LATVIJAS UNIVERSITĀTE

FIZIKAS UN MATEMĀTIKAS FAKULTĀTE

FIZIKAS NODAĻA

FIZIKĀLĀS ELEKTRONIKAS KATEDRA

VALDIS VĪTOLIŅŠ

Automatizētās vadības sistēmas ar diskrētās Furjē transformācijas izmantošanu prognozējošās ķēdēs

Maģistra darbs

Darba vadītājs:

doc. L. Čugunovs, Dr. fiz.

RĪGA 1997

Saturs

Anotācija 4

Аннотация 5

Ievads 6

1. Vispārīgās AVS shēmas un darbības principi 8
   1.1. Automātiskās regulēšanas pamatprincipi 10
      1.1.1. Pârejas funkcijas un struktûrshēmas. 11
      1.1.2. Laika raksturlielumi 12
      1.1.3. Frekvenču raksturlielumi 12
      1.1.4. Tipiski dinamiskie posmi 13
   1.2. Regulēšanas precizitāte 14
      1.2.1. Sistēmas statiskâ regulēšanas precizitāte 14
      1.2.2. Sistēmas pârejas procesa regulēšanas precizitāte 16
   1.3. Stabilitātes kritēriji 17
   1.4. Stabilitātes rezerve 17
      1.4.1. Stabilizçðana ar virknes korekciju 19
      1.4.2. Stabilizçðana ar paralçlo korekciju 20
   1.5. Vadība ar prognozēšanu ķēdēs ar aizturi 21
      1.5.1. Vadîba lineârâsķēdes 21
      1.5.2. Vadîba nelineârâsķēdes 22
   1.6. Secinājumi 25
2. Ciparu vadības sistēmas ar prognozējošiem elementiem 27
   2.1. Analogā - ciparu, ciparu - analogā pārveidošana 27
      2.1.1. Vadības sistēmas ar diskrētiem elementiem 27
      2.1.2. Analogās - ciparu un ciparu - analogās pārveidošanas kļūdas 28
      2.1.3. Stabilitāte un stabilitātes rezerve 29
   2.2. Prognozēšana, izmantojot determinētās metodes 31
   2.3. Prognozēšana, izmantojot stohastiskās metodes 32
      2.3.1. Ciparu filtrēšana 33
      2.3.2. Prognozçðana stohastiskâs sistçmâs ar kavçjumu 35
      2.3.3. Regulēšanas âtrums un precizitāte 36
   2.4. Secinājumi 36
3. Prognozēšana, izmantojot ātro Furjē transformāciju 38
   3.1. Prasības pret automātisko ciparu vadības sistēmu, izmantojot ātro Furjē transformāciju 38
   3.2. Furjē transformācijas teorija 38
      3.2.1. Furjē transformācija stacionāram signālam 38
      3.2.2. Furjē transformācija nestacionāram signālam 40
      3.2.3. Loga funkcija Furjē transformācijā 41
   3.3. Diskrētā Furjē transformācija 43
   3.4. Diskrētās Furjē transformācijas algoritmi 44
   3.5. Secinājumi. 45
   3.6. Regulēšanas ātrums un precizitāte 46
      3.6.1. Regulēšanas precizitāte neparedzamiem traucçjumiem 46
      3.6.2. Regulēšanas precizitāte periodiskiem traucçjumiem 47
   3.7. Stabilitāte un stabilitātes rezerve 48

3.7.1. Stabilitāte ar stohastiskiem traucçjumiem 48
3.7.2. Stabilitāte ar periodiskiem traucçjumiem 48
3.8. Secinājumi 52
3.9. Praktiskā izmantošana 53
Nobeigums 62
Izmantotā literatūra 64
Pielikums. Signāla paredzēšanas grafiki, izmantojot diskrēto Furjē transformāciju.

Anotācija

Automatizētajās vadības sistēmās, kurās ir elementi ar transporta nobīdi, lai palielinātu sistēmas stabilitāti, tai pat laikā nesamazinot ātrdarbību, ir izdevīgi izmantot elementus ar signāla prognozēšanu. Darbā aplūkoti sistēmu stabilitātes nosacījumi, izpētītas analogo un ciparu sistēmu prognozēšanas metodes. Vadības sistēmu prognozējošās ķēdēs kā jauna un precīza metode ir izpētīta diskrētās Furjē transformācijas izmantošana. Veikta šādas prognozējošās sistēmas darbības analīze un salīdzinājums ar citām prognozējošām vadības sistēmām, noteiktas pielietojuma robežas. Kā viens no šādas sistēmas praktiskiem pielietojumiem, piedāvāts paralēli darbojošos sinhrono ģeneratoru grupu regulēšanas sistēma.

Аннотация

В системах автоматического управления, в которых есть элементы с транспортным запаздыванием, для повышения стабильности, в то же время не уменьшая быстродействия, выгодно использовать элементы с прогнозыровании сигнала. В работе сделан обзор условый стабильности, исследованы методы аналоговых и цыфровых систем. Как новый и точный метод в системах управления с прогнозирующими цепями, исследован метод с быстрым преобразованием Фурье. Сделан анализ таких прогнозирующих систем и сравненине с другими прогнозирующими системами, указаны границы использования. Как один из примеров практического использования предложена система группового регулирования парралельно работающих синхронных генераторов.

Ievads

Mūsdienu automatizēto vadības sistēmu teorijā un praksē ievērojamu vietu ieņem diskrētās vadības sistēmas. Diskrēto vadības sitēmu skaitļošanas jauda aizvien vairāk pieaug, un ir iespējams izmantot vadības algoritmus ar arvien sarežģītākiem matemātiskiem aprēķiniem. Tā kā daudzu iekārtu mehāniskās daļas principā nav iespējams uzlabot, tad to nepilnības cenšas novērst ar sarežģītāku un pilnīgāku vadības sistēmu ieviešanu. Daudzos tehnoloģiskajos procesos kā stipri ierobežojošs faktors ir kontrolējamā vai vadības signāla aizkavēšana laikā. Šāda sistēmas elementu īpašība spēcīgi destabilizē sistēmu, un vienīgais klasiskais risinājums sistēmas stabilitātes palielināšanai ir sistēmas ātrdarbības un līdz ar to arī precizitātes samazināšana.

Lai paaugstinātu šādu sistēmu ātrdarbību un precizitāti, tai pat laikā nezaudējot stabilitāti, kā jauns un spēcīgs risinājums ir vadības sistēmu ar prognozējošiem elementiem ieviešana. Līdz šim pamatā visas diskrētās prognozējošas sistēmas darbojas kā statistiskas, un tādēļ, to darbības precizitāti ierobežo apstrādājamo signālu un pielietoto metožu statistiskais raksturs.

Darba mērķis ir izpētīt prognozējošas sistēmas ar diskrētās Furjē transformācijas (DFT) izmantošanu darbības principus, efektivitāti un pielietojuma robežas, un salīdzināt to ar citām prognozējošām vadības sistēmām. Mērķa sasniegšanai izvirzīti sekojoši uzdevumi:

- izpētīt vispārīgos automatizēto sistēmu darbības principus,
- noteikt automatizēto vadības sistēmu stabilitātes nosacījumus,
- izanalizēt analogo un ciparu prognozējošo vadības sistēmu īpašības,
- izpētīt Furjē transformācijas teoriju un tās pielietošanu ciparu vadības sistēmās,
- salīdzināt prognozējošu vadības sistēmu, kas izmanto DFT, ar citām prognozējošām sistēmām.

Darbā aplūkotas tikai tādas automatizētās vadības sistēmas, kurās ir elementi ar transporta nobīdi jeb kavējumu. Tādēļ ir izpētītas tikai tādas prognozējošās vadības sistēmas, kuras tiek izmantotas kavējošo elementu darbības novēršanai vai samazināšanai. No automatizēto sistēmu teorijas ir izmantotas tās atziņas, kas nepieciešamas šādu sistēmu pētīšanai. Lai analizētu sistēmas dinamisko posmu īpašības, izmantota Laplasa transformācija un uz to balstītā operatoru metode. Sistēmas stabilitātes novērtēšanai izmantots Naikvista kritērijs.

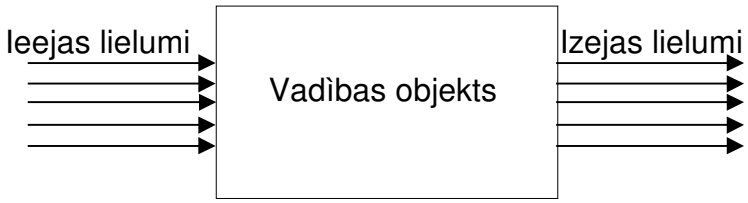
Prognozējošo sistēmu ar DFT izmantošanu analīzē, izmantota Furjē un diskrētās Furjē transformācijas teorija.

Darbs sastāv no trīs nodaļām. Pirmajā nodaļā dots literatūras apskats un vispārīgs vadības sistēmu darbības principu apraksts. Otrajā nodaļā apskatītas ciparu vadības sistēmas un izplatītākās prognozēšanas metodes, kas balstītas uz to bāzes. Trešajā nodaļā ir veikta vadības sistēmu analīze, kurās prognozēšanā izmanto DFT. Izanalizēti dažādi DFT algoritmi, to īpašības, apskatītas vadības sistēmu ar DFT pielietošanas robežas un īpašības. Darba beigās, kā viens no prognozējošās vadības sistēmas ar DFT pielietojumiem, piedāvāts paralēli darbojošos sinhrono ģeneratoru grupu regulēšanas sistēma.

1. Vispārīgās AVS shēmas un darbības principi

Nodaļā dots literatūras apskats, aplūkoti vispārīgie AVS darbības principi analogām ķēdēm, aprakstīts darbā izmantotais matemātiskais aparāts, veikta sistēmu stabilitātes un stabilitātes rezerves analīze.

Risinot automātiskās vadības sistēmas uzdevumus, ir kāds vadības objekts (mehānisms, iekārta, enerģētisks vai tehnoloģisks process), kuram jānodrošina noteikta darbība vai norise. Vadības objekta darbības rezultāts tiek noteikts ar kādiem konkrētiem rādītājiem. Parasti par šādiem rādītājiem kalpo kādi fizikāli lielumi, kurus sauc par vadības objekta ieejas lielumiem (skat. 1. zīm.). Jo sarežģītāks ir objekts, jo lielāks ir lielumu skaits, kas raksturo tā darbību (izejošie lielumi), un, jo grūtāk ir tiem izsekot. Tāpēc par objekta izejošiem lielumiem uzskata tikai tos, kuri ir paši svarīgākie objekta praktiskajai izmantošanai [1].



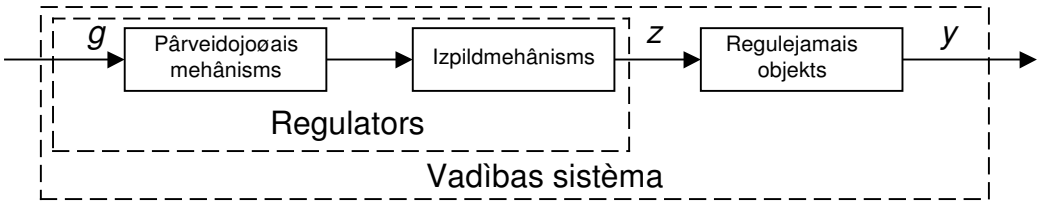
Zīmējums 1. Vadības objekta vispārīgā shēma.

Tā kā nav iespējams izsekot visiem objekta ieejas un izejas lielumiem, vērā neņemtos lielumus uzskata par perturbācijām jeb novirzēm no objekta paredzētā stāvokļa. Rezultātā objekta izejas lielumi ir atkarīgi no ieejas lielumiem un vērā neņemto ieejas un izejas lielumu summas, jeb novirzes, ko nevar kontrolēt un var uzskatīt par varbūtīgu lielumu.

Regulēšanas uzdevums ir padarīt kādus izejas lielumus vienādus ar etalona funkcijām laikā, kas var būt gan nemainīgas (stabilizēšanas gad.), gan mainīties laikā pēc iepriekš noteikta likuma (programmējamās regulēšanas uzdevumi), gan arī mainīties saskaņā ar neatkarīgu procesu (sekošanas uzdevumi).

Atkarībā no tā, kāda ir situācija, izvēlas dažādus regulēšanas paņēmienus. Visvienkāršākā regulēšanas metode ir balstīta uz pieņēmumu, ka vērā ņemamu noviržu nav. Kā tas redzams 2. zīmējumā, regulēšanas sistēma sastāv no pārveidojošā mehānisma, izpildmehānisma un regulējamā objekta. Pārveidojošais mehānisms saskaņā ar ieejas lielumu veido nepieciešamās "norādes" izpildmehānismam $g=g(t)$, kas savukārt iedarbojas uz regulējamo objektu $z=z(t)$.

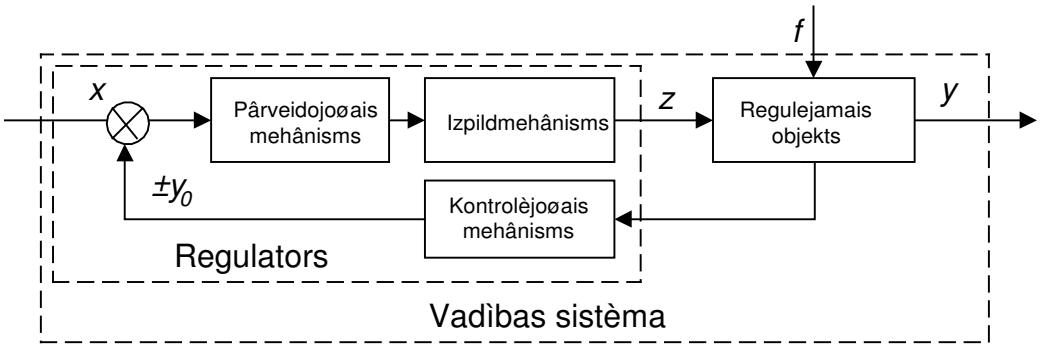
Rezultātā regulējamais izejas lielums mainās saskaņā ar likumu $y=y(t)$ un ar noteiktu precizitāti pietuvojas nepieciešamajam līmenim.



Zīmējums 2. Nenoslēgtas vadības sistēmas vispārīgā shēma.

Pārveidojošais mehānisms kopā ar izpildmehānismu veido regulatoru, regulators kopā ar regulējamo objektu veido vadības sistēmu. Šajā gadījumā nepieciešams pēc iespējas pilnīgāk zināt visas regulatora īpašības, jo pretējā gadījumā tas darbosies neprecīzi. Šādu sistēmu sauc par vaļēju, izpildmehānisma darbība ir atkarīga tikai no ieejas lielumiem un nav atkarīga no izejas lielumiem.

Sarežģītāks ir noslēgtas vadības sistēmas veids, kurā ir izmantots atgriezeniskās saites princips. Tāda sistēma sastāv no regulējamā objekta un regulatora, kuram bez izpildmehānisma un pārveidojošā/pastiprinošā mehānisma ir arī kontrolējošais mehānisms. Kontrolējošais mehānisms veido sistēmas atgriezenisko saiti - atgriež sistēmas ieejā signālu y_0, kas ir proporcionāls y. Rezultātā pārveidojošā elementa ieejā parādās kļūdas signāls $x=g-y_0$.



Zīmējums 3. Vadības sistēmas ar atgriezenisko saiti vispārīgā shēma.

Noslēgtā vadības sistēmā iedarbība uz regulējamo objektu tiek veidota ne tikai saskaņā ar uzdoto ieejas lielumu, bet arī saskaņā ar objekta stāvokli, t.i., regulējošā iedarbe tiek noteikta saskaņā ar regulējamā objekta novirzi no paredzētā stāvokļa. Līdz ar to sistēma ar atgriezenisko saiti ļauj veiksmīgi atrisināt regulēšanas uzdevumus, neskatoties uz regulatora, regulējamā objekta un noviržu īpašību kvalitatīvu un kvantitatīvu neprecizitāti.

Noslēgtā vadības sistēmā nav nepieciešams iegūt pilnīgu informāciju par regulējošo iedarbi (tā tiek izmantota tikai salīdzināšanai ar atgriezeniskās saites signālu) un novirzi. Tas ne vienmēr ir pieļaujams, jo dažos regulēšanas gadījumos šāds regulēšanas paņēmiens ir pārlieku neprecīzs. Tādos gadījumos mēdz kombinēt slēgtās un vaļējās vadības sistēmas, ar vaļējo vadības sistēmu panākot pamata regulāciju, un ar atgriezenisko saiti to precizējot.
Vispārīgā gadījumā informācija par regulējošo iedarbi un novirzēm regulatorā nonāk tikai tad, kad šīs izmaiņas jau ir notikušas, pie tam novirzes vispirms iedarbojas uz regulējamo objektu. Acīmredzot, ja ārējo iedarbju izmaiņu varētu paredzēt, tad sistēma varētu "sagatavoties" iepriekš un regulācijas process varētu notikt daudz veiksmīgāk. Tāda situācija ir iespējama, ja regulators saņem kaut kādu informāciju par gaidāmajām regulējošās iedarbes vai perturbāciju izmaiņām. Vienkāršākajā un pietiekami izplatītā gadījumā par šādu informāciju var kalpot attiecīgās iedarbes pirmais atvasinājums laikā, bet lielākai precizitātei var izmantot arī augstākas kārtas atvasinājumus [2].

1.1. Automātiskās regulēšanas pamatprincipi.

Katra tehniskā zinātne veido vai piemeklē savu matemātisko aparātu. Klasiskajā automātiskās regulēšanas teorijā tiek izmantoti diferenciālvienādojumi, jo praktiski visiem vadības sistēmu elementiem pirmīt inerce un izejas lielumu izmaiņa nenotiek momentā, bet ar kaut kādu kavējumu, kas vispārīgā gadījumā ir atkarīgs no sistēmas priekšvēstures.
Praktiski visos gadījumos informācija par sistēmas stāvokli ir nosakāma pēc izejas lielumu vērtībām un noteikta skaita to atvasinājumiem laikā, t.i., sistēmu var aprakstīt ar diferenciālvienādojumiem.
Liela noslēgtu vadības sistēmu priekšrocība ir tā, ka ar tām ir iespējams atrisināt regulēšanas uzdevumus, pilnībā neiedziļinoties regulējamā objekta un regulatora fizikālajā dabā. Šādas priekšrocības piemīt tikai tādām noslēgtām vadības sistēmām, kuras ir stabilas. Tāpēc sistēmas stabilitāte un stabilitātes nosacījumu pētīšana ir viens no svarīgākajiem automatizēto vadības sistēmu analīzes uzdevumiem.
Pēc diferenciālvienādojumiem (DV), kas apraksta sistēmu, sistēmas iedala lineārās un nelineārās. Lineāru sistēmu apraksta ar DV, kuru elementi ir lineāri DV un algebriski

vienādojumi. Ja DV locekļi ir ar laikā nemainīgiem koeficientiem, to sauc par stacionāru sistēmu.

Praktiski visas automatizētās vadības sistēmas ir nelineāras. Tā kā bieži pat lineāriem DV nav iespējams iegūt analītisku atrisinājumu, tad nelineāru DV risināšana parasti vispār nav analītiski atrisināma. Lai atvieglotu atrisinājuma atrašanu parasti nelineārus DV aizstāj ar tuvinātiem lineāriem DV, kuriem ir zināmi vispārīgi atrisinājumi.

Lai atvieglotu sistēmas elementu analīzi, plaši izmanto to īpašību aprakstu ar pārejas funkcijām (operatoru metodi), t.i., speciālu DV pierakstu formu, kas ļauj sistēmas matemātisko pierakstu parādīt uzskatāmās struktūrshēmās. Elementu pārejas funkcijas tiek iegūtas ar Laplasa transformācijas palīdzību [3]:

$$F(s) = \int_0^\infty f(t)e^{-st}dt$$

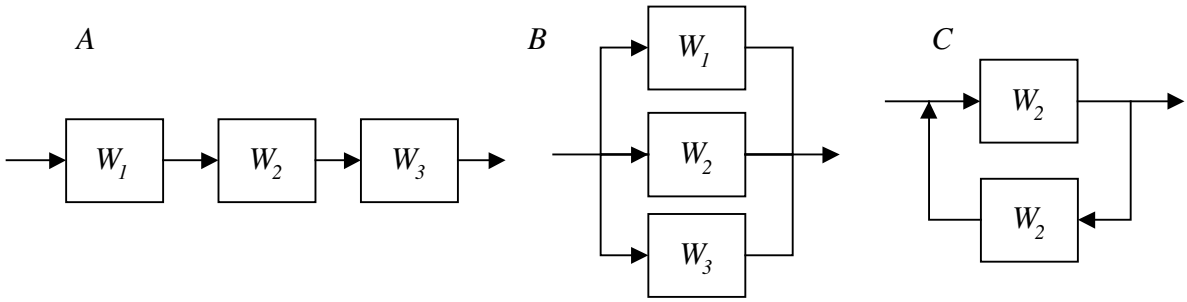
$s=c+j\omega$, c un ω konstantes, $j=\sqrt{-1}$, kas attēlo sakarību starp funkciju $f(t)$, ko sauc par oriģinālu un funkciju $F(s)$, ko sauc par attēlu. Par oriģinālu var būt jebkura funkcija, kas apmierina nosacījumus $f(t)=0$ pie $t<0$. Laplasa transformācijas rezultātā DV, kas apraksta sistēmu pārvēršas par algebriskiem vienādojumiem, kuru izmaiņu un analīzi veikt ir daudz vieglāk.

1.1.1. Pārejas funkcijas un struktūrshēmas.

Kā jau iepriekšējā nodaļā tika teikts, elementa pārejas funkcija tiek iegūta, veicot Laplasa transformāciju nulles sākuma stāvoklī. Līdz ar to, lai iegūtu vadības sistēmas elementa pārejas funkciju, jāveic šī elementa linearizētā DV Laplasa transformācija pie nulles nosacījumiem, iegūstot algebrisku izteiksmi. Pārejas funkcija nav atkarīga no ieejas lielumu funkcijām, tā ir atkarīga tikai no diferenciālvienādojuma tipa un koeficientiem. Pēc pārejas funkcijām var spriest gan par objekta laika, gan frekvenču raksturlielumiem. Pārejas funkcijām izpildās šādas sakarības (skat. 4. zīm. A, B un C gadījumus):

- Dinamiskie posmi saslēgti virknē $W_V=W_1W_2...W_n$,
- Dinamiskie posmi saslēgti paralēli $W_{II}=W_1+W_2+...+W_n$,

- Dinamiskie posmi saslēgti pretēji paralēli (atgriezeniskā saite) $W_{AS} = \dfrac{W_1}{1 \pm W_1 W_2}$.



Zīmējums 4. Dinamisko posmu slēguma shēmas.

1.1.2. Laika raksturlielumi

Lai iegūtu ziņas par objekta laika raksturlielumiem, var atrisināt to aprakstošo DV pēc laika koordinātēm, bet šis process ir saistīts ar daudzām problēmām. Pamatā, lai iegūtu ziņas par objekta laika raksturlielumiem, izmanto tipveida ieejas funkcijas vienības funkciju $1(t) = \begin{cases} 0 \text{ pie } t<0 \\ 1 \text{ pie } t \geq 0 \end{cases}$, kuras Laplasa transformācija ir $1(s) = \dfrac{1}{s}$ un delta funkciju $\delta(t) = \dfrac{d1(t)}{dt}$ attiecīgi Laplasa transformācija $\delta(s) = 1$3. Dinamiskā posma reakciju uz vienības funkciju sauc par pārejas raksturlīkni, bet uz delta funkciju par impulsa raksturlīkni. Lai aprēķinātu, kas notiks patvaļīgas ieejas funkcijas gadījumā, to aproksimē ar augšminēto funkciju summām.

1.1.3. Frekvenču raksturlielumi

Dinamiskā posma laika rakturlielumi labi ilustrē tā darbību laikā pēc kādām izmaiņām (pārejas režīmā). Noteikt nostabilizējušos posma režīmu pēc laika var tikai tādā gadījumā, ja laika funkcija asimptotiski tiecas uz noteiktu lielumu, un, ja tā monotoni aug, tad to noteikt nav iespējams.

Lai noteiktu dinamiskā posma darbību nostabilizētā režīmā, izdevīgāk ir izmantot ieejas funkcijas, kas ir periodiskas laika funkcijas. Parasti par tādām izmanto harmoniskas funkcijas, jo

- jebkuru periodisku signālu, izmantojot Furjē transformāciju, var izteikt kā harmonisku signālu summu,
- tām ir vienkārša Laplasa transformācija,
- lineāras sistēmas harmoniskus signālus pārvada bez kropļojumiem.

Dinamiskā posma frekvenču raksturlīknes var iegūt izmantojot dinamiskā posma pārejas funkciju s, vietā liekot komplekso mainīgo $j\omega$ $\overline{W} = \overline{W}(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$, kur $A(\omega) = \left|\overline{W}(j\omega)\right|$ un $\varphi(\omega) = \arg \overline{W}(j\omega)$. Frekvenču funkcijas attēlo dažādās raksturlīknēs. Amplitūdas - fāzes sakarību pētīšanai izmanto parametrisku frekvenču raksturlīkni polārās koordinātēs, kur hodogrāfa leņķis norāda funkcijas fāzi, bet rādiuss - amplitūdu. Izmanto arī logaritmiskās amplitūdas - frekvenču (LAF) un fāzes - frekvenču (LFF) raksturlīknes taisnleņķa koordinātēs.

1.1.4. Tipiski dinamiskie posmi

Neskatoties uz vadības sistēmu elementu dažādo fizikālo dabu ja to raksturlielumi, tiek aprakstīti ar vienādiem DV, tie ir vienādi dinamiskie posmi. Katram dinamiskajam posmam var būt tikai viens ieejas lielums un viens izejas lielums, pie tam izejas lielums neietekmē ieejas lielumu, t.i., dinamiskais posms darbojas tikai vienā virzienā. Elementāri dinamiskie posmi ir ideāls pastiprinātājs, diferencējošs un inegrējošs posms, posms ar transporta nobīdi, u.c. Jebkuru sarežģītāku posmu iegūst kā vienkāršāku dinamisko posmu summu, slēdzot tos virknē vai paralēli, un attiecīgi saskaitot vai sareizinot to pārejas funkcijas. Mūs praktiski interesē tikai divu tipisko dinamisko posmu pārejas funkcijas:

- **Ideāls pastiprinātājs.**

Ideāla pastiprinātāja izejā ir precīzi tāds pats signāls kā ieejā, bet tas ir pastiprināts k reizes $y=kx$. Ideāla pastiprinātāja pārejas funkcija ir $W=k$.

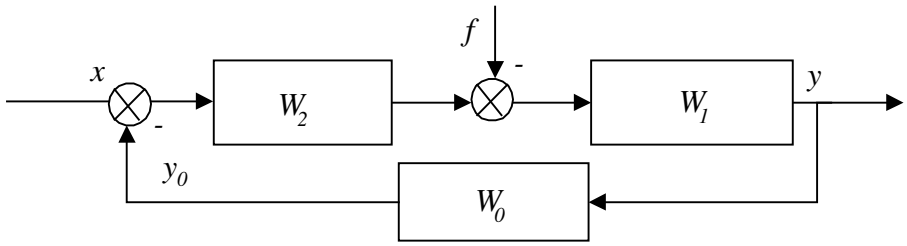
- **Dinamiskais posms ar novēlojumu (transporta nobīdi).**
  Dinamiskais posms ar novēlojumu ieejas lielumu padod uz izeju absolūti neizkropļotu, bet ar laika nobīdi τ, t.i., to apraksta funkcija $y=x(t-\tau)$. Sakarā ar t.s. novēlojuma teorēmu [3], ja oriģināla argumentu pārbīda par lielumu $\tau>0$, tad Laplasa transformācijas attēls jāreizina ar $e^{-\tau s}$, t.i. $x(t-\tau) \Leftrightarrow e^{-\tau s}X(s)$. Jāievēro, ka negatīvām argumenta vērtībām oriģināls $x(t)$ ir vienāds ar nulli. Dinamiskā posma ar novēlojumu pārejas funkcija ir $W = e^{-\tau s}$.

1.2. Regulēšanas precizitāte

Jebkura automātiskā vadības sistēma darbojas dažādos režīmos, kas atsķiras ar ieejošo lielumu vērtībām un to izmaiņas raksturu. Jo pilnīgāk sistēma spēj ievērot šos lielumus un to izmaiņas, jo tā darbojas precīzāk un regulēšanas kļūda ir mazāka. Nav iespējams izstrādāt viennozīmīgus kritērijus, pēc kuriem varētu noteikt sistēmas regulēšanas precizitāti, jo dažādām sistēmām prasības pret to precizitāti ir atšķirīgas.
Lai būtu iespējams vispārīgi salīdzināt dažādas sistēmas, praksē izmanto divus regulēšanas precizitātes novērtējumus. Sistēmas precizitāti nosaka nostabilizējušos (statiskos) procesos un pārejas procesos.

1.2.1. Sistēmas statiskā regulēšanas precizitāte

Viens no sistēmas galvenajiem režīmiem ir nostabilizējies (statisks) režīms, kad ieejas (regulējošie) $g=g_0$ lielumi un novirze $f=f_0$ ir nostabilizējušies konstanti lielumi. Šādā gadījumā sistēmas regulēšanas kļūda sastāv no divām daļām $x_y=x_{y1}+x_{y2}$, kur x_{y1} ir regulējošā lieluma atveidošanas kļūda un x_{y2} novirzes radītā kļūda. Šādos aprēķinos neievēro kļūdu, ko rada sistēmas nejūtība vai nelinearitāte, jo to var novērst, vienkārši paaugstinot tās precizitātes klasi.



Zīmējums 5. Sistēmas statiskās regulēšanas precizitātes analīze.

Redzamajā zīmējumā pārejas funkcijas regulējošajam lielumam un novirzei attiecīgi ir $W_x = \frac{1}{1+W}$ un $W_{xf} = \frac{W_1 W_0}{1+W}$ kur $W = W_0 W_1 W_2$. Ir iespējami trīs raksturīgie gadījumi:

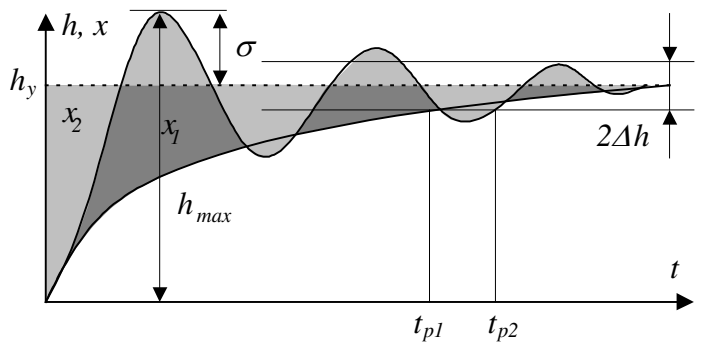
1. Sistēmai piemīt paliekošā kļūda attiecībā pret regulējošo lielumu un novirzi, sistēma ir statiska. Sistēmas statisms atkarīgs no vaļējas sistēmas pārejas koeficienta *k*. Jo tas ir lielāks, jo statisms mazāks un arī paliekošā kļūda ir mazāka. Sistēmas pārejas funkcijas $W_1 = \frac{K_1 M_1}{N_1}$, $W_2 = \frac{K_2 M_2}{N_2}$, $W_0 = K_0$, kur K_1, K_2 pastiprinājuma koeficienti, M_1, M_2, N_1, N_1, ir polinomi no *s* $F(s)=(A_0 s^n + A_1 s^{n-1} + ... + A_{n-1} s^1 + 1)$, un kļūdu koeficienti $x_{y1} = \frac{g_0}{1+K} = Sg_0$, $x_{y2} = \frac{K_1 K_0 f_o}{1+K} = SK_1 K_0 f_0$, kur $K = K_0 K_1 K_2$, $S = \frac{1}{1+K}$ statisma koeficients.

2. Sistēma ir astatiska (bez paliekošās kļūdas) attiecība pret regulējošo lielumu. Sistēmas dinamisko posmu W_1 apraksta ar integrējošu funkciju $W_1 = \frac{K_1 M_1}{sN_1}$, bet W_2 un W_0 kā pirmajā gadījumā.

3. Sistēmas ir astatiska attiecībā gan pret regulējošo lielumu, gan pret novirzi, regulēšanas kļūda $x_{y1}=x_{y2}=0$. Dinamiskais posms W_2 ir integrējošs $W_2 = \frac{K_2 M_2}{sN_2}$, bet W_1 un W_0 aprakstāmi kā pirmajā gadījumā. Sistēmas tiešajā ķēdē ievietojot divus integrējošus posmus, ir iespējams panākt tās astatismu gan pret kontrolējamiem lielumiem, gan pret to izmaiņas ātrumiem, palielinot integrējošo posmu skaitu, attiecīgi palielinās sistēmas astatisma kārta attiecībā pret kontrolējamo lielumu izmaiņām laikā [2].

1.2.2. Sistēmas pārejas procesa regulēšanas precizitāte

Pārejas procesu regulēšanas precizitāti netieši var noteikt, izmantojot sistēmas stabilitātes kritērijus, bet tieši to parasti nosaka, izmantojot lēcienveidīgu regulējošā lieluma izmaiņu. Atkarībā no sistēmas īpašībām sistēmas pārejas raksturlīkne var būt monotona vai svārstīga. Kā tas redzams 6. zīmējumā, monotona pārejas raksturlīkne tuvojas jaunajai vērtībai tikai no vienas puses, bet svārstīga - vienu vai vairākas reizes šķērsojot to, un tuvojoties tai no abām pusēm. Svārstīgām raksturlīknēm nosaka pārregulējuma lielumu σ, un tā relatīvo vērtību $\sigma_{rel} = \dfrac{h_{\max} - h_y}{h_y}$, dažādām sistēmām tas var būt 10-50% robežās. Vēl kā pārejas raksturlīknes kvalitātes rādītājus izmanto pārejas laiku t_p pie $\left|h - h_y\right| \le \Delta h_y$ un pārejas līknes kļūdas signāla integrāli $J_0 = \int_0^\infty x(t)dt = \lim_{s \to 0} X(s)$.



Zīmējums 6. Sistēmas dinamiskās regulēšanas analīze.

Viegli saprast, ka sistēmai ar kvalitatīvāku regulēšanu visi šie lielumi ir mazāki, t.i., tā visīsākajā laikā ar minimālu pārregulējumu un kļūdas lieluma integrāli sasniedz jauno vērtību [4].

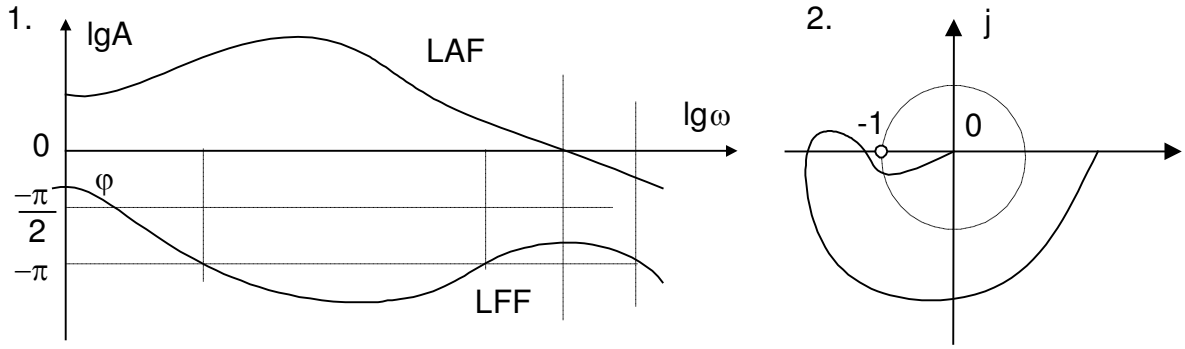
1.3. Stabilitātes kritēriji

Sistēma ir stabila, ja izvedot to no līdzsvara stāvokļa, tā atgriežas sākuma stāvoklī. Lai tas notiktu, nepieciešams, lai spēki kas darbojas sistēmā, censtos atgriezt to sākuma stāvoklī, t.i. tiem jābūt vērstiem pretēji traucējošiem spēkiem. Tas, ka sistēma neatgriežas precīzi sākuma stāvoklī (berzes, regulēšanas kļūdas dēļ), nav svarīgi - tik un tā sistēma tiek uzskatīta par stabilu. Šajā darbā stabilitātes pētīšanai tiks izmantots Naikvista kritērijs [1]. Pēc Naikvista kritērija par noslēgtas sistēmas stabilitāti var spriest pēc amplitūdas - fāzu raksturlīknes, kas iegūta, kad sistēmas atgriezeniskā saite ir pārrauta (sistēma ir vaļēja).

Ģeometriskā traktējumā tas skan tā:

1. Sistēma ar atgriezenisko saiti ir stabila, ja tās vaļējās sistēmas LAF raksturlīknē līdz vertikālajai joslai, kur LAF ir pozitīva starpība starp negatīviem (uz augšu) un pozitīviem (uz leju) LFF raksturlīknes krustpunktiem ar $-\pi$, -3π u.t.t asi, līdzinātos ar nulli, ja vaļēja sistēma ir stabila un $P/2$, ja - nestabila (kur P - vaļējās sistēmas raksturīgā vienādojuma pozitīvo sakņu skaits, 7. zīmējuma 1. gadījums).
2. Sistēma ar atgriezenisko saiti ir stabila, ja vaļējas sistēmas AF raksturlīkne neaptver punktu *(-1;j0)* (7. zīmējuma 2. gadījums).

Turpmāk darbā izmantosim to no kritērijiem, kurš dotajā gadījumā būs izdevīgāks.



Zīmējums 7. Sistēmas stabilitātes noteikšana pēc Naikvista kritērija.

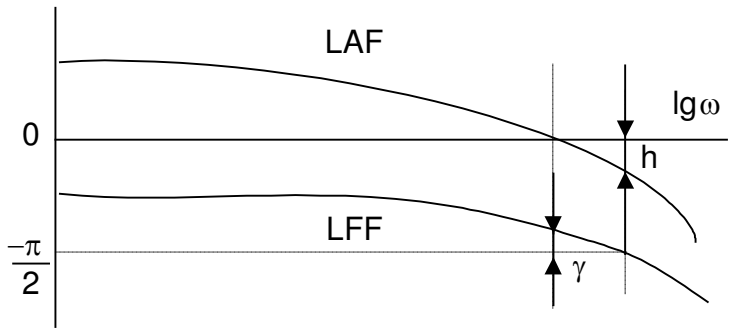
1.4. Stabilitātes rezerve

Aprēķinot sistēmas stabilitāti ir svarīgi zināt ne tikai tās stabilitāti ar noteiktiem parametriem (ko aprēķina ar stabilitātes kritērijiem), bet arī stabilitātes rezervi, parametriem mainoties. Sistēmas stabilitātes rezerve nepieciešama šādu faktoru dēļ:

- Sistēmas elementi tiek idealizēti, netiek ņemti vērā otršķirīgi faktori.
- Sistēmu aprakstošie vienādojumi parasti ir linearizēti, līdz ar to veidojas kaut kādas aprēķinu kļūdas.
- Sistēmas elementu parametri tiek noteikti ar kļūdu.
- Sistēmas elementiem ir tehnoloģiskā parametru izkliede.

Arī stabilitātes rezervi turpmāk noteiksim izmantojot Naikvista kritēriju [2].

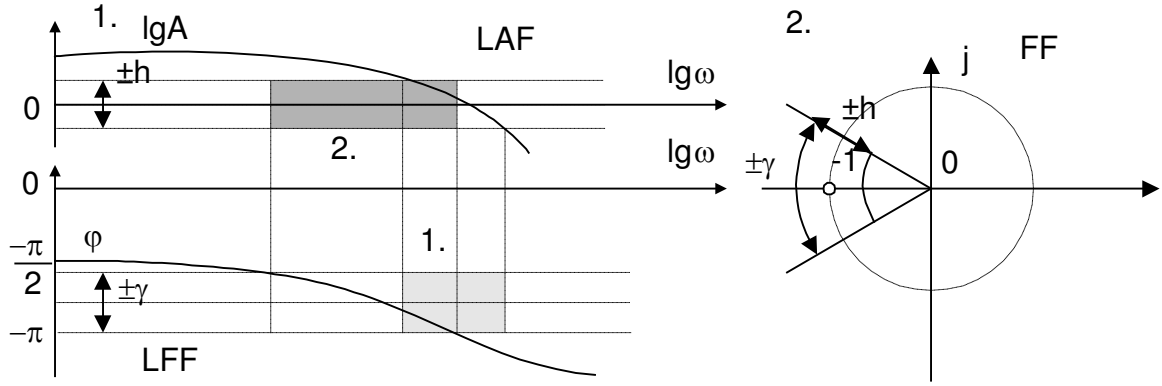
1. Ja sistēmas raksturošanai izmanto LAF un LFF raksturlīknes, stabilitātes rezervi nosaka šādi (skat. 8. zīm. 1. gad.):
   1.1. Ja sistēmas pastiprinājums (amplitūda) ir $h \geq A(\omega) \geq -h$, tad fāzes rezervei jāiekļaujas robežās $-\pi/2+\gamma \geq \varphi(\omega) \geq -\pi/2-\gamma$ (9. zīm. 1. taisnstūris).
   1.2. Ja sistēmas fāzes nobīde ir $-\pi/2+\gamma \geq \varphi(\omega) \geq -\pi/2-\gamma$, tad amplitūdas (pastiprinājuma) rezerve iekļaujas robežās $h \geq A(\omega) \geq -h$ (9. zīm. 2. taisnstūris).
   1.3. Absolūti stabilām sistēmām (skat. 8. zīm.) (LFF raksturlīkne šķērso $-\pi/2$ tikai aiz $A(\omega)=0$) stabilitātes rezervi fāzei nosaka pēc $\gamma\big|_{A(\omega)=0}$ un amplitūdai pēc $h\big|_{\varphi=-\pi/2}$.



Zīmējums 8. Absolūti stabilas sistēmas stabilitātes rezerves noteikšana.

2. Ja sistēmas raksturošanai izmanto FF raksturlīkni, par tās stabilitāti var spriest pēc tā, cik attālināta ir tās raksturlīkne no punkta *(-1; j0)*. Stabilitātes rezervi fāzei un amplitūdai

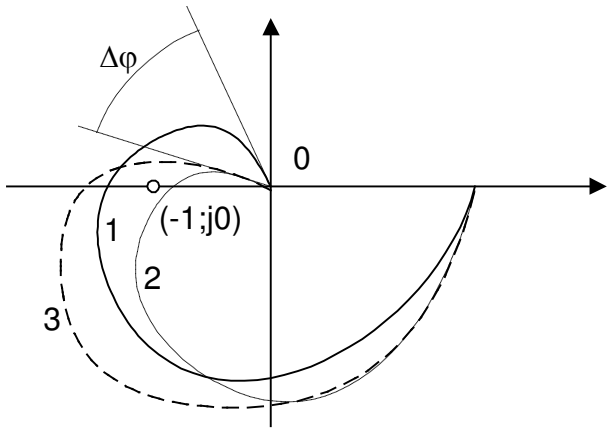
attiecīgi nosaka pēc tā, cik lielas ir sektora malas un aploces, kurās sistēmas raksturlīkne neiekļaujas (skat. 9. zīm. 2. gad.).



Zīmējums 9. Nosacīti stabilas sistēmas stabilitātes rezerves noteikšana.

1.4.1. Stabilizēšana ar virknes korekciju

Ja sistēma pēc tās sākotnējās shēmas izvēles izrādās nestabila, nākamais projektēšanas posms vienmēr ir stabilizācija. Vispirms jācenšas panākt sistēmas stabilitāti, nemainot sistēmas struktūru, "pielabojot" kādus sistēmas parametrus, lai izietu no nestabilitātes apgabaliem. Viens no vienkāršākajiem stabilitātes uzlabošanas variantiem ir koriģējošo posmu ievietošana virknē ar pārējiem sistēmas elementiem. 10. zīmējumā parādīti daži virknes korekcijas veidi. Ja noslēgta sistēma ir nestabila, un tās raksturlīkne aptver punktu *(-1,j0)* (līkne 1), tad tās stabilitāti var uzlabot ar ķēdēm kas rada pozitīvu fāzu nobīdi - diferencējošām un forsējošām ķēdēm1 (līkne 2). Šāds koriģēšanas veids vienmēr nav iespējams, jo diferencējošas ķēdes LAF raksturlīkne ir monotoni augoša, un pie augstākām frekvencēm FF raksturlīkne tiek "attālināta" no punkta *(0,j0)* un, neskatoties uz raksturlīknes pagriešanu par leņķi $\Delta\varphi$, uz amplitūdas pieauguma rēķina punkts *(-1,j0)* tomēr tiek aptverts (līkne 3). Tāpēc šāds variants iespējams tikai tad, ja sistēmas vājinājums pie augstām frekvencēm ir pietiekoši liels. Lai atrisinātu šo problēmu jāizmanto sarežģītas integrējoši - diferencējošas ķēdes, kas rada vēlamo fāzu nobīdi vienā vietā un amplitūdas samazinājumu citā. Reālās sistēmās tā tas arī parasti ir novērojams [2].



Zīmējums 10. Stabilitātes rezerves palielināšana ar virknes korekciju.

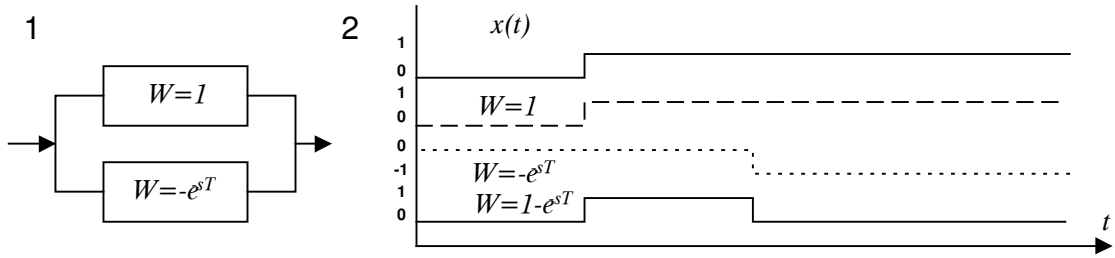
1.4.2. Stabilizēšana ar paralēlo korekciju

Stabilizēšana ar atgriezeniskās saites palīdzību ir visbiežāk sastopamais korekcijas veids, jo ar šādu korekcijas veidu ir iespējams panākt visdažādāko sistēmas īpašību maiņu. Ja sistēmas ķēdes tiešo posmu apraksta ar $W_1 = \frac{K_1 M_1}{N_1}$ un atgriezeniskās saites (pretējo) posmu ar $W_2 = \frac{K_2 M_2}{N_2}$, kur K_1, K_2 pastiprinājuma koeficienti, un M_1, M_2, N_1, N_2 ir polinomi no s $F(s)=(A_0 s^n + A_1 s^{n-1} + ... + A_{n-1} s^1 + 1)$, tad sistēmas kopējā pārejas funkcija ir aprakstāma ar vienādojumu $W_{AS} = \frac{K_1 M_1 N_2}{N_2 N_1 \pm K_1 M_1 K_2 M_2}$, kur saucējā + ir negatīvai un - pozitīvai atgriezeniskajai saitei. Atkarībā no tā, kādu pakāpju polinomi ir M_1, M_2, N_1 un N_2, mainās kopējā sistēmas īpašību maiņa. Piemēram, ar atgriezeniskās saites palīdzību iespējams astatisku posmu pārvērst par statisku, statisku par astatisku, izmainīt posmu laika konstantes, ieviest sistēmā gan integrējošus, gan diferencējošus posmus, izmainīt sistēmas LAF un LFF raksturlīknes, u.tml.

1.5. Vadība ar prognozēšanu ķēdēs ar aizturi

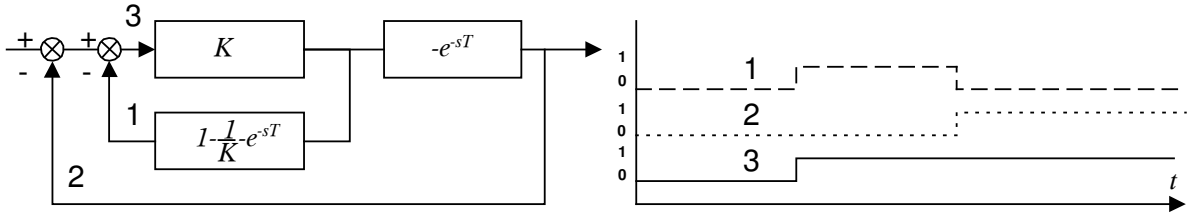
1.5.1. Vadība lineārās ķēdēs

Vadības sistēmas elementu laiku aizturi var kompensēt, izmainot sistēmas atgriezeniskās saites blokshēmu. No sistēmas stabilizācijas viedokļa šāds paņēmiens ir izdevīgāks par demferējošu ķēžu ar lielu laika konstanšu izmantošanu. Blokshēmas pārveidošanas pamatideja balstās uz to, ka sistēmas laika aizturi, kuru nav iespējams novērst, it kā izņem no sistēmas. Vispirms sistēmā virknē ar citiem elementiem ieved posmu, kas kompensē sistēmas laika aizturi e^{+sT}. Tā kā šāda posma fizikālais izpildījums nav iespējams (tas nozīmētu negatīvu laika aizturi), tad to aizstāj ar paralēlu slēgumu, kas aptuveni atbilst paredzēšanas kritērijiem. 11. zīmējumā 1. daļā ir parādīta impulsu ģeneratora shēma, bet 2. daļā tā darbības diagramma. Posms $1\text{-}e^{-sT}$ ir impulsu ģenerators, kas, padodot ieejā vienības funkciju, formē T garu impulsu. Šis impulss tiek izmantots kā sistēmas izejas lieluma ''aizstājējs'' līdz tam brīdim, kamēr sistēmā pa citu atgriezenisko saiti parādās reālais izejas signāls [5].



Zīmējums 11. Impulsa ģeneratora blokshēma paredzēšanas ķēde.

Uz šāda paredzošā elementa bāzes var izveidot lineāru sistēmu, kas spēj reaģēt uz jebkuru signāla izmaiņu ar pārejas laiku $\approx T$. Pēc jebkuras signāla izmaiņas laika, kas ir vienāds ar T, sistēma darbojas kā vaļēja (vietējā atgriezeniskā saite tiek izmantota tikai dinamiskā posma īpašību veidošanai), un par ''izejas'' signālu tiek izmantots prognozējošā elementa formētais impulss. Pēc tam, kad sistēmas ar kavējumu izejā parādās reālais izejas signāls, ''aizstātais'' signāls tiek ''nomests'', un sistēma darbojas kā noslēgta. Ja paredzēšanas elementa formētais izejas līmenis atšķiras no reālā izejas līmeņa, sistēmā notiek pārejas process, kurā sistēma ar vairākiem T ilgiem tuvinājumiem sasniedz vajadzīgo līmeni, un kura ilgums atkarīgs no relatīvās paredzēšanas kļūdas.



Zīmējums 12. Lineāras vadības sistēmas ar signāla paredzēšanu blokshēma.

Reālās sistēmās, ja paredzētais izejas līmenis ir robežās $0,95 \leq k \leq 1,05$, tad kļūda pārejas procesā ir izzūdoši maza, un sistēmai ir maksimālais reaģēšanas ātrums, kas samērojams ar sistēmas aiztures laiku. Salīdzinājumam, lai iegūtu pietiekamu sistēmas stabilitāti ar demferēšanas ķēdi, laika konstante jāizvēlas ≈100 reizes lielāka [5].

1.5.2. Vadība nelineārās ķēdes

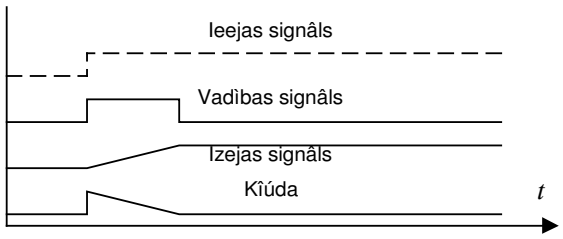
Kā tika minēts iepriekšējā nodaļā, visas dabā eksistējošas automātisko vadības sistēmu ķēdes vairāk vai mazāk ir nelineāras, kas ir viens no cēloņiem, kāpēc tiek izmantotas lineāras atgriezeniskās saites. Ar atgriezeniskās saites palīdzību, kuras $k \approx 1$ un nelineāru sistēmu kuras $k \approx \infty$ var iegūt sistēmu, kas ir ļoti lineāra. Otrs atgriezeniskās saites ievešanas cēlonis ir tas, ka sistēmā vienmēr pastāv nezināmas novirzes, kuru dabu nav iespējams iepriekš paredzēt. Lai kompensētu novirzes no linearitātes, sistēmai nepieciešams liels pastiprinājuma koeficients, diemžēl pamatā sistēmas ar lielu pastiprinājuma koeficientu ir nosacīti stabilas, līdz ar to nelineārā posma pastiprinājuma koeficienta izmaiņas nedrīkst būt pārāk lielas. Tāpēc ir izdevīgi pirms nelineārā posma ievietot tādu iekārtu, kas ievērojot nelineārā posma nelinearitāti, vadītu to visizdevīgākajā režīmā. Šim posmam arī ir jābūt nelineāram, jo, piemēram, tas nespēj radīt ne bezgalīgu pastiprinājumu, lai novērstu sekojošā posma piesātinājumu, ne arī radīt negatīvu laika aizturi, kas kompensētu sekojošā posma laika aizturi [5].

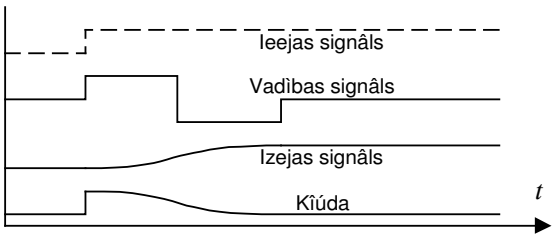
Salīdzinājumam var minēt cilvēkus, kam maksimālā ātrumā jāveic neliels ceļa gabals. Cilvēks, kuru vada lineāra sistēma šo ceļa gabalu notipina prātīgiem solīšiem, kamēr cilvēks ar "prognozēšanu" apmēram pusi no ceļa maksimāli ieskrienas un pēc tam maksimāli bremzē. Protams, otrais cilvēks distanci veiks ātrāk. Līdzīgu paņēmienu izmanto shēmas ar elementu piesātināšanos (jaudas pastiprinātājos, pneimatiskās un hidrauliskās sistēmās, ķīmiskās

iekārtās, u.tml.), kas tātad ir nelineāras. Lai samazinātu regulēšanas kļūdu un tās atvasinājumus līdz nullei iespējami īsā laikā, nepieciešams, lai visā signāla apstrādes laikā līdz pat pēdējam brīdim tiktu pielikts pilns korektējošais spēks un pēc tam tiktu pielikta pilnīga bremzēšana. Ja procesa vadību ierobežotu tikai ar lineāro posmu, tad kļūdas dzēšanai tiktu patērēts daudz ilgāks laiks un sistēmā tad būtu posmi, kuru jauda nekad pilnībā netiktu izmantota. Lineāru sistēmu izmantošana līdz ar to nav ekonomiski izdevīga, jo tādas sistēmas sanāk smagākas, masīvākas un dārgākas, piedevām lineārās sistēmās centieni palielināt sistēmas reakcijas ātrumu un regulēšanas precizitāti noved pie stabilitātes samazināšanās. Nelineārs prognozējošais posms ļauj iespēju robežās palielināt sistēmas pastiprinājuma koeficientu, jo tas vienmēr aprēķinās kādā virzienā un cik ilgi ir jāpieliek maksimālais koriģējošais spēks. Ar šādu prognozējošo posmu sistēmas regulēšanas kļūda un tās atvasinājumi laikā tiek samazināti maksimāli īsā laikā, pie tam galvenās slodzes pārveidojošā iekārta var darboties ar maksimālu pastiprinājuma koeficientu un tās linearitāte ir nepieciešama tikai ļoti mazu noviržu gadījumos.

Izšķir sistēmas ar vienkāršo integrēšanu un divkāršo integrēšanu (skat. 13. zīm.). Sistēmās ar vienkāršo integrēšanu izpildmehānismam ir iespējami tikai divi pretēji stāvokļi un sistēmas izejas lielums ir atkarīgs tikai no izpildmehānisma stāvokļa integrāļa laikā (stūres vadības iekārtas, hidrauliskās un pneimatiskās sistēmas ar ierobežotu caurplūdi). Šādas iekārtas var darbināt releja režīmā, ņemot vērā tikai to, ka tam nedrīkst būt histerēze un ieteicams, ka tam būtu arī neliela nejūtības zona, jo pretējā gadījumā sistēma svārstīsies ar maksimālo frekvenci un minimālo amplitūdu ap līdzsvara stāvokli. Sistēmā ar vienkāršo integrēšanu nepastāv prognozēšana. Izmainoties ieejas signālam, sistēma cenšas tam izsekot ar attiecīgo integrēšanas ātrumu.

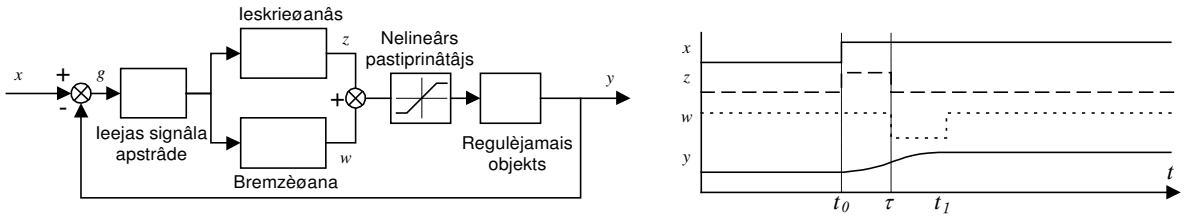
Sistēmās ar divkāršo integrēšanu notiek procesa prognozēšana. Izmainoties ieejas signālam, sistēma cenšas to panākt vispirms maksimāli ieskrienoties, pēc tam maksimāli bremzējot (augšminētais piemērs ar cilvēkiem). Lai sistēma zinātu, cik ilgi tai jāieskrienas, lai pēc tam bremzētu, tai ir jāspēj prognozēt gaidāmo stāvokli.





Zīmējums 13. Nelineāru sistēmu ar vienkāršo un divkāršo integrēšanu darbība.

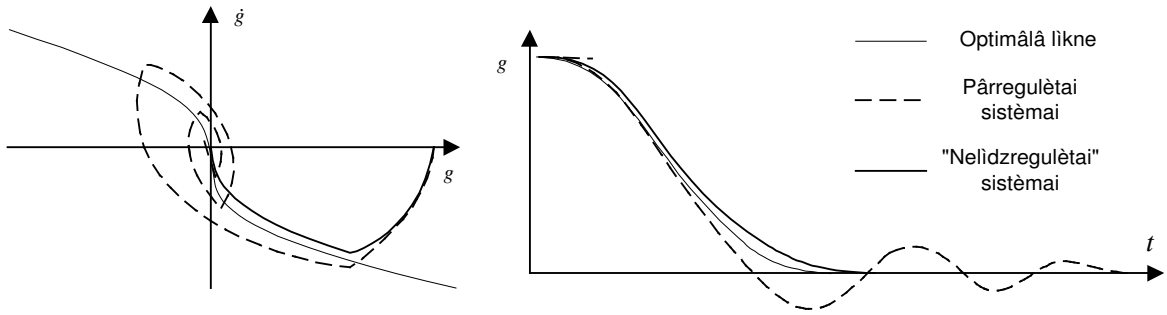
ievērojot optimālo vadību, lēcienveidīgi izmainoties ieejas lielumam x vai izejas slodzei, sākuma momentā parādās kļūdas signāls $g=1$, bet kļūdas izmaiņas ātrums ir 0. Koriģējošā iedarbība ir jāpieliek tajā pašā virzienā kā ieejas lielumam līdz tam brīdim, kad kļūda sasniedz vērtību $g=1/2$, bet pēc tam pretējā virzienā. Pārejas raksturlīkne tad ir simetriska, un procesa beigās gan kļūda, gan tās izmaiņas ātrums ir 0. Tādā gadījumā pārejas līkne sastāv no divām kvadrātiskām līknēm - ieskriešanās un bremzēšanas. Ja ieejas signāls izmainās momentā t_0, tad regulējamam objektam ir jāpieliek pilna regulējoša slodze, laikā t_0- τ ieejas lieluma virzienā un τ-t_1 pretēji tam. Tas, cik ilgi un kurā virzienā spēks jāpieliek, ir pilnībā atkarīgs tikai no izmaiņas lieluma. Sistēmas funkcionālā shēma ir redzama 14. zīmējumā, un ir līdzīga kā lineārai shēmai, ar to atšķirību, ka paredzošais posms parametrisks un tam ir jāaprēķina sistēmas paredzamais pārslēgšanās laiks no ieskriešanās uz bremzēšanu.



Zīmējums 14. Nelineāras sistēmas ar divkāršo integrēšanu blokshēma un darbība.

Šādas shēmas izpildījums ar analogiem elementiem ir salīdzinoši sarežģīts, jo jāaprēķina ieejas signāla un tā attiecību kvadrātiskie lielumi. Reālām shēmām ir nepieciešams diezgan sarežģīts iestatīšanas process, jo, notiekot ieskriešanās un bremzēšanas procesiem, atkarībā no tā, kāds ir kļūdas izmaiņas ātrums, sistēmas atgriezeniskā saite mainās no pozitīvas uz negatīvu. Rezultātā, ja sistēma ir pārregulēta, tā kļūst nestabila, jo tiek nobremzēta par vēlu un ‘’aizskrien’’ garām nepieciešamajai vērtībai, sāk regulēšanas procesu jau no otras puses u.t.t. Pārejas procesa raksturlīkne tādā gadījumā ilgi šūpojas ap nepieciešamo vērtību. Lai šādi procesi nenotiktu, sistēmu vienmēr atstāj nedaudz nelīdzregulētu (‘’недорегулировано’’). Šajā gadījumā sistēma sāk bremzēt par agru, kļūdas izmaiņas ātrums paliek vienāds ar nulli, bet pati kļūda vēl paliek, sistēma sāk jaunu regulācijas procesu, u.t.t., bet atšķirībā no iepriekšējā gadījuma vēl arvien no tās pašas kļūdas puses. Ja palikusī kļūda ir maza, sistēma ieiet lineārajā posmā un darbojas jau kā lineāra sistēma, vai arī, ja lineārais posms ir ļoti mazs, sistēma ar maksimāli iespējamo frekvenci nepārtraukti pārslēdzas no ieskriešanās procesa uz bremzēšanu. Šādu procesu sauc par slīdēšanu. Slīdēšanas process ir ieteicamāks par

pārregulēšanu, jo tas nevar izsaukt sistēmas uzšūpošanu [1]. Šādā gadījumā sistēmas pārejas process ir nedaudz ilgāks kā visoptimālākajā gadījumā, bet praktiskiem mērķiem to var neņemt vērā. 15. zīmējumā ir redzamas normāli noregulētas, pārregulētas un "nelīdzregulētas:" sistēmas kļūdu trajektorijas kļūdas lieluma g un atvasinājuma $\dot{g}$ koordinātēs, un laikā koordinātēs:



Zīmējums 15. Sistēmas ar divkârðo integrçðanu kļūdas samazinâjums.

1.6. Secinājumi

Nodaļā tika apskatīta automatizēto vadības sistēmu vispārīgā teorija, vadības sistēmu stabilitātes, tās rezerves un regulēšanas precizitātes nosacījumi. Tika apskatīta prognozēšanas paņēmieni analogās sistēmās ar kavējumu. Galvenās analogās prognozēšanas metožu īpašības:

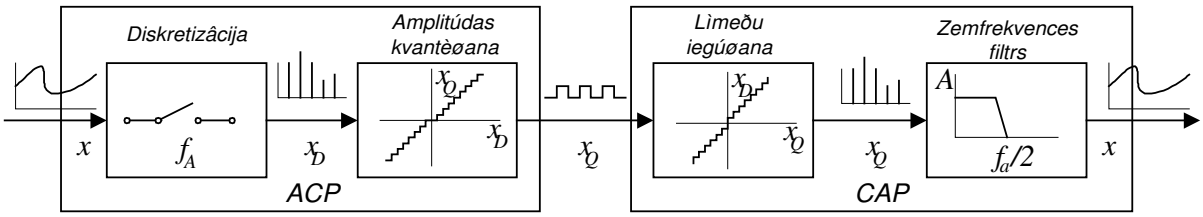
- Diferencējošu ķēžu izmantošana sistēmās ar elementu aizturi ir stipri ierobežota, jo diferencējošas ķēdes paaugstina sistēmas LAF raksturlīknes augsto frekvenču daļu, kas noved pie sistēmas nestabilitātes.
- Izmantojot sistēmas ar elementu aizturi un bez prognozējošiem elementiem, tiek pārlieku samazināts sistēmas reakcijas ātrums, jo, lai panāktu sistēmas stabilitāti, to nepieciešams spēcīgi demferēt (sistēmas laika konstantei jābūt daudz lielākai par elementu aiztures laiku).
- Lai pilnībā izmantotu sistēmas pārveidojošo posmu jaudu, izdevīgāk ir izmantot nelineāras sistēmas vadības paņēmienus. Kā viens no raksturīgākajiem paņēmieniem - pastiprinošo elementu ar piesātinājumu izmantošana.
- Neviena no analogās prognozēšanas metodēm neļauj novērst dinamiskā posma kavējumu. Lai kāda būtu prognozēšanas metode, viss, ko tā atļauj, ir sistēmas kopējā reakcijas kavējuma samazinājums līdz laikam, kas tuvs attiecīgā posma laika aizturei.

2. Ciparu vadības sistēmas ar prognozējošiem elementiem

Nodaļā dots literatūras apskats par ciparu AVS materiāli tehnisko bāzi, aplūkoti AVS darbības principi ciparu ķēdēm, veikta ciparu sistēmu stabilitātes un stabilitātes rezerves analīze.

2.1. Analogā - ciparu, ciparu - analogā pārveidošana

Analogās - ciparu pārveidošanas (ACP) procesā analogais signāls vispirms tiek diskretizēts (skat. 16. zīm.), t.i. sākotnējais laikā nepārtrauktais signāls tiek pārviedots par impulsu sēriju, kuri laikā atpaliek viens no otra ar diskretizācijas intervālu *t*. Tālāk šie impulsi ar nepieciešamo precizitāti tiek izmērīti un pārvērsti par skaitli - kodētu vārdu.
Ciparu - analogās pārveidošanas (CAP) procesā ciparu signāls ar ciparu - analogo pārveidotāju saskaņā ciparu plūsmu (vārdiem) tiek pārveidots diskrēta signāla līmeņos, kas seko viens otram ar diskretizācijas frekvenci. Pēc tam šie diskrētie signāli ar zemfrekvences filtru tiek ‘’izgludināti’’ un ar noteiktu precizitāti tiek iegūts analogais signāls. Zemfrekvences filtrs parasti tiek veidots gan no diskrētiem, gan analogiem elementiem [6].



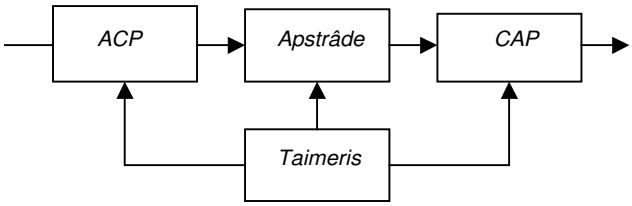
Zīmējums 16. ACP un CAP procesu blokshēmas.

Lai arī ACP un CAP procesi sistēmā ir ļoti sarežģīti, daudzos to tuvināti var aplūkot kā vienkāršu lineāru sistēmu. Lai sistēmu varētu linearizēt, jāzin kādus nosacījumus tai ir jāapmierina, t.i., jāveic ciparu sistēmu kļūdu analīze.

2.1.1. Vadības sistēmas ar diskrētiem elementiem

Vispārīgā vadības sistēma ar diskrētiem elementiem shēma sastāv no četriem elementiem (skat. 17. zīm.). Sistēmas ieejā atrodas analogais - ciparu pārveidotājs (ACP), tā pārveidotie

signāli tiek apstrādāti, un tad tās signāli ar ciparu - analogo pārveidotāju (CAP) tiek pārveidoti analogajā signālā. Visas šīs iekārtas tiek sinhronizētas ar taimeri.



Zīmējums 17. Vispārīgā ciparu vadības sistēmas blokshēma.

Ja ciparu apstrādes algoritms ir vienkāršs, vadības sistēma ir lēta, un dažkārt ir izdevīgi ar to aizstāt visparastākos lineāros vai nelineāros ķēžu elementus, jo tādā gadījumā sistēmai ir vienkāršāka parametru maiņa un ieregulēšana nekā analogiem elementiem. Tādā diskrētā sistēma nekādu regulēšanu neveic, jo tā tikai aizvieto kādu elementu un ir kopējā regulatora sastāvdaļa. Ja diskrētā sistēma vada regulēšanas procesu, tad tā pilda regulatora funkcijas. Šādā gadījumā ir iespējami dažādi regulēšanas algoritmi, kuriem katram ir savas labās un sliktās īpašības. Vienkāršākais algoritms ir visparastākā iterāciju metode (piem., pusdalīšanas metode), kad sistēma ar katru nākošo regulēšanas ciklu cenšas ieņemt tuvāku stāvokli nepieciešamajam līmenim. Tādā gadījumā sistēma jebkuru jaunu stāvokli ieņems svārstīgā pārejas procesā, kura ilgums un svārstību skaits ir atkarīgs no signāla kvantēšanas precizitātes un taktēšanas frekvences. Ņemot vērā mūsdienu skaitļošanas iespējas, šādus vadības algoritmus parasti neizmanto un līdz ar to tiek veidotas dažādas adaptīvas sistēmas, kuru vadības algoritmi ir sarežģītāki, toties regulācijas ātrums un precizitāte ir lielāki [4].

2.1.2. Analogās - ciparu un ciparu - analogās pārveidošanas kļūdas

Analogās - ciparu pārveidošanas procesā signālam parādās dažādas kļūdas. Viena no raksturīgākajām kļūdām ir kvantēšanas kļūda. Ja ACP process notiek pietiekami ātri un kvantēšanas frekvence ir augsta, bet pētāmā signāla izmaiņas ir pietiekami lēns, tad kvantēšanas kļūdas var neievērot. Savukārt, ja signāla izmaiņas maksimālā frekvence daudz neatšķiras no kvantēšanas frekvences, kļūda var būt ievērojama.

Lai signāla ACP un CAP pārveidošana būtu teorētiski iespējama, signāla maksimālai frekvencei ω_S pret kvantēšanas frekvenci ω_K jābūt $\omega_S = \omega_K/2$ (t.s. Naikvista kritērijs). Tā kā tādā gadījumā CAP pārveidošanā, lai iegūtu sākotnējo signālu, kvantētie līmeņi jāsummē no - ∞ līdz + ∞ (t.s. Šenona atjaunošana), tad fiziski šāds process nav iespējams un minimālā kvantēšanas frekvence ir jāņem augstāka. Signāla atjaunošanai izmanto dažādas metodes. Vienkāršākā (0. tuvinājuma) ir iepriekšējā signāla līmeņa saglabāšana līdz nākošā signāla pienākšanai. 1. tuvinājumā signālu atjauno, novelkot taisnu līniju starp katru blakus esošo līmeni, augstākas kārtas tuvinājumos starp līmeņiem velk 2., 3., u.t.t. kārtu līknes, bet tādus tuvinājumus izmanto reti.

Signāla kvantēšana noved arī pie signāla frekvences "nozagšanas", t.i., kvantēšanas periodiskās AF raksturlīknes dēļ nav iespējams atšķirt frekvences, kurām $\omega_S \geq \omega_K/2$ (neizpildās Naikvista kritērijs). Šis efekts signāla atjaunošanas procesā noved pie t.s. frekvences transponēšanas - signāla augstākās frekvences, kas ir virs $\omega_S \geq \omega_K/2$ atjaunošanas procesā tiek transponētas uz leju $\omega_{Stransp} = \omega_S - n\,\omega_K$ (n-veseli skaitļi) un sajaucas kopā ar signāla frekvencēm, kas ir robežās $0 \leq \omega_S < \omega_K/2$. Šī nevēlamā efekta rezultātā jāveic signāla zemfrekvences filtrēšana, un tā kā grūti izveidot filtru, kura pārejas funkcija virs kādas noteiktas frekvences būtu precīzi nulle, tad kvantēšanas frekvence ir vēl vairāk jāpaaugstina.

Ja signāla atjaunošanas kļūda nepārsniedz 1%, tad ar 0. tuvinājumu tas jākvantē ≈ 300 reizes periodā, bet ar 1. tuvinājumu - ≈ 20 reizes periodā [4].

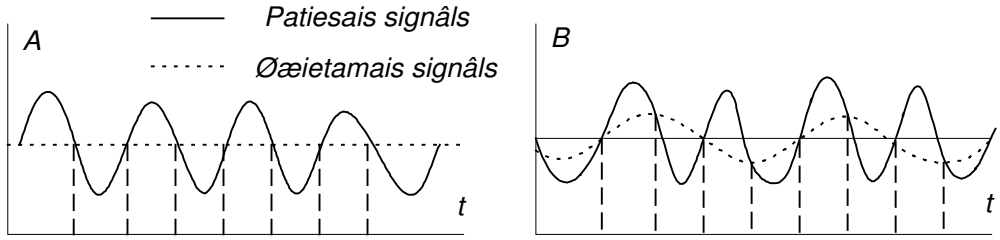
2.1.3. Stabilitāte un stabilitātes rezerve

Kā jau tika minēts, ievedot sistēmā diskrētus elementus, pirmajā tuvinājumā var uzskatīt, ka sistēma paliek nepārtraukta, un stabilitātes nosacījumu pētīšanai var izmantot visus tos pašus nosacījumus, ko nepārtrauktām sistēmām. Taču jāņem vērā, ka diskrētie elementi sistēmai piešķir papildus īpašības:

- Neviens ACP un CAP pārveidotājs nav lineārs, tiem piemīt histerēze un nejūtības robeža, kas sistēmā ievieš papildus nelinearitātes. Histerēzes un nejūtības robežas dēļ sistēma nepārtraukti svārstās ar maksimāli iespējamo frekvenci un nejūtības robežas amplitūdu ap līdzsvara stāvokli. Nelabvēlīgos gadījumos tas var izsaukt sistēmas uzšūpošanos.
- Analogajiem - ciparu pārveidotājiem ir ierobežots dinamiskais diapazons (starpība starp lielāko un mazāko pareizi reģistrēto signālu, kas atkarīgs no ciparu signāla vārda garuma).

Tas var novest pie sistēmas piesātināšanās un papildus nelineāriem efektiem. Lai no tā izvairītos, jāieved antipiesātināšanās ķēdes (piem., mērot nevis signālu bet regulēšanas kļūdu).

- Tā kā sistēmas ACP posmā nepārtraukts signāls tiek diskretizēts, veidojas diskretizēšanas kļūda, kas aprēķinu procesā pieaug. Rezultātā, sistēmas paliekošā kļūda statiskā procesā var būt lielāka nekā analogai sistēmai.
- Ja sistēmas kvantēšanas frekvence ir samērā maza, tad jāņem vērā tās laika aizturi, kas vienāda ar kvantēšanas periodu (neņemot vērā signāla apstrādes laiku). Pirmkārt, šāda laika aizture veidojas uz sistēmas nejūtības rēķina starp kvantēšanas intervāliem. Otrkārt, tā veidojas uz 0. kārtas signāla atjaunošanas rēķina, jo tad iepriekšējais signāla līmenis tiek saglabāts visu laiku, kamēr netiek saņemta jaunā vērtība. (Izmantojot augstāku kārtu tuvinājumus un t.s. izejas frekvences daudzkāršošanu, šo laika aiztures daļu var samazināt.) Laika aizture rada negatīvu fāzu nobīdi, kas kļūst arvien lielāka pieaugot frekvencei, un pasliktina sistēmas stabilitāti.
- Tā kā diskrētu sistēmu AF raksturlīkne ir periodiska un iet līdz pat bezgalībai, tad tas rada nevēlamu sistēmas pastiprinājumu augsto frekvenču diapazonā un noved pie sistēmas stabilitātes samazināšanās. Lai no tā izvairītos, sistēmā jāveic rūpīga signālu zemfrekvences filtrēšana.
- Tā kā diskrētā sistēmā signālu nolasīšana notiek īsā laika sprīdī, tad tajā parādās stroboskopiskie efekti. Vienā gadījumā diskrētās sistēmas "smadzenes" pēc ACP saņemtajiem datiem var "domāt", ka sistēmas izeja atrodas miera stāvoklī, lai gan patiesībā tā svārstās (skat. 18. zīm. A), un nemainīgā stāvoklī atrodas tikai signāla nolasīšanas brīdī. Otrā gadījumā tās var "domāt", ka sistēma svārstās ap līdzsvara punktu ar vienu frekvenci, amplitūdu un fāzi, bet patiesībā sistēma svārstās savādāk, un "domājamā" frekvence un amplitūda izveidojas transpozīcijas rezultātā (skat. 18. zīm. B).



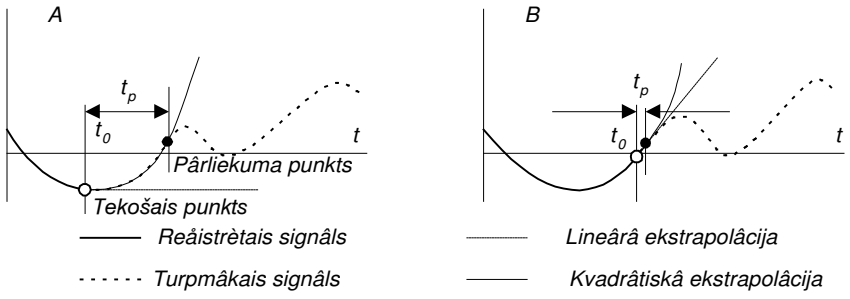
Zīmējums 18. Stroboskopiskie efekti diskrētās vadības sistēmās.

2.2. Prognozēšana, izmantojot determinētās metodes

Izmantojot determinisma pamatprincipus, ir zināms, ja ir noteikti sistēmas sākuma nosacījumi (stāvoklis un tā izmiņas atvasinājumi) un savstarpējo spēku darbības likumi (kā laika funkcijas), ir iespējams noteikt sistēmas stāvokli jebkurā laika momentā. Par sistēmas sākuma stāvokli var izmantot jebkuru novēroto laika momentu, un iedarbības spēkus lielākā vai mazākā mērā var aprēķināt. Diemžēl, neviena reāla sistēma nav absolūti determinēta, tāpēc labākajā gadījumā to var apraksīt kā determinētu pirmajā tuvinājumā, kur detrminētajam signālam piemīt kaut kāda statistiskā komponente.

Ja determinētā sistēmā jāveic prognozēšana, viss, kas ir nepieciešams, ir noteikt sistēmas stāvokli, un nosakāmo lielumu laika funkcijas. Noteikt sistēmas tekošo stāvokli nesagādā lielas problēmas, tāpat, ja sistēmā tiek izmantoti diskrēti elementi, nesagādā grūtības noteikt tekošā stāvokļa atvasinājumu lielumus. Savukārt, noteikt mērāmo lielumu laika funkcijas ir salīdzinoši sarežģīti, tāpēc parasti vienkāršas ekstrapolēšanas metodes aprobežojas ar funkcijas tuvākās apkārtnes (vietā kur funkcija vērtību nemaina principiāli) paredzēšanu. Vienkāršākā metode, kā veikt mērāmo lielumu paredzēšanu ir lineāra ekstrapolēšana (skat. 19. zīm. A), t.i., izmantojot momentānos atvasinājumus, paredzēt, kāds signāls būs tuvākajā laikā. Šāda metode ir ļoti neprecīza, jo, tiklīdz mērāmā signāla atvasinājumi mainās, ekstrapolācija, izmantojot to iepriekšējās vērtības, dod nepareizu rezultātu, līdz ar to praksē šādas paredzēšanas metodes neizmanto [4].

Precīzāka, bet daudz sarežģītāka ir signāla ekstrapolācija, izmantojot augstāku kārtu līknes (skat. 19. zīm. B). Metodes balstās uz līknes koeficientu aprēķinu formā $y(x)=K_0x^n+K_1x^{n-1}+...+K_nx^0$ ($y(x)$ - piemeklējamā funkcija, $x=[x_0;x_i]$ novērotie signāla līmeņi). Atkarībā no tā, cik augstas kārtas aprakstošo līkni izmanto, var precīzāk ievērot paredzamā signāla izmaiņu. Šādā gadījumā signālu pietiekami precīzi iespējams paredzēt līdz pat funkcijas pārliekuma punktam. Jo tuvāk funkcijas pārliekuma punkts ir tekošajam punktam, jo ātrāk izveidojas prognozētā un reālā signāla kļūda. Līdz ar to, funkcijas pareizi prognozētais laiks mainās no *0* līdz kādam maksimālajam lielumam un vidējo paredzēšanas laiku nosaka signāla maksimālais izmaiņas ātrums.



Zīmējums 19. Signāla ekstrapolēšana ar lineāro un kvadrātisko ekstrapolāciju.

Funkcijas ekstrapolācija tiek veikta šādi: vispirms, izmantojot mazāko kvadrātu metodi, tiek aprēķināti līknes koeficienti, kas vislabāk atbilst novērotajam diapazonam. Lai to izdarītu, jāatrisina n vienādojumus ar n nezināmajiem, kur katrā vienādojuma loceklī jāveic summēšana pa visiem novērotajiem x_i. Tad palielinot kārtas skaitli i par j soļiem , aprēķina funkcijas vērtību dotajā brīdī $y=y(x_{i+j})$. Faktiski tas nozīmē, ka vairākkārt jāveic signāla summēšana pa visu pētāmo intervālu un tad ar šīm summām vēl jāveic dažādi papildus aprēķini. Ja funkcijas meklējamā formā argumenta pakāpēm pieliktu arī nobīdes un funkciju meklētu formā $y(x)=K_0(x^n+s_0)+K_1(x^{n-1}+s_1)+...+K_n(x^0+s_n)$, ($s$ - argumenta nobīde), būtu iespēja paredzēt signāla izmaiņu arī aiz pārliekuma punkta, bet tad vienādojumu sistēmu atrisināšana tik ļoti sarežģītos, ka fiziski to izdarīt nebūtu iespējams, līdz ar to šādas metodes funkciju ekstrapolēšanā neizmanto [3].

2.3. Prognozēšana, izmantojot stohastiskās metodes

Pastāv daudzas automātiskās sistēmas, kuru tenoloģiskie procesi ir tik sarežģīti, ka tām praktiski nav iespējams uzdot tās aprakstošus diferenciālvienādojumus. Šādā gadījumā klasiskā sistēmu vadības teorija kļūst pārlieku sarežģīta un konkrētiem gadījumiem nepiemērojama. Attīstoties skaitliskajām metodēm un pieaugot skaitļošanas tehnikas jaudai, parādījās iespēja automatizētas vadības sistēmās izmantot statistiskās metodes. Šo metožu būtība ir tāda, ka sistēmas ieejas lielumus un izejas lielumu novirzi uzskata par absolūti varbūtīgiem (stohastiskiem) procesiem, un sistēma tiek vadīta, vadoties tikai pēc to statistiskās dabas.

Pētot stohastiskas sistēmas, signālu aprakstīšanai izmanto statistiskos kritērijus - vidējo spektrālo blīvumu, vidējo kvadrātisko novirzi (dispersiju)[7], vidējo amplitūdu, u.c.
Viena no izplatītākajām stohastisko sistēmu vadības metodēm ir mazāko kvadrātu metode, kurā, līdzīgi kā determinētā procesā, cenšas panākt mazāko signāla novirzi no nepieciešamā līmeņa, aprēķinot kļūdas un nepieciešamā signāla starpības laukumu. Atšķirībā no determinēta gadījuma regulēšanas kvalitāti stohastiskā procesā konkrētā mirklī noteikt nevar, jo sistēmas izeja ir varbūtīgs lielums, un par kvalitātes rādītāju kalpo vidējā kvadrātiskā novirze visā procesa laikā. Procesa vadība šajā gadījumā tiek optimizēta panākot mazāko kvadrātisko kļūdu jeb dispersiju [8].
Prakse ir pierādījusi, ka arī stohastiskās automātiskās vadības sistēmās procesus ir izdevīgi vadīt izmantojot prognozēšanas metodes. Stohastisku procesu gadījumā signāla prognozēšanu veic, izmantojot tā vidējās statistiskās īpašības. Pastāv vairākas skaitliskās metodes, ar kurām iespējams paredzēt stohastiska signāla izmaiņas (piem., Kalmana filtrs, Vīnera filtrs, vidējo integrālo līkņu atrašana, u.c), bet, kā jau varbūtīgās metodēs, šie aprēķini dod tikai varbūtīgu atrisinājumu [4],[9].
Pamatā šādas metodes izmanto adaptīvās jeb pašapmācošās sistēmās, kurās viena no tiešajām vai atgriezeniskajām ķēdēm tiek vadīta izmantojot augšminēto signalu analīzi. Rezultātā šāda veida vadības sistēmas īsākā vai ilgākā laikā veic sistēmas darbības analīzi un, saskaņā ar iegūtajiem rezultātiem, izmaina vienu vai vairākus sistēmas elementu parametrus (pastiprinājuma koeficientu, laika konstantes analogajā daļā, diskrēto aprēķinu koeficientus u.tml.), lai iegūtu labākus regulēšanas integrālos rādītājus.

2.3.1. Ciparu filtrēšana

Viena no jomām, kur ciparu elementi spēj darboties labāk par analogajiem elementiem, ir filtrēšana. Lai iegūtu filtru ar noteiktu vājinājuma līkni, bieži vien ir nepieciešams izgatavot filtrus ar ļoti daudziem poliem kuru aprēķins un izgatavošana mainās saskaņā ar uzdotajām prasībām. Bieži vien, lai iegūtu nepieciešamos filtra parametrus, ir sastopami filtri ar deviņiem un reizēm pat vairāk poliem, kuros, lai novērstu signāla vājināšanu un elementu īpašību saskaņošanu, jāieved arī daudzi aktīvie elementi. Šādu filtru noskaņošana ir garš un sarežģīts process, pie tam materiālu novecošanas dēļ tie ar laiku izskaņojas.

Otra analogās filtrācijas problēma ir superzemu frekvenču filtrēšana ($\leq 1\ Hz$), kur analogās shēmas gadījumā rodas nepieciešamība pēc ļoti lielām kapacitātēm un induktivitātēm. Parasti, lai iegūtu lielas kapacitātes un induktivitātes, izmanto shēmas ar aktīviem elementiem, kas veic kapacitātes un induktivitātes reizināšanu, kas atkal noved pie shēmas sarežģīšanas. Ciparu filtriem ir vienkāršāka noskaņošanas procedūra, tiem nepastāv materiālu novecošana, un ar tiem nav problēmu filtrēt superzemas frekvences. Ciparu filtrēšanas procesā signāla analogās pārveidošanas darbības tiek aizstātas ar ciparu formā pārvērstā signāla aritmētiskām darbībām. Atkarībā no tā, kādām jābūt ciparu filtra īpašībām, tiek izmainīts ciparu signāla apstrādes algoritms, līdz ar to, ja iespējams mainīt ciparu apstrādes algoritmus, var ļoti būtiski izmainīt ciparu filtra īpašības. Visas analogās filtrēšanas darbības ciparu apstrādē tiek veiktas ar pakāpeniskām vienkāršām ciparu signāla darbībām:

- signālu summēšana $y(n)=x_1(n)+x_2(n)$,
- signālu sazarošana $y_1(n)=y_2(n)=x(n)$,
- signāla reizināšana $y(n)=C\,x(n)$,
- signāla aizture pa k intervāliem $y(n)=x(n-k)$.

Atkarībā no tā, kādā virzienā tiek vadīta ciparu signāla plūsma, ciparu filtrus iedala nerekursīvajos (signāli iet tikai vienā virzienā) un rekursīvajos (ciparu signāliem ir atgriezeniskā saite) [6].

Kā vienu no svarīgiem ciparu filtrēšanas paņēmieniem var pieminēt t.s. Kalmana filtru, kura diezgan sarežģītās ciparu signāla apstrādes rezultātā var izmantot kā prognozējošu elementu [4]. Vadības process tiek aprakstīts ar varbūtīgām (stohastiskām) metodēm, un Kalmana filtra darbības princips tiek veidots tā, lai sistēmas regulēšanas procesam kopumā būtu iespējami mazāka vidējā kvadrātiskā novirze. Kalmana filtrā signāla lielumu virkne tiek ievietota attiecīga lieluma matricā un tur savā starpā lielumi tiek sareizināti ar dažādiem koeficientiem un saskaitīti, rezultātā iegūstot optimālo sistēmas pastiprinājuma vērtību (var būt kā frekvences funkcija), vai kādu citu sistēmas parametru [10].

Ar Kalmana filtra palīdzību signālu iespējams paredzēt uz priekšu tikai pa vienu kvantēšanas periodu, bet sistēmas pārejas process kopumā iet zināmu laiku, jo sistēmai "jātiek skaidrībā", kādi ir procesa raksturojošie lielumi (trokšņu spektrs, dispersija u.tml.), un atkarībā no tā, cik ilgā laikā sistēmas trokšņi tiek pētīti, mainās sistēmas reaģēšanas ātrums un regulēšanas precizitāte. 20. zīmējumā parādīts stohastiskas sistēmas izejas lielums laikā, atkarībā no sistēmas reakcijas ātruma:

Zīmējums 20. Sistēmas ar stohastisku vadību izejas līmeņi laikā.

2.3.2. Prognozēšana stohastiskās sistēmās ar kavējumu

Tāpat kā determinēta sistēma, arī stohastiska sistēma ar transporta nobīdi uz signāla kavējuma rēķina kļūst nestabilāka. Tikai, atšķirībā no determinētas sistēmas, kuras stabilitātes kritērijus noteikt ir samērā viegli, stohastiskas sistēmas stabilitātes aprēķināt ir salīdzinoši grūti, jo vienkāršus aprēķinus neļauj veikt sistēmas statistiskais raksturs. Sistēmas sintēzē un analīzē bez ieejas signālu un trokšņu statistiskā apraksta jāieved arī signālu nobīde, kas palielina sistēmas nenoteiktību un traucē reālu procesu aprakstam, jo stohastisku sistēmu aprakstā viens no grūtākajiem posmiem ir statistiskā modeļa izveide. Pierādīti dažādi kvalitatīvi kritēriji stohastiskas sistēmas ar vienu ieeju un izeju un elementu kavējumu stabilitātes nosacījumiem [11]. Viens no tiem ir šāds [12]:

- Noslēgta stohastiska sistēma ar kavējumu τ_0, signāla amplitūdu $a = a(t)$ un maksimāli iespējamo amplitūdu a_0, ir stabila, ja signālu iespējams prognozēt tā, ka $\mathrm{sh}(a\tau) \le 1$,

  $a \in \Re \; a = \dfrac{|a(t)|}{a_0}$ ieejas vai trokšņa signāla nenoteiktība,

  $\tau \in \Re, \; \tau = \dfrac{|\tau(t)|\tau}{\tau_0}$ laiks, uz kuru tiek paredzēts signāls.

Tas nozīmē, ka jo uz īsāku laiku attiecībā pret elementu transporta nobīdi signālu var paredzēt, jo precīzāk jābūt zināmai tā vērtībai. No tā izriet, ka, ja signālu vispār nav iespējams paredzēt, vienmēr atradīsies tāds gadījums, kurā stohastiska sistēma ar elementu transporta nobīdi izrādīsies nestabila.

2.3.3. Regulēšanas ātrums un precizitāte

Ja vadības sistēmas diskrētā daļa imitē kādu analogās shēmas elementu, tad zināmā mērā tā ir sliktāka par parastu analogo sistēmu, jo tai piemīt diskrēto sistēmu sliktās īpašības (precizitātes samazināšanās, linearitētes samazināšanās, nejūtība, histerēze, u.c.). Tomēr, ar diskrētiem elementiem ir iespējams imitēt tādus praktiski ideālus analogos elementus, kurus ar analogo elementu bāzi ir grūti realizēt. Rezultātā aizvietojot analogos elementu ar diskrētiem, ir izdevīgi samierināties ar to kļūdām, iegūstot to labās īpašības. Kopumā, ja diskrēta sistēmas apmierina visus pret to izvirzītos nosacījumus (diskretizācijas frekvence, diskretizācijas līmeņu skaits, ACP un CAP pārveidošanas precizitāte), tad tās reakcijas ātrums un precizitāte daudz neatšķiras no analogās sistēmas.

Atšķirības no analogās sistēmas ciparu sistēmā var parādīties tad, ja ciparu sistēmā aprēķinu laiks ir ilgāks par analogā signāla diskretizācijas laiku. Lielākā tiesa no prognozēšanas algoritmiem prasa lielu skaitļu masīvu apstrādi. Lai arī mūsdienu skaitļošanas sistēmu jaudas ir milzīgas, reāla laika procesu apstrāde ierobežo aprēķinu ilgumu, un ar pietiekamu precizitāti var apstrādāt procesus, kuru maksimālā frekvence nepārsniedz dažu kilohercu robežu. Ļoti daudzos gadījumos šāds procesa apstrādes laiks ir pilnīgi pietiekams. Darba tālākajā daļā tiks novērtēts procesu apstrādes laiks, signāla prognozēšanā izmantojot ātro Furjē transformāciju.

2.4. Secinājumi

Apskatot ciparu vadības sistēmas pēc to izmantotā matemātiskā aparāta, var izdalīt diskrētās vadības sistēmas ar determinēta signāla apstrādi un diskrētās vadības sistēmas ar stohastiska signāla apstrādi, tālāk uzskaitītas to galvenās īpašības.

Diskrēto vadības sistēmu ar stohastisku signālu apstrādi īpašības:

- Diskrētās vadības sistēmas ar stohastiska signāla apstrādi kopumā ir lēndarbīgākas un neprecīzākas par determinēta signāla apstrādes sistēmām, jo darbojas ar statistiskām metodēm.
- Stohastiskās sistēmas neinteresējas par signāla fizikālajām īpašībām, līdz ar to zaudē daļu no informācijas par signāla dabu.

- Lai veiktu signāla statistisko apstrādi, stohastiskām sistēmām nepieciešams lielāks datu masīvs, līdz ar to tās darbojas lēnāk, un tām iet ilgāk gan datu vākšanas, gan datu apstrādes process.
- Stohastiskas sistēmas nespēj prognozēt signālu uz laiku, kas ilgāks par sistēmas elementu transporta nobīdi. Lai arī tās veic signāla prognozēšanu, kopumā tās darbojas ar laika aizturi, kas ir lielāka par sistēmas elementu nobīdi un prognozēšana tiek izmantota tikai sistēmas stabilitātes palielināšanai.
- Tās nevis precīzi regulē sistēmas izejas parametrus, bet gan tikai cenšas samazināt sistēmas izejas lielumu dispersiju.
- Tā kā stohastiskās sistēmās nav nepieciešams izpētīt pētāmo un regulējamo lielumu fizikālo dabu, tās izdevīgi izmantot sistēmās ar sarežģītiem procesiem kurus determinēti ir grūti vai neiespējami aprakstīt.

Diskrēto vadības sistēmu ar determinētu signālu apstrādi īpašības:

- Diskrētās vadības sistēmas ar determinēta signāla apstrādi kopumā ir precīzākas un ātrdarbīgākas par stohastiskām sistēmām, jo darbojas ar precīzām metodēm.
- Ja diskrētās vadības sistēmas ar determinēta signāla apstrādi tiek izmantotas idealizētu analogo shēmu elementu aizvietošanai, tad nekādu principiālu ieguvumu, tas nedod. Sistēmas prognozēšanā izmantojami tikai analogo shēmu paņēmieni.
- Determinētas sistēmas cenšas iespējami precīzi aprakstīt sistēmas elementu īpašības, līdz ar to tās maksimāli izmanto pētāmā un regulējamā signāla informāciju.
- Ar determinētām sistēmām principā iespējams pietiekami precīzi prognozēt signālu un līdz ar to pilnībā novērst kāda elementa kavējumu. Diemžēl paredzēšanas laiks ar vienkāršām prognozēšanas metodēm konkrētā brīdi mainās no *0* līdz laikam, kas ir atkarīgs no signāla maksimālā izmaiņas ātruma, bet sarežģītākas metodes prasa tik daudz skaitļošanas resursu, ka reāla laika sistēmās nav izmantojamas.
- Determinētās sistēmas ar vienkāršu ekstrapolāciju zaudē daļu informācijas par signāla dabu, jo signāla ekstrapolācijā izmanto tikai viena pārliekuma posmu.
- Pastāv kvalitatīva sakarība starp signāla īpašību analīzi un tā paredzēšanas iespējām - jo precīzāk zināmas signāla īpašības, jo precīzāk to var paredzēt, t.i. ir izdevīgi determinētu signālu pētīt pēc iespējas ilgākā posmā.

3. Prognozēšana, izmantojot ātro Furjē transformāciju

Nodaļā aprakstītas signāla prognozēšanas iespējas diskrētās vadības sistēmās, izmantojot dažādus diskrētās Furjē transformācijas algoritmus.

3.1. Prasības pret automātisko ciparu vadības sistēmu, izmantojot ātro Furjē transformāciju

Lai sistēmā būtu izdevīgi ieviest ciparu vadības sistēmu, izmantojot ātro Furjē transformāciju, tai būtu jāapmierina visi tie nosacījumi, ar kuriem ‘’tiek galā’’ analogā vai savādāka diskrētā automātiskā vadības sistēma, tai pat laikā kļūstot ātrākai, precīzākai, vienkāršakai, vai kā citādi pārspējot šādas sistēmas. Ņemot vērā iepriekš analizēto analogo un diskrēto AVS īpašības, mums ir skaidrs, kādiem nosacījumiem būtu jāatbilst AVS, izmantojot ātro Furjē transformāciju. Par sistēmas kvalitātes kritērijiem izmantosim šādus:

- visos gadījumos sistēma spēj nodrošināt labāku regulēšanas precizitāti, ātrumu, stabilitāti un stabilitātes rezervi,
- sistēma visumā ir labāka par analogo vadības sistēmu (kā iepriekšējā punktā), bet atsevišķos gadījumos tā nav sliktāka par analogo vai citu diskrēto vadības sistēmu.

Izmantojot šādus sistēmas kvalitātes kritērijus, sistēmās ar elementu laika aizturi, prognozējošai ciparu sistēmai jānodrošina tāds regulēšanas process, ka

- sistēma ļauj pilnībā novērst sistēmas dinamiskā posma kavējumu, t.i. sistēmas izejas lielums mainās pilnīgi sinhroni ar regulējošo ieejas lielumu bez fāzu nobīdes,
- ļaunākajā gadījumā sistēma spēj novadīt procesu ar laika aizturi, kas salīdzināma ar sistēmas dinamiskā posma novēlojumu.

3.2. Furjē transformācijas teorija

3.2.1. Furjē transformācija stacionāram signālam

Jebkuru laikā mainīgu lielumu var aprakstīt divās koordinātu telpās - laika koordinātēs un frekvenču koordinātēs. Katrā no šīm koordinātu telpām ir iespējams ērti aprakstīt savas signāla īpašības. Laika koordinātēs ir ērti aprakstāmas signāla izmaiņas un momentānie lielumi laikā,

bet frekvenču koordinātēs ir ērti aplūkot integrālos rādītājus (vidējo amplitūdu, enerģētisko spektru u.tml.). Atkarībā no tā, kādas sistēmas un signāla īpašības tiek pētītas izdevīgāk ir izmantot vienu vai otru signāla interpretāciju (skat. 21. zīm.). Pastāv cieša likumsakarība starp signāla laika un frekvenču raksturlielumiem, un to viegli saprast arī tīri intuitīvi, jo laiks un frekvence ir apgriezti lielumi.

Lai veiktu pāreju no signāla laika koordinātēm uz frekvenču koordinātēm, izmanto t.s. Furjē transformāciju, kuras būtība ir tāda, ka jebkuru signālu (ievērojot dažu matemātisko nosacījumu pareizību) var izteikt ar harmonisku funkciju summu.

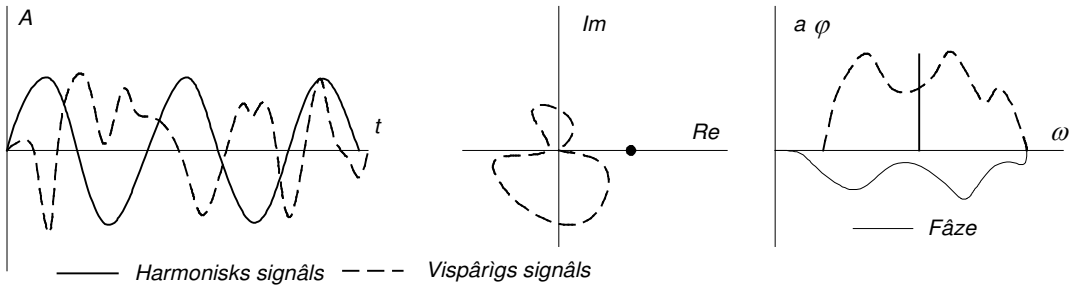
Furjē transformācija tiek veikta sekojoši [3]:

tiešā Furjē transformācija pārejai no laika uz frekvenču koordinātēm

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \ ,$$

apgrieztā Furjē transformācija pārejai no frekvenču uz laika koordinātēm.

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega \, .$$



Zīmējums 21. Signāla reprezentācija laika un frekvenču koordinātēs.

Furjē tiešo transformāciju fizikālā interpretācijā var skaidrot tā: lai iegūtu signāla frekvenču spektru, signālam, kas reģistrēts laikā, pēc kārtas pielāgo visas frekvences, un uzskatot ka summārajā signālā ir izvēlētā komponente, nointegrē to pa visu novērojuma laiku. Ja signālā šādas harmoniskas komponentes tomēr nav, integrāļa summa ir *0*, līdz ar to attiecīgās harmonijas amplitūda arī ir nulle. Pretējā gadījumā iegūtā vērtība raksturo izvēlētās harmonijas amplitūdu un līdz ar to tās īpatsvaru signāla kopējā spektrā.

Furjē apgrieztās transformācijas fizikālā interpretācija ir tāda - lai uzzinātu signāla vērtību konkrētā laikā, tiek sasummētas visu tā harmonisko komponenšu vērtība noteiktajā laikā.

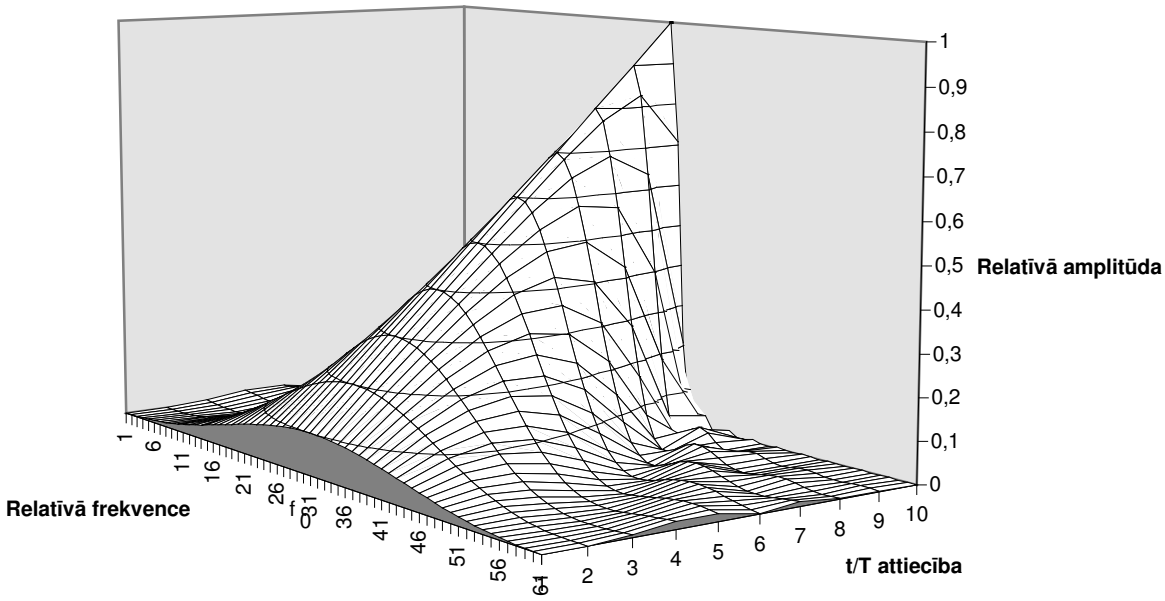
Furjē transformācijas tiek pierakstītas ar kompleksajiem mainīgajiem, un $F(\omega)$ ir kompleksā mainīgā $\omega=(a+j\varphi)$ funkcija, kur a raksturo frekvenču amplitūdu un φ - fāzi. Tā kā no signāla frekvenču īpašībām bieži interesē tikai amplitūdas - frekvenču sadalījums, Furjē transformāciju veic divās daļās, atsevišķi veicot amplitūdas un fāzes aprēķinus.
Izmantojot skaitļošanas sistēmas transformācijā integrāļus var aizstāt ar summām. Reāli, praksē šādu iespēju izmanto reti, jo ir izveidoti dažādi algoritmi (dažus apskatīsim turpmākajās nodaļās), ar kuriem īpaši nezaudējot precizitāti var ievērojami samazināt aprēķinu skaitu.
Ja signāls ir periodisks, tad tiešajā Furjē transformācijā integrēšanas robežu $(-\infty;\infty)$ var aizstāt ar $(-T/2;T/2)$ (T signāla periods), nezaudējot nekādu informāciju par signāla raksturu.
Izmantojot šo Furjē transformācijas īpašību, signāla apstrādē var ievērojami saīsināt tā novērošanas laiku, jo ja ir zināms, ka signāls ir periodisks un periods ir zināms, teorētiski nav vajadzības to pētīt ilgāk par vienu periodu. Ja signāls ļoti reti atkārtojas (vispārīgā gadījumā - nemaz), lai iegūtu augstu precizitāti signālu nepieciešams pētīt arvien ilgāk, robežgadījumā - bezgalīgi.
Minēto transformācijas īpašību var izmantot arī pretējā virzienā - ja signāls ir reģistrēts laikā T, tad minimālā aprēķināmā Furjē transformācijas spektrālā komponente ir $\omega=2\pi/T$.

3.2.2. Furjē transformācija nestacionāram signālam

Kā jau tika minēts iepriekš, lai iegūtu pilnu informāciju par nestacionāra signāla spektrālo dabu, tas ir jāanalizē bezgalīgi ilgu laiku. Tā kā praktiski tas nav iespējams, tad precīza Furjē transformācija nestacionāram procesam nav iespējama. Bieži vien šo laiku ierobežo ne tikai mērīšanas tehnoloģija, bet arī notiekošā procesa ilgums (piem., impulsveida un pārejas procesi). Lai arī tādā gadījumā nav iespējams veikt korektu signāla Furjē transformāciju, šādos gadījumos bieži vien tomēr ir izdevīgi to izmantot.
Furjē transformācijas vienādojums tādā gadījumā ir tāds pats, kā vispārīgā, tikai integrēšanas diapazons atkarībā no pētāmā objekta rakstura tiek ierobežots no vienas vai abām pusēm. Tā kā šajā gadījumā netiek ņemts vērā viss signāla izmaiņu kopums, rezultāts ir laika funkcija.

Iegūto signāla frekvences funkciju tādā gadījumā sauc par signāla momentāno spektru, un to iegūst pēc formulas:

$F(\omega) = \int_{t_1}^{t_2} f(t) e^{-j\omega t} dt$, kur t_t un t_2 var būt jebkādi laika momenti, kur $-\infty \leq t_1 < t_2 \leq +\infty$. Ja signāla pētīšanas laiks tiecas uz bezgalību, tad momentānais signāla spektrs tiecas uz patieso signāla spektru. Ja signāla pētīšanas laiks tiecas uz 0, momentānais spektrs tiecas uz delta funkcijas spektru, jo jebkurš signāls īsā laika posmā ir vienkārši īss impulss. 22. attēlā redzama momentānā frekvenču spektra atkarība no harmoniska signāla pētīšanas laika.



Zīmējums 22. Harmoniska signāla frekvences precizitātes atkarība no reģistrācijas laika.

3.2.3. Loga funkcija Furjē transformācijā

Matemātiski korekta Furjē transformācija ir iespējama tikai tad, ja integrēšanas robežas ir no $-\infty$ līdz $+\infty$. Reālos gadījumos šo nosacījumu nav iespējams izpildīt, un formāli Furjē transformāciju var apskatīt signālam, kuram $x = x(t)$, ja $x \in [0,t]$ un $x = 0$, ja $x \notin (0,t)$, kur intervāls *(0,t)* ir signāla reģistrācijas laiks. Šāda signāla formāla "pagarināšana" līdz nepieciešamajam intervālam rada tā formas kropļojumus, jo tajā veidojas asumi laika momentos *0* un *t*, kur signāls no savas faktiskās vērtības strauji pārlec uz *0*. Ja funkcijā ir

pārrāvumi, t.i. vietas kur tās vērtība momentā pārlec no vienas vērtības uz otru, tad tā frekvenču spektrs ir bezgalīga funkcija. Faktiski tas nozīmē, ka veicot signāla Furjē transformāciju tā frekvenču spektrā šo mākslīgi izveidoto asumu dēļ parādās neesošas komponentes. Furjē transformācijas spektrā šīs neesošas komponentes parādās kā signāla harmoniju sānu maksimumi. Lai šīs nevēlamās parādības ietekmi mazinātu, izmanto t.s. loga funkcijas.

Dažādu loga funkcijas izmantošanas mērķis ir pārveidot reģistrēto signālu tā, lai loga funkcijas radītie kropļojumi būtu pēc iespējas mazāki salīdzinājumā ar ieguvumu, ko tā rada signāla frekvenču spektra uzlabošanā.

Lai novērstu signāla mākslīgu asumu veidošanu, signālu pareizina ar loga funkciju, kā rezultāta signāla vērtība intervāla galos tiek pielīdzināta nullei pamazām, ievērojot kaut kādu noteiktu algoritmu. Pareizinot reģistrēto signālu ar loga funkciju, tam tiek uzmodulēta loga funkcija ar tai piemītošajām harmoniskajām komponentēm. Vienkāršākā loga funkcija ir $x(t) = x\left(1 - \frac{|t|}{T}\right),\ t \in [-T;T]$. Šāda funkcija ir ļoti vienkārša, bet tās sliktās īpašības ir tādas, ka Furjē transformācijas signāla sānu maksimumi tiek novākti uz lielas signāla spektrālās komponentes paplašināšanās rēķina. Ja par kvalitātes kritēriju izvēlas signāla spektrālo komponenšu amplitūdas minimālo platumu ar mazāko kvadrātu metodi, visizdevīgākā funkcija ir t.s. Heninga funkcija $x(t) = \sin^2 \frac{\pi}{2} \cdot \frac{t}{T},\ t \in [0;T]$.

Ja loga funkcija ir optimāli piemeklēta, praktiski vienīgais tās radītais kropļojums ir $\omega_{loga} = 2\pi/T$ komponentes parādīšanās, bet tā kā jau iepriekš tika minēts šī ir zemākā aprēķināmā Furjē transformācijas frekvence, ja signāls ir reģistrēts ierobežotu laiku, un rezultātā nedaudz zaudējot uz minimālās reģistrētās frekvences rēķina iespējams panākt pietiekami tīru visu pārējo signāla spektra daļu.

Izmantojot nelineāru loga funkciju, signālam tiek pazaudēta reģistrācijas laikā lēni mainīgā amplitūdas spektra struktūra, līdz ar to tiek zaudētas ziņas par signāla spetrālajām komponentēm, kas ir tuvas zemākajām reģistrējamām frekvencēm. Līdz ar to reģistrētā signāla spektra zemo frekvenču daļā tas ienes papildus kropļojumus [13].

Jāņem vērā, ka signāla prognozēšanai ar Furjē transformāciju, izmantojot ilgu reģistrēšanas laiku un īsu paredzēšana intervālu (t.i., $t_{reģistrācijas} \geq t_{paredzēšanas}$), signālam vissvarīgākā ir reģistrētā signāla beigu daļa, jo no tās ir visvairāk atkarīgas tuvākā laika signāla izmaiņas. Savukārt,

izmantojot loga funkciju šī signāla amplitūdas daļa ir visvairāk "novājinātā", līdz ar to signāla precīzas paredzēšanas iespējas tiek samazinātas.

3.3. Diskrētā Furjē transformācija

Mūsdienās, lai veiktu Furjē transformāciju, pārsvarā visur tiek izmantotas diskrētas sistēmas (izņemot dažas akustikas un optikas nozares). Lai veiktu diskrēto Furjē transformāciju (DFT) nepārtrauktu analogo signālu nepieciešams diskretizēt laikā un pēc signāla līmeņiem. Veicot signāla diskretizāciju laikā, Furjē transformācijas precizitātes novērtējumos jāņem vērā, ka signāla diskretizācija laikā noved pie tā frekvenču raksturlīknes daudzkāršošanās, kas apgrūtina signāla frekvenču spektra noteikšanu. (Par nepārtraukta signāla diskretizēšanas kļūdām un precizitātes nosacījumiem īsi aprakstīts iepriekšējā daļā.)

Diskrētajā Furjē transformācijā vienkāršākajā gadījumā integrālvienādojumus var aizstāt ar summām [14]:

tiešā Furjē transformācija pārejai no laika uz frekvenču koordinātēm

$$F(k) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad ,$$

apgrieztā Furjē transformācija pārejai no frekvenču uz laika koordinātēm.

$$f(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F(k) e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad .$$

Ņemot vērā diskrēto transformāciju nolasīto punktu galīgumu skaitļu masīvā, tiek viennozīmīgi pieņemts, ka $0 \leq k \leq N-1$ un $0 \leq n \leq N-1$ funkcijas $F=F(k)$ un $f=f(n)$, bet citos gadījumos funkcijas $F(k)=f(x)=0$.

Svarīga diskrētās Furjē transformācijas īpašība ir tāda, ka no viena skaitļu masīva $0 \leq n \leq N-1$ tiek iegūts tik pat liels otrs skaitļu masīvs $0 \leq k \leq N-1$. Tas norāda, ka signāla nolasīšanas punktu skaits viennozīmīgi nosaka tā frekvenču raksturlīknes punktu skaitu, un otrādi. DFT izejas dati un rezultāti ir bezdimensionāli lielumi, un par mērogu un diskretizācijas soli (kas nosaka arī maksimālo transformācijas izšķirtspēju) var izmantot vienkāršus pārveidojumus.

Ja signāla diskretizācijas periods ir T un signāla reģistrācijas laiks $t=nT$, tad:

- frekvenču raksturlīknes diskretizācijas solis un maksimāla izšķirtspēja $\omega_{max}=\pi/T$,
- skalas garums $\pi/t \leq \omega \leq \pi/T$,
- minimālā reģistrētā frekvence $\omega_{min}=\pi/t$.

Ņemot vērā DFT periodisko raksturu, ja iegūtais signāls nav periodisks, maksimālais laiks t_{max} , kādā to var korekti reģistrēt ir $t=n \cdot T$, kur T signāla diskretizācijas frekvence. Ja neperiodisku signālu paredz uz priekšu laikā ilgā laikā aprēķinos parādās kļūda, ko nosaka signāla novērošanas laikā vērā neņemtās zemākās harmonikas un diskretizācijas un signāla perioda attiecības. No otras puses, ja ir zināms, ka pētāmajā signālā nav zemāku harmoniju par reģistrējamām (periodisks signāls), signālu iespējams paredzēt par patvaļīgi ilgu laiku uz priekšu tik, cik to atļauj DFT izšķitrtspēja.

3.4. Diskrētās Furjē transformācijas algoritmi

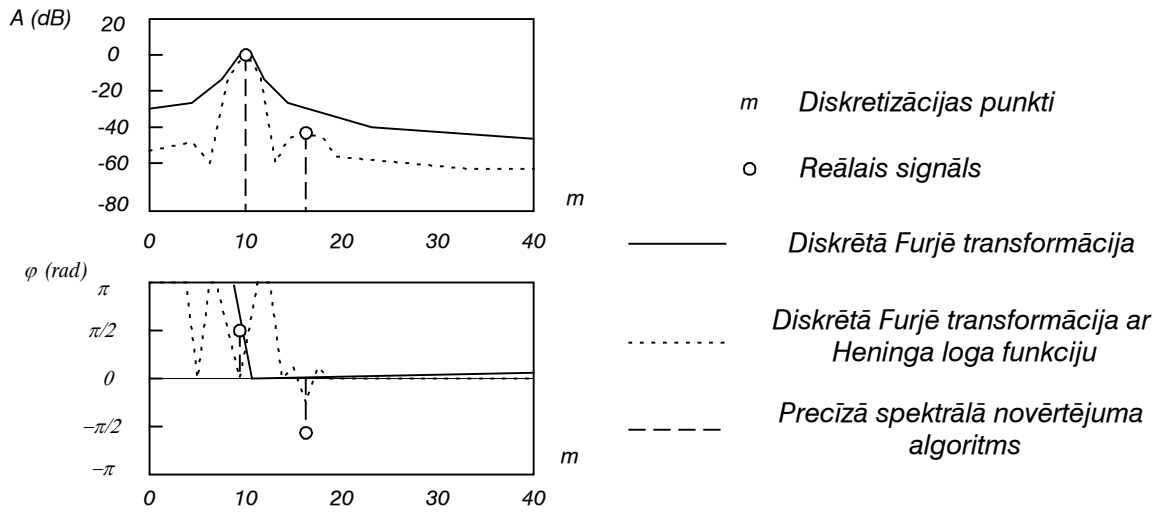
Mūsdienās praktiski nevienā diskrētajā Furjē transformācijā neizmanto klasisko transformācijas algoritmu, jo tas prasa pārāk daudz skaitļošanas darbību. Patreiz ir izstrādāti ļoti daudzi t.s. ātrās diskrētās Furjē transformācijas (DFT) algoritmu paveidi, no kuriem katram ir savas labās un sliktās īpašības [15],[16],[17]. Lai salīdzinātu dažādu DFT algoritmu priekšrocības, par vērtību kritērijiem tiek pieņemti:

- matemātisko darbību skaits,
- saskaitīšanas un reizināšanas operāciju skaits vai attiecība,
- nepieciešamās atmiņas apjoms,
- komplekso un reālo skaitļu darbību skaits vai attiecība,
- algebrisko un transcedento funkciju aprēķināšanas attiecība.

Ja signāla nolasījumu punktu skaits ar nenulles vērtību ir samērā neliels, visizdevīgākais no DFT algoritmiem ir t.s. tiešais jeb klasiskais algoritms, kurā aprēķinus veic, saskaņā ar Furjē transformāciju, integrāļus aizstājot ar summām. Kā vienu no klasiskā algoritma paveidiem var uzskatīt t.s. Gerceļa algoritmu14. Ja reģistrēto punktu skaits ir liels, tad pamatā tiek izmantota t.s. ātrā diskrētā Furjē transformācija, kuras galvenais princips ir skaitļu secību sadalīšana sīkākās daļās, līdz beidzot Furjē transformācija ir jāveic tikai diviem punktiem. Jo lielāks ir skaitļu masīvs, jo lielāks ir šāda algoritma ieguvums matemātisko aprēķinu daudzumā. Veicot ātro DFT ir dažādi algoritmi, kādā tiek veikta skaitļu masīvu sadalīšana. Lai ierobežotu pārtraukumu punktu ietekmi signāla nolasījuma sākumā izdevīgāk ir izmantot algoritmu, kurā tiek veikta masīva "retināšana laikā", t.i. veicot masīva dalīšanu katru reizi, tas tiek sadalīts divās daļās atlasot pāra un nepāra skaitļus.

Darbā [18] sīki aplūkotas klasiskās diskrētās Furjē transformācijas, tās izmaiņas Heninga loga funkcijas ietekmē un "precīzā spektrālā novērtējuma" (precise spectral estimate) algoritma amplitūdas - frekvenču un fāzu - frekvenču raksturlīkņu precizitātes novērtējums. Saskaņā ar to, nelineāru loga funkciju nav ieteicams izmantot gadījumos, kad nepieciešams zināt arī signāla fāzu - frekvenču raksturlīkni, jo loga funkcija tajā ienes lielus fāzes kropļojumus. "Precīzā spektrālā novērtējuma" ideja šajā darbā balstās uz to, ka klasiskās diskrētās Furjē transformācijas spektrālās raksturlīknes tiek uzlabotas tādā veidā, ka tiek nofiltrētas visas tās komponentes, kas neiztur noteiktu kritēriju. Šim algoritmam fāzu un amplitūdas spektrālo raksturlīkņu funkcija tiek aizstāta ar dažādu augstumu delta funkcijām, starp kurām signāla raksturlīknes vērtība ir *0*.

23. zīmējumā redzams signāla diskrētas Furjē transformācijas algoritmu salīdzinājums stacionāram signālam ar divām harmoniskām komponentēm $\omega_1/\omega_2=10,5/16$.



Zīmējums 23. Diskrēto Furjē transformāciju algoritmu raksturlīkņu salīdzinājumi.

3.5. Secinājumi.

Mūsdienās ir izveidoti tika daudz DFT algoritmi, ka veicot signāla analīzi ieteicams rūpīgi izvērtēt visus nosacījumus, lai varētu piemeklēt katrā gadījumā izdevīgāko transformācijas mehānismu:

- Klasiskais jeb tiešais algoritms ir izdevīgs nelielu skaitļu masīvu apstrādei *(m≤1000)*.
- Lielu skaitļu masīvu apstrādē izdevīgi izmantot t.s. ātro DFT algoritmu.

- Lai signāla prognozēšanā lielu kļūdu neieviestu neprecīzs fāzu - frekvenču atkarības novērtējums, nav izdevīgi izmantot nelineāras loga funkcijas.
- Lai novērstu signāla pārrāvuma ietekmi transformācijā, izdevīgi izmantot ātro DFT metodi ar t.s. "retināšanu laikā".

3.6. Regulēšanas ātrums un precizitāte

3.6.1. Regulēšanas precizitāte neparedzamiem traucējumiem

Jebkurā sistēmā pastāv kaut kādi traucējošie spēki, kuriem ir statistisks raksturs, līdz ar to, precīzi šādu signālu paredzēt nav iespējams, jo to neļauj šo signālu stohastiskā daba.
Kā jau tika aprakstīts iepriekš diskrētajās vadības sistēmās kurās veic stohastiska signāla apstrādi un prognozi, signāls tiek reģistrēts kaut kādu laiku, un tad veicot tā summāru analīzi tiek paredzēta tā varbūtīgākā amplitūda tuvākajam laikam, vai arī tiek izmainīts kaut kāds sistēmas parametrs, kura rezultātā sistēmā tiek panākta vismazākā kontrolējamā parametra izkliede.
Ciparu vadības sistēmā, kurā signāla prognozēšanu veic, izmantojot DFT, principā arī tiek veikta signāla statistiskā apstrāde, jo tiek analizēts ne tikai kaut kāds konkrēts sistēmas stāvoklis, bet arī tās priekšvēsture - iepriekšējais signāla izmaiņas raksturs un amplitūdas. Tas nozīmē, ka arī ar DFT paredzēšanas metodēm principā iespējams paredzēt statistiska signāla izmaiņu, bet kā jau statistiskās sistēmās, šādam novērtējumam būs tikai varbūtīga precizitāte. Ņemot vērā to, ka stohastisku vadības sistēmu vadības precizitātes novērtēšanai izmanto t.s. mazāko kvadrātu metodi, vadības sistēma ar DFT nav precīzākā vadības sistēma, jo tā nav piemērota šāda kvalitātes kritērija apmierināšanai.
Jāņem vērā, ka stohastiskās vadības sistēmas ir "ilgtermiņa darbības" sistēmas, kuru darbības princips balstās uz tādu sistēmas prognozēšanas un vadības algoritmu, ka sistēma stāvoklis ir vislabākais, vidējots kaut kādā laika intervālā, un tā neņem vērā katru konkrēto sistēmas stāvokli. Rezultātā sistēma ar stohastisku signāla prognozēšanu kļūdās uz tā rēķina, ka tā neņem vērā katru konkrēto signāla izmaiņas vērtību.
Vadības sistēma ar DFT ir "precīza sistēma" un tās prognozēšanas principi ir tādi, ka tā cenšas ieņemt visizdevīgāko sistēmas stāvokli katrā konkrētā laika brīdī, bet tā kā stohastisku signālu

nevar simtprocentīgi prognozēt, tā, protams, kļūdās. Līdz ar to gadījumā, ka sistēmas traucējošais faktors ir absolūti stohastiska rakstura, vadības sistēma ar DFT darbojas sliktāk par optimizētām stohastiskām sistēmām, jo tās vadības kritēriji neatbilst stohastisku sistēmu kvalitātes kritēriju nodrošināšanai. Tomēr, jo vairāk stohastiskā signālā parādās determinēta komponente, jo precīzāk DFT analīze spēj to prognozēt un līdz ar to arī sistēmas vadība kļūst precīzāka.

3.6.2. Regulēšanas precizitāte periodiskiem traucējumiem

Ir ļoti daudz tādu vadības sistēmu, kurās sistēmas traucējošais lielums izmainās pēc kaut kāda periodiska likuma. Par piemēru var minēt dažādu rotējošu iekārtu regulēšanu, kuru rotācijai jābūt vienmērīgai, bet dažādu faktoru dēļ (masas nevienmērīgs sadalījums, slodzes izmaiņa dažādos rotora stāvokļos, žiroskopiskais efekts, u.c.), rotoram veicot pilnu apgriezienu, tām ir periodiskas novirzes.

Ja regulējošai sistēmai šādā iekārtā piemīt kāda vadības elementa transporta kavējums, kas salīdzināms ar regulējamās iekārtas rotācijas frekvenci, t.i. $\omega_{rot} \approx \omega_{nob}$, tad praktiski nav iespējams veikt sistēmas regulēšanu viena rotācijas perioda ietvaros, jo vienīgais regulējošās sistēmas risinājums ir ieviest demferējošus posmus, kas palēnina sistēmas reakcijas laiku. Gadījumos, kad rotācijas periods ir salīdzināms ar sistēmas aiztures laiku prognozējoša regulācijas sistēma, kurā izmanto signāla Furjē analīzi ir visizdevīgākais risinājums, jo kā jau iepriekš tika minēts, kvalitatīvi salīdzinot dažādus signāla paredzēšanas algoritmus diskrētās sistēmās, jebkurā gadījumā tiek veikta signāla reģistrācija noteiktā laika periodā, un pēc tam tiek veikta iegūtā skaitļu masīva summēšana ar noteiktu algoritmu. Tas nozīmē, ka kvalitatīvā analīzē dažādas diskrēto vadības regulācijas sistēmas ir līdzīgas savā starpā, bet, ja traucējošais signāls ir periodisks, signāla prognozēšana, izmantojot DFT dod šādas priekšrocības:

- iespējams viegli noteikt signāla nepieciešamo reģistrēšanas ilgumu, kas dos pietiekamu analīzes precizitāti, $T_{reģ} \geq T_{sign}$,
- iespējams maksimāli precīzi (salīdzinot ar citām metodēm) paredzēt signālu dotajā laika momentā,

- iespējams paredzēt signālu uz priekšu laikā, kas pārsniedz signāla reģistrācijas laiku, $T_{progn} \geq T_{reģ}$.

3.7. Stabilitāte un stabilitātes rezerve

3.7.1. Stabilitāāe ar stohastiskiem traucējumiem

Kā jau iepriekš darbā tika aprakstīts, ir kvalitatīvi kritēriji, ar kuriem var noteikt stohastiskas sistēmas ar elementu transporta kavējuma stabilitāti. Viens no šādiem kritērijiem ir tāds, ka signāla amplitūdas precizitātes un prognozējamā laika reizinājumam jāapmierina nosacījums $\mathrm{sh}(a\tau) \leq 1$.

Tā kā sistēma ar DFT principā neveic korektu stohastiska signāla apstrādi, jo tā statistisku signālu apstrādā kā determinētu, tad tās mākslīgi radītajai precizitātei nav patiesa seguma. Tāpēc nevar uzskatīt, ka augšminētais stabilitātes kritērijs tiks apmierināts jebkurā DFT paredzēšanas intervālā, un patiesais ticamas paredzēšanas intervāls noteikti nepārsniedz parastu stohastisku sistēmu paredzēšanas intervālu - t.i. vienu reģistrācijas periodu. Precīzākai dažādu sistēmu algoritmu salīdzināšanai nepieciešama rūpīga algoritmu analīze un darbības trasēšana. Jāatzīst, ka šāds darbs iziet ārpus maģistra darba apjoma, jo vispirms jāveic rūpīga literatūras analīze lai noteiktu kas šajā jomā jau ir paveikts, bet vēlāk neizbēgami šāda analīze jāveic pašam. Šī darba literatūras analīzes izpētē, netika atrasti tādi pētniecisku darbu apraksti, kuros būtu veikta dažādu vadības sistēmu ar stohastisku signālu apstrādi salīdzināšana.

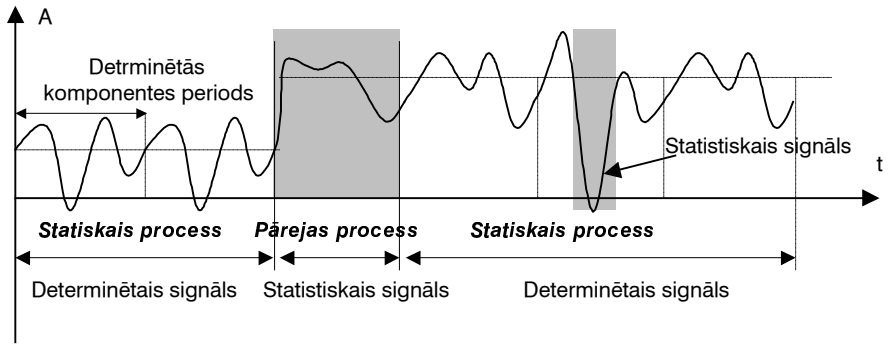
3.7.2. Stabilitāte ar periodiskiem traucējumiem

Kā jau iepriekšējās nodaļas tas tika aprakstīts, sistēmas kopējo stabilitāti nosaka pēc vaļējas sistēmas fāzu - amplitūdas raksturlīknes. Tika aprakstītas arī analogās signālu apstrādes nepilnības, kas rodas analogo dinamisko posmu fāzu - amplitūdas raksturlīkņu saistības dēļ, t.i., analogo dinamisko posmu ierobežojošs faktors ir tāds, ka ar tiem nav iespējams izmainīt

sistēmas fāzu - frekvenču raksturlīkni, neizmainot amplitūdas - frekvenču raksturlīkni. Rezultātā, projektējot sarežģītu sistēmu ar daudzām atgriezeniskajām saitēm, nepārtraukti ir jāpieņem dažādi kompromisi, kas nepieciešami sistēmas kopējās fāzu - frekvenču raksturlīknes panākšanai.

Lai uzlabotu sistēmas stabilitāti un stabilitātes rezervi, jāpanāk, lai sistēmas kopējā fāzu nobīde pie lieliem pastiprinājumiem būtu pēc iespējas mazāka, bet pie fāzu nobīdēm kas tuvas $-\pi/2$ pastiprinājums būtu 1 . Sistēmās ar kāda elementa transporta nobīdi signālam izveidojas papildus fāzu nobīde, kas var pat daudzkārt pārsniegt $-\pi/2$. Ja tas ir tā, sistēmai ar analogo elementu bāzi ir ļoti grūti panākt tādu izlabotu amplitūdas - frekvenču raksturlīkni, ka sistēma būtu stabila, un līdz ar to vienīgais risinājums bieži vien ir sistēmas demferēšana un līdz ar to ātrdarbības samazināšana.

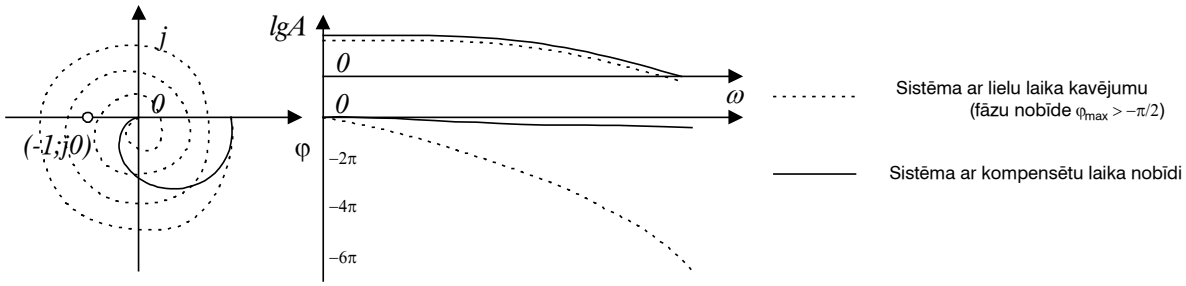
Ja sistēmas traucējumu statistiskais raksturs ir diezgan neizteikts (t.i. to komponente ir salīdzinoši maza, vai šādu traucējumu parādīšanās ir salīdzinoši reta), tad šādas sistēmas traucējošos spēkus nosacīti var iedalīt divās grupās - dederminētajos un stohastiskajos. Par determinētajiem spēkiem uzskatīsim tādus, kuriem ar diezgan lielu precizitāti ir periodisks raksturs. Tādi spēki rotējošas sistēmās var būt periodiska slodzes izmaiņa viena apgrieziena ietvaros, bremzējoši spēki sistēmas asimetrijas dēļ, u.t.t. Pie stohastiskajiem spēkiem tādā gadījumā pieskaitāmi visi tie traucējumi, kuri nav paredzami, jo to raksturs un izmaiņas nav zināmi. 24. zīmējumā redzams signāla attēlojums laikā, un parādīts, kā signālu iespējams iedalīt determinētajā un stohastiskajā komponentē.



Zīmējums 24. Signāla determinēto un statistisko komponenšu iedalījums.

3.7.2.1.Stacionārā režīma novērtēšana

Praktiski visas sistēmas lielāko savas darbības laiku atrodas stacionārā stāvoklī, kad regulējošie parametri nemainās un sistēmas stabilitāti nosaka nelielas novirzes no vidējā līdzsvara stāvokļa. Šīs novirzes no sistēmas līdzsvara stāvokļa bieži vien ir ar vairāk vai mazāk izteiktu periodu, ko klasiskās vadības sistēmas bieži neņem vērā. Diskrētās vadības sistēmas ar DFT galvenā īpašība ir tāda, ka, veicot periodisko traucējumu analīzi ar DFT palīdzību, iespējams pietiekami precīzi paredzēt arī to turpmāko izmaiņu. Paredzot signāla izmaiņu, sistēmu iespējams vadīt saskaņā ar gaidāmo stāvokli un līdz ar to praktiski pilnībā nokompensēt sistēmas dinamiskā posma nobīdi un samazināt sistēmas kopējo signāla fāzu nobīdi, neizmainot tās amplitūdas raksturlīkni. Sistēmas ar transporta kavējumu fāzu - amplitūdas un amplitūdas - frekvenču raksturlīkņu izmaiņa, kavējuma kompensācijas gadījumā redzama 25. zīmējumā:



Zīmējums 25. Sistēmas raksturlīknes ar laika nobīdi un tās kompensēšana.

Faktiski šāda signāla paredzēšana ir signāla negatīva fāzu nobīde, ko dabā tīrā veidā realizēt nevar, jo tas ir pretrunā ar cēloņu - seku likumsakarību. Tomēr, ja sistēma atrodas stacionārā stāvoklī, šādai signāla paredzamībai ir augsta ticamība un shēma darbojas tā, it kā negatīva fāzu nobīde būtu iespējama.

Galvenais šādas sistēmas ievešanas rezultāts ir tāds, ka, lai novērstu sistēmas novirzes no uzdotā stāvokļa, iespējams izmantot t.s. dinamisko regulēšanu, jo svārstības no līdzsvara stāvokļa tiek panāktas nevis ar iekārtas jaudas vai izturības palielināšanu, bet ar elastīgu sistēmas vadīšanu.

3.7.2.2.Pārejas režīma novērtēšana

Veicot sistēmas stabilitātes analīzi, jebkurai sistēmai ir jāpārbauda gan statiskās, gan dinamiskās stabilitātes nosacījumi. Iepriekš dotais sistēmas darbības apraksts attiecas uz

sistēmas darbību stacionārā stāvoklī, kad sistēmas traucējošie lielumi laika gaitā principiāli nemainās, un traucējošā signāla paredzētais līmenis daudz neatšķiras no reālā stāvokļa. Sistēmas pārejas process notiek brīdī, kad sistēmas regulējošā lieluma amplitūda izmainās neparedzētā veidā. Atkarībā no tā, kā darbojas sistēmas DFT process, sistēma var reaģēt divos dažādos veidos.

Pirmajā gadījumā sistēmā DFT un paredzēšanas process notiek tikai tad, kad ir nolasīta pilna signāla reģistrēšanas sērija (t.i., tiek savākts n signālu nolasījumu masīvs, kā tas notiek vairumā DFT aparātos.). Tādā gadījumā var izdalīt trīs signālu nolasījumu kopas, no kuriem pirmajā un pēdējā nolasījumā signāls vairs lēcienveidīgi nemainās, bet kaut kad otrā nolasījumā tas ir izmainījies. Vadoties no pirmā nolasījuma sistēma paredzēs nepareizu signālu, un sistēma netiks vadīta saskaņā ar signāla izmaiņu. Pēc otrā nolasījuma sistēma paredzēs signālu, kura ticamība būs atkarīga no nolasījuma un paredzēšanas laika attiecības, diskretizācijas frekvences u.t.t., bet tas nebūs precīzs. Pēc trešā nolasījuma laika sistēma centīsies ieņem jauno stāvokli, un pēc laika $t_{ex} \geq t_{nob}$ (t_{nob} - sistēmas dinamiskā posma nobīdes laiks) tas parādīsies sitēmas izejā.

Ja sistēma, kas veic DFT ir pietiekami ātrdarbīga un process, ko tā vada ir pietiekami lēns, iespējams, ka signāla paredzēšanu var veikt pēc katras jaunās signāla nolasījuma veikšanas. Tādā gadījumā sistēmas spēj ātrāk nofiksēt lēcienveidīgu regulējošā lieluma izmaiņu, un spēj ātrāk ticami paredzēt tā turpmāko līmeni (skat. pielikumu). Rezultātā sistēmas izeja vajadzīgo stāvokli spēj ieņemt laikā $t_{ex} \approx t_{nob}$, jo paredzēšanas shēmas ātrdarbība kopējā sistēmas reaģēšanas laikā ir salīdzinoši maza un to var neņemt vērā.

Ja pārejas procesa laikā, kamēr sistēma cenšas ieņemt jauno stāvokli, notiek jauna neprognozēta regulējoša lieluma izmaiņa, pastāv augsta varbūtība, ka sistēma, vadoties no regulējoša elementa stāvokļa, regulējoša lieluma līmeņa un gaidāmajām izmaiņam, "pieņem lēmumu" strauji ieņem diametrāli pretēju stāvokli. Ja šāda situācija pārejas procesa laikā vairākkārt atkārtojas, sistēma var tikt uzšūpota, un līdz ar to var uzskatīt, ka sistēmas prognozējošā daļa ar sistēmas vadīšanu galā netiek. Gadījumā, kad sistēmas paredzētais signāls principiāli atšķiras no reālā, var uzskatīt, ka tā nedarbojas un to var izslēgt no kopējās sistēmas blokshēmas. Sistēmas kopējā blokshēma tādā gadījumā izskatās kā parasta shēma, kurā ir elements ar transporta nobīdi, un shēmas stabilitāti tādā gadījumā nosaka tikai šis posms ar visām no tā izrietošajām sekām. Veicot šādu kvalitatīvu sistēmas darbības analīzi, kārtējo reizi pierādās, ka prognozējoša sistēma ar DFT paredzēšanas mehānismu, nespēj tikt galā ar procesu vadību, kurā regulējošā lieluma izmaiņa ir stipri statistiska.

3.8. Secinājumi

Diskrētā vadības sistēma ar signāla Furjē transformāciju ar matemātisko aparātu principiāli neatšķiras no citām diskrētām vadības sistēmām, kurās veic reģistrētā signāla datu masīva apstrādi. Arī šādas sistēmas ātrdarbība ir salīdzināma ar citu līdzīgu signāla apstrādes algoritmu principiāli neatšķiras un signāla Furjē analīzi ir iespējams veikt visur tur, kur ir iespējams reālā laikā apstrādāt pietiekami lielu datu masīvu.

- Principiāla Furjē transformācijas metodes atšķirība attiecībā pret pārējām parādās tad, kad to pielieto sistēmās ar dinamisko posmu transporta nobīdi, kur lietderīga ir signāla prognozēšana.
- Līdz šim praktiski visās diskrētajās vadības sistēmās, kurās tiek veikta signāla prognozēšana, signāls tiek modelēts kā absolūti statistisks lielums, un līdz ar to matemātiskajā modelī tiek pazaudēta daļa no informācijas, kas raksturo signālu. Ja šāda diskrētā sistēma tiek izmantota iekārtā, kurā ir kāds elements, kam piemīt t.s. transporta kavējums jeb nobīde, tad praktiski viss, ko šāda sistēma spēj, ir novadīt iekārtu tā, ka tā strādā ar ātrdarbību, kas ir maksimāli tuvu tās dinamiskā posma laika nobīdei. Faktiski šādas sistēmas tikai nedaudz spēj uzlabot kopējo iekārtas regulēšanas precizitāti uz neliela dispersijas samazināšanas rēķina.
- Analogās iekārtas, kas principā ar signālu darbojas kā ar determinētu lielumu, nespēj ievērojami palielināt sistēmas ar transporta kavējumu ātrdarbību, jo analogajās signāla apstrādes ķēdēs ierobežojošais faktors ir dinamisko posmu fāzu - amplitūdas sakarības. Rezultātā arī ar analogajām ķēdēm sistēmas kopējais reakcijas laiks vienmēr ir lielāks par sistēmas elementa transporta kavējumu.
- Sistēmu vadībā, kurās ir elementi ar transporta nobīdi un traucējošais lielums ir samērā determinēts signāls (rotējošu daļu vidējās rotācijas frekvences izmaiņas dažādu faktoru ietekmē, iekārtu šūpošanās ap līdzsvara stāvokli pēc negaidītas novirzes u.tml.), ļoti izdevīgi ir izmantot visu informāciju par signālu tā, lai paredzētu tā turpmākās izmaiņas. Maksimāli precīzi paredzot signāla turpmākās izmaiņas ir iespējams kompensēt attiecīgā sistēmas elementa transporta nobīdi un līdz ar to palielināt sistēmas ātrdarbību. Tieši šados gadījumos signāla paredzēšanai visizdevīgāk ir izmantot signāla Furjē transformāciju. Piedevām, jo vairāk šādam signālam ir periodisks raksturs, jo precīzāk to ir iespējams paredzēt.

Ja sistēmas traucējošajam lielumam jeb novirzei ir izteikts periodisks raksturs, tad, signāla prognozēšanā izmantojot DFT, iespējams:

- viegli noteikt signāla nepieciešamo reģistrēšanas ilgumu, kas dos pietiekamu analīzes precizitāti, $T_{reģ} \geq T_{sign}$,
- maksimāli precīzi (salīdzinot ar citām metodēm) paredzēt signālu dotajā laika momentā,
- paredzēt signālu uz priekšu laikā, kas pārsniedz signāla reģistrācijas laiku, $T_{progn} \geq T_{reģ}$.

Kā tika pierādīts, vadības sistēmas ar DFT signāla prognozēšanu, protams, nespēj prognozēt statistiska signāla izmaiņu, tāpēc tās pielietojuma robežas tiek pamatīgi sašaurinātas. Sistēmās, kurās traucējošā faktora izmaiņu statistiskā komponente ir pārsvarā pār determinēto, DFT prognozēšanas metodes izmantot nav lietderīgi.
Robežgadījumā risinājums varētu būt adaptīvas sistēmas ieviešana, kas maina vadības algoritmu atkarībā no paredzētā signāla precizitātes un signāla korelācijas. T.i., sistēmā var ievest elementu, kas veic paredzētā un reālā signāla starpības uzskaiti un, ja kļūda pārsniedz kādu noteiktu vērtību, skaitļu masīva apstrādi no DFT metodes izmaina uz Kalmana filtra algoritmu, vai citu statistiska signāla apstrādes metodi. Un otrādi, ja signālā tiek konstatēta augsta korelācija, pāriet atpakaļ uz DFT metodi.
Veicot kvalitatīvu sistēmas ar elementu transporta nobīdi analīzi, jāveic traucējoša signāla jeb novirzes izpēte tādā līmeni, lai būtu iespējams novērtēt tā statistiskās un determinētās komponentes attiecību. Ja sistēmas traucējoša lieluma determinētā komponente ir diezgan izteikta, ļoti ieteicams izvērtēt DFT izmantošanu signāla prognozēšanā.

3.9. Praktiskā izmantošana

Diskrētās vadības sistēmas ar DFT izmantošanu prognozējošās ķēdēs, iespējams izmantot tādās iekārtās, kur dažādi statistiski traucējumi notiek vai nu reti, vai arī to amplitūda salīdzinājumā ar signāla determinēto komponenti ir salīdzinoši maza.
Šādas iekārtas var būt rotējoši mehānismi, kuriem pilna apgrieziena laikā notiek slodzes deviācija (siksnu, lenšu un disku piedziņas mehānismi), vāji demferētas konservatīvas sistēmas, kurās novirze no līdzsvara stāvokļa notiek pietiekami reti (dažādu iekārtu dinamiskā stabilizācija), u.tml.

Kā viens no praktiski pielietojamiem paņēmieniem var būt elektrostaciju ar vairākiem sinhroniem ģeneratoriem grupas regulēšana.
Atšķirībā no asinhronajiem ģeneratoriem, kuru reaktīvā jauda ir negatīva (to induktīvas pretestības dēļ), sinhrono ģeneratoru reaktīvā jauda, atkarībā no ierosmes strāvas lieluma, spēj mainīties no negatīvas (induktīvas) uz pozitīvu (kapacitīvu). Tā kā energosistēmu lielākie patērētāji (augstsprieguma līnijas, pazeminošie transformatori, elektrodzinēji) ir ar induktīvām reaktīvajām pretestībām, tad visi ģeneratori strādā ar nelielu kapacitīvo reaktīvo jaudu.
Lai energosistēmas spriegums, slodzei mainoties, svārstītos pēc iespējas mazāk, ģeneratoru raksturlīknēm jābūt pēc iespējas nemainīgām (astatiskām). Šādos gadījumos nav iespējams panākt vienlaicīgu daudzu ģeneratoru darbību energosistēmā, jo mainoties sistēmas slodzei, tie darbotos releju režīmā, katru brīdi cenšoties uzņemt maksimālo slodzi un to nometot. Lai šadu stāvokli nepieļautu, sinhrono ģeneratoru raksturlīknēm izveido nelielu ģenerētā sprieguma atkarību atkarībā no patērētās slodzes, t.i., to raksturlīkni izveido statisku. Ģeneratoru regulējošam sistēmām piemeklē tādu statisma koeficientu, lai katrs ģenerators nereaģētu uz energosistēmas kopējām nelielajām slodzes svārstībām un strādātu ar pilnu nominālo slodzi.
Lai sinhronie ģeneratori stabili strādātu energosistēmas mērogā un sistēmas spriegums svārstītos pēc iespējas mazāk, sinhrono ģeneratoru statisma koeficientus ieregulē 1 - 2% robežās (slodzei mainoties par 100%, spriegums pazeminās par 1 - 2%).
Līdzīgi kā ar aktīvās slodzes un sprieguma regulēšanu, sinhronajiem ģeneratoriem ir nepieciešama arī reaktīvās slodzes regulēšana. Elektrostacijās, kurās ir vairāki ģeneratori, kas ir tuvu elektriski saistīti (t.i. kompleksās pretestības, kas saista ģeneratorus ir mazas), ģeneratoru regulēšanā parādās papildus nosacījumi, jo mazo savienojošo pretestību dēļ, ģenerators uz sprieguma un jaudas izmaiņām reaģē daudz jūtīgāk. Līdz ar to parādās tāda sinhrono ģeneratoru regulēšanas problēma kā grupas regulēšana. Grupas regulēšanas sistēmas funkcijas ir izlīdzināt paralēli darbojošos ģeneratoru, ar iespējami mazāku statisma koeficientu, aktīvās un reaktīvās slodzes tā, lai tās visas būtu vienādas.
Ja šāda grupas regulēšana nepastāv (vai nedarbojas, kā tas ir Ķeguma HES-2), negaidīta sistēmas traucējuma gadījumā tiek izjaukts līdzsvars un paralēli darbojošies ģeneratori patvaļīgi uzsāk pretējas reaktīvās jaudas ģenerēšanu, summā cenšoties kompensēt viens otru. Šāda reaktīvās jaudas ģenerēšana noris kā lavīnveidīgs process, kurā notiek svārstības ar arvien pieaugošu amplitūdu. Parasti šāds process beidzas ar to, ka viens vai vairāki ģeneratori tiek apturēti, nostrādājot dažādām aizsardzībām. (Ja ģenerators sāk ģenerēt maksimālo kapacitatīvo jaudu, tad tā ierosmes tinumu strāva un statora spriegums pieaug līdz

maksimālajai vērtībai, un ģeneratoru atslēdz maksimālās ierosmes strāvas vai maksimālā statora sprieguma aizsardzība. Ja ģenerators sāk ģenerēt maksimālo induktīvo jaudu, tā ierosmes strāva samazinās līdz minimālajai vērtībai, samazinās rotora un statora magnētiskā saķēdējuma pretestība, ģenerators draud "izkrist" no sinhronisma, un to atslēdz no minimālās ierosmes strāvas aizsardzības.)

Mainoties ģeneratora reaktīvās jaudas vērtībai no pozitīvas uz negatīvu, mainās tā ierosmes tinumu strāva, no kuras mainās ģeneratora magnētiskās pretestības lielums. Rezultātā, kopā ar reaktīvās jaudas izmaiņu, nedaudz mainās arī ģeneratora aktīvā jauda. Mainoties ģeneratora aktīvajai jaudai mainās ūdens (hidroagregātiem) padeves daudzums, un, tā kā šajā darbībā tiek pārvietotas masīvas metāla konstrukcijas un regulējošo elementu eļļas sistēmas trases ir salīdzinoši garas, veidojas sistēmas reakcijas laika aizture. Šī laika aizture un konstrukciju inerce arī ir galvenais faktors, kas nosaka svārstību ātrumu patvaļīgas reaktīvās jaudas ģenerēšanas gadījumā.

Šādā situācijā, kad neparedzēti traucējumi sistēmas darbībā notiek samērā reti, un svārstību process pēc traucējuma ir prognozējams, regulējošās ķēdēs ir iespējams izmantot signāla prognozēšanu ar DFT palīdzību. Tā kā svārstības šādā procesā ir salīdzinoši lēnas (periods ~1 s), tad, izmantojot mūsdienu skaitļošanas sistēmu jaudas, procesa prognozēšanu būtu iespējams veikt pēc katras signāla nolasīšanas, un izmantot maksimāli iespējamo sistēmas reakcijas ātrumu.

Nobeigums

Darbā ir aplūkotas gan vispārīgas klasiskās automatizēto vadības sistēmu shēmas, gan diskrēto vadības sistēmu vispārīgās īpašības. Tā kā darbā kā galvenais uzdevums tika izvirzīts vadības sistēmu ar prognozējošiem elementiem salīdzinājums, tad īpaša uzmanība tika pievērsta uz analogo un diskrēto elementu bāzi izveidotām prognozējošām shēmām.
Veicot dažādu prognozējošo sistēmu analīzi tika izpētītas to īpašības. Salīdzinot dažādas prognozējošās shēmas darbā tika noskaidrots:

- Vienkāršu diferencējošu un integrējošu ķēžu pielietojums ir ierobežots, jo tās neļauj sistēmā vienlaicīgi iegūt optimālas amplitūdas un fāzu raksturlīknes. Vienīgais šāds sistēmas stabilitātes palielināšanas risinājums ir ķēžu ar lielu integrēšanas laiku ieslēgšana, kas samazina sistēmas ātrdarbību un līdz ar to precizitāti.
- Analogo elementu prognozēšanas shēmas spēj novadīt optimālu sistēmas pārejas procesu tā, ka tas daudz nepārsniedz elementa aiztures laiku.
- Vairums diskrēto vadības sistēmu darbojas kā stohastiskas, t.i. reģistrēto signālu tās apstrādā ar statistiskām metodēm, un to darbības algoritms balstīts uz procesa vadību kopumā. Šādas sistēmas signāla prognozēšanu izmanto nevis sistēmas elementu transporta nobīdes novēršanai, bet gan tikai sistēmas stabilitātes palielināšanai. Šādas vadības sistēmas izdevīgi izmantot procesu vadībā, kurus ir grūti vai neiespējami determinēti aprakstīt.
- Diskrētās vadības sistēmas ar determinētu signāla apstrādi ir precīzākas par statistiskām sistēmām, jo pilnīgāk izmanto informāciju par reģistrēto signālu. Diskrētās vadības sistēmas, kurās signāla prognozēšanai izmanto DFT, ir visprecīzākās prognozējošas sistēmas, bet to pielietojuma robežas nosaka reģistrējamā signāla determinētās un statistiskās komponentes attiecības. Jo statistiskāks ir DFT apstrādājamais signāls, jo šāda prognozēšanas metode ir neprecīzāka.

Ja sistēmas traucējošajam lielumam ir diezgan izteikts periodisks raksturs, tad, signāla prognozēšanai izmantojot DFT, iespējams:

- viegli noteikt signāla nepieciešamo reģistrēšanas ilgumu, kas dos pietiekamu analīzes precizitāti, $T_{reģ} \geq T_{sign}$,
- maksimāli precīzi (salīdzinot ar citām metodēm) paredzēt signālu dotajā laika momentā,

- paredzēt signālu uz priekšu laikā, kas pārsniedz signāla reģistrācijas laiku, $T_{progn} \geq T_{reģ}$.

Izmantojot darbā atklātos DFT sistēmas novērtējumus, šīs sistēmas pielietojumu var izvērtēt jebkurā ražošanas nozarē, kur tehnoloģiskā procesa norise atbilst dotās sistēmas optimālās darbības robežām. Izvērtējot DFT izmantošanu prognozējošās ķēdēs, kā viens no sistēmas praktiskajiem pielietojumiem darbā ir piedāvāts to izmantot paralēli darbojošos sinhrono ģeneratoru grupas regulēšanā.

Izmantotā literatūra

1 Воронов А. А. Основы теории автоматического управления. - Москва ; Энергия, 1980. - 372 с.

2 Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы. - Москва ; Машиностроение, 1977. - 464 с.

3 E. Kronbergs, P. Rivža, Dz. Bože. Augstākā matemātika. - 2. daļa. - Rīga ; Zvaigzne, 1988. - 527 lpp.

4 Смит О.Дж.М. Автоматическое регулирование. - Москва ; ФМ, 1962. - 847 с.

5 Cvbn J.L;.V. Fdnjvfnbxtcrjt htuekbhjdfybt. - Vjcrdf & AV> 1962. - 847 с.

6 Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике. - Москва ; Мир 1991. - 446 с.

7 S. Douglas Peters, Andreas Antoniou. A Parallel Adaption Algorithm for Recursive-Least-Squares Adaptive Filters in Nonstationary Environments // IEEE Transactions on Signal Processing. - Vol. 43, No. 11. - 1995. - p. 2484 - 2495.

8 Уидроу. Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. - Москва ; Радио и связь, 1989. - 440 с.

9 Ю. Г. Булычев, А. А. Манин. Синтез адаптивных прогнозирющих систем оптимального управления на основе метода опорных интегральных кривых // Автоматика и вычислительная техника. - N1. - 1995. - с. 43 - 52.

10 Bor-Sen Chen, You-Li Chen. Multirate Modeling of AR/MA Stochastic Signals and Its Application to the Combined Estimation-Interpolation Problem // IEEE Trancastions On Signal Processing. - Vol. 43, No. 10. - 1995, p. 2302 - 2312.

11 Хусаинов Д.Я., Давыдов В.Ф. Получение гарантированного условия асимптотической устойчивости систем с одним запаздыванием // Автоматика. - No. 1. - 1993. - с. 16-20.

12 Д. С. Маланьин. Алгоритмы стабилизации и структурные свойства неопределенных объектов с транспортным опаздыванием. - Москва, 1991. - 24 с.

13 Гучук В.В., Кардашин Е.А. Коррекция частотных характеристик быстрого преобразования Фурье // Моделирование и оптимизация сложных систем управления. - Москва ; Наука, 1981. - с. 88-95

14 Залманзон Л. А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. - Москва ; Наука, 1989. - 496 с.

15 An Associative Parallel Processor Used in Real Time Signal Processing / Christer Fernström a.o. // Signal Processing II: Theories and Applications. - Amsterdam, 1983. - p. 793-796.

16 Soo - Chang Pei, Eng - Fong Huang. Hybrid Nesting and Prime Factor Mixed Radix FFT Algorithm // Signal Processing II: Theories and Applications. - Amsterdam, 1983. - p. 775-786.

17 Hideo Murakami. Sampling Rate Conversion Systems Using a New Generalized Form of the Discrete Fourier Transform // IEEE Trancastions On Signal Processing. - Vol. 43, No. 9. - 1995, p. 2095 - 2102.

18 William L. Cameron. Precise Expression Relating the Fourier Transorm of a Continuous Signal to the Fast Fourier Transform of Signal Samples // IEEE Trancastions On Signal Processing. - Vol. 43, No. 12. - 1995, p. 2811 - 2821.