedod pilnu informāciju par slēgto sistēmu īpašībām.

7§. Sistēmas stabilitātes pakāpes vadāmība

Tika jau minēts, ka sistēmas stabilitāte tiek nodrošināta ar divu dažādu imagināru sakņu pāru esamību. Tālāk analizēsim abu sakņu vienlaicīgas nobīdes iespējamību kreisajā pusplaknē ar stabilizācijas koeficienta k_2 palīdzību, tas nozīmē, aplūkosim sistēmas stabilitātes pakāpes α atkarību no k_2 variējot stabilizācijas režīmu parametrus.

Regulējot pēc leņķa $\Delta\delta_{13}$ pārveidosim izteiksmi (42), ievēdot izteiksmē mainīgo kompleksās amplitūdas un parametru $\dot{v}_{23} = \Delta\dot{\delta}_{12}/\Delta\dot{\delta}_{13} = v'_{23} + jv''_{23}$.

Tad izteiksme (42) izskatīsies šādi:

$$\left. \begin{aligned} \left(p^2 - \frac{\omega_c}{T_{J12}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \right) \cdot \dot{v}_{23} - \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} - \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{12} \cdot (k_1 + k_2 p) &= 0; \\ p^2 - \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \dot{v}_{23} - \frac{\omega_c}{T_{J13}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} - \left(\frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial E_1} + \frac{\omega_c}{T_{J13}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial E_1} \right) \cdot (k_1 + k_2 p) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (44)$$

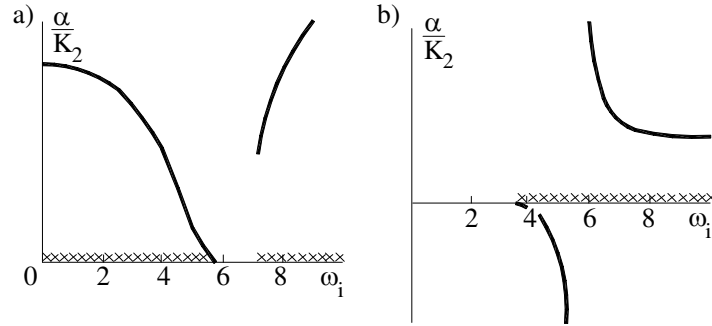
Noteiksim k_2 ietekmi uz sakņu nobīdi, pieņemot, ka stabilitātes pakāpe α ir ar niecīgu vērtību. Tad, kā izriet no tālāk redzamās izteiksmes, arī stabilizācijas koeficienti k_2 būs niecīgi. Pie dotā nosacījuma sadalīsim izteiksmes (44) reālās un imaginārās daļas, pieņemot $p = -\alpha + j\omega$ un neņemot vērā otrās kārtas lielumus (tie ir ļoti niecīgi):

$$\left. \begin{aligned} \left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J12}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \right) \cdot v'_{23} + \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} + k_1 \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{12} &= 0; \\ \omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot v'_{23} + \frac{\omega_c}{T_{J13}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} + k_1 \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{13} &= 0; \end{aligned} \right\} \quad (45)$$

$$\left. \begin{aligned} 2\alpha\omega v'_{23} + \left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J12}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \right) \cdot v''_{23} + k_2\omega \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{12} &= 0; \\ 2\alpha\omega + \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot v''_{23} + k_2\omega \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{13} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (46)$$

Risinot vienādojuma sistēmu (46), izteiksim v''_{23} no otrā vienādojuma un ievietosim to pirmajā vienādojumā. Tad stabilitātes pakāpe α būs nosakāma pēc vienādojuma:

$$\alpha = k_2 \frac{\left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J12}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \right) \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{13} - \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{12}}{2 \left(\frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \nu'_{23} - \omega^2 - \frac{\omega_c}{T_{J12}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \right)}. \quad (47)$$



Zīm.22. Raksturlīkne $\alpha/k_2(\omega_i)$ gadījumam, kad sistēma stabilizējas pēc savstarpējā leņķa.

Vienādības (47) skaitītājs ir determinants Δ_{13} , jau agrāk ievests izteiksmē, analizējot pārtrauktās sistēmas frekvences raksturlīknes. Analogiski izteiksmei (45), parametru ν'_{23} izsaka šādi:

$\nu'_{23} = \Delta_{12} / \Delta_{13}$. Izteiksme (47) pārveidojas:

$$\alpha = \Delta_{13} k_2 / 2 \cdot \left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J12}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} - \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{13}} \right).$$

Zīmējumā 22,a ir dota raksturlīkne $\alpha/k_2 = f(\omega_i)$, no kuras izriet, ka pie $k_2 > 0$ un $\alpha > 0$, t.i. pie sistēmas zemfrekvenču un augstfrekvenču saknēm iegūst negatīvu reālo daļu. Jāatzīmē, ka dotai atkarībai ir pārrāvums diapazonā ω_i , kas atrodas ārpus stabilitātes zonas (zīm 22,a).

Tādējādi, šajā gadījumā var teikt, ka saknes, kuras pieder stabilitātes robežai, ir vadāmas, t.i. var būt nobīdītas uz kreiso pusplakni ievēdot regulēšanas nosacījumos leņķa otro atvasinājumu $\Delta \delta_{13}$.

Ja stabilizācija notiek pēc savstarpējā leņķa $\Delta \delta_{12}$, tiek ievests jauns mainīgais

$\dot{\nu}_{32} = \Delta \dot{\delta}_{13} / \Delta \dot{\delta}_{12} = \nu'_{32} + j \nu''_{32}$. Ievērojot agrāk minētos pieņēmumus un veicot nepieciešamos izteiksmes (42) pārveidojumus, iegūstam:

$$\alpha = \Delta_{12} k_2 / 2 \cdot \left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J13}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} - \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \cdot \frac{\Delta_{13}}{\Delta_{12}} \right).$$

Attēlā 22,b ir attēlota atkarība $\alpha/k_2 = f(\omega_i)$ stabilizējot pēc $\Delta\delta_{12}$, no kuras izriet, ja $k_2 > 0$ sistēmas zemfrekvences sakne iegūst pozitīvu reālo daļu ($\alpha < 0$), bet augstfrekvences - negatīvu reālo daļu ($\alpha > 0$). Šāds sakņu raksturs saglabājas, regulējot pēc mazāk noslogotā jaudas virziena leņķa atvasinājumiem, visos režīmos, ja $\delta_{130} > \delta_{120}$. To apstiprina $\alpha/k_2(\omega_i)$ aprēķini stacionārā režīmā, izmantojot sistēmas dažādus parametrus. Mainot leņķi δ_{130} , otra leņķa vērtība paliek nemainīga: $\delta_{120} = 40^\circ$. Regulēšana tiek veikta pēc leņķa $\Delta\delta_{12}$ atvasinājumiem. Iegūtās $\alpha/k_2(\omega_i)$ atkarības izrādās ir analogiskas līknei zīmējumā 22,b.

Tātad, ievedot regulēšanas likumā leņķa $\Delta\delta_{12}$ otro atvasinājumu mazāk noslogotā jaudas virzienā, tiek nobīdīts viens sakņu pāris, kurš pieder stabilitātes robežai, kreisajā pusplaknē, bet otrs – labajā, t.i. dotajā gadījumā sistēmas saknes kļūst nevadāmas.

Aplūkosim vadāmības jautājumu, izmantojot absolūtā leņķa $\Delta\delta_1$ atvasinājumu. Šim nolūkam, vienādojumu sistēmu (42) jāpapildina ar ģenerators G1 rotora kustības vienādojumu:

$$d^2 \Delta\delta_1 / dt^2 + \omega_c \Delta P_1 / T_{J1} = 0 ,$$

kur

$$\Delta P_1 = - \left[\frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \Delta\delta_{12} + \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \cdot \Delta\delta_{13} + \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right) \cdot \left(k_1 \Delta\delta_1 + k_2 \cdot \frac{d \Delta\delta_1}{dt} \right) \right].$$

Pāriesim pie kompleksām amplitūdām un ievēsim izteiksmē jaunus mainīgos:

$$\dot{v}_{12} = \Delta \dot{\delta}_{12} / \Delta \dot{\delta}_1 = v'_{12} + j v''_{12} ; \dot{v}_{13} = \Delta \dot{\delta}_{13} / \Delta \dot{\delta}_1 = v'_{13} + j v''_{13} .$$

Pēc reālo un imagināro daļu sadalīšanas iegūsim

$$\left. \begin{aligned}
& \left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J12}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \right) \cdot v'_{12} + \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \cdot v'_{13} + k_1 \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{12} = 0; \\
& \omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot v'_{12} + \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \cdot v'_{13} + k_1 \cdot \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right) = 0; \\
& \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot v'_{12} + \left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J13}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \right) \cdot v'_{13} + k_1 \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{13} = 0; \\
& 2\alpha\omega + \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot v''_{12} + \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \cdot v''_{13} + k_2\omega \cdot \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right) = 0; \\
& 2\alpha\omega v'_{12} + \left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J12}} \right) \cdot v''_{12} + \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \cdot v''_{13} + k_2\omega \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{12} = 0; \\
& 2\alpha\omega v'_{13} + \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot v''_{12} + \left(\omega^2 + \frac{\omega_c}{T_{J13}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \right) \cdot v''_{13} - k_2\omega \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial E} \right)_{13} = 0.
\end{aligned} \right\} \quad (48)$$

Tālāka sistēmas (48) pārveidošana noved pie mainīgo $k_1, v'_{12}, v''_{12}, v'_{13}, v''_{13}$ izslēgšanas.

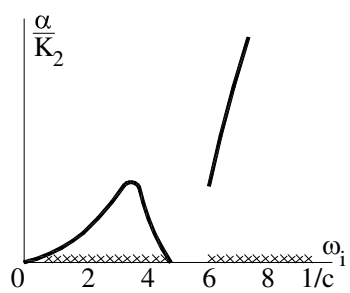
Rezultātā iegūstam:

$$\alpha = \frac{1}{2} \omega^2 \Delta_1 k_2 \cdot \left[\Delta - \omega^2 \cdot \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \left(\frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \frac{\Delta_{12}}{\Delta_1} + \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \cdot \frac{\Delta_{13}}{\Delta_1} \right) - \frac{\omega_c}{T_{J1}} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} \cdot \left(\frac{\omega_c}{T_{J12}} \cdot \frac{\Delta_{13}}{\Delta_1} + \frac{\omega_c}{T_{J13}} \cdot \frac{\Delta_{12}}{\Delta_1} \right) \right]^{-1}.$$

Jāatzīmē, ka pēdējā izteiksmē $\Delta, \Delta_{12}, \Delta_{13}$ - determinanti, kuri tika ievesti, analizējot pārtrauktas sistēmas frekvences raksturlīknes.

Raksturlīkne $\alpha/k_2 = f(\omega)$ attēlota zīm. 23. Kā redzams, ja regulēšana notiek pēc absolūtā leņķa $\Delta\delta_1$ atvasinājumiem, tiek nodrošināta divu sakņu pāru, piederošu stabilitātes robežai, nobīde uz kreisajā pusplaknē, tas nozīmē – sistēmas saknes ir vadāmas. Šajā gadījumā, ņemot vērā pieņemto idealizāciju, sistēmai ir pāris no regulēšanas koeficientiem neatkarīgu nulles vērtības sakņu.

Jāsecina, ka risinot vadāmības jautājumu, tāpat kā analizējot stabilitāti, ir mērķtiecīgi analizēt pārtrauktās sistēmas frekvenču īpašības.



Zīm. 23. Raksturlīkne $\alpha/k_2(\omega_i)$ gadījumam, kad sistēma stabilizējas pēc absolūtā leņķa.

8§. Stabilitātes maksimālās pakāpes sasniegšanas nosacījumi

Viena no galvenajām stiprās darbības AIR funkcijām ir elektroenerģētisko sistēmu demferējošo īpašību palielināšana. Aplūkosim stabilizācijas kanālu pastiprināšanas koeficientu kombināciju atrašanas metodiku, kas nodrošina sistēmas vislielāko stabilitātes pakāpi pie dotajiem regulēšanas likumiem.

Dotā uzdevuma risinājumu veiks, pielietojot agrāk aplūkotās elektriskās sistēmas idealizēto modeli. Pieņemsim, ka stipras ierosmes regulēšana tiek veikta vienā no stacijām. Regulēšanas likumi tiek pieņemti pēc savstarpējo $\Delta\delta_{ij}$ vai absolūto $\Delta\delta_i$ leņķu pirmajiem un otrajiem atvasinājumiem.

Uzskatīsim, ka slodzes attiecas uz ģeneratoru EDS un nemainās režīmu variācijās. Tad neregulējamas sistēmas $D(p)$ raksturīgajam vienādojumam būs divi imagināru sakņu pāri. Ģeneratora ierosmes regulēšanas saknes kļūst atkarīgas no stabilizācijas koeficientiem $k_1^{(i)}$ un $k_2^{(i)}$, kuru dēļ iespējama to nobīde kreisajā pusplaknē. Stabilitātes pakāpes galīgo vērtību nosaka apstākļi, ka sākotnējā sakņu saskaņota pārvietošana uz kreiso pusi mainoties koeficientiem $k_1^{(i)}$ un $k_2^{(i)}$ iegūst pretpārvietošanu. Viens sakņu pāris turpina pārvietoties pa kreisi, bet otrs sakņu pāris, ar reālās daļas lielāko moduli – uz labo pusi. Stabilitātes pakāpe α_m iegūst maksimālo vērtību sakrītot norādīto sakņu pāru reālajām daļām.

Pierādīsim, ka sasniedzot stabilitātes pakāpes maksimālo vērtību α_m sakņu imaginārās daļas tuvojas un to saknes kļūst kārtņīgas. Aplūkosim regulēšanas gadījumu pēc savstarpējiem leņķiem $\Delta\delta_{ij}$. Šajā gadījumā raksturīgais vienādojums ir:

$$D(p) = p^4 + a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0 = 0 \quad (49)$$

Pieņemsim, ka saknēm (49) ir vienādas reālās daļas: $p_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_1$, $p_{3,4} = -\alpha \pm j\omega_2$.

Tālāk izmantosim vienādības, kuras pēc Vjeta teorēmas saista raksturojoša vienādojuma saknes ar tā koeficientiem:

$$-a_3 = p_1 + p_2 + p_3 + p_4 = -4\alpha; \quad (50)$$

$$\begin{aligned} a_2 &= p_1p_2 + p_1p_3 + p_1p_4 + p_2p_3 + p_2p_4 + p_3p_4 = \\ &= (\alpha^2 + \omega_1^2) + (\alpha^2 + \omega_2^2) + 4\alpha^2; \end{aligned} \quad (51)$$

$$-a_1 = p_1 p_2 p_3 + p_1 p_2 p_4 + p_1 p_3 p_4 + p_2 p_3 p_4 = -2\alpha [(\alpha^2 + \omega_1^2) + (\alpha^2 + \omega_2^2)]; \quad (52)$$

$$a_0 = p_1 p_2 p_3 p_4 = (\alpha^2 + \omega_1^2)(\alpha^2 + \omega_2^2); \quad (53)$$

No (50)-(53) iegūsim attiecību:

$$\left. \begin{aligned} 2a_1/a_3 &= (\alpha^2 + \omega_1^2) + (\alpha^2 + \omega_2^2); \\ a_0 &= (\alpha^2 + \omega_1^2)(\alpha^2 + \omega_2^2); \end{aligned} \right\} \quad (54)$$

No pēdējām vienādībām izriet, ka moduļu sakņu $(\alpha^2 + \omega_1^2)^{1/2}$ un $(\alpha^2 + \omega_2^2)^{1/2}$ atrašanai ir vispārīgs vienādojums

$$(\alpha^2 + \omega^2)^2 - 2a_1(\alpha^2 + \omega^2)/a_3 + a_0 = 0$$

No šejienes

$$\alpha^2 + \omega_{1,2}^2 = a_1/a_3 \pm \sqrt{(a_1/a_3)^2 - a_0} \quad (55)$$

Tālākajiem aprēķiniem izmantosim raksturīgā vienādojuma a_i koeficientu izteiksmes, piemēram, ģenerators G1 regulēšana pēc savstarpēja leņķa $\Delta\delta_{13}$:

$$\left. \begin{aligned} a_3 &= -\left(\frac{\partial P}{\partial E}\right)_{13} k_2^{(1)}; a_2 = -\left(\frac{\partial P}{\partial \delta}\right) - \left(\frac{\partial P}{\partial E}\right)_{13} k_1^{(1)}; \\ a_1 &= \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \frac{\partial P_3}{\partial E_1} k_2^{(1)} \sum_{i \neq v}^3 \frac{\omega_c^2}{T_{ji} T_{jv}}; \\ a_0 &= \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{12}} \cdot \left(\frac{\partial P_3}{\partial \delta_{13}} + k_1^{(1)} \frac{\partial P_3}{\partial E_1}\right) \sum_{i \neq v}^3 \frac{\omega_c^2}{T_{ji} T_{jv}}; \end{aligned} \right\} \quad (56)$$

Izanalizēsim vienādību (55). Tās kreisā daļa ir reāli pozitīvs lielums. Vērtības a_1/a_3 nav atkarīgas no regulēšanas koeficientiem, tas redzams izteiksmē (56). Aplūkosim a_0 atkarības raksturu no lieluma α (stabilitātes pakāpes).

Saskaņā ar izteiksmēm (50), (51), (54) var pierakstīt

$$a_2 = 2a_1/a_3 + a_3^2/4 = 2a_1/a_3 + 4\alpha^2 \quad (57)$$

No vienādības (57) un vienādības a_2 sistēmai (56) noskaidrosim pastiprināšanas koeficienta $k_1^{(1)}$ atkarību no stabilitātes pakāpes α :

$$k_1^{(1)} = [-2a_1/a_3 - 4\alpha^2 - (\partial P/\partial \delta)] (\partial P/\partial \delta)^{-1}_{13}$$

No šīs izteiksmes, ņemot vērā, nevienādības

$$a_1/a_3 > 0, \quad (\partial P/\partial \delta) < 0, \quad (\partial P/\partial E)_{13} < 0,$$

seko, palielinoties α aug koeficients $k_1^{(1)}$ (algebriskā nozīmē). No sistēmas (56) atkarības $a_0(k_1^{(1)})$, izriet, ka palielinoties α vērtībai pieaug a_0 vērtība.

Tas nozīmē, maksimālo stabilitātes α_m pakāpi iegūst, ja zemsaknes izteiksme (55) būs vienāda ar nulli, t.i. pie nosacījuma

$$(a_1/a_3)^2 = a_0 \quad (58)$$

Izteiksme (55) pārveidojas

$$\alpha^2 + \omega_{1,2}^2 = a_1/a_3 \quad (59)$$

Var izdarīt secinājumu, ka stabilizācijas koeficientu $k_{1m}^{(i)}$ un $k_{2m}^{(i)}$ kombinācija, kura nodrošina vislielāko sistēmas stabilitātes pakāpi α_m , raksturīgajam vienādojumam ir kārtības saknes.

Saskaņā ar pierādījumu vienādības (50)-(53) tiek pārveidotas

$$\left. \begin{aligned} a_3 &= 4\alpha_m; a_2 = 2(\alpha_m^2 + \omega_m^2) + 4\alpha_m^2 \\ a_1 &= 4\alpha_m(\alpha_m^2 + \omega_m^2); a_0 = (\alpha_m^2 + \omega_m^2)^2 \end{aligned} \right\} \quad (60)$$

Izteiksmes (56)-(60) ļauj atrast maksimālo sistēmas stabilitātes pakāpes lielumu α_m , atbilstošu frekvences vērtību ω_m un optimālo regulatora stabilizācijas kanālu noregulēšanu – koeficienti $k_{1m}^{(1)}$ un $k_{2m}^{(1)}$

Lielumu $k_{1m}^{(1)}$ nosaka vienādība (58). Tādējādi a_1/a_3 ir atkarīgs tikai no režīma parametriem, bet a_0 ir $k_{1m}^{(1)}$ funkcija.

Izmantojot izteiksmes (56), (57) un atrasto lielumu $k_{1m}^{(1)}$, var aprēķināt

$$\alpha_m = 0,5\sqrt{a_2(k_{1m}^{(1)}) - 2a_1/a_3}$$

Koeficients $k_{2m}^{(1)}$ ir saistīts ar α_m : $k_{2m}^{(1)} = -4\alpha_m(\partial P/\partial E)_{13}^{-1}$. Frekvences ω_m lielumu var atrast no izteiksmes :

$$\omega_m = 0,5\sqrt{6a_1/a_3 - a_2(k_{1m}^{(1)})}$$

Atkarībā no regulēšanas režīma parametra iespējama sakņu kārtības nosacījuma izpilde, ja $\alpha = 0$. Šādā gadījumā sistēmas raksturīgais vienādojums ir

$$D(p) = p^4 + a_2 p^2 + a_0 = 0.$$

Koeficienti a_2 un a_0 ir atkarīgi no lieluma $k_1^{(i)}$. Sakņu kārtība tiek nodrošināta izpildoties vienādojumam $a_2^2 - 4a_0 = 0$. Uzlabot sistēmas slāpēšanas īpašības ar ģeneratora stiprā ierosmes regulēšanu nav iespējams. Šajā gadījumā sistēmas stabilitātes vislielākā pakāpe ir vienāda ar nulli.

Vislielākās stabilitātes pakāpes un optimālas pastiprināšanas koeficientu kombināciju pēc stabilizācijas kanāliem aprēķinu rezultāti, kuri iegūti pēc kārtas regulējot ģeneratorus G1, G2, G3 saskaņā ar izklāstīto metodiku, ir norādīti 2.tabulā.

Tabula 2

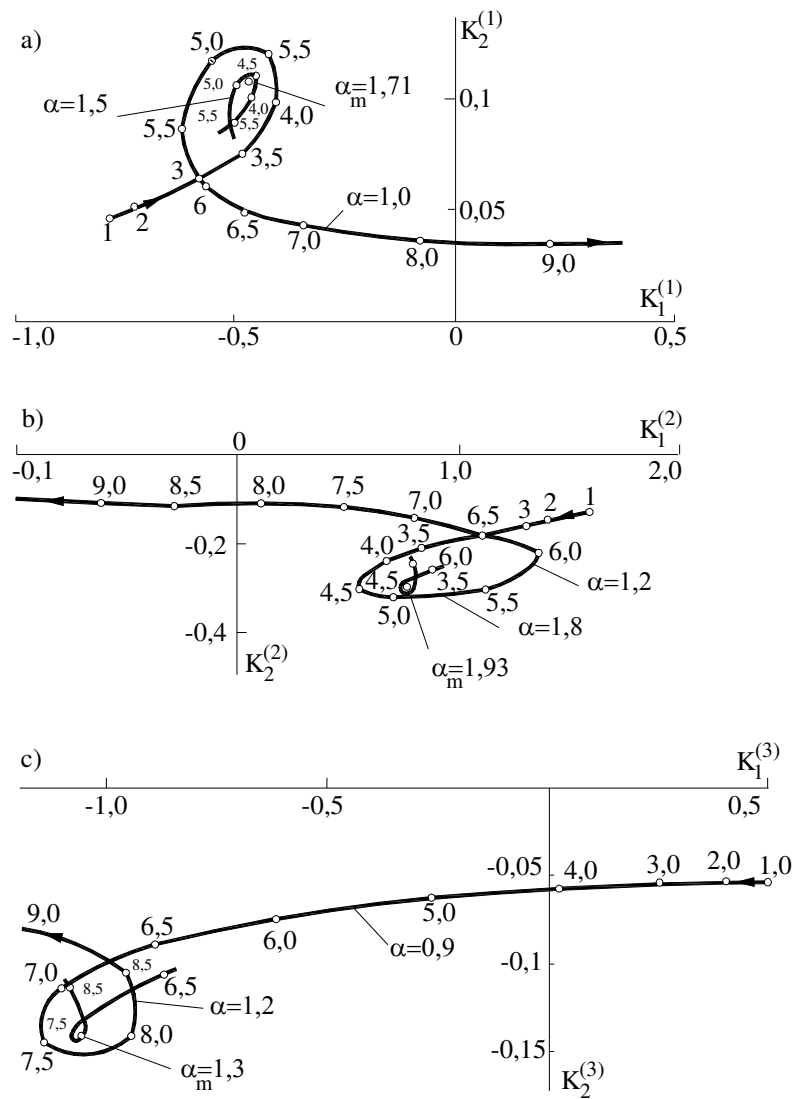
Regulēšanas punkts	G1			G2			G3		
Stabilizācijas parametrs	$\Delta\delta_1$	$\Delta\delta_{13}$	$\Delta\delta_{12}$	$\Delta\delta_2$	$\Delta\delta_{12}$	$\Delta\delta_{13}$	$\Delta\delta_3$	$\Delta\delta_{13}$	$\Delta\delta_{12}$
α_m	1,71	2,08	0	1,94	1,3	0	1,3	1,94	0
ω_m	4,51	5,41	-	4,8	4,28	-	7,65	6,43	-
$k_{1m}^{(i)}$	-0,461	-0,025	-	0,723	-0,793	-	-1,084	0,247	-
$k_{2m}^{(i)}$	0,11	0,08	-	-0,307	0,102	-	0,14	0,105	-

Aprēķini tika veikti stacionārā režīmā ar $\delta_{130} = 70^\circ$ un $\delta_{120} = 40^\circ$.

No 2. tabulas ir redzams, ka sistēmas sasniedzamā maksimālā stabilitātes pakāpe ir atkarīga no regulēšanas punkta un stabilizācijas režīma parametra. Pētāmajā shēmā ar stacionārā režīma norādītajiem parametriem maksimāla stabilitātes pakāpe tiek sasniegta ģenerators G1 ierosmes regulēšanu veicot pēc savstarpējā leņķa $\Delta\delta_{13}$ atvasinājumiem un sasniedz vērtību $\alpha_m = 2,08$. Šī ģenerators regulēšana pēc savstarpējā leņķa $\Delta\delta_{12}$ atvasinājumiem dod $\alpha_m = 0$. Tas nozīmē, ka šajā gadījumā imaginārās saknes, kuras atbilst neregulējamai sistēmai, vienlaicīgi nevar nobīdīties kreisajā pusplaknē.

Aplūkojamās shēmas stabilitātes aprēķini ar D-sadalīšanas metodi, kuri tiek izpildīti ar skaitļojamās tehnikas palīdzību, apstiprina pēc izstrādātās metodikas iegūtos rezultātus. Zīm.24 attēlotas stabilitātes vienādas pakāpes līknes, regulējot ģeneratorus G1, G2, G3 pēc absolūtiem leņķiem $\Delta\delta_i$.

Kā redzams zīmējumā, α palielināšanās noved pie frekvenču diapazona, kas pieder cilpām, sašaurināšanās. Vislielāko α_m vērtību nosaka punktā, kur stabilitātes pakāpju līknes savienojas vienā punktā, kas atbilst diviem vienādas kārtības sakņu pāriem. Koeficientu $k_{1m}^{(i)}$ un $k_{2m}^{(i)}$ optimālās kombinācijas, kas ir attēlotas zīmējumā, sakrīt ar 2. tabulas datiem.



Zīm. 24. Stabilitātes vienādas pakāpes raksturlīknes, gadījumam kad regulē pēc ģeneratoru G1 (a), G2 (b) un G3 (c) absolūtā leņķa.

9§. Elektropārvades frekvenču raksturojumi pie perturbācijas signāla uzdošana, statora pusē

Sarežģīto elektroenerģētisko sistēmu svārstību statiskās stabilitātes pētīšana pamatojas uz atsevišķu elementu vienādojumiem pārejas procesā: sinhroniem ģeneratoriem, slodzēm, elektriskajam tīklam, automātiskas regulēšanas ierīcēm. Linearizētu diferenciālo vienādojumu augsta pakāpe rada aprēķināšanas grūtības strādājot ar datoru tehniku un rezultātu analizēšanas grūtības. Vienlaicīgi šāds atsevišķu elementu matemātisks apraksts ir lieks, jo tas uzskaita ne tikai sistēmas elektromehānisko pārejas procesu pamatfaktoros, bet arī pētīšanai mazsvarīgos faktorus. Lieko faktoru likvidēšanai izmanto frekvenču ekvivalentēšanas metodi. Šajā metodē sistēma tiek aplūkota, kā apakšsistēmu kopums, kuras noteiktā veidā saistītas viena ar otru. Tā kā katrai atsevišķai apakšsistēmai aprakstošais vienādojums ir zemākas kārtas, tad arī visas sistēmas matemātiskais apraksts vienkāršojas.

Metodes praktiskā realizācija balstās uz apakšsistēmu frekvenču raksturlīkņu aprēķinu, būtisko frekvenču zonā, un to tālāku aproksimāciju. Šīs raksturlīknes tiek noteiktas uzdodot elektropārvades līnijas starppunktā statora sprieguma komponentu nobīdes izmaiņas atbilstoši harmoniskam likumam.

Metodikas labākai izpratnei izmantosim linearizētos vienādojumus, kuri pierakstīti pieņemot 2§. minētos nosacījumus un ignorējot automātisko ierosmes regulēšanu:

$$x_d \Delta I_d + \Delta E_q = \Delta u_q, \quad x_q \Delta I_q = -\Delta u_d \quad (61)$$

$$T_r \frac{d}{dt} (\mu_d x_d \Delta I_d + \Delta E_q) + \Delta E_q = 0, \quad \frac{T_J}{\omega_c} \cdot \frac{d^2 \Delta \delta}{dt^2} + \Delta P = 0. \quad (62)$$

Šeit statora strāvas un sprieguma komponentes ir noteiktas d, q asīs, kuras ir cieti saistītas ar rotoru, bet leņķis δ skaitīts no sinhroni rotējošām asīm d_c, q_c . Šo koordinātu sistēmu savstarpējā saistība ir parādīta zīm. 25.

Ģenerators elektromagnētisko jaudu pierakstīsim sekojošā veidā:

$$P = \frac{E_q u}{x_d} \sin \delta_u + \frac{x_d - x_q}{2x_d x_q} u^2 \sin 2\delta_u = -\frac{E_q u_d}{x_d} - \frac{x_d - x_q}{x_d x_q} u_d u_q.$$

Tad

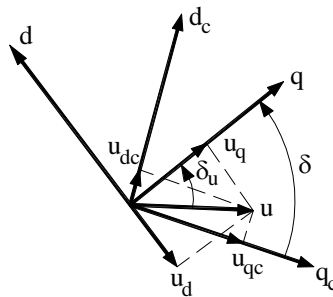
$$\Delta P = \left(\frac{\partial P}{\partial u_d}\right)\Delta u_d + \left(\frac{\partial P}{\partial u_q}\right)\Delta u_q + \left(\frac{\partial P}{\partial E_q}\right)\Delta E_q,$$

kur

$$\frac{\partial P}{\partial u_d} = -\frac{E_{q0}}{x_d} - \frac{(x_d - x_q)u_{q0}}{x_d x_q} = -\frac{E_{Q0}}{x_q};$$

$$\frac{\partial P}{\partial u_q} = -\frac{(x_d - x_q)u_{d0}}{x_d x_q}; \quad \frac{\partial P}{\partial E_q} = -\frac{u_{d0}}{x_d};$$

$$E_{Q0} = E_{q0} + (x_d - x_q)I_{d0}.$$



Zīm.25. Vektoru un koordinātu asu savstarpējais novietojums

Tā, kā leņķis δ ir rotora kustības vienādojuma sastāvdaļa, tas principiāli tiek skaitīts no sinhronām asīm, tādēļ tās pieņemsim par kopējām asīm visiem mainīgajiem. Līdz ar to statora sprieguma komponentu saite d , q un d_c , q_c koordinātu asīs noteiks vienādojumi:

$$u_d = u_{dc} \cos \delta - u_{qc} \sin \delta;$$

$$u_q = u_{dc} \sin \delta + u_{qc} \cos \delta.$$

Linearizējot šos vienādojumus, iegūsim:

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_d &= \cos \delta_0 \Delta u_{dc} - \sin \delta_0 \Delta u_{qc} - u_{q0} \Delta \delta \\ \Delta u_q &= \sin \delta_0 \Delta u_{dc} + \cos \delta_0 \Delta u_{qc} + u_{d0} \Delta \delta \end{aligned} \right\} \quad (63)$$

kur

$$u_{q0} = u_{dc0} \sin \delta_0 + u_{qc0} \cos \delta_0 ;$$

$$u_{d0} = u_{dc0} \cos \delta_0 - u_{qc0} \sin \delta_0 .$$

Analoģiskus vienādojumus uzrakstīsim arī statora strāvas komponentēm:

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_d &= \cos \delta_0 \Delta I_{dc} - \sin \delta_0 \Delta I_{qc} - I_{q0} \Delta \delta \\ \Delta I_q &= \sin \delta_0 \Delta I_{dc} + \cos \delta_0 \Delta I_{qc} + I_{d0} \Delta \delta \end{aligned} \right\} \quad (64)$$

kur

$$I_{q0} = I_{dc0} \sin \delta_0 + I_{qc0} \cos \delta_0 ;$$

$$I_{d0} = I_{dc0} \cos \delta_0 - I_{qc0} \sin \delta_0 .$$

Ar sinhronas mašīnas statora frekvenču raksturlielēm sapratīsim savstarpējas sakarības, kas saista kompleksās vadītspējas frekvences un dc, qc – strāvas un statora sprieguma komponentes,

$$\left. \begin{aligned} \Delta \dot{I}_{qc} &= Y_1(j\omega) \Delta \dot{u}_{qc} + Y_2(j\omega) \Delta \dot{u}_{dc} \\ \Delta \dot{I}_{dc} &= Y_3(j\omega) \Delta \dot{u}_{qc} + Y_4(j\omega) \Delta \dot{u}_{dc} \end{aligned} \right\} \quad (65)$$

Pierakstām vienādojumus (61)-(64), pēc pārējas uz mainīgo kompleksām amplitūdām un atbilstošiem pārveidojumiem.

No (65) seko, ka kompleksās vadītspējas Y_i ir skaitliski vienādas ar strāvu kompleksām amplitūdām $\Delta \dot{I}_{dc}$ un $\Delta \dot{I}_{qc}$, kuras noteiktas secīgi pieliktām statora sprieguma dc, qc komponentēm.

Līdz ar to izmantosim sakarības no (64),

$$\left. \begin{aligned} \Delta \dot{I}_{dc} &= \cos \delta_0 \Delta \dot{I}_d + \sin \delta_0 \Delta \dot{I}_q + I_{qc0} \Delta \dot{\delta} \\ \Delta \dot{I}_{qc} &= -\sin \delta_0 \Delta \dot{I}_d + \cos \delta_0 \Delta \dot{I}_q - I_{dc0} \Delta \dot{\delta} \end{aligned} \right\} \quad (66)$$

Noteiksim kompleksās vadītspējas $Y_1 - Y_4$ pieņemtā situācijā, - stacionārā režīmā sinhroni rotējošās asis dc, qc sakrīt ar ģeneratora d, q asīm, t.i. $\delta_0 = 0$. Līdz ar to (63) vietā, iegūstam (66) :

$$\Delta \dot{u}_d = \Delta \dot{u}_{dc} - u_{q0} \Delta \dot{\delta} \quad ; \quad \Delta \dot{u}_q = \Delta \dot{u}_{qc} + u_{d0} \Delta \dot{\delta} ; \quad (67)$$

$$\Delta \dot{I}_{dc} = \Delta \dot{I}_d + I_{q0} \Delta \dot{\delta} \quad ; \quad \Delta \dot{I}_{qc} = \Delta \dot{I}_q - I_{d0} \Delta \dot{\delta} . \quad (68)$$

Lai atrastu vadītspējas Y_1 un Y_3 harmonisko impulsu uzdodam šķērsasij, t. i. pieņemsim,

$$\Delta \dot{u}_{qc} = \Delta U_{qc} ; \quad \Delta u_{dc} = 0. \text{ Tad}$$

$$\Delta \dot{u}_d = -u_{q0} \Delta \dot{\delta} \quad ; \quad \Delta \dot{u}_q = \Delta \dot{U}_{qc} + u_{d0} \Delta \dot{\delta} \quad (69)$$

Tālāk no (68) izslēgsim komponentes $\Delta \dot{I}_q, \Delta \dot{I}_d$, izmantojot (61). Iegūtās attiecībās $\Delta \dot{u}_q, \Delta u_d$ pierakstīsim formā (67), rezultātā iegūsim

$$\Delta \dot{I}_{dc} = E_{Q0} \Delta \dot{\delta} / x_q \quad , \quad \Delta \dot{I}_{qc} = (\Delta U_{qc} - \Delta \dot{E}_q - u_{d0} \lambda \Delta \dot{\delta}) / x_d \quad (70)$$

$$\text{kur } \lambda = (x_d - x_q) / x_q .$$

Vienādojumā (70) ietilpstošās leņķa un EDS nobīdes kompleksās amplitūdas, atrod no vienādojumu sistēmas (62), kura pēc pārējas uz kompleksām amplitūdām, un ievērojot vienādojumus (61) un (69) kļūst:

$$\begin{aligned} (1 + j\omega T_r \sigma_d) \Delta \dot{E}_q + j\omega T_r \mu_d u_{d0} \Delta \dot{\delta} &= -j\omega T_r \mu_d \Delta U_{qc} ; \\ -\frac{u_{d0}}{x_d} \Delta \dot{E}_q + \left(-\frac{\partial P}{\partial u_d} u_{q0} + \frac{\partial P}{\partial u_q} u_{d0} - \frac{T_J}{\omega_c} \omega^2 \right) \Delta \dot{\delta} &= -\frac{\partial P}{\partial u_q} U_{qc} . \end{aligned}$$

Pārveidosim koeficienta izteiksmi leņķa $\Delta \dot{\delta}$ pēdēja vienādojumā, attēlojot sprieguma komponentes sekojošā veidā;

$$-u_{q0} = \partial u_d / \partial \delta_u ; u_{d0} = \partial u_q / \partial \delta_u .$$

Tad

$$-(\partial P / \partial u_d)u_{q0} + (\partial P / \partial u_q)u_{d0} = \partial P / \partial \delta_u$$

un beigās iegūstam:

$$\left. \begin{aligned} (1 + j\omega T_r \sigma_d) \Delta \dot{E}_q + j\omega T_r \mu_d u_{d0} \Delta \dot{\delta} &= -j\omega T_r \mu_d \Delta U_{qc} \\ -\frac{u_{d0}}{x_d} \Delta \dot{E}_q + \left(\frac{\partial P}{\partial \delta_u} - \frac{T_J}{\omega_c} \omega^2 \right) \Delta \dot{\delta} &= -\frac{\partial P}{\partial u_q} U_{qc} \end{aligned} \right\} \quad (71)$$

Izrēķinot izteiksmi (71) nosakām leņķa un EDS nobīdes kompleksās amplitūdas.

$$\left. \begin{aligned} \Delta \dot{\delta} &= -u_{d0} [j\omega T_r (\mu_d - \sigma_d \lambda) - \lambda] \Delta U_{qc} / x_d \dot{\Delta} \\ \Delta \dot{E}_q &= j\omega T_r \mu_d \left(\frac{T_J}{\omega_c} \omega^2 - \frac{\partial P}{\partial \delta_u} - \lambda \frac{u_{d0}^2}{x_d} \right) \Delta U_{qc} / \dot{\Delta} \end{aligned} \right\} \quad (72)$$

kur $\dot{\Delta}$ - sistēmas (71) determinante.

Kompleksās vadītspējas Y_1 un Y_3 izteiksmes izriet no (70), pēc ievietošanas tajās (72) .

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= P_0 [j\omega T_r (\mu_d - \sigma_d \lambda) - \lambda] / x_d \dot{\Delta} \\ Y_3 &= \frac{1}{x_d} \left[1 - j\omega T_r \mu_d \left(\frac{T_J}{\omega_c} \omega^2 - \frac{\partial P}{\partial \delta_u} - 2\lambda \frac{u_{d0}^2}{x_d} \right) / \dot{\Delta} - \lambda^2 u_{d0}^2 (1 + j\omega T_r \sigma_d / x_d) \dot{\Delta} \right] \end{aligned} \right\} \quad (73)$$

Analoģiski noteiktas kompleksās vadītspējas Y_2 un Y_4 , gadījuma kad padod harmonisko signālu pa asi dc: $\Delta \dot{u}_{dc} = \Delta U_{dc}$; $\Delta \dot{u}_{qc} = 0$:

$$\left. \begin{aligned} Y_2 &= \left[E_{Q0}^2 (1 + j\omega T_r \sigma_d) / x_q \dot{\Delta} - 1 \right] / x_q \\ Y_4 &= P_0 [j\omega T_r (\mu_d + \sigma_d \lambda) + \lambda] / x_d \dot{\Delta} \end{aligned} \right\} \quad (74)$$

Sistēmas determinants Δ ir vadītspēju Y_i kopsaucējs un atspoguļo apakšsistēmas raksturojošo hodogrāfu, kurā ietilpst ģenerators un ārējā reaktivitāte līdz elektropārvades starppunktam ar spriegumu u (savienojuma punktam):

$$\Delta(j\omega) = (1 + j\omega T_r \sigma_d) \left(\frac{\partial P}{\partial \delta_u} - \frac{T_J}{\omega_c} \omega^2 \right) + j\omega T_r \mu_d \frac{u_{d0}^2}{x_d}.$$

Determinants atspoguļo apakšsistēmas iekšējās dinamiskās īpašības un ir atkarīgs no ģenerators un stacionārā režīma parametriem. Šis hodogrāfs atbilst ģenerators darbam uz bezgalīgas jaudas kopnēm, savienojuma punktā. T.i., nosakot frekvenču raksturojumu, tiek uzdots sprieguma nobīdes modulis un frekvence.

Acīmredzami, ka vienādojumam $\Delta(j\omega) = 0$ ir spēkā §2. veiktā analīze. Līdz ar to, frekvenču raksturlīknēm $Y_i(j\omega)$ ir divi raksturīgie punkti, pirmais no tiem atbilst frekvencei

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{\omega_c}{T_j} \frac{\partial P}{\partial \delta_u}}.$$

Līdz ar to $\Delta(j\omega_1) = j\omega_1 T_r \mu_d u_{d0}^2 / x_d$

Otrajam punktam atbilst frekvence

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{\omega_c}{T_j} \frac{\partial P'}{\partial \delta_u}}$$

$$\Delta(j\omega_2) = -\mu_d u_{d0}^2 / \sigma_d x_d$$

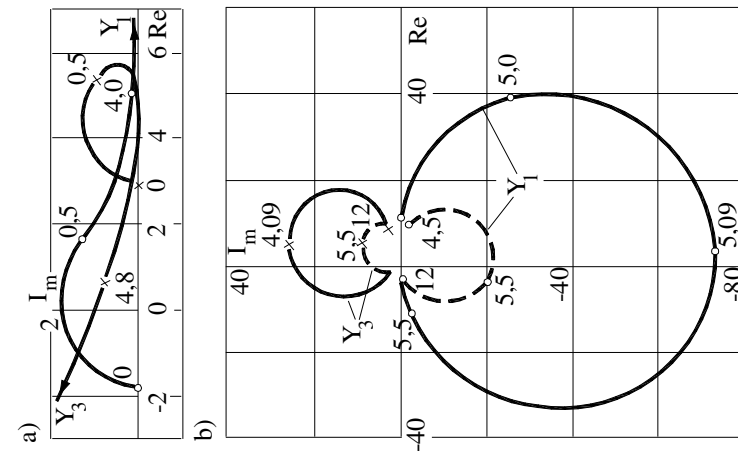
Kā redzams, moduļa $\Delta(j\omega_2)$ vērtība mazāka par $\Delta(j\omega_1)$ moduli $\omega_1 T_r \sigma_d$ reizēs, t.i. atkarību $Y_i(j\omega)$ amplitūdas pie frekvences ω_2 būs ievērojami lielākas, nekā pie ω_1 .

Frekvenču raksturlīkņu amplitūdu pieaugums ir izskaidrojams ar to, ka pie frekvences ω_2 rotora tinuma kopējais plūsmas saķēdējums ir pastāvīgs, t.i. $E'_q = const$ un ģenerators ar aizvietošanas pretestībām x'_d, x_q . Turpretī pie frekvences ω_1 pastāvīga ir ierosmes strāva, t.i. $E_q = const$ un mašīna tiek aizvietota ar pretestībām x_d, x_q . Induktīvās pretestības samazināšanās garenās izsauc mainīgo noviržu amplitūdu pieaugumu, tai skaitā statora strāvas komponentes pieaugumu.

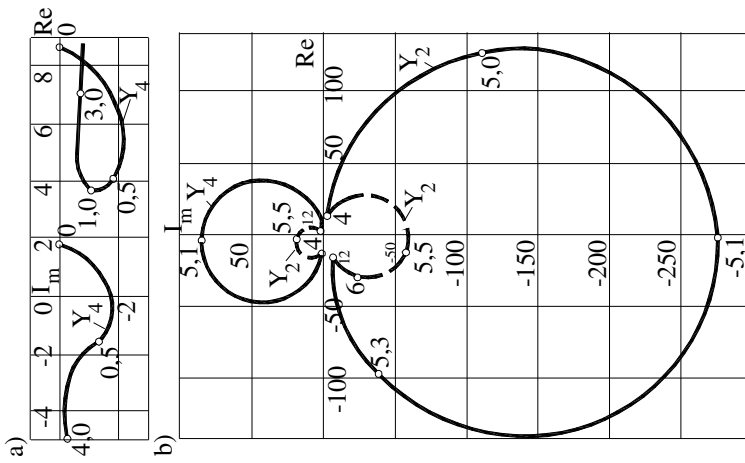
Atzīmēsim, ka katrai no kompleksām vadītspējām (73) – (74), ņemtai atsevišķi, fiziskā jēga neeksistē. Apakšsistēmas īpašību analīzei ir racionāli izmantot savienojuma mezglā pilnas strāvas nobīžu kompleksās amplitūdas atkarību no frekvences. Šī atkarība nosakāma uzdodot mazu harmonisko signālu ΔU_{qc} un ΔU_{dc} , ar fāzu nobīdi uz 90° . Tādējādi iegūstam izteiksmi

$$\Delta \dot{I} = \Delta \dot{I}_{qc} + \Delta \dot{I}_{dc} = Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4.$$

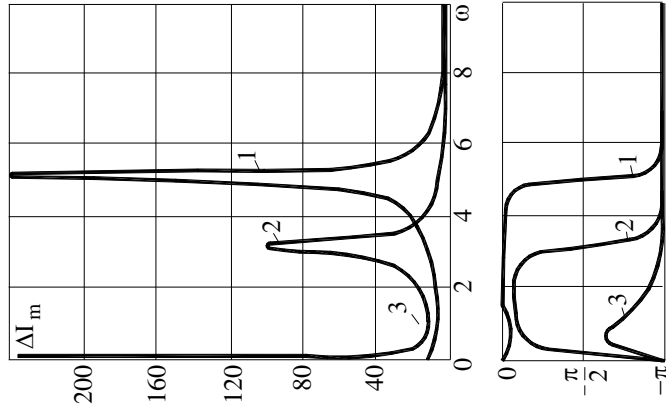
Kopumā, raksturlīknes $Y_i(j\omega)$ un $\Delta I(j\omega)$ tieši izvirzīta pola ģeneratoram, neņemot vērā slāpējošo kontūru režīmā ar $\delta_{u0} = 55^\circ$, attēlotas zīm. 26 – 28. Aprēķinos izmantoti hidroģenerators (640 MW) parametri. Harmoniski signāli tika uzdoti mezglā, kurā stacija pievienojas pārējai sistēmas daļai. Bez tam, tika pieņemts, ka stacionārā režīmā sinhronās asis sakrīt ar stacijas ekvivalenta ģenerators d un q asīm.



Zīm. 26. Raksturīknes $Y_1(j\omega)$ un $Y_3(j\omega)$ frekvenču diapazonā: $\omega=0-4$ (a) un $\omega=4-12$ (b).



Zīm. 27. Raksturīkne $Y_2(j\omega)$ un $Y_4(j\omega)$ frekvenču diapazonā $\omega=0-4$ (a) un $\omega=4-12$ (b).



Zīm. 28. Statora strāvas amplitūdas un fāzes frekvenču raksturīknes pie režīma variācijām: $\delta_0=55^\circ$ (1), $\delta_0=81^\circ$ (2), $\delta_0=90^\circ$ (3).

Nepieciešams atzīmēt, ka atskaites asu novietojums neietekmē frekvenču raksturlīkņu veidu un pie leņķa δ_0 variācijām mainās tikai izteiksmju skaitītāji vienādojumos (73) - (74) un raksturlīkņu orientācija kompleksajā plaknē. Piemēram, leņķim δ_0 mainoties no nulles līdz 90° , raksturlīknes $Y_1(j\omega)$ un $Y_4(j\omega)$ pagriežas par 180° pozitīvā virzienā, bet $Y_2(j\omega)$ un $Y_3(j\omega)$ attiecīgi transformējas par $-Y_3(j\omega)$ un $Y_2(j\omega)$. Tai pat laikā pilnas strāvas hodogrāfs $\Delta I(j\omega)$ paliek nemainīgs.

Pie ģenerators dempferu tinumu uzskaites tā frekvenču raksturojumi necieš kvalitatīvas izmaiņas. Pirmajā frekvenču intervālā no nulles līdz ω_1 tie praktiski paliek nemainīgi, otrajā no ω_1 līdz $\omega \rightarrow \infty$ amplitūdu raksturojumi ω_2 apkārtņē strauji samazinās (zīm.26, 27 punktētās līnijas).

Amplitūdu samazināšanos nosaka tas, ka dempferu kontūras būtisko frekvenču diapazonā samazina ģenerators rotora leņķa nobīdes amplitūdu. Augsto frekvenču diapazonā, vairāk par 12 rad/s, dempferu kontūrs dod pretēju efektu, t.i. paaugstina, salīdzinājumā ar variantu bez dempēšanas tinumu uzskaites, strāvas nobīdes amplitūdu, mašīnas reaktivitātes x_d'' un x_q'' samazināšanās dēļ. Dempferu kontūra vājā ietekme zemas frekvences diapazonā, izskaidrojama ar tās lielo, aktīvo pretestību un tajās inducējošās strāvas praktiski vienādas ar nulli.

Tālāk aplūkosim frekvenču raksturojumu deformāciju elektropārvades stacionārajā režīma variācijās, t.i. starp sprieguma vektoriem pievienošanās mezglā un ģenerators asi q leņķu δ_{ue} izmaiņas.

Raksturlīkņu $Y_i(j\omega)$ transformācija, pirmām kārtām, saistīta ar frekvenču ω_1 un ω_2 izmaiņām. Palielinoties leņķim δ_{uo} jaudas parciālie atvasinājumi samazinās un vērtības ω_1 , ω_2 arī krīt.

Sasniedzot aperiodiskās stabilitātes robežu gadījumā $Eq = const$, t.i.

$$\partial P / \partial \delta_u = 0, \text{ frekvence } \omega_1 \rightarrow 0 \text{ un } \Delta(j\omega_1) \rightarrow 0.$$

Tad

$$Y_1(j\omega_1) \rightarrow \infty \quad ; \quad Y_4(j\omega_1) \rightarrow \infty$$

$$Y_2(j\omega_1) = -1/x_q \quad ; \quad Y_3(j\omega_1) = 1/x_d$$

Pilnas strāvas nobīdes amplitūda $\Delta I(j\omega_1) \rightarrow \infty$.

Otrais rezonanses punkts šajā gadījumā novirzās uz zemāko frekvenču apgabalu:

$$\omega_2 = \sqrt{\omega_c \mu_d u_{d0}^2 / T_J \sigma_d x_d} .$$

Pilnās strāvas nobīdes hodogrāfs režīmam $\partial P / \partial \delta_u = 0$ ($\delta_{u0} = 81^\circ$) attēlots zīm.28 (līkne

2). Režīma turpmākā noslogošana vēl vairāk samazina frekvenci ω_2 . Amplitūda ΔI arī samazinās (zīm.28, līkne 3).

Ar pastāvīgās inerces T_j paaugstināšanos samazinās abas rezonanses frekvences un robežās $T_j \rightarrow \infty$ frekvences $\omega_1 = \omega_2 \rightarrow 0$.

Nobeigumā atzīmēsim, ka izteiksmes (73), (74) tika iegūtas lai analizētu frekvenču atkarību $Y_i(j\omega)$ īpašības. Vispārējā gadījumā frekvenču raksturlīknes tiek noteiktas aprēķinu ceļā uz datora izmantojot linearizēto vienādojumu sākuma sistēmu.

10§. Elektropārvades frekvences raksturlīknes ievērojot ģenerators AIR darbību

Pētot ierosmes regulēšanas ietekmi uz sinhrona ģenerators frekvenču raksturlīknēm, kurš strādā paralēli ar pārējo elektriskās sistēmas daļu savienojuma mezglu, jāievēro, ka ģenerators AIR iestatīšana tiek veikta atkarībā no stabilitātes nodrošināšanas un pārējas procesu slāpēšanas nosacījuma visai sistēmai kopumā. Frekvences raksturlīknes $Y_i(j\omega)$ noteikšana tiek veikta gadījumā, ja pievienojuma mezglam ir pievienots bezgalīgas jaudas avots. Acīmredzami, AIR iestatījums var nebūt optimāls, piemēram, uz stabilitātes apgabala robežas vai pat ārpus šī apgabala. Tāpēc no ekvivalentēšanas viedokļa ir interesanti noskaidrot, kā mainīsies raksturlīknes $Y_i(j\omega)$ atkarībā no AIR kanālu pastiprinājuma koeficientu variācijām.

Ierosmes regulēšana parasti tiek veikta pēc sekojošiem režīma parametriem: ģenerators kopņu sprieguma nobīde un šā sprieguma frekvences nobīde. Vispārējā veidā v -tā režīma parametra nobīdes komplekso amplitūdu var izteikt ar regulēšanas pamata mainīgo kompleksajām amplitūdām.

$$\Delta \dot{\Pi}_v = \left(\frac{\partial \Pi_v}{\partial \delta}\right) \cdot \Delta \dot{\delta} + \left(\frac{\partial \Pi_v}{\partial E_q}\right) \cdot \Delta \dot{E}_q \quad (75)$$

Pie jebkuriem regulēšanas likumiem AIR darbību harmonisko svārstību apstākļos var noteikt izmantojot vienādību $\Delta \dot{E}_\gamma = \sum_v \dot{k}_v \cdot \Delta \dot{\Pi}_v$, kur \dot{k}_v - v -tā AIR kanāla pastiprinājuma kompleksais koeficients.

Izmantojot izteiksmi (75), pēdējo vienādību pierakstīsim sekojošā veidā

$$\Delta \dot{E}_\gamma = \dot{k}_E \cdot \Delta \dot{E}_q + \dot{k}_\delta \cdot \Delta \dot{\delta}, \quad (76)$$

kur \dot{k}_E un \dot{k}_δ - summārie pastiprinājuma koeficienti, kurus nosaka

$$\dot{k}_E = \sum_v \dot{k}_v \cdot \frac{\partial \Pi_v}{\partial E_q}; \quad \dot{k}_\delta = \sum_v \dot{k}_v \cdot \frac{\partial \Pi_v}{\partial \delta}$$

Lai vienkāršotu tālākās izteiksmes, pieņemsim, ka sinhrona ģenerators $X_d = X_q = X$. Tad vienādojumu pamatsistēmu var pierakstīt:

$$(1 + j\omega \cdot T_v \cdot \sigma_d - \dot{k}_E) \cdot \Delta \dot{E}_q - \dot{k}_\delta \cdot \Delta \dot{\delta} + j\omega \cdot T_v \cdot \mu_d \cdot \Delta u_q = 0;$$

$$-\frac{u_{d0}}{X} \cdot \Delta \dot{E}_q - \frac{T_J}{\omega_c} \cdot \omega^2 \cdot \Delta \dot{\delta} - \frac{E_{q0}}{X} \cdot \Delta u_d = 0.$$

Aprēķinot šo vienādojumu sistēmu kopā ar vienādojumiem (67), (72) analogiski, kā tas tika veikts iepriekšējā paragrāfā, iegūsim ievērojot AIR darbības komplekso vadītspēju izteiksmes :

$$Y_1 = \frac{j\omega \cdot P_0 \cdot T_v \cdot \mu_d}{X \cdot \dot{\Delta}}; \quad Y_2 = \left[E_{q0}^2 \cdot \frac{(1 + j\omega \cdot T_v \cdot \delta_d - \dot{k}_E) - 1}{X \cdot \Delta} \right] / X;$$

$$Y_3 = \frac{1}{X} \cdot \left[1 - j\omega \cdot T_v \cdot \mu_d \cdot \left(\frac{T_J}{\omega_c} \cdot \omega^2 - \frac{\partial P}{\partial \delta_u} \right) / \dot{\Delta} \right]; \quad Y_4 = -P_0 \cdot \left(j\omega \cdot T_v \cdot \mu_d - \frac{\dot{k}_\delta}{u_{d0}} \right) / X \cdot \dot{\Delta},$$

kur

$$\dot{\Delta} = \left(1 + j\omega \cdot T_v \cdot \sigma_d - \dot{k}_E \right) \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial \delta_u} - \frac{T_J}{\omega_c} \cdot \omega^2 \right) + \frac{u_{d0}^2}{X} \cdot \left(j\omega \cdot T_v \cdot \mu_d - \frac{\dot{k}_\delta}{u_{d0}} \right) - \text{apakšsistēmas}$$

raksturīgais hodogrāfs.

Veiksim šo vienādojumu analīzi gadījumos ja ģeneratoru ierosmēm ir proporcionālas un stipras regulēšanas likumi.

Proporcionālās bezinerces likuma AIR darbības gadījumā izteiksme (76) pārveidojas

$$\Delta \dot{E}_v = k_u \cdot \Delta u_1, \quad \text{kur } \Delta u_1 = \left(\frac{\partial u_1}{\partial E_q} \right) \cdot \Delta \dot{E}_q + \left(\frac{\partial u_1}{\partial E_d} \right) \cdot \Delta \dot{\delta} - \text{sprieguma nobīdes kompleksā amplitūda}$$

regulēšanas punktā.

Tad summārie pastiprinājuma koeficienti būs reāli un vienādi ar $k_E = k_u \cdot \frac{\partial u_1}{\partial E_q}$; $k_\delta = k_u \cdot \frac{\partial u_1}{\partial \delta}$.

Sadalot reālo un imagināro daļu, uzrakstīsim raksturīgo hodogrāfu:

$$\dot{\Delta} = (1 - k_E) \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial \delta_u} - \frac{T_J}{\omega_c} \cdot \omega^2 \right) - \frac{u_{d0}^2}{X} \cdot k_\delta + j\omega \cdot T_v \cdot \sigma_d \cdot \left(\frac{\partial P'}{\partial \delta_u} - \frac{T_J}{\omega_c} \cdot \omega^2 \right).$$

Ja reālā daļa ir vienāda ar nulli, iegūstam rezonanses frekvences vērtību

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{\omega_c}{T_J} \cdot \left(\frac{\partial P}{\partial \delta_u} - \frac{u_{d0}}{X} \cdot \frac{k_\delta}{1 - k_E} \right)}.$$

Kā redzams, atšķirībā no neregulējamā ģenerators, ω_1 lielums ir atkarīgs no AIR pastiprinājuma koeficientiem.

Pielīdzinot nullei $\Delta(j\omega)$ imagināro daļu, iegūsim otro rezonanses punktu ar frekvenci ω_2 , kas atbilst ierosmes tinuma summārā plūsmas saķēdējuma konstantā nosacījumam. Lielums ω_2 nav atkarīgs no k_u un paliek tāds pats kā, bez ierosmes regulēšanas.

Tādējādi, proporcionālā regulēšana ietekmē raksturlīknes $Y_i(j\omega)$ zemo frekvenču apgabalu, tas ir no 0 līdz ω_1 . Otrās raksturlīkņu apgabals, frekvencēm lielākām par ω_1 , paliek gandrīz nemainīgs, salīdzinot ar raksturlīknēm $Y_i(j\omega)$ neregulējamam sinhronam ģeneratoram.

Aplūkosim stipras darbības ierosmes regulēšanas gadījumu, kad kā stabilizējošie parametri ir pieņemti ģenerators kopņu sprieguma frekvences nobīde un atvasinājums. Šādā gadījumā izteiksme

(76) ir vienāda $\Delta \dot{E}_\gamma = k_{0\omega} \cdot \Delta \dot{\omega} + j\omega \cdot k_{1\omega} \cdot \Delta \dot{\omega}$. Ņemot vērā, ka

$$\Delta \dot{\omega} = j\omega \cdot \left[\frac{\partial \omega}{\partial p E_q} \cdot \Delta \dot{E}_q + \frac{\partial \omega}{\partial p \delta} \cdot \Delta \dot{\delta} \right],$$

summāros pastiprināšanas koeficientus aprēķināsim:

$$\left. \begin{aligned} \dot{k}_E &= (j\omega \cdot k_{0\omega} - k_{1\omega} \cdot \omega^2) \cdot \frac{\partial \omega}{\partial p E_q} \\ \dot{k}_\delta &= (j\omega \cdot k_{0\omega} - k_{1\omega} \cdot \omega^2) \cdot \frac{\partial \omega}{\partial p \delta} \end{aligned} \right\} \quad (77)$$

Pārveidosim saīsinātam pierakstam (77)

$$k_E = k'_E \cdot \omega^2 + j\omega \cdot k''_E, \quad k_\delta = k'_\delta \cdot \omega^2 + j\omega \cdot k''_\delta, \quad (78)$$

kur

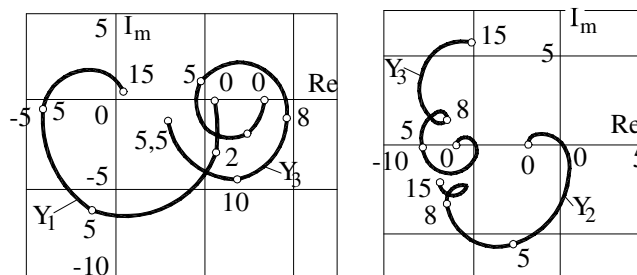
$$\begin{aligned} k'_E &= -k_{1\omega} \cdot \frac{\partial \omega}{\partial p E_q}; & k''_E &= -k_{0\omega} \cdot \frac{\partial \omega}{\partial p E_q}; \\ k'_\delta &= -k_{1\omega} \cdot \frac{\partial \omega}{\partial p \delta}; & k''_\delta &= -k_{0\omega} \cdot \frac{\partial \omega}{\partial p \delta}. \end{aligned}$$

Ņemot vērā izteiksmes (78) raksturīgais hodogrāfs ir:

$$\dot{\Delta} = \left(\frac{\partial P}{\partial \delta_u} - \frac{T_J}{\omega_c} \cdot \omega^2 \right) \cdot (1 - k'_E \cdot \omega^2) - \frac{u_{d0}}{X} \cdot k'_\delta \omega^2 + j\omega \left[\left(\frac{\partial P}{\partial \delta_u} - \frac{T_J}{\omega_c} \cdot \omega^2 \right) \cdot T_\gamma \cdot \sigma_d - k''_E - \frac{u_{d0}}{X} \cdot k''_\delta \right].$$

Kā redzams, nosacījums $\text{Re} \Delta(j\omega) = 0$ izpildās jau divās, no AIR koeficientiem atkarīgās, frekvencēs. Frekvences ω_2 vērtība, kas tiek rēķināta, ja imaginārā daļa ir nulle $\text{Im} \Delta(j\omega) = 0$, šajā gadījumā arī ir atkarīga no AIR stabilizācijas iestatījuma izvēles. Tādējādi, stipra regulēšana izraisa raksturlīknes $Y_i(j\omega)$ izmaiņu atkarībā no AIR koeficientiem visā frekvences diapazonā.

Salīdzinot ar neregulējamo ģeneratoru lielākās deformācijas frekvenču raksturlīknēm gadījumos, ja AIR iestatījumi atbilst maksimālas stabilitātes pakāpei.



Zīm. 29. Frekvences raksturlīknes $Y_i(j\omega)$ gadījumā, ja ģeneratoram ir stiprās darbības AIR.

Šajā gadījumā raksturlīknēm ir vismazākās amplitūdas un vislīdzīgākās fāzes un loka garuma izmaiņas atkarībā no frekvences. Zīm. 29 attēlotas raksturlīknes $Y_i(j\omega)$ AIR iestatījumam, kurš atbilst stabilitātes pakāpei $\alpha = 3.0$.

Ja AIR parametri ir tuvu stabilitātes robežai, raksturlīkņu amplitūdas un fāzes un loka garuma pieaugums atkarībā no frekvences strauji palielinās un robežās $\alpha = 0$ atkarībai $Y_i(j\omega)$ ir pārrāvums punktā ω_k , kas atbilst stabilitātes robežlielumam.

Tādējādi, ierosmes regulēšana, atkarībā no AIR likuma un iestatījumiem, var būtiski izmainīt sinhrona ģeneratora svārstību īpašības un frekvences raksturlīknes, kuras noteiktas statora pusē.

11§.Pārvades funkciju izmantošana apakšsistēmu modelēšanā

Paskaidrojot frekvenču ekvivalentēšanas būtību apakšsistēmas matemātisko aprakstu attēlosim

$$\Delta I_{qc}(p) = Y_1(p)\Delta u_{qc}(p) + Y_2(p)\Delta u_{dc}(p)$$

$$\Delta I_{dc}(p) = Y_3(p)\Delta u_{qc}(p) + Y_4(p)\Delta u_{dc}(p)$$

Šīs vienādības izriet no vienādojumiem (61) – (64), pierakstītiem operatoru formā. Šeit $Y_i(p)$ – operatoru vadītspējas, kuras tiek formētas izteiksmēs

$$Y_1(p) = \Delta I_{qc}(p)/\Delta u_{qc}(p); Y_2(p) = \Delta I_{dc}(p)/\Delta u_{dc}(p);$$

$$Y_3(p) = \Delta I_{dc}(p)/\Delta u_{qc}(p); Y_4(p) = \Delta I_{dc}(p)/\Delta u_{dc}(p)$$

no kurām katra ir operatora p daļskaitļa-rationālā funkcija. Taču $Y_i(p)$ šajā gadījumā atspoguļos to matemātiskā apraksta sarežģītību, par kuru tika runāts paragrāfā 9§. Lai $Y_i(p)$ atspoguļotu tikai apakšsistēmas pamatīpašības, izmanto apakšsistēmas frekvenču raksturlīkņu aproksimāciju.

Atgādināsim, ka frekvenču raksturlīknes tiek aprēķinātas ar datoru palīdzību pēc sākuma vienādojumiem.

Teorētiski visām $Y_i(p)$ iegūtām aproksimācijas ceļā, ir vienāds kopsaucējs, kurš atbilst ekvivalentās apakšsistēmas raksturīgajam polinomam.

Reālu apakšsistēmu frekvenču raksturlīknes ir ļoti sarežģītas, tādēļ to aproksimācija tiek veikta pa atsevišķiem apgabaliem, tādējādi tiek samazināta aproksimēto izteiksmju pakāpe. Katra apgabala frekvenču diapazons izvēle notiek izanalizējot hodogrāfa frekvenču raksturlīkņu loka garuma izmaiņas, mainoties frekvencēm: $V_i(\omega) = dS_i(\omega)/d\omega$; $i = \overline{1,4}$ Frekvences, atbilstošas šīs funkcijas minimumam, nosaka apgabala robežas.

Funkcijas V_i jēgu paskaidrosim tuvāk. Ja saknes $Y_i(p)$ ir vienkārši, tad patiesa ir izteiksme

$$Y(p) = B_0 + \sum_{k=1}^n B_k (p - p_k)^{-1},$$

kur $p_k = -\alpha_k + j\omega_k$; $B_k = B_k' + jB_k''$

Aplūkosim f-jas $Y_k(p) = B_k (p - p_k)^{-1}$ īpašības. Atbilstošam hodogrāfam ir $Y_k(j\omega) = B_k (j\omega - p_k)^{-1}$.

Noteiksim hodogrāfa loka pagarinājuma lielumu mainoties leņķa frekvencei, t.i.

$$\frac{dS_k(\omega)}{d\omega} = V_k(\omega) = \left. \frac{d}{dp} Y_k(p) \right|_{p=j\omega}$$

Tā kā

$$\frac{d}{dp} Y_k(p) = -\frac{B_k}{(p - p_k)^2}$$

tad

$$V_k(\omega) = \left| -\left(B_k' + jB_k'' \right) \cdot [\alpha_k + j(\omega - \omega_k)]^{-2} \right|$$

Pēc pārveides iegūsim

$$V_k(\omega) = |B_k| \cdot [\alpha_k^2 + (\omega - \omega_k)^2]^{-1}$$

Šai funkcijai, ja $\omega = \omega_k$ ir maksimums un tā vērtība ir jo lielāka jo mazāks ir α_k ,

Tagad aplūkosim i-tās aproksimējošās pārvades funkcijas piemeklēšanu. Attēlosim to

$$Y_i(p) = \frac{\sum_{q=0}^{m_i} b_{iq} p^q}{\sum_{k=0}^n a_k p^k}; \quad n \geq m$$

Šajā izteiksmē meklējamie lielumi ir koeficienti b_{iq}, a_k un polinomu pakāpes m_i un n . Par sākuma informāciju tiek pieņemtas iepriekš aprēķināto frekvenču raksturlīkņu $Y_{iN}(j\omega_v)$ reālās un imaginārās daļas, kuras izskaitļotas uzdotai frekvencei ω . Aproksimācijas kļūdu attiecībā pret sākuma līkni Y_{iN} punktā ω_v aprēķina pēc izteiksmes

$$Q_i(j\omega_v) = [Y_{iN}(j\omega_v) - Y_i(j\omega_v)] Y_{iN}^{-1}(j\omega_v)$$

Summārā kvadrātkļūda visām raksturlīknēm punktā ω_v būs

$$F = \sum_{i=1}^{\eta} \sum_{v=1}^N h_i(\omega_v) |Q_i(j\omega_v)|^2,$$

kur η - aproksimēto izteiksmju skaits; N - punktu skaits uz līknes $Y_i(j\omega)$; $h_i(\omega_v)$ - svara f-ja.

Koeficienti a_k, b_{iq} tiek aprēķināti saskaņā ar funkcijas F minimuma nosacījumiem. To izteiksim

$$F = \sum_{i=1}^{\eta} \sum_{v=1}^N h_i(\omega_v) \cdot g(j\omega_v) \cdot \left| \sum_{k=0}^n a_k (j\omega_v)^k - Y_{iN}^{-1}(j\omega_v) \sum_{q=0}^{m_i} b_{iq} (j\omega_v)^q \right|^2,$$

$$\text{kur } g(j\omega_v) = \left| \sum_{k=0}^n a_k (j\omega_v)^k \right|^{-2}$$

No funkcijas F minimuma nosacījumiem izriet, ja parametri $a_k, b_{iq}, \partial F / \partial a_k = 0, \partial F / \partial b_{iq} = 0$ izveidojas vienādojumu nelineāra sistēma, kura atrisināma ar pakāpenisko tuvinājumu metodi. Polinoma sākuma pakāpi n izvēlas saskaņā ar līkni Y_{iN} pēc dominējošo sakņu skaita.

Funkcija $g(j\omega_v)$ tiek aprēķināta

$$g(j\omega_v) = \left| \prod_{k=1}^n (j\omega_v - p_k) \right|^{-2},$$

kur n – pārvades funkcijas dominējošo sakņu skaits. Saknes p_k nosaka tuvināti saskaņā ar frekvences raksturlīkni.

Šajā gadījumā sakņu imaginārās daļas, t.i. frekvences ω_k , aprēķina pēc raksturlīkņu $V(j\omega)$ maksimumiem. Reālās komponentes atradīsim saskaņā ar hodogrāfa $Y_{iN}(j\omega)$ fāzu maiņu rezonanses frekvenču tuvumā. Šos lielumus saista tuvināta attiecība $\alpha_k \approx ((d\varphi)/d\omega)^{-1}$ (skat. 5§).

Svara funkciju pieņemsim

$$h_v = \frac{dS(\omega)}{d\omega} = \frac{S(\omega_{v+1}) - S(\omega_v)}{\omega_{v+1} - \omega_v}$$

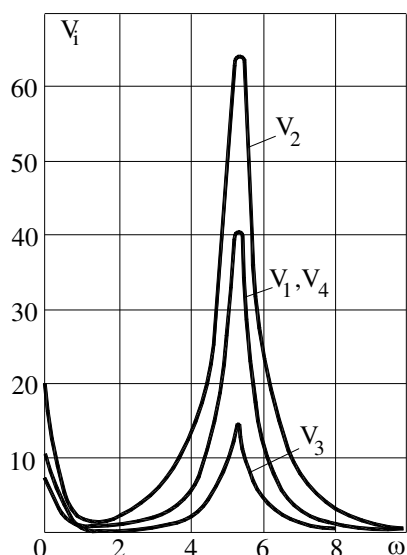
Tad, raksturlīkņu apgabali, kuri atbilst dominējošām saknēm, aproksimācijā iegūst lielu svaru. Aproksimācijas precizitāti novērtē izteiksme

$$\delta = \frac{1}{N} \sum \sqrt{|Y_{iN}(j\omega_v) - Y_i(j\omega_v)|^2 \cdot |Y_{iN}(j\omega_v)|^{-2}}$$

Ja δ kļūda ir lielāka par uzdoto, aproksimējošo polinomu pakāpe paaugstinās.

Aplūkosim pārvades f-ju $Y_i(p)$ iegūšanu ar apakšsistēmas piemēru, kura satur vienu ekvivalentu sinhrono ģeneratoru ar slāpējošām kontūrām, kuru frekvenču raksturlīknes tika analizētas paragrāfos 9§-10§.

Sākumā tika veikta sakarību $Y_i(j\omega)$ aproksimācija neņemot vērā ģeneratora ierosmes regulēšanu (zīm. 26,27 punktveida līnijas). Sākuma vienādojumi šajā gadījumā bija 5-tās pakāpes diferenciālie vienādojumi. Funkcijas $V_i(\omega)$ (zīm.30) analīzes rezultātā frekvenču raksturlīknes tika sadalītas divos apgabalos :0-2,0 un 2,0-10 rad/s.



Zīm. 30. Raksturlīkne $V_i(\omega)$, ņemot vērā slāpējošos kontūrus.

Pirmajā apgabalā ir viena reāla sakne un visas sakarības $Y_i(j\omega)$ aproksimējas ar pirmās pakāpes pārvades funkcijām. Otrajā apgabalā visām Y_i dominējošais ir saistītais sakņu pāris. Aproksimācijas rezultātā šajā apgabalā tika iegūtas otrās pakāpes pārvades funkcijas ar kopsaucēju. Piemēram f-jām Y_1 un Y_3 vienādojumi bija

$$Y_1(p) = (2,27 + 0,072p - 0,003p^2) \cdot (1 + 0,03p + 0,034p^2)^{-1}$$

$$Y_3(p) = (5,75 + 0,125p + 0,223p^2) \cdot (1 + 0,03p + 0,034p^2)^{-1}$$

Šo pārvades funkciju saknes ir $p_{1,2}^* = -0,43 \pm j5,4$, kas pietiekami tuvu sakrīt ar raksturlīkņu uzdotā raksturīgā vienādojuma $p_{1,2} = -0,401 \pm j5,379$ sakņu aprēķiniem. Šādā aproksimācijā vidējā kvadrātiskā kļūda bija $\delta = 1,7\%$, pie kam rezonanses frekvences apgabalā amplitūdas un fāzes kļūdas bija attiecīgi 5,5% un 40. Ja ņem vērā ģenerators ierosmes stipro regulēšanu, aproksimācijas efektivitāte strauji pieaug. Aplūkojamajā piemērā ģenerators ar AIR-SD izejas matemātiskā apraksta pakāpe ir 14. Pārvades funkcijas Y_1 un Y_3 , kuri iegūti frekvenču raksturlīkņu diapazonā 0-6 rad/s aproksimācijas rezultātā, režīmam ja regulatora iestatījumi atbilst $a=3,0$ izskatās sekojoši:

$$Y_1(p) = (5,9 - 0,25p - 0,023p^2) \cdot (1 + 0,022p + 0,041p^2)^{-1}$$

$$Y_3(p) = (8,35 + 1,05p + 0,45p^2) \cdot (1 + 0,23p + 0,057p^2)^{-1}$$

Aproksimācijas vidējā kvadrātiskā kļūda nepārsniedz 1%. Apgabalā 6...16 rad/s šīs kompleksās vadītspējas aproksimējās izteiksmēs

$$Y_1(p) = (-0,28 - 0,08p - 0,004p^2) \cdot (1 + 0,021p + 0,015p^2)^{-1}$$

$$Y_3(p) = (5,03 + 0,304p + 0,049p^2) \cdot (1 + 0,032p + 0,012p^2)^{-1}$$

ar kļūdu ne lielāku par 3,4%. Atzīmēsim, ka saucēji šīm izteiksmēm ir dažādi.

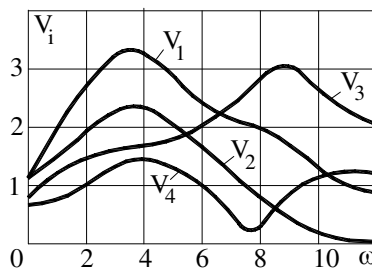
Vienādojumu $Y_i(j\omega)$ aproksimācijas neiespējamību zemas pakāpes pārvades funkcijām ar vienādu kopsaucēju, nosaka, ka augstāk aprakstītajā algoritmā izteiksmju $Y_i(p)$ saucējs tiek formēts pēc dominējošām saknēm, kuras aprēķinātas tuvināti pēc frekvenču raksturlīknēm.

No vienādojumiem $Y_i(\omega)$ (zīm. 31) redzams, katrā raksturlīknē $Y_i(j\omega)$ atspoguļojas dažādas saknes. Piemēram $Y_1(j\omega)$ tuvināti tika noteikts sakņu pāris $p_{1,2}^{(1)} = -3,37 \pm j3,75$, bet $Y_3(j\omega) - p_{1,2}^{(3)} = -2,4 \pm j8,75$ saknes. Tai pašā laikā raksturīgā vienādojuma sakņu aprēķins parādīja, ka izvēlētajā AIR uzstāījumā tuvākais imaginārai asij ir sakņu pāris $p_{1,2} = -3,01 \pm j9,35$

Atšķirības sakņu lielumos, tuvināti aprēķinātām pēc raksturlīknēm, no reālām dominējošām saknēm ir lielāka, jo lielāka ir sistēmas stabilitātes pakāpe. Paskaidrojumam pierakstīsim kompleksās vadītspējas kā divu hodogrāfu attiecību

$$Y_i(j\omega) = \frac{B_i(j\omega)}{\Delta(j\omega)} = \frac{B_i(\omega) \exp j\psi_i(\omega)}{\Delta(\omega) \exp j\phi(\omega)}$$

Kur $\Delta(j\omega)$ raksturīgais hodogrāfs. Stabilitātes pakāpes zemās vērtībās raksturīgā hodografa fāzu izmaiņas rezonanses frekvences tuvumā ir diezgan liela, jo $(d\phi/d\omega)_{\max}^{-1} \approx \alpha_m$.



Zīm. 31. Raksturlīkne $V_i(\omega)$, stipras ierosmes regulēšanas gadījumā.

Sekojoši, izmainoties fāzei izteiksmes saucējā, būtiski tiek ietekmēta frekvences raksturlīknes fāze $Y_i(j\omega)$. Palielinoties α_m vērtība $(d\phi/d\omega)_{\max}$ samazinās un rezultējošā fāzē palielināsies skaitītāja fāzes Ψ_i ietekme. Tā kā visām $Y_i(j\omega)$ skaitītāji ir dažādi, tad arī rezultējošās raksturlīkņu frekvenču fāzes izmainīsies dažādi.

Pie lielām α_m vērtībām vienādojumu atkarību $Y_i(j\omega)$ amplitūdas ir nelielas un rezonanses īpašības ir mazāk izteiktas, kas arī apgrūtina dominējošo sakņu novērtējumu.

Tādā veidā tuvinātā sakņu novērtēšana pēc frekvenču raksturlīknēm apakšsistēmās ar lielu stabilitātes pakāpi ir kļūdaini, tādēļ augstāk iegūtās aproksimētās izteiksmes $Y_i(p)$ ar dažādiem saucējiem izmantojamas tikai stabilitātes robežu noteikšanai. Nepieciešamības gadījumā konstruējot stabilitātes vienādām pakāpēm līknes, t.i. ja $\alpha =$ var norādītās pārvades f-jas jāaprēķina saskaņā ar frekvenču raksturlīknēm, kuras iegūtas uzstatītā slāpēšanas koeficienta - $Y_i(-\alpha + j\omega)$. Šādas procedūras neērtība ir – jābūt daudzām raksturlīknēm $Y_i(-\alpha + j\omega)$ ar dažādām α vērtībām, veicot aproksimāciju katrai α vērtībai atsevišķi. Novērtējot pārrejas procesu kvalitāti, tās stabilitātes pakāpes vērtība iepriekš nav zināma, tādējādi tiek apgrūtināta nepieciešamo vērtību un soļa lieluma α izvēli. Tādēļ raksturlīkņu $Y_i(-\alpha + j\omega)$ skaitam jābūt lielam, bet solim pietiekami mazam.

Lai izteiksmi $Y_i(p)$ varētu izmantot ne tikai stabilitātes robežu noteikšanai, bet arī kvalitātes novērtēšanai, tām jābūt ar vienādiem saucējiem, kuri atspoguļo ekvivalentējošās apakšsistēmas dominējošās saknes. Šādu pārvades funkciju iegūvi aplūkosim tālāk.

12§. Apakšsistēmas pārvades funkcijas ar kopsaucēju iegūšanas metodika.

Pārvades funkcijas $Y_i(p)$ noteikšanu sāksim ar kopsaucēja $\Delta^*(p)$ formēšanu, kurš attēlotu ekvivalentas apakšsistēmas dinamiskās pamatīpašības. Lai atrastu $\Delta^*(p)$ izmantojam raksturīgo hodogrāfu $\Delta(j\omega)$ iepriekš aprēķinātu ar apakšsistēmas sākuma diferenciāļajiem un algebriskiem vienādojumiem. Aproximējošo polinomu pierakstīsim veidā

$$\Delta \cdot (p) = \sum_{k=0}^{2n} a_k p^k, \quad (79)$$

kur $2n$ – polinoma kārtā, ko nosaka kompleksās plaknes kvadrantu skaits, kuras pakāpeniski iziet hodogrāfs $\Delta(j\omega)$ būtisko frekvenču diapazonā.

Koeficientus a_k atradīsim pie aproksimējošā $\Delta^*(j\omega)$ un sākuma $\Delta(j\omega)$, hodogrāfu sakritības nosacījuma norādītajos ν punktos:

$$\Delta \cdot (j\omega_\nu) = \sum_{k=0}^{2n} a_k (j\omega_\nu)^k = \Delta(j\omega_k). \quad (80)$$

Acīmredzami, ka $a_0 = \Delta(0)$. Lai aprēķinātu pārējos $2n$ koeficientus, jānorāda sākuma hodogrāfa vērtību n punktos. Izdalot reālās un imaginārās daļas vienādojums būs:

$$a_0 + \sum_{2k=1}^{2n} (-1)^k a_{2k} \omega_\nu^{2k} = \operatorname{Re} \Delta(j\omega_\nu); \quad (81)$$

$$- \sum_{2k-1=1}^{2n-1} (-1)^k a_{2k-1} \omega_\nu^{2k-1} = \operatorname{Im} \Delta(j\omega_\nu), \quad (82)$$

kur $k = \overline{1, n}$ $\nu = \overline{1, n}$

Sistēmas (81), (82) aprēķina neatkarīgi vienu no otras. Rezultātā atradīsim polinoma $\Delta^*(p)$ koeficientus a_k .

Jāatzīmē, ka raksturīgo polinomu nevar aprēķināt pa daļām. Tas saistīts ar to, ka polinoma koeficientus (79) saskaņā ar Vjeta teorēmu nosaka visas raksturīgā vienādojuma saknes. Raksturīgā hodogrāfa aproksimāciju jāveic visā būtisko frekvenču diapazonā. Aprēķinātā polinoma pakāpe praktiski ir vienāda sākuma sistēmas kārtai.

Aproksimējošā polinoma pakāpes samazināšana iespējama tikai apakšsistēmās, kurās dominējošās saknes ir ar mazu reālo daļu un zemām sākuma apraksta kārtām. Aplūkosim ceturtās pakāpes polinomu aproksimāciju ar otrās pakāpes polinomu.

Sākuma polinoms:

$$A_4p^4 + A_3p^3 + A_2p^2 + A_1p + A_0 = D(p).$$

Aproksimējošo polinomu meklēsim

$$a_2p^2 + a_1p + a_0 = D^*(p). \text{ Veidā}$$

No (84), (85) iegūstam izteiksmi:

$$a_0 = A_0; a_1 = -A_3\omega^2 + A_1; a_2 = -A_4\omega^2 + A_2.$$

Tad

$$D^*(p) = (A_2 - A_4\omega^2)p^2 + (A_1 - A_3\omega^2)p + a_0.$$

Sākuma polinomam ir divi kompleksi saistītu sakņu pāri p_1, p_2 un p_3, p_4 , kur pāris p_1, p_2 ir dominējošais.

Izmantojot Vjeta teorēmu, noteiksim nosacījumus, pie kuriem

$$\frac{a_0}{a_2} = \frac{A_0}{A_2 - A_4\omega^2} \approx p_1 p_2; \quad \frac{a_1}{a_2} = \frac{A_1 - A_3\omega^2}{A_2 - A_4\omega^2} \approx -(p_1 + p_2). \quad (83)$$

Izteiksim A_i koeficientus sakņu veidā:

$$A_0 = A_4 p_1 p_2 p_3 p_4; \quad A_1 = -A_4 [p_1 p_2 (p_3 + p_4) + p_3 p_4 (p_1 + p_2)];$$

$$A_2 = A_4 [p_1 p_2 + p_3 p_4 + (p_1 + p_2)(p_3 + p_4)];$$

$$A_3 = -A_4 [p_1 + p_2 + p_3 + p_4].$$

Ievietojot vienādojumā (83) redzams, ka lai pirmā izteiksme būtu patiesa, frekvences w izvēles nosacījumi ir $p_1 p_2 + (p_1 + p_2)(p_3 + p_4) - \omega^2 = 0$, bet otrā (83) vienādojuma $-p_1 p_2 - \omega^2 = 0$.

Ja aproksimācijā frekvenci ω izvēlas vienādu ar dominējošā sakņu pāra imagināro daļu, tad ņemot vērā mazu reālo daļu p_1, p_2 niecīgumu, vienlaicīgi tiks izpildīti abi nosacījumi.

Tādējādi otrās pakāpes aproksimējošam polinomam saknes būs tuvu p_1, p_2 vērtībām.

Kļūdas skaitliskai novērtēšanai aplūkosim polinoma aproksimāciju:

$$D(p) = (p - p_1)(p - p_2)(p - p_3)(p - p_4),$$

kur $p_{1,2} = -0.5 \pm j5$; $p_{3,4} = -2.0 \pm j15$. Izteiksim to formā $D(p) = p^4 + 5p^3 + 258p^2 + 330p + 5782$ veidā.

Noteiksim, ka $w = 5 \text{ rad/s}$, kur $D(j\omega) = -49 + j1025$.

Aproksimējošā polinoma koeficienti $D^*(p)$ ir $a_0 = 5782$; $a_1 = 205$; $a_2 = 233$; un tā saknes ir $p^*_{1,2} = -0.44 \pm j4.96$.

Kā redzams lielākā kļūda 12% ir reālajai daļai. Tā kā šī daļa nosaka sistēmas stabilitātes pakāpi, tad novērtējot pārejas procesu kvalitāti, kļūdas lielums būs ievērojams.

Atzīmēsim, ka kļūdas lielums polinomu, kuru kārtā ir zemāka par sākuma polinoma kārtu, aproksimācijā pieaug palielinoties raksturīgā vienādojuma sakņu skaitam un dominējošo sakņu reālās daļas absolūtajam lielumam.

Tādējādi, lai iegūtu sākuma raksturīgā hodoģrāfa polinomu, aprēķinu a_m pietiekamas precizitātes nodrošināšanai, aproksimāciju jāveic visā reālo frekvenču diapazonā ņemot vērā visas raksturīgā vienādojuma saknes. Šādas pieejas trūkums ir apakšsistēmas matemātiskā apraksta vienkāršošanas neiespējamība.

Ievērojamu polinoma vienkāršošanas panāk, ja to formē pēc iepriekš noteiktām raksturīgā vienādojuma dominējošām un tuvu novietotām saknēm. Aplūkosim sakņu aprēķināšanu apakšsistēmai, kura satur regulējamu elektropārvedu. Ir noskaidrots, ka reālo frekvenču diapazonā no 14 saknēm tikai trīs kompleksi saistītie sakņu pāri atkarīgi no AIR koeficientiem stabilizācijas kanālos. Kā izriet no 3.tabulas, variējot regulēšanas iestatījumu dominējošie pāri var mainīties vietām. Acīmredzami, tie arī noteiks dotās apakšsistēmas pārejas procesu slāpēšanas līmeni.

Tabula 3

ARI pastiprinājuma koeficienti		Kompleksās saknes		
$k_{0\omega}$	$k_{1\omega}$	$P_{1,2}$	$P_{3,4}$	$P_{5,6}$
14	3.6	$-3.01 \pm j9.35$	$-3.39 \pm j3.38$	$-13.4 \pm j5.17$
-14	1.0	$-2.16 \pm j8.43$	$-0.008 \pm j4.74$	$-6.8 \pm j2.6$
22	6.0	$-2.45 \pm j2.77$	$-0.1 \pm j13.2$	$-13.4 \pm j1.57$

Sistēmas dominējošo sakņu novērtējums pēc frekvenču raksturlīknēm, kur $\alpha=0$ un augstās stabilitātes pakāpēs ir kļūdaini. Aprēķinu precizitāte pieaug izmantojot apakšsistēmas raksturīgo hodogrāfu. Aplūkosim raksturīgo polinomu :

$$\Delta(p) = a_n (p - p_1) \dots (p - p_i) \dots (p - p_n) \quad (84)$$

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

Ja $p = -\alpha + j\omega$ izmainot frekvenci, izveidosim raksturīgo hodogrāfu $\Delta(-\alpha + j\omega)$. Palielinoties rimšanai no $\alpha = \alpha_0$ līdz reālās daļas vērtības saknei, kura tuvāka imaginārai asij, $p_m = -\alpha_m + j\omega_m$, hodogrāfs šķērsos koordinātu sākumu ja $\omega = \omega_m$. Tādējādi lielums $\alpha = \alpha_m$ nosaka apakšsistēmas stabilitātes pakāpi un dominējošo sakni $p_m = -\alpha_m + j\omega_m$. Izdalot vienādojumu (84) uz reizinājumu $(p - p_{m0})(p - \hat{p}_{m0})$, iegūsim zemākas pakāpes polinomu, kuram ir cita dominējošā sakne $p_{m1} = -\alpha_{m1} + j\omega_{m1}$, kur lielums $\alpha_{m1} > \alpha_m$.

Šī procedūra tiek izpildīta secīgi dotajam rimšanas izmaiņu diapazonam no 0 līdz α_3 . Ja $\alpha_{mi} > \alpha_3$, sakņu aprēķināšana tiek pārtraukta un izveidojas vienkāršots raksturīgais polinoms

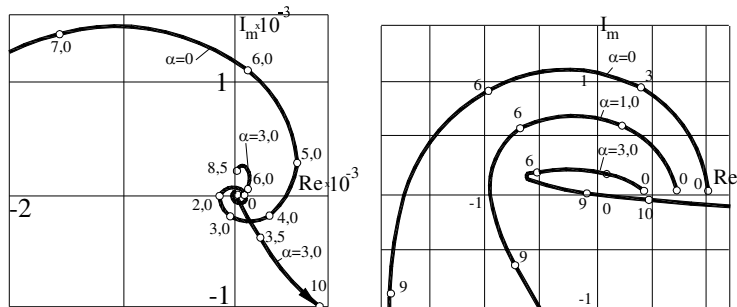
$$\Delta^*(p) = \prod_{i=0}^n (p - p_{mi})(p - \hat{p}_{mi}),$$

kur n – sakņu skaits diapazonā $0 - \alpha_3$; $\hat{p}_{mi} = -\alpha_{mi} - j\omega_{mi}$ – saistītā sakne. Koeficients ir $a_n = 1$.

Zīmējumā 32 ir hodogrāfi $\Delta = f(-\alpha + j\omega)$ iepriekš aplūkotam elektropārvadam ar AIR regulēšanu, kurš atbilst $a_m = 3.0$. Tuvu stāvošu saistītu sakņu pāru raksturīgais polinoms (sk. 3.tab.), ir

$$\Delta^*(p) = 1 + 0.355p + 0.07p^2 + 0.0056p^3 + 0.00043p^4.$$

No zīmējuma 33, izriet, ja aproksimējošā polinoma pakāpe ir daudz zemāka par sākuma polinoma pakāpi, un ir vienāda ar 14, tiek sasniegta, apakšsistēmas stabilitātes pakāpes nosakošā, dominējošo sakņu pāra attēlošanas augsta precizitāte.



Zīm. 32. Raksturlīkne $\dot{\Delta}(\alpha, \omega)$ Zīm. 33. Hodogrāfs $\dot{\Delta}^*(\alpha, \omega)$

Tādējādi, veidojot raksturīgo polinomu tikai pēc dominējošām un tuvām saknēm tiek nodrošināta laba precizitāte pārejas procesu kvalitātes novērtēšanai pēc apakšsistēmas stabilitātes pakāpes kritērija, panākts ievērojams vienkāršotā matemātiskā apraksta pakāpes samazinājums.

Izmantotās literatūras saraksts

1. Груздев И. А., Терешко Л.А., Шахаева О. М. Частотные характеристики электроэнергетических систем и их использование в задачах устойчивости и эквивалентирования. Учебное пособие. –Л., изд. ЛПИ, 1982, с. 70.
2. Веников В.А.; Переходные электромеханические процессы в электрических системах. Москва, 1985, с.471.
3. Электроэнергетические системы в примерах и иллюстрациях, под ред. В.А.Веникова, Москва, 1983, с.501.
4. Переходные процессы электрических систем в примерах и иллюстрациях, под ред. В.А.Строева, Москва, 1996, с.223
5. Юрганов А.А.,Кожевников В.А.: Регулирование возбуждения синхронных генераторов, Санкт-Петербург, Россия,1996
6. Жененко Г.Н., Ладвищенко Б.Г., Терешко Л.А. : Математические модели электроэнергетических систем для исследования колебательной статической устойчивости. - Кишинев, КПИ, 1983, с.71.
7. Гамм А.З.: Вероятностные модели режимов электро-энергетических систем. Новосибирск, Россия,1993, с.132.
8. Евдокунин Г.А. Электрические системы и сети, Санкт-Петербург, 2001, 304с.
9. Жданов П.С.Вопросы устойчивости электрических систем. /Под ред. Л.А. Жукова. - М.: Энергия,1979.
10. Груздев И.А. Шахаева О.М. Системы автоматического регулирования возбуждения синхронных генераторов. - Л.: ЛПИ им. М.И.Калинина.1978.
11. Веников В.А. и др.Управление переходными режимами электроэнергетических систем. - М.:Высшая школа.1982.
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. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование. М.: Мир,1975
14. Денисенко Н.А., Хоффман И.: Автокорреляционные функции электрических нагрузок и напряжений в системах электроснабжения , Электричество, 1985, N1, с.42-45.