TRANSPORTA UN SAKARU INSTITŪTS

Takhir Mamirov

TRANSPORTLĪDZEKĻU AGREGĀTU PRECIZIONĀLĀS VIBRODIAGNOSTIKAS UZDEVUMU RISINĀJUMA METOŽU IZSTRĀDE

PROMOCIJAS DARBA KOPSAVILKUMS

RĪGA - 2011

TRANSPORTA UN SAKARU INSTITŪTS

Takhir Mamirov

TRANSPORTLIDZEKLU AGREGATU PRECIZIONALAS VIBRODIAGNOSTIKAS UZDEVUMU RISINAJUMA METOZU IZSTRADE

PROMOCIJAS DARBA KOPSAVILKUMS

izvirzīts inženierzinātņu doktora zinātniskā grāda iegūšanai
(Dr.sc.ing.)

Inženierzinātņu nozares
apakšnozare "Transporta un loģistikas zinātne"

Zinātniskais vadītajs:
Dr.habil.sc.ing., profesors
Vitalijs Jeremejevs, TSI

Konsultants:
Dr.habil.sc.ing., profesors
Igors Kabaškins, TSI

RĪGA – 2011

UDK 629.3.001.4
M 23

Transporta un sakaru institūts

T. Mamirov
M 23 Transportlīdzekļu agregātu precizionālās vibrodiagnostikas uzdevumu risinājuma metožu izstrāde. Promocijas darba kopsavilkums. Rīga: Transporta un sakaru institūts, 2011. 50 lpp.

ISBN 978-9984-818-42-9

© Mamirov T., 2011
© Transporta un sakaru institūts, 2011

PROMOCIJAS DARBS TIEK IZVIRZĪTS TRANSPORTA UN SAKARU INSTITŪTĀ INŽENIERZINĀTŅU DOKTORA ZINĀTNISKĀ GRĀDA IEGŪŠANAI (Dr.sc.ing.)

OFICIĀLIE RECENZENTI:

Dr.sc.ing., profesors Aleksandrs Grakovskis,
Transporta un sakaru institūts, Latvijā

Dr.sc.ing., profesors Dalius Navakauskas,
Vilnius Gediminas Technical University, Lietuva

Dr.sc.ing., tīkla administrators, inženieris Igors Radčenko,
AS "Latvenergo", Latvijā

Promocijas darba aizstāvēšana notiks 2011.gada 8.septembrī plkst. 16:00 Transporta un sakaru institūta Transporta un loģistikas promocijas padomes atklātā sēdē: Latvijā, Rīgā, Lomonosova ielā 1, konferenču zālē 4-130, tālr. (+371) 67100617, faks: (+371) 67100535.

APSTIPRINĀJUMS

Es apliecinu, ka esmu izpildījis šo promocijas darbu, kas tiek iesniegts izskatīšanai Transporta un sakaru institūtā, lai iegūtu inženierzinātņu doktora zinātnisko grādu (Dr.sc.ing.). Šis promocijas darbs nav ticis iepriekš izskatīts nevienā citā universitātē vai institūtā zinātniskā grāda iegūšanai.

_____ 2011. T. Mamirov

ANOTĀCIJA

Tahira Mamirova promocijas darbs "Transportlīdzekļu agregātu precizionālās vibrodiagnostikas uzdevumu risinājuma metožu izstrāde". Zinātniskais vadītājs - inženierzinātņu habilitētais doktors, profesors Vitālijs Jeremejevs.

Darbā tiek uzrādīti transporta līdzekļu agregātu precizionālās vibrodiagnostikas aktuālo problēmu pētījumu rezultāti, kas tika veikti laika periodā no 2004. līdz 2011. gadam. Noformulēti tiem atbilstošie noteicošie uzdevumi un to risinājumu nepieciešamība.

Lai uzlabotu transporta agregātu vibrodiagnostikas kvalitāti un drošumu, tiek piedāvāts piemērot precizionālās ciparu filtrācijas izstrādātās metodes. Šīs metodes ir balstītas uz ciparu filtru speciālo struktūru sintēzi, kā arī uz algoritmu izstrādi to labākajai programmu realizācijai.

Parādīta principiāla robastu šaurjoslu un/vai augsti selektīvu ciparu filtru realizācijas iespēja pirmās kārtas substruktūrās – bilainos. Novērtētas minimāli iespējamās realizējamās caurlaides joslas. Izanalizētas piedāvato ciparu struktūru priekšrocības un trūkumi. Veikta salīdzinoša bilainu un tradicionālo struktūru frekvenču raksturlīkņu analīze.

Izskatīti frekvenču veida bilainu racionālās sintēzes varianti to realizācijai kompleksās un reālās aritmētikas jomā. Parādīta fāžu bilainu sisntēzes iespēja ar minimālu nepieciešamo reālo reizinājumu skaitu. Piedāvāta jauna metodika skaitļošanas efektīvu polinomiālo bilainu ciparu filtru sintēzei, kuru piemērošanas apgabals ir ierobežots ar nosacīti šaurām joslām, bet to skaitļošanas sarežģītība ir kā minimums divas reizes zemāka par vispārējā veida bilainu realizācijām.

Piedāvāta joslu un režektoru struktūras sintēzes metode, kura neizmanto tradicionālo joslu frekvenču pārveidojumu. Tādu filtru centrālā frekvence viegli tiek kontrolēta ar reizinātāju, kas ir identisks katrā bilainā. Atrasta divkanālu filtru praktiskās realizējamības izteiksme fāžu posmos, kā arī parādīta šādu filtru principiāla realizācijas iespēja pirmās kārtas fāžu substruktūrās. Izstrādātas vislabākās bilainu un fāžu bilainu struktūras.

Piedāvāta jauna rekursīvo sistēmu parametru identifikācijas metode. Tā balstīta uz speciālo ieejošo beigu testu iedarbībām, pie kurām projektējamā filtra reakcijai piemīt stingri ierobežots ilgums. Noformulēta atbilstoša lemma un iesniegts tās pierādījums.

Aprakstīta jauna rekursīvo šaurjoslu sistēmu sintēzes kvalitātes pārbaudes metode, kas pamatojas uz novirzes pakāpes novērtēšanu starp reālo impulsīvās sistēmas raksturojumu un ideālo. Tiek apspriests jautājums par impulsa raksturojuma daļas nepieciešamā garuma izvēli un dots vērtējums tās pieļaujamai novirzei no ideāla.

SATURS

1. PĒTĪJUMA AKTUALITĀTE 1

2. TĒMAS IZSTRĀDES PAKĀPE 1

3. PĒTĪJUMA OBJEKTS UN PRIEKŠMETS 3

4. PĒTĪJUMA MĒRĶIS UN UZDEVUMI 3

5. PĒTĪJUMA METODOLOĢIJA UN LĪDZEKĻI 4

6. ZINĀTNISKAIS JAUNUMS DARBĀ 4

7. DARBA PRAKTISKĀ VĒRTĪBA 5

8. DARBA APROBĀCIJA 5

9. PUBLIKĀCIJAS 6

10. DARBA STRUKTŪRA 6

11. GALVENO PĒTĪJUMA REZULTĀTU APRAKSTS 8

11.1 Diagnostika kā drošības nodrošināšanas procesa sastāvdaļa transportā 8
11.2 Bāzes substruktūras - bilaina izstrāde 13
11.3 Polinomiālo filtru sintēze vienkāršotajos bilainos 21
11.4 Filtra struktūras optimizācija bilainos 26
11.5 Vienmērīgi vadīto pa centrālo frekvenci filtru sintēze 32
11.6 Bikvadu filtra ar kompleksiem reizinātājiem pārnešanas funkciju optimizācija 33
11.7 Divkanālu filtru sistēmu fāzes sintēze fāzes locekļos 35
11.8 IIR sistēmu diskrētu parametru identifikācija 41
11.9 Diskrēto IIR-sistēmu raksturojumu verifikācija 42
11.10 Vibrosignālu apstrādes piemēri 44

NOBEIGUMS 48

PUBLICĒTO AUTORA DARBU SARAKSTS 49

1. PĒTĪJUMA AKTUALITĀTE

Kvalitatīvas un uzticamas transporta līdzekļu agregātu vibrodiagnostikas metodes vēl joprojām nav izstrādātas pietiekamā apjomā, bieži vien to vispār nav, neskatoties uz ļoti lielu to nepieciešamību. Šī iemesla dēļ pētījuma objekts ir transporta līdzekļu vibrodiagnostikas process un sistēmu izpēte, pētījuma priekšmeta pamatā ir šādu objektu vibrodiagnostikas metodes un sistēmas. Pētījuma mērķis, savukārt, ir transportīdzekļu agregātu vibrodiagnostikas kvalitātes uzlabošana un tās uzticamības palielināšana, izstrādājot efektīvas struktūras un racionālas šauru joslu un/vai augstas izšķirtspējas ciparu filtrācijas metodes un nosakot stingras prasības attiecībā uz frekvences raksturojumiem.

Ļoti aktuāla mūdienīgas signālu skaitliskās apstrādes problēma ir augstvērtīga šaurjoslu filtrācija. Līdztekus kvalitātes prasībām, kas tiek noteiktas attiecībā uz šādu filtrāciju, eksistē arī neatrisināti iekārtu sintēzes jautājumi, kas, savukārt, sekmē prasībām atbilstošu augstvērtīgu signālu smalku apstrādi. Mazjutīgums pret neprecīzi noteiktiem sistēmu koeficientiem, liels dinamiskais diapazons, mobilitāte un, pats galvenais, vāja to frekvences un laika raksturlīkņu atkarība no izmantojamās aritmētikas šķiras ir ļoti svarīgas šādu sistēmu īpašības.

Jāatzīmē, ka augstākminētie realizācijas tipi nesniedz pilnvērtīgas kvalitatīvas šaurjoslu apstrādes iespējas. Minimāli realizējamās šādu ciparu filtru caurlaides joslas aprobežojas ar 10^{-6} kārtu normētās frekvenču skalas, tajā pat laikā ir parādījusies nepieciešamība pēc vēl lielāku šaurjoslu filtrācijas. Strukturāls pārpalikums, noturīgu augstas kārtas filtru realizēšanas nespēja (pat modelējot uz platformas ar augstu šķiru aritmētiku), vāja unifikācija sekmē piemērotāku struktūru sintēzes metožu un līdzekļu meklēšanu, ar kuru palīdzību būtu iespējams rast pilnīgu atbilstību stingrām prasībām.

Bez tam, jaunākajos literatūras avotos atrodami apgalvojumi attiecībā uz to, ka nav iespējams uzprojektēt virsšaurjoslu joslu un režektoru filtrus, izmantojot posmus, kas ir vienkāršāki par bikvādu šūnām. Faktiski tiek izsludināti esošie fekvenču joslu selekcijas ierobežojumi, par kuriem ir minēts iepriekš. Turpmāk darbā tiks demonstrētas pārvades funkciju sintēzes metodes un tām atbilstošas struktūras, ar kuru palīdzību ir iespējams apiet šos ierobežojumus un pierādīt virsšaurjoslu augstas izšķirtspējas joslu un režektoru filtrēšanas sistēmu projektēšanas iespējas.

2. TĒMAS IZSTRĀDES PAKĀPE

Vibrodiagnostikas agregātu un transportlīdzekļu mezglu kvalitātes uzlabošana ir komplekss uzdevums, kura izpēte tiek veikta sekojošos virzienos:

1. Salīdzinoši lētu un augstas ražotspējas spektroanalizatoru izstrāde ar plašu iespēju klāstu;
2. Vibrācijas signāla kvalitātīvas analīzes ātru un efektīvu metožu un struktūru izstrāde;
3. Efektīvas lēmumu pieņemšanas sistēmas izstrāde, kas pamatojas uz vibrāciju signāla analīzes rezultātiem;
4. Personāla apmācības un sagatavošana.

Intelektuālo monitoringa un vibrācijas iekārtu diagnostikas sistēmu izstrādes jomā īpaši jāpiemin Krievijas zinātnieku A.Barkova un N.Barkovas darbi. Viņu pētījumos tiek izskatītas galvenās prasības uz stāvokļa un mašīnu un iekārtu diagnostikas mūsdienīgākiem monitoringa līdzekļiem, kā arī jautājumi, kas attiecas uz agregātu defektu un mašīnu mezglu vibrodiagnostisko pazīmju izvēli. Autori pievērš ļoti lielu uzmanību rūpīgai nevēlamo vibrāciju rašanās cēloņu izpētei, izskata dažādus mehānisko defektus un to izcelsmes iemeslus. Ir jāatzīmē arī autoru ievērojamais ieguldījums, piemēram, dzelzceļa vagonu riteņu buksēs, metalurģijas mašīnu ražotnē u.c. izmantojamo mazapgriezienu gultņu vibrodiagnostikas jautājumu risināšanā. Sadarbībā ar V.Fedorišjevu autori ļoti rūpīgi izskata vibrāciju monitoringa un riteņu reduktoru un riteņu motorizēto bloku diagnostiku dzelzceļa transporta jomā. Galveno izklāstu un secinājumus papildina praktiskie piemēri un to situāciju analīze, ar kurām autori bija saskārušies monitoringa un diagnozes sistēmu izstrādāšanas darbā. Minētās sistēmas tiek izmantotas vienpadsmit dažādās Krievijas un citu valstu rūpniecības nozarēs, kā arī vibrodiagnostikas speciālistu sagatavošanā un lietotāju tehniskā atbalsta procesos pēdējo desmit gadu laikā.

Iekārtu specifikas analīze, ko izmanto riteņu motora bloka gultņu diagnostikā, ir atrodas V.Tulugurova un S.Degtereva darbos. Tiek analizēti papildinājumi, kuri ir jāievieš pazīstamās diagnostikas tehnoloģijās augstas uzticamības rezultātu iegūšanai. Autori atzīmē, ka jaunās paaudzes diagnostikas sistēmās, kuras tiek ieviestas Ziemeļu dzelzceļa līnijās[1], tiek veikti pasākumi, kas samazina bīstamu defektu pieļaušanas iespējamību. Konkrēti ir palielināts frekvenču atrisinājums, ņemot vēra spektrālo signālu analīzi, un pievienota iespēja izmantot agrāk neizmantotās diagnostikas metodes.

Savā ziņojumā autori A.Azovceva, N.Barkova un S.Degtereva „Kustīgā sastāva vibrācijas diagnostikas pieredze uzņēmumā AAS „KDZ"[2] apraksta problēmas, kas rodas, vibrācijas diagnostikas esošo metožu un līdzekļu adapatācijas procesā uz RMB un RRB lokomotīvju stāvokļa prognozes un kontroles praktiskajiem uzdevumiem, to risināšanas veidiem, kā arī galveniem citu padziļinātas kustīgā sastāva diagnostikas metožu apguves virzieniem. Autori analizē gadījumus, kad tiek identificēti mehāniskie defekti, kas radušies RMB gultņu mezglos, kvalitatīvi tiek noteikta vibrācijas informācijas atšķirības pakāpe, ko rada gultņa dabiskas griešanās rezultātā izveidojies vibrācijas informācijas defekts. Lai uzlabotu diagostikas procesa uzticamību dzelzceļa depo, tiek ieteikta kvalificētu ekspertu plaīdzības izmantošana diagnostikas jomā, lai veiktu papildus kontroli pār reglamentēto darbu izpildi un novērtētu profilaktiskās un diagnosticējošās situācijas, kas nejaušā veidā izvēlētas no visu defektu reģistrācijas bāzes.

Īpaši ir jāatzīmē VAST[3] (Krievija) asociācijas zinātniskā līdzstrādnieka P. Jēkabsona nenovērtējamo ieguldījumu attiecībā uz vibrācijas signālu reāo datu sniegšanu, kas iegūti no tiem vibrācijas sensoriem, kurus izmanto RMB bukšu diagnostikas darbos. Autors savā pārskatā atzīmē, ka dažādu kaskāžu griešanās

[1] **Ziemeļu dzelzceļš** (SAS „Krievijas dzelzceļi" filiāle) – dzelzceļš, kas atrodas Krievijas eiropeiskās daļas ziemelos un ziemeļrietumos.
[2] **KDZ** - Krievijas dzelzceļš
[3] **VAST** – VibroAkustikas Sistēmas un Tehnoloģijas

frekvences tuvās vērtības pētāmajā gāzes turbīnas iekārtā, kā arī lielais pakāpju daudzums ar dažādām skaitliski daudzām lāpstiņām nosaka augstu skaitu kombināciju un lāpstiņu vibrācijas daļu visā frekvenču diapazonā, kas ievērojami apgrūtina diagnozes noteikšanu un algoritma automatizēšanu. Tas nozīmē, ka salīdzinoši lētas efektīvas daudzkanālu diagnostikas sistēmas projektēšana, kas operatīvi un kvalitatīvi ļautu sadalīt frekvenču diapazonu, ir ļoti aktuāla problēma.

Dažādu nevēlamas vibrācijas rašanās gadījumu izpēte tiek veikta arī Holandes laboratorijā Vibration Consutancy.

Situāciju analīze un apstrāde (case studies) notiek, izmantojot spektrālās tehnoloģijas. Ir jāatzīmē, ka kompānijas pakalpojumi ir ļoti pieprasīti tajos gadījumos, kad defekts ir pietiekami attīstījies, ir novērojamas izteiktas vibrācijas un ir nepieciešama cēloņa noteikšana bez pilnīgas agregāta izjaukšanas. Izmantojot spektrālo analīzi, kompānijas speciālisti lokalizē defektus, izmantojot lielas jaudas spektrālo komponenšu klātbūtnes faktu. Tajā pašā laikā ļoti neliela uzmanība tiek pievērsta maz izteiktiem defektiem, kurus praktiski nav iespējams identificēt ar rīcībā esošo šaurjoslu selekcijas metožu palīdzību.

Līdztekus tam, ka augstākminēto darbu līmenis tiek novērtēts ļoti augsti, tomēr ir jāpiemin, ka no izvēlētās tēmas skatpunkta tie nenodrošina daudzu transportlīdzekļu agregātu vibrodiagnostikas uzdevumu risināšanas ceļā sastopamo problēmu atrisinājumus. No rīcībā esošiem pētījumiem, kas tiek veikti diagnostikas centros, zinātniskajās laboratorijās vai universitātēs, ir jāizceļ virkne darbu, kas daļēji ir veltīti vibrodiagnostikas signālu frekvenču apstrādes jautājumiem. Tomēr kompleksi pētīšanas darbi, kas veltīti augstas kvalitātes frekvenču selektēšanas metožu izstrādei ar iespēju piemērot tās vibrācijas datu apstrādes procesā, netika veikti. Šajā sakarā ir iespējams apgalvot, ka problēma, kas apskatīta dotajā darbā, tās piedāvātajā kontekstā, tiek risināta pirmo reizi.

3. PĒTĪJUMA OBJEKTS UN PRIEKŠMETS

Izpētes objekts ir transportlīdzekļu un sistēmu vibrodiagnostikas process**.** ***Pētījuma priekšmets*** ir transportlīdzekļu un sistēmu vibrodiagnostikas mezglu un agregātu sistēmas.

4. PĒTĪJUMA MĒRĶIS UN UZDEVUMI

Pētījuma mērķis ir transporta agregātu vibrodiagnostikas uzticamības un kvalitātes uzlabošana, izstrādājot efektīvas šaurjoslu un/vai augstas izšķirtspējas ciparu filtrācijas struktūras, kā arī racionālas to projektēšanas metodes, ņemot vērā stingras prasības attiecībā pret frekvenču raksturojumiem.

Atbilstoši mērķim darbā ir uzstādīti un atrisināti sekojoši ***uzdevumi***:

1. Transportlīdzekļu agregātu un mezglu vibrācijas diagnostikas esošo metožu analīze un raksturojums;
2. Esošu šaurjoslu un/vai augstas izšķirtspējas filtrācijas metožu analīze un īpašības;
3. Pirmās kārtas universāla struktūrelementa - **bilaina** izdalīšana.

4. Skaitļošanas efektīvo struktūru sintēze uz bilainiem, izmantojot speciālus frekvenču pārveidojumus;
5. Centrālajā frekvencē vienmērīgi pārvaldāmo JF un RF sintēze, kurus pārceļ, izmantojot dažus reizinājumus ar vienu un to pašu piemērojamo konstanti;
6. Divkanālu šaurjoslu un/vai augsti selektīvu filtru sintēze fāžu posmos;
7. Lemmas formulējums un pierādījums par virsšaurjoslu un/vai augsti selektīvu sistēmu parametru ātru identifkāciju;
8. Speciālas šaurjoslu sistēmu verifikācijas metodes izstrāde.

5. PĒTĪJUMA METODOLOĢIJA UN LĪDZEKĻI

Tradicionālo un jauno ciparu filtru realizācijas raksturojumu analīzei, kā arī sintezēto struktūru modelēšanai reālajā laikā tika izmantota *Matlab 7.0 R14*, *Matlab 7.7 R2008b* pakete ar sekojošiem līdzekļiem:

Matlab Toolboxes:

- Optimization Toolbox
- Signal Processing Toolbox
- Communications Toolbox
- System Identification Toolbox
- Filter Design Toolbox

Simulink:

- Fixed-Point Blockset
- DSP Blockset

6. ZINĀTNISKAIS JAUNUMS DARBĀ

Dotais darbs ietver transportlīdzekļu mezglu un agregātu vibrodiagnostikas precizionālo sistēmu kompleksu jautājumu izpēti.

Autors aizstāvēšanai izvirza sekojošus zinātniskus rezultātus:

1. Dažādu transportlīdzekļu un sistēmu agregātu vibrācijas analīzes uzticamības un precizitātes uzlabošanas nolūkos ir piedāvātas jaunas augsti selektīvu šaurjoslu ciparu filtru struktūras, kā arī optimālas to projektēšanas metodes.
2. Augsti selektīvu un/vai šaurjoslu diskrēto sistēmu sintēzei tiek piedāvāta pirmās kārtas posmu – bilainu izmantošana.
3. Parādīts, ka uzdotās pārvades funkcijas realizēšanai uz bilainiem nepieciešami aritmētiskās ierīces ar viszemāko šķiru.
4. Tiek piedāvātas virsšaurjoslu un augsti selektīvu bilainu filtru sintēzes metodes ar minimālo elementu skaitu.
5. Parādīta jauna pārvietojamo virsšaurjoslu filtru sintēzes metode ar minimizētu elementāro operāciju skaitu mērījumā;
6. Piedāvāta jauna frekvenču raksturlīkņu noteikšanas metode sintezētiem virsšaurjoslu filtriem, balstoties uz to modelējumu laika diapazonā.
7. Piedāvāta speciālas testēšanas ietekmes aprēķināšanas metode, lai efektīvi identificētu rekursīvas, diskrētas sistēmas, tajā skaitā virsšaurjoslu.

7. DARBA PRAKTISKĀ VĒRTĪBA

Darba praktiskā vērtība ir transporta, jo īpaši dzelzceļa transporta vibrācijas signālu precizionālās pirmsapstrādes metožu izstrādē un izmantošanā.
Uzrādītie rezultāti ļauj:

1. paaugstināt vibrācijas signālu pirmsapstrādes procesa precizitāti, diagnosticējot transporta mezglus un agregātus;
2. vienkāršot jau esošās šaurjoslu filtrācijas metodes, piemērojot speciālās izstrādātās struktūras;
3. paaugstināt vibrodiagnosticējošo sistēmu produktivitāti, paralēlizējot skaitļošanas operācijas.

Filtru izmantošana bilainos tiek ieteikta šādos virzienos:

1. dažādu tehnisko sistēmu dinamisko raksturojumu augstas pecizitātes analīzes un ekspluatācijas kontroles realizācija, tai skaitā autotransporta un aviācijas transporta;
2. jaunu saspiešanas sistēmu izstrāde frekvenču sakaru kanāliem;
3. ūdens, aviācijas un autotransporta navigācijas sistēmu uzlabošana;
4. augstas izšķirtspējas hidro- un eholokācijas sistēmu spektrālās analīzes iekārtu izstrāde sarežģītu seismisko un hidroakustisko lauku detalizētākai un kvalitatīvākai izpētei;
5. medicīnas aparatūras modificēšana precīzākai cilvēku organisma stāvokļa noteikšanai, saslimšanas sākuma konstatēšanai un tās izmaiņu kontrolei;
6. augstas precizitātes sistēmu izstrāde dažādu ķīmisko komponenšu un maisījumu spektrālai analīzei, piemēram, dzinēju nodiluma pakāpes novērtēšanai, izmantojot mašīneļļas raksturojumus, vai ūdens līmeņa noteikšanai aviācijas degvielas sastāvā.

Izstrādāts mašīnu programmu komplekss jaunu struktūru sintēzei un analīzei, tajā skaitā, to modelēšanai reālajā laikā.

8. DARBA APROBĀCIJA

Par rezultātiem, kas iegūti pētījumu rezultātā, tika ziņots 9 zinātniskajās un zinātniski praktiskajās konferencēs Latvijā un Lietuvā, tajā skaitā:

- The 11th International Conference of ELECTRONICS (Kaunas, May 2007);
- The International Conference "Reliability and Statistics in Transportation and Communication" (RelStat, Riga, 2002-2006, 2010);
- The International Conference "Innovative Vocational Education and Training in Transport Area" (IVETTA, Riga, 2005);
- The Baltic Cooperation Conference (IEEE, Riga, 2007).

Autora darbs precizionālo filtrācijas sistēmu izstrādes jomā tika atzīmēts ar Latvijas Zinātņu Akadēmijas Kārļa Irbīša (pētniecības dotācija) vārdā nosaukto prēmiju, AS „Gaisa Satiksme” un Latvijas izglītības fonda „Izglītībai, zinātnei un kultūrai” par darbu „Augsti selektīvu fāzes filtru sintēze”, 2003. gads.

9. PUBLIKĀCIJAS

Pēc pētījumu rezultātiem ir publicēti 18 zinātniskie darbi, tajā skaitā 11 zinātniskie rakstu un 7 zinātnisko referātu tēzes. Tajos ir apskatīti augsti selektīvas un šaurjoslu filtrācijas problēmas, kā arī uzdevumi, kas saistīti ar attiecīgo sistēmu projektēšanu un realizēšanu. Īpaša uzmanība darbos pievērsta robastu filtrējošu sistēmu projektēšanai ar ekvivalentiem dinamiskiem raksturojumiem, kas bieži vien ir daudz labāki par esošām sistēmām un algoritmiem. Pastiprināta uzmanība ir pievērsta arī ātri darbojošos un salīdzinosi lētu filtrējošo sitēmu sintēzes uzdevumiem, jo to izmantošana vibrācijas diagnostikas darbā ir ļoti aktuāla.

10. DARBA STRUKTŪRA

Darbs sastāv no 148 lapām, 5 nodaļām, 35 nodalījumiem, 9 tabulām, 86 formulām, 83 atsaucēm un 62 zīmējumiem.

Ievadā tiek izklāstīta darba aktualitāte, formulēts mērķis un tam atbilstošie pētījuma uzdevumi. Zinātniskais un praktiskais darba jaunums, kas pamatojas uz iegūtiem rezultātiem, izklāstīts kopā ar īsu pētījuma rezultātu aprakstu.

1-jā Nodaļā izskatīti daži galvenie transporta attīstības virzieni 21. gadsimtā, aprakstīti attiecīgie mērķi un uzdevumi, kā arī izceltas to realizēšanai nepieciešamie līdzekļi un metodes. Tajā skaitā ir izskatīti tādi svarīgi aspekti kā transporta ekspluatācijas drošības un efektivitātes nodrošināšana. Ir noteikti galvenie dažādu transporta līdzekļu, agregātu vai mezglu darbības drošības kritēriju ievērošanu ietekmējošie faktori, tajā skaitā ir izcelti šādu objektu diagnostikas mēri un līdzekļi. Ir veikta esošo transporta vibrodiagnostikas metožu un līdzekļu analīze un attiecīgi noteikts to problēmu komplekss, kas rodas to tehniskās realizēšanas un praktiskās pielietošanas gaitā.

2-jā Nodaļā ir apskatīti mūsdienu šaurjoslas filtrācijas realizēšanas algoritmi un varianti. Ir veikta esošo risinājumu raksturojuma analīze, noteikti to funkcionālo iespēju ierobežojumi to praktiskā izpildījuma gadījumos. Ar mērķi pārvarēt esošos ierobežojumus tiek piedāvāta speciālu pirmās kārtas struktūru – bilainu kompleksa izmantošana, jo tiem piemīt uzlabota robastivitāte, un tie ir unificēti. Ir piedāvāti daži principiāli jaunu tādu struktūru varianti, lai vienkāršotu un palielinātu filtrēšanas sistēmas ātrdarbību kopumā. Ir veikta jauno struktūru dinamisko raksturojumu analīze, kā arī to salīdzinājums ar pazīstamiem iepriekšējo paaudžu radītiem raksturojumiem.

3-jā Nodaļā ir piedāvāti dažādi filtrējošo sistēmu realizēšanas varianti uz bilainiem, parādīti un izanalizēti to frekvenču raksturojumi. Tiek diskutēts jautājums par sintizēto filtru praktisko pielietojumu transporta līdzekļu vibrācijas diagnostikas sistēmās. Tiek diskutēts par sintezējamo šaurjoslu un augsti selektīvu sistēmu identifikācijas parametru problēmām, kā arī to raksturojumu verifikāciju.

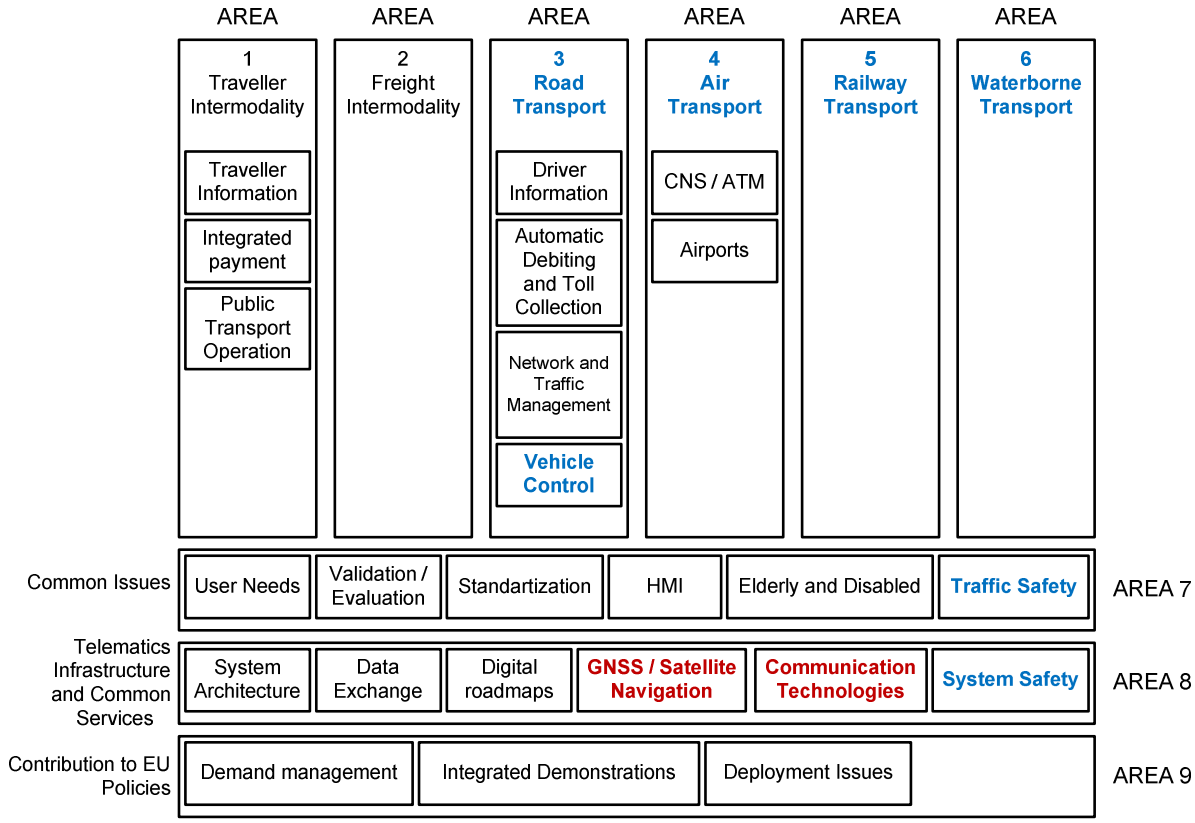
4-jā Nodaļā tiek apskatīts jautājums par filtrējošo uz bilainiem pielietojamo sistēmu ātrgaitas palielināšanu ar mērķi samazināt laiku, kas nepieciešams lēmuma pieņemšanai diagnostikas procesā. Tajā skaitā ir parādītas divkanālu filtrējošo sistēmu sintēzes iespējas divfāžu posmos.

5-jā Nodaļā nodemonstrēti pētījumu rezultātu prakstiskās pielietošanas piemēri dzelzceļa vagonu riteņu – motoru un riteņu – reduktoru bloku vibrācijas diagnostikas procesā. Sniegti signālu šaurjoslu pirmsapstrādes rezultāti salīdzinājumā ar jau esošo tehnoloģiju ierobežojumiem.

11. GALVENO PĒTĪJUMA REZULTĀTU APRAKSTS

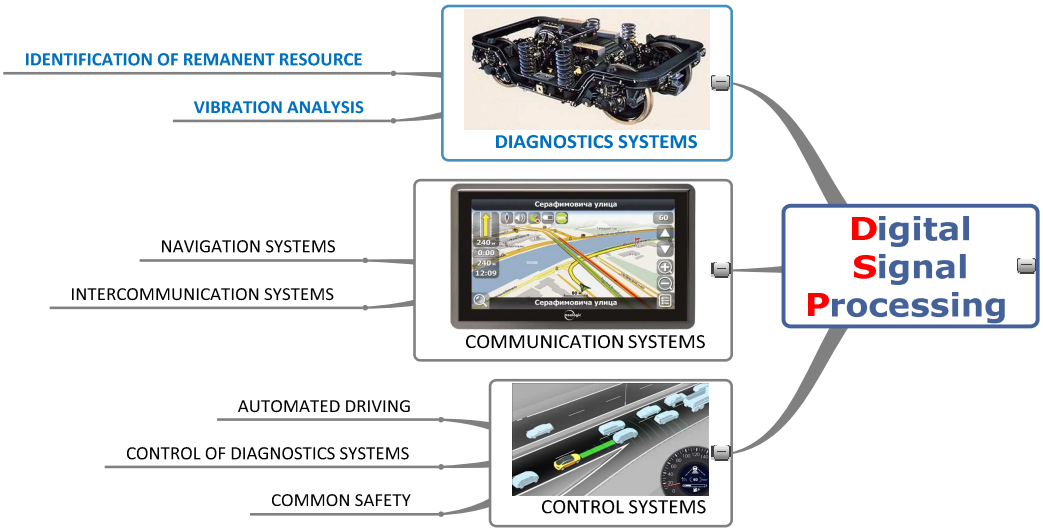
11.1 Diagnostika kā drošības nodrošināšanas procesa sastāvdaļa transportā

Viens no prioritāriem virzieniem transporta attīstībā XXI. gadsimtā ir tā drošības un ekspluatācijas efektivitātes paaugstināšana, transporta servisu kvalitātes celšana, kā arī visas transporta infrastruktūras nodrošināšana ar augsti kvalitatīviem un ātriem mobilajiem sakariem. Šajā sakarā Eiropas Savienības vadītās programmas Telematics Applications Programme (TAP, 1994-1998) of 4th Framework ietvaros, kā arī programmas 5th Framework Programme (1998-2002) ietvaros tika noteiktas sekojošs sadalījums programmas transporta sektorā (1. zīm):



1. zīm. *Concertation Areas in the TAP-Transport sector*

TAP – projektu atbilstošu jomu mērķu sasniegšana un uzdevumu risināšana, jo īpaši, dažādu transporta līdzekļu, agregātu vai to mezglu (*Traffic Safety, area 7; System Safety, area 8*) funkcionēšanas drošības kritēriju ievērošana nav iespējama ***bez dažādu transporta objektu mūsdienu kontroles līdzekļu un metožu un tehniskās diagnostikas izveidošanas un pilnveidošanas (2. Zīm).***



2. zīm. *Sistēmas, kas nodrošina pilnvērtīgu transportlīdzekļa funkcionēšanu pārvadājumu infrastruktūrā*

No organizatoriskā viedokļa var izdalīt transporta līdzekļu ***tehniskās diagnostikas vadīsanas pasākumus un līdzekļus***. *Diagnostikas vadīšanas pasākumi* ir noteikts darbības veids nepieciešamo mērķu sasniegšanai, bet *diagnostikas līdzekļi* – programmu–tehniskie instrumenti (nodrošinājums) norādīto darbību īstenošanai.

Diagnostikas vadīšanas pasākumus, kas šobrīd tiek īstenoti, var nosacīti iedalīt sekojošos veidos:

- **organizatoriskie** – organizatoriski–tehnisko un metodisko dokumentu izstrādāšana, kas nosaka tehniskās politikas vienotos principus tehniskās apkalpošanas sfērā un transporta objektu tehniskās diagnostikas līdzekļu metroloģiskajā nodrošinājumā tehniskās apkalpošanas diagnostikas stacijās;
- **tehniskie** – diagnistikas sistēmu un līdzekļu projektēšana, testēšana un pārbaude; mezgla diagnostikas un kontroles procesa īstenošana bez tā darbības funkcionēšanas izbeigšanas; mezgla izvešana no funcionēšanas sistēmas, lai veiktu detalizētāku diagnostiku, remontu vai tā maiņu.

Līdz ar to *diagnostikas metodes un līdzekļi* tiek iedalīti sekojošos veidos:

- **vizuālā diagnostika** – redzamo bojājumu, traucējumu, plaisu, tehnisko šķidrumu sūkšanās vietu atklāšana un noteikšana;
- **programmu-aparātu diagnostika** – vibrometru un vibrācijas sensoru projektēšana un realizācija, programmu nodrošinājuma kompleksu izstrāde, lai nodrošinātu dispečeru pultu un sensoru sasvstarpēju mijiedarbību.

Programmu–aparātu diagnostikas metodes dalās divās pamatgrupās:

- **testa diagnostikas metodes**, kas prasa mākslīgo formējumu iedarbību uz diagnostikas objektu;
- **funkcionālās diagnostikas metodes**, kas tiek izmantotas, pirmkārt, mašīnām, kas ir dabīgo traucējumu avoti to darba procesā.

Izskatīsim informācijas tehnoloģijas, kas tiek izmantotas funkcionālajā diagnostikā:

- **enerģētiskās tehnoloģijas** – vienkārša tehnoloģija, kas balstās uz kontrolējamā signāla jaudas vai amplitūdas mērīšanu. Par diagnostikas signālu tiek izmantoti pētāmā objekta dažādi fiziskie parametri, piemēram, temperatūra, spiediens, troksnis, vibrācija;
- **frekvenču tehnoloģija** – tehnoloģija, kas paredz mērāmā signāla frekvenču filtrāciju un tālāku izdalīto sastāvdaļu analīzi. Šī tehnoloģija tiek izmantota gan mašīnu stāvokļa diagnosticēšanai, gan to avārijas aizsardzībai (piemēram, tiek izmantoti rezonanses sensori);
- **fāzes-laika tehnoloģija** – pamatojas uz signālu formas salīdzināšanu, kas tiek mērīti pēc noteikta fiksēta laika intervāla;
- **spektrālā tehnoloģija** – tehnoloģija, kas balstīta uz signālu šaurjoslu spektrālo analīzi, kas ļauj salīdzināt signāla formu ar standarta formu. Tiek piemērota signālu analīzei –spiediena, vibrācijas, trokšņu sensoru, kā arī elektrisko mašīnu un aparātu strāvas un sprieguma sensoros.

Vibrodiagnostika kā programmu-aparātu diagnostikas sadaļa, ir zināšanu nozare, kas ietver sevī procesu organizēšanas metodes un teoriju mašīnu un mezglu tehniskā stāvokļa noteikšanai pēc informācijas, kas noslēgta vibroakustiskajā signālā. Signāls ir fizisks informācijas nēsējs par vibrācijas procesiem, kas notiek diagnosticējošā objekta iekšienē, kā arī par apkārtējās vides trokšņu procesiem. Mūsdienu vibrodiagnostikas metodes var izmantot sekojošus programmu-aparātu līdzekļus: trieciena elementu, lai radītu dažāda spēka iekšējo vibrāciju svārstības, seismometru, akselerometru, multi-kanālu mērīšanas un transformēšana iekārtas, multi magnetogrāfu, lai ierakstītu vibrācijas signālus, datoru vibrācijas signāla apstrādei, analīzei un saņemtās informācijas vizualizācijai.

Šobrīd, veicot dažādu mašīnu objektu vibrodiagnosticēšanu, īpaši aktuāla ir sekojošu **uzdevumu** atrisināšana:

1. *Informācijas izdalīšana,* kas analogā signāla veidā no izpētāmā objekta nonāk pie diagnosticējošā sensora no citas tāda paša veida informācijas ar objektu kontaktējošiem citiem mezgliem;
2. Viena veida informācijas *sadalīšana*, kas nonāk pie vibrācijas sensora no vairākiem viena un tā paša veida tuvu novietotiem objektiem;
3. Defektu *identifikācija* pēc veiksmīgas nepieciešamās informācijas izdalīšanas, kas saņemta no sensora;
4. Defektu rašanos *prognozēšana* bezdefektu funkcionēšanas laikā.

Apskatīto uzdevumu sarežģītība un specifika ir atkarīga no diagnosticējošā objekta klases, no defektu un to veidu parādīšanās cēloņiem, kā arī no analizējamās informācijas rakstura, kas saņemta no dažādiem sensoriem. Savā darbā autors sīkāk apskata vibrāciju iemeslus un izmaiņu veidus, kas rada dažāda veida gultņa mezgla frekvences raksturlīkņu novirzes atšķirībā no teorētiskajiem.

Lielākā daļa mūsdienu transporta objektu sakaru, kontroles un diagnostikas sistēmas tiek realizētas, izmantojot *signālu ciparu apstrādi*. Ir jāatzīmē, ka austākminētajās sistēmās ir iekļauta signālu analīze gan laika, gan frekvenču jomā, kas ir plaši pazīstama *spektrālā analīze*, no kuras kvalitātes ir atkarīga beigu

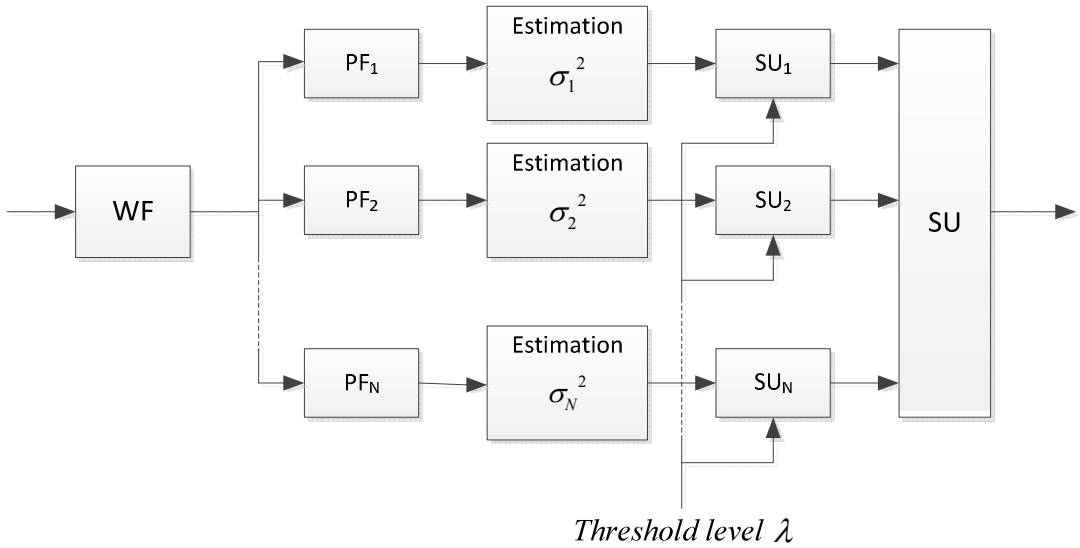
pasūtītāja prasību izpilde. Ir divu veidu spektrālās analīzes algoritmu realizācija: aparātu (spektroanalizatori) un programmu.

Lai iepriekš noteiktu disbalansa parādīšanās sākuma momentu sistēmā, kā arī tam sekojošus nosacījumus, lai veiktu tālāku precīzu bojājumu iemeslu identifikāciju, augtākminēto sistēmu dinamisko raksturojumu analīzi vēlams veikt reālajā laikā. Šajā sakarā īpaši aktuāla ir ātriedarbīgo signālu apstrādes robustu *sistēmu sintēzes metožu* izstrāde, kuru realizācija var būt kompakta un tajā pašā laikā tai var būt labākas raksturlīknes, salīdzinot ar jau esošajām sistēmām.

Agrīnajos darbos par mašīnu iekārtu tehniskā stāvokļa diagnostikas metodēm (V.Grušins) tiek apskatītas diagnostikas pareizības paaugstināšanas alternatīvās metodes, tai skaitā vibrācijas procesa autoregresīvais modelis (AR-modelis), kā arī balinošā filtra metode (BFM). Tā ideja ir sekojošā funkcionāla minimizēšanā:

$$H_v(X):\frac{1}{\sigma_r^2}\int_{-F}^{F} G_X(f)K_r^{-2}df\Big|_{r=v} \to \min, \qquad (1)$$

kur $G_v(f)$ - konkurējošs vērtējums, K_r - ковариācijas matrica, σ_r^2 - procesa rašanās dispersija. 3-jā zīmējumā ir attēlota diagnosticējošā procesa struktūras shēma, kas pamatojas uz BFM, kuras pamatā ir balinošs filtrs, kā arī N-kanālu sliekšņa novērtēšanas sistēma. Signāla frekvenču spektrs tiek sadalīts ar lineāriem filtriem (passband filter, PF_i) N –kanālos, kuros katrā notiek nejaušā procesa (trokšņu signāla) dispresijas novērtējums, un pēc sliekšņa sistēmas (solving unit, SU_i) vērtēšanas lēmumu pieņemšanas ierīcē tiek pieņemts lēmums par diagnoticējamā bojājuma esamību.



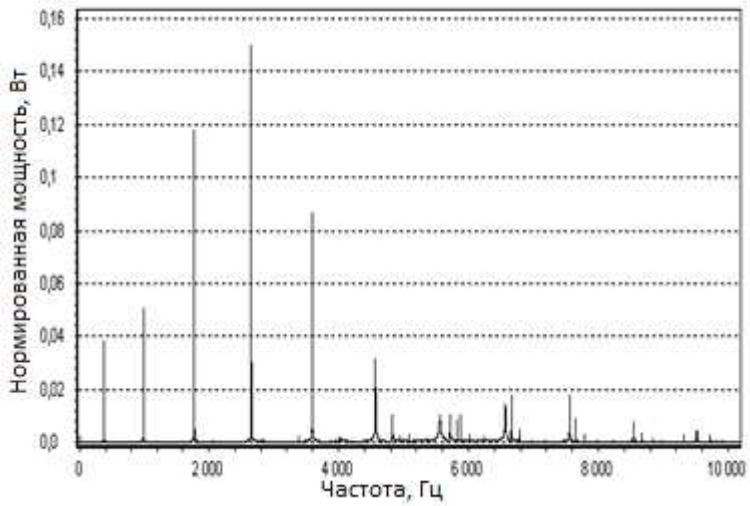
3. zīm. *Balinoša filtra metodes struktūras shēma*

Nav grūti ieraudzīt, ka BFM izmanto jau iepriekš zināmu, noteiktu frekvenču diapazonu [–F…F], kura iekšpusē notiek funkcionāla minimizācija. Šajā sakarā var izdalīt sekojošas metodes īpatnības:

1. Ja izpētamā frekvenču josla samērā šaura, rodas signāla ***izdalīšanās*** problēma no esošās joslas tā tālākai apstrādei;
2. Ja divi vai vairāk apkalpojamie viena diagnosticējamā agregāta mezgli ģenerē vibrācijas pietiekami tuvās (un/vai šaurās) frekvenču joslās, rodas attiecīgo spektru ***sadalīšanās*** problēma to turpmākai apstrādei.

Ir zināmas arī nesagraujošās vibrodiagnostikas metodes, kas pamatojas uz pašfrekvenču metodes piemērošanu, kas ir aprakstīta darbā "Asu un dzelzceļa vagonu riteņu metodikas un diagnostikas sistēmas izstrāde, piemērojot pašfrekvenču metodi ar kalibrētu raidītāju" [V.Desjatņikovs]. Metodes pamatdoma ir tā, ka lielākajā daļā gadījumos (ne vienmēr) jebkuru mehānisku defektu esamība dzelzceļa vagona riteņu pārī noved pie noteiktas no statistiskā viedokļa izpētamā objekta pašfrekvenču nobīdes. Pie tam šī nobīde notiek plaisu, caurumu un citu mehānisku bojājumu dēļ. Autors atzīmē, ka frekvenču nobīde dažos gadījumos ir nenozīmīga pat pie nozīmīgiem defektiem. Tāpēc bija mēģināts atrisināt esošās problēmas, piemērojot kalibrētu signālu elektronisko pjezo raidītāju.

Šīs metodes pamatā ir korelējošs salīdzinājums divu vai vairāku vidēju spektru, kas noņemti ar pjezo akselerometru (uztvērējs) pie viena un tā paša diagnosticējamā objekta, kalibrēta raidītāja un pjezo akselerometra savstarpējā izvietojuma. Tiek analizēta ass vai riteņa nobīdes pakāpe (statistiskajā nozīmē), izmantojot Spirmena rangu korelācijas koeficientu. Tomēr reāliem objektiem ir bezgalīgs skaits pašfrekvenču. Diemžēl, metode, kas aprakstīta V.Desjatņikova darbā, pamatojas tikai uz pasfrekvenču analīzi, kas pieejamas, lai ar esošajām metodēm izdalītu frekvenču selekciju (4. zīm.).



4. zīm. *Bezdefekta signāla jaudas spektrs*

Šai metodei raksturīgas sekojošas problēmas, kas var rasties, izmantojot šo metodi:

1. Pašfrekvences atrodas ļoti šaurā frekvenču diapazonā un nav pieejamas, lai tās atklātu ar esošiem filtrācijas metožu līdzekļiem;
2. Pašfrekvenču kritiskais tuvums neļauj tās sadalīt ar joslu filtriem to salīdzinoši platas palaišanas joslas dēļ.

Izskatīto metožu augstākminēto problēmu risinājums noved pie algoritmu meklēšanas, kas ļauj pildīt samērā šaurjoslu un/vai augsti selektīvu signāla filtrāciju, kas apraksta vibrācijas procesu, platformās ar ierobežotu mašīnas aritmētiku. Tomēr literatūrā, izņemot autora publikācijas, šādu metožu apraksti nav atrasti.

11.2 Bāzes substruktūras - bilaina izstrāde

Jāatzīmē, ka bieži diagnosticējošā objekta struktūras sarežģītība, prasītais drošības līmenis, kas jānodrošina šim objektam, kā arī paša diagnosticējošā procesa laika minimizācija uzliek īpaši stingras prasības jau esošajām un šobrīd izstrādājamajām ciparu diagnostikas metodēm. Šajā sakarā rodas nepieciešamība pēc ne pārāk dārgām un ar augstu produktivitāti diagnosticējošām sistēmām platformās ar *mašīnas aritmētikas beigu šķiru*.

Summējot augstāk esošās vibrodiagnistikas metodes, var izdalīt galvenās aktuālās to realizācijas ***problēmas***:

1. Nosacīti šauras fekvences spektra joslas *izdalīšana* tās turpmākai apstrādei;
2. Divu vai vairāku tuvu atrodošos frekvenču joslu *sadalīšana*, ja šīs joslas raksturo dažādus vibrācijas avotus.

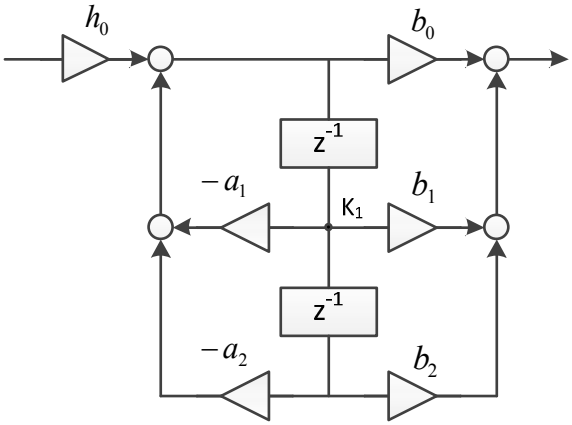
Līdz ar to rodas steidzama nepieciešamība pēc iespējas saņemt filtra ***palaišanas šaurjoslu*** pie pieļaujamo **AFR** kropļojumu stingri kontrolētā līmeņa. Tomēr, veicot šīs problēmas pašmāju un ārzemju literatūras avotu izpēti, autors izdarīja secinājumus, ka, neskatoties uz ļoti lielu nepieciešamību, vēl joprojām ir nepietiekami izstrādātas, bet vairumā gadījumos vispār neeksistē šaurjoslu un/vai augsti selektīvu ciparu filtru sintēzes metodes skaitļošanas platformās ar uzdoto šķiru aritmētiku.

Plašāk pazīstama, bet tajā pašā laikā ar vairākām nepilnībām ir rekursīvo ciparu filtru **tiešā realizācija**. Tās nepilnības: augsta reizinātāju uzstādīšanas precizitātes jutība (no kā izriet samērā neliela filtra noturības rezerve), slikta dinamika, nosacīti plata realizējamā caurlaides josla un salīdzinoši augstu kārtu struktūru realizācijas nepiespējamība. Tiešās realizācijas N-tās kārtas pārvades funkcija tiek aprakstīta izteiksmē (2):

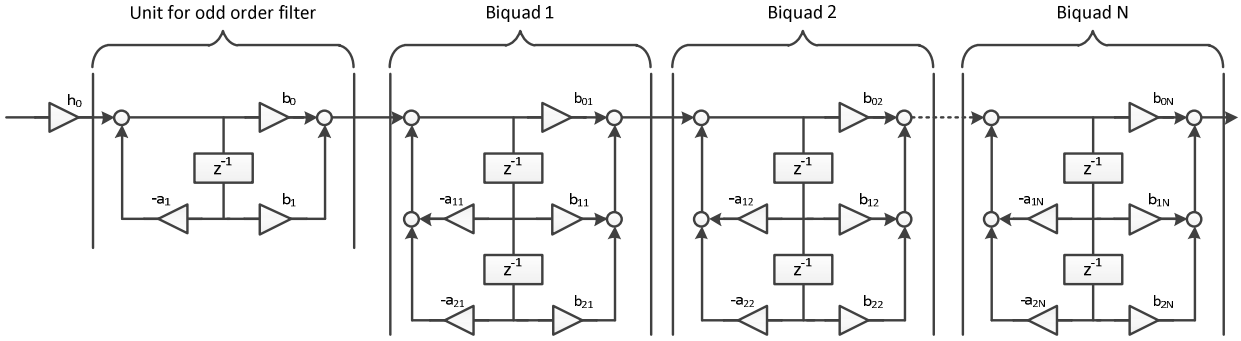
$$H(z^{-1}) = H_0 \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \ldots + b_N z^{-N}}{1 + a_1 z^{-1} + \ldots + a_N z^{-N}} . \qquad (2)$$

Parasti visi tiešās struktūras reizinātāji ir reāli.

Daudz biežāk sarežģīta selektīva ierīce tiek realizēta **bikvadu** - otrās kārtas posmu **kaskādes savienojuma** veidā – (5. zīm., 6. zīm.)



5. zīm. *Bikvada struktūras shēma*



6. zīm. *Bikvadu kaskādes savienojuma struktūras shēma*

Filtra pārvades funkcija bikvados kopumā tiek aprakstīta formulā (3):

$$H(z^{-1}) = H_0 h_0 \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} \prod_{i=1}^{(N-1)/2} \frac{b_{0i} + b_{1i} z^{-1} + b_{2i} z^{-2}}{1 + a_{1i} z^{-1} + a_{2i} z^{-2}}. \quad (3)$$

Tāds savienojums ļauj samazināt AFR jutību uz filtra parametru uzstādīšanas neprecizitātēm caurlaides joslā. Acīmredzamas priekšrocības bikvadu realizāciju piemērošanā signālu ciparu apstrādē ir:

- Iespēja izveidot augstas kārtas noturīgu filtra struktūru, kas lielā mērā pārsniedz noturīgas tiešās realizācijas maksimāli realizējamo kārtu;
- Minimālā bikvādu realizācijas caurlaides josla vairākās kārtās ir mazāka nekā realizējamā tiešās struktūras caulaides josla pie vienādām to AFR prasībām.

Neskatoties uz to, zināmajām realizācijām piemīt salīdzinoši augsta jutība uz skaitļošanas operāciju un/vai augstas skaitļošanas sarežgītības kļūdām. Tas tiešā veidā noved pie šaurjoslu un ne mazāk aktuālo augsti selektīvo filtrācijas sistēmu sintēzes neiespējamības.

Konceptuāli jaunās struktūras izvēles problēma var būt atrisināta, salīdzinot divas tradicionālas realizācijas – tiešo un bikvadu. To priekšrocības un trūkumi tika minēti jau iepriekš, tāpēc galvenais uzdevums ir robastu[4] struktūru projektēšana, kas

[4] **Robastivitāte** - noslēgtas (vadības) sistēmas izejas mazās izmaiņas pie (vadības) objekta mazajām izmaiņām. Dotajā kontekstā- filtra pārvades funkcijas maza jutība uz tā parametru uzstādīšanas neprecizitātēm.

atbilst augtākminētajām stingrajām prasībām, bet tajā pašā laikā to realizācija ir vienkārša un efektīva.

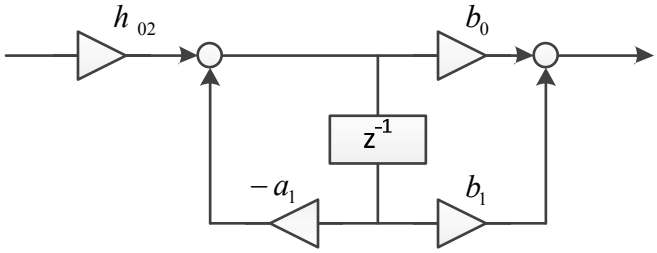
Pētot tiešās realizācijas bikvadu struktūru praktisko ģenēzi no robastu rezervju palielināšanas puses, loģisks ir sekojošs solis. Tiek piedāvāts izmantot pirmās pakāpes posmus - ***bilainus*** (biline, bi-line – pārvades funkcija ir divu pirmās pakāpes polinomu attiecība). Bilaina pārvades funkcija tiek iegūta bikvada skaitītāja un saucēja polinomu faktorizācijas ceļā:

$$H_{bil}(z^{-1}) = H_0 h_{01} h_{02} \prod_{i=1}^{2} \frac{b_{0i} + b_{1i}\, z^{-1}}{1 + a_{1i}\, z^{-1}}. \tag{4}$$

Atsevišķa polinoma pārvades funkcija tiek piedāvāta šādā formā:

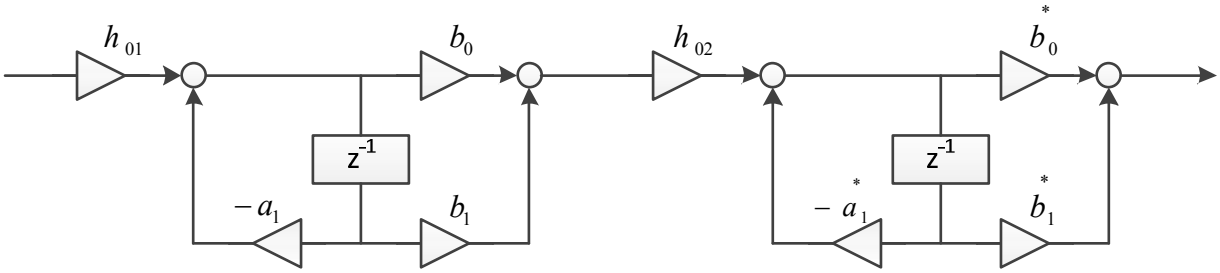
$$H(z^{-1}) = \frac{b_0 + b_1\, z^{-1}}{1 + a_1\, z^{-1}}. \tag{5}$$

Bilaina struktūras bloks-diagramma**,** kuras raksturojums tiek aprakstīts (5) izteiksmē, parādīta *7.* zīm.



7. zīm. *Bilaina struktūras shēma*

Bilainu kaskādes savienojuma struktūras shēma, kas atbilst izteiksmei (4), dota 8. zīm.



8. zīm. *Bilainu kaskādes savienojuma shēma*

Atšķirībā no bikvada bilaina pārvades funkcijas koeficienti ir kompleksi. Tas sarežģī realizāciju, bet tālāk tiks nodemonstrētas struktūras ievērojamas vienkāršošanas iepējas, ņemot vērā AFR pamatprasības frekvenču darbības diapazonā.

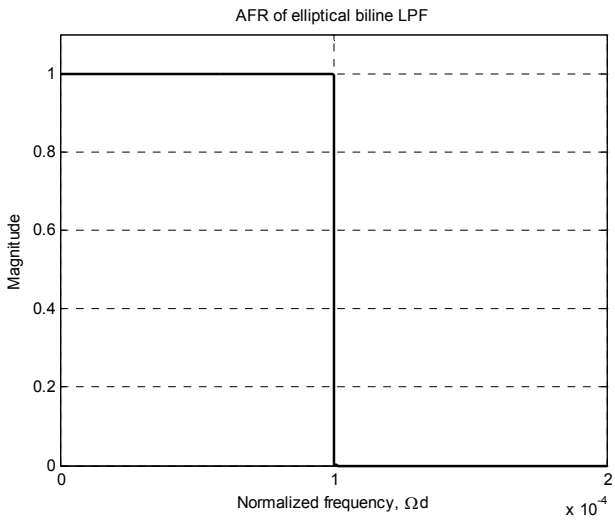
Salīdzinot tiešās, bikvadu un bilainu realizācijas caurlaides joslas (1. Tabula; rimšana caurlaides joslā, a_{max}=0.01 dB), var redzēt, ka filtra caurlaides joslas efektīvais platums par 6-8 kārtām mazāks nekā bikvadu filtram (darbā tāpat sīkāk tiek izskatītas Čebiševa I, II paaudzes un Batervorta filtru raksturlīknes).

1. Tabula. Eliptiskā filtra tiešās, bikvadu un bilainu realizācijas minimālās caurlaides joslas

Kārtas	N	5	7	9	11	13	15	17
Rimšana aiztures joslā	a_{min}, dB	20	50	80	110	140	170	200
Realizācijas:								
Tiešā	$\tilde{\Omega}_1$	$1{,}5\cdot10^{-3}$	$9{,}5\cdot10^{-2}$	$2{,}5\cdot10^{-2}$	$5{,}2\cdot10^{-2}$	-	-	-
Bikvadu	$\tilde{\Omega}_1$	$8{,}0\cdot10^{-8}$	$8{,}0\cdot10^{-8}$	$1{,}5\cdot10^{-7}$	$2{,}4\cdot10^{-7}$	$4{,}2\cdot10^{-7}$	$4{,}2\cdot10^{-7}$	$4{,}2\cdot10^{-7}$
Bilainu	$\tilde{\Omega}_1$	**$2{,}8\cdot10^{-16}$**	**$2{,}8\cdot10^{-15}$**	**$5{,}1\cdot10^{-14}$**	**$7{,}0\cdot10^{-14}$**	**$7{,}0\cdot10^{-14}$**	**$8{,}0\cdot10^{-14}$**	**$8{,}9\cdot10^{-14}$**

Pārādīsim bilainu CZFF filtra frekvenču raksturlīknes moduli, ņemot vēra salīdzinoši augstu kārtu (9. zīm.):

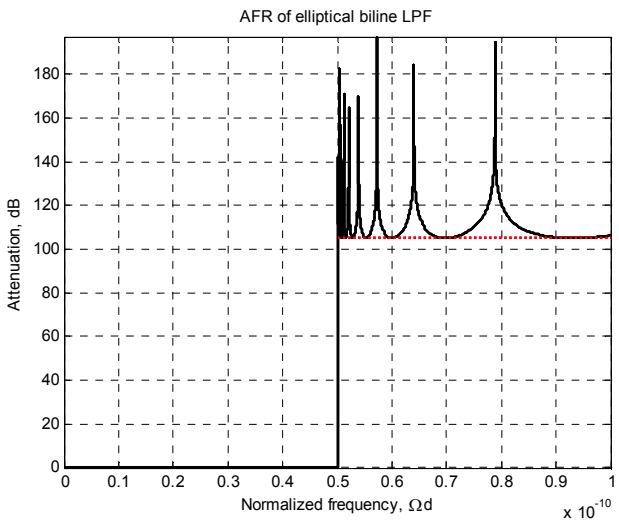
- kārta, N = 200;
- nogriešanas frekvence $\tilde{\Omega}_1 = 10^{-4}$;
- rimšana caurlaides joslā $a_{\max} = 0.01\,dB$.



9. zīm. *AFR eliptiskā GZFF, ņemot vērā augstas prasības*

Novērtēsim minimāli iespējamu bilainu realizācijas caurlaides joslu, ņemot vērā sekojošas prasības (10. zīm.):

- kārta: N = 30;
- rimšana caurlaides joslā: $a_{\max} = 10^{-2}\,dB$;
- kontroles frekvence: $\tilde{\Omega}_c = 1.001\cdot\tilde{\Omega}_1$.

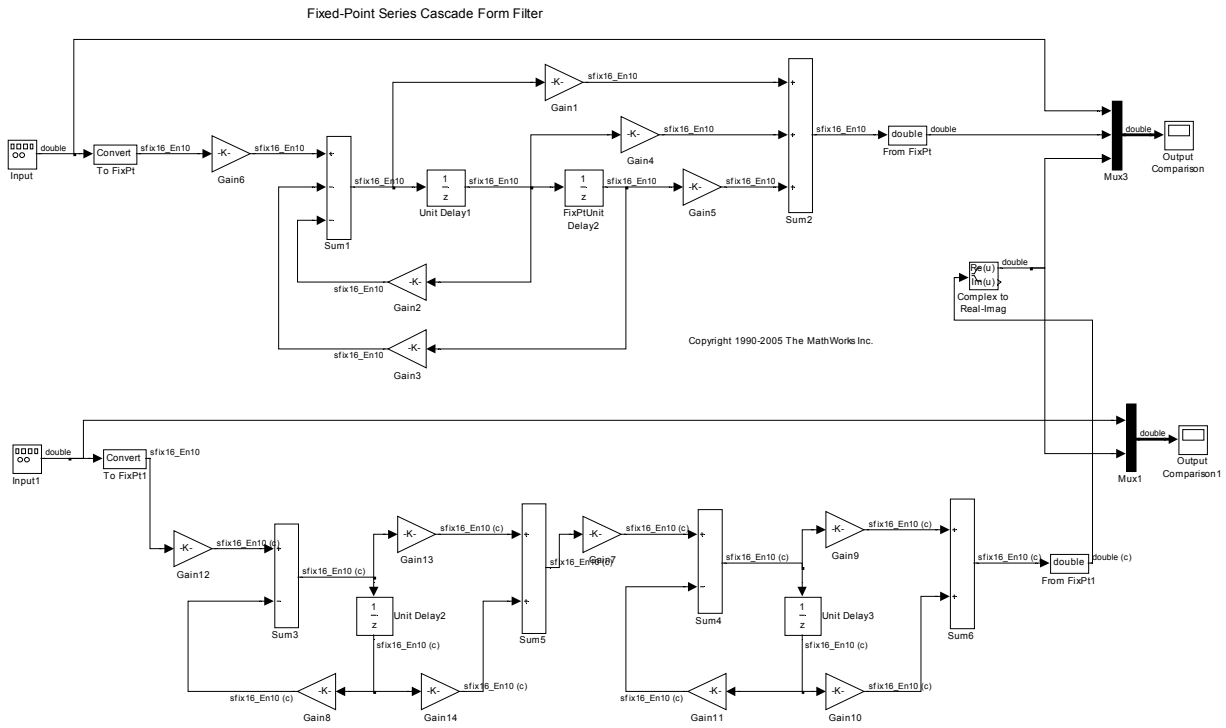


10. zīm. *AFR eliptiskā GZFF, ņemot vērā augstas prasības*

Eksperimentālā veidā tiek noteikta minimāla caurlaides josla: $\widetilde{\Omega}_1 = 5 \cdot 10^{-12}$.

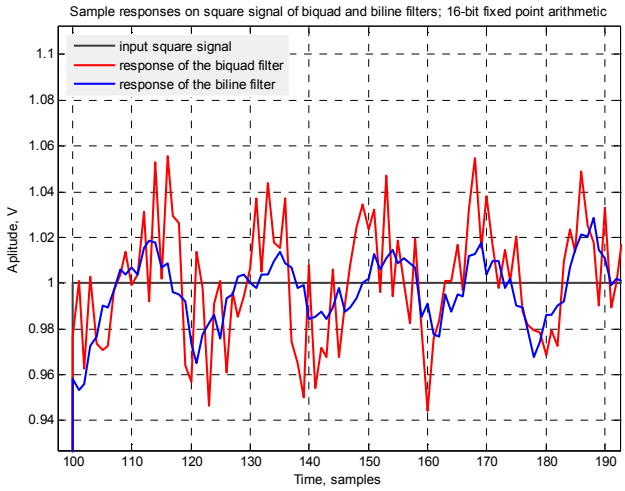
Ņemot vērā to, ka mašīnas aritmētikas ierobežota šķira noved pie starpposmu aprēķinu kvantēšanas trokšņa, vibrosignāla apstrādes precizitāte ir atkarīga lielā mērā no ciparu signālu procesora arhitektūras realizācijas veida. Kopumā kvantēšanas troksnis rodas summēšanas un reizināšanas darbību rezultātā. Līdz ar to kvantēšanas troksnis, kas iegūts - no punkta K_1 aizturētā signāla lieluma reizināšanas rezultātā ar reizinātāja a_2 koeficientu (5. zīm.), iespaido sekojošu aprēķinu precizitāti, reizinot ar a_1, b_0, b_1, b_2. Analizējot atbilstošu bilainu kaskādes savienojumu, var redzēt, ka otrā bilaina rekursīvās ķēdes kvantēšanas troksnis neiespaido aprēķinu precizitāti pirmā bilaina ķēdē (7. zīm.). Tas ir viens no faktoriem, kas raksturo uzlabotu bilaina robastu salīdzinājumā ar bikvadu.

Tālāk ir nepieciešams kvalitatīvi novērtēt mašīnas aritmētikas šķiru ietekmes raksturu uz raksturlīkņu reproducējamību, kas apmierina uzstādītās prasības. Izmantojamo aritmēriku apzīmēsim ar [W, F] bitiem, kur W (Word) – mašīnas vārda pilns garums, bits; F (Fraction) – daļveida daļas garums, bits. Atsevišķu struktūru funkcionēšanas modelēšana tiks novadīta, izmantojot izplatītākās mašīnas aritmētikas šķiras ar fiksētu punktu, konkrēti 16-tās bits и 32-ās bits, Simulink, Matlab paketi (11. zīm.).



11. zīm. *Bikvada modeļi un tam atbilstoša bilainu pāra mod. Simulink Fixed Point*

Zemāk parādīti bikvada un tam atbilstošā bilainu pāra laika atsauksmes uz ieejošu taisnstūra signālu (12. zīm.), ņemot vērā reizinātāju šķiru 16 biti:



12. zīm. *Bikvada un bilainu pāra laika atsauksmes uz ieejošu taisnstūra formas signālu*

Nav grūti pamanīt, ka izejošais bilainu pāra kaskādes savienojuma signāls (gaiši zila līnija) mazāk izkropļots ar kvantēšanas troksni nekā izejošais bikvada signāls (sarkana līnija).

Ļoti bieži signāla nozīmes lielums projektējamās ciparu struktūras dažādos punktos nosaka vienu no pamatprasībām signālu procesora izvēlei pie aparātu realizācijas. Mēģinājums realizēt ļoti šauras caurlaidības joslas salīdzinoši mazās šķiras aritmētikā var būt praktiski neveiksmīgs nosacīti liela starpposmu aprēķinu nozīmju dinamiskā diapazona dēļ, kas bieži noved pie pārpildījumu rašanās procesora

šķiru tīklā. Kā piemēru nepieciešams novērtēt bikvada un tam atbilstošu bilainu pāra iekšējo starpposmu aprēķinu dinamisko diapazonu (11. zīm.), kas realizēti platformā ar 16-tās šķiras aritmētiku ar fiksētu punktu. 2-jā Tabulā parādīts signāla maksimālais iekšējais pastiprinājums (Amplification), pārpildījumu($N_{Overflows}$) un antipārpildījumu[3] ($N_{Underflows}$) reģistru skaits bikvada un bilaina pāra struktūrā atkarībā no izmantojamās aritmētikas šķiras. Rezultāti sniegti, ņemot vērā sekojošas AFR prasības:

- nogriešanas frekvence: $\tilde{\Omega}_1 = 10^{-1}$;
- rimšana caurlaidības joslā: $a_{\max} = 0.01\,dB$;
- taisnstūrainības koeficients pa līmeņiem $a_{\max}$ и $a_{\min}$ K=1.01.

2. Tabula. Pārpildījumu un antipārpildījumu skaita salīdzinājums bikvādā un bilainā, ņemot vērā mašīnas aritmētikas dažādas šķiras ar fiksētu punktu

	Aritmētikas šķiras	[16, 5]	[16, 6]	[16, 7]	[16, 8]	[16, 9]	[16, 10]	[16, 11]	[16, 12]
Bikvads	Amplification, dB	**Zero**	**Zero**	33	32	**29**	**22**	**17**	**10**
	$N_{Overflows}$	**0**	**0**	0	0	**1**	**3**	**3**	**3**
	$N_{Underflows}$	**1**	**90**	3	1	**0**	**0**	**0**	**0**
Bilainu pāris	Amplification, dB	6.3	11	13	14	14	15	15	15
	$N_{Overflows}$	0	0	0	0	0	0	0	0
	$N_{Underflows}$	83	4	10	6	2	0	0	1

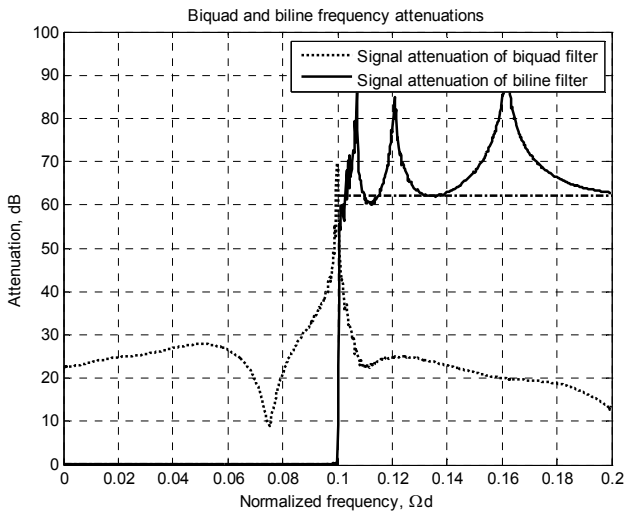
Eksperimenti pierāda, ka pie pietiekami mazas mašīnu aritmētikas šķiras pāpildījumi bikvados notiek daudz biežāk nekā tam atbilstošajā bilainu pārī. Tas izskaidrojams ar to, ka laika aprēķinu dinamiskais diapazons bikvados ir lielāks nekā laika aprēķinu dinamiskais diapazons bilainu pārī.

Analoģiski atsevišķa bilaina laika raksturlīkņu analīzei, ņemot vērā mašīnas aritmētikas dažādas šķiras, loģiski ir izskatīt filtra frekvenču raksturlīknes kaskādes savienojuma bilainos.

Uzdosim sekojošas prasības AFR ZF filtram:

- kārta: N = 14;
- nogriešanas frekvence: $\tilde{\Omega}_1 = 0.1$;
- rimšana caurlaidības joslā: $a_{\max} = 0.1\,dB$;
- aritmētikas šķira: [32 20] biti.

Filtra frekvenču raksturlīknes bikvados un bilainos doti 13. zīm.



13. zīm. *Eliptiskā CZFF AFR, ņemot vērā mašīnas aritmētikas 32 bitu šķiru*

Kā redzams 13. zīm., bilainu filtra AFR praktiski pilnīgi apmierina uzdotās prasības, bet bikvādu filtra AFR – nē.

Apkopojot augstākminēto, bilainu realizāciju galvenās priekšrocības salīdzinājumā ar zināmajām tiešajām vai bikvādu realizācijām, ir:

- filtra caurlaides joslas samazināšanas iespēja par 8-10 kārtām;
- augstas frekvenču selekcijas īstenošanas iespēja;
- nozīmīga dinamiskā diapazona palielināšana;
- struktūras unifikācija, pateicoties viena tipa posmu izmantošanai;
- struktūras vienkāršošana, pateicoties skaitļošanas operāciju cipara minimizācijai.

Eksistē filtru apakšklase, kas garantē signālu komponentu pilnīgu caurlaidību jebkurā frekvencē, bet kas maina fāzi – fāžu filtri. Tālāk būs parādīta divu kanālu filtru, kopējā gadījumā, bikvadrātu, realizācijas iespēja fāžu posmos, tāpēc apstāsimies pie fāžu bilainu sintēzes jautājuma ar mērķi saņemt labākas raksturlīknes. Otrās kārtas fāžu posma pārvades funkcija viegli faktorizējas:

$$H(p)=\frac{p^2-Ap+B}{p^2+Ap+B}=\frac{p-z_1}{p-p_1}\frac{p-z_2}{p-p_2}=\frac{p+\overset{*}{p}_1}{p-p_1}\frac{p+p_1}{p-\overset{*}{p}_1}=\frac{p+p_1}{p-p_1}\frac{p+\overset{*}{p}_1}{p-\overset{*}{p}_1}. \qquad (6)$$

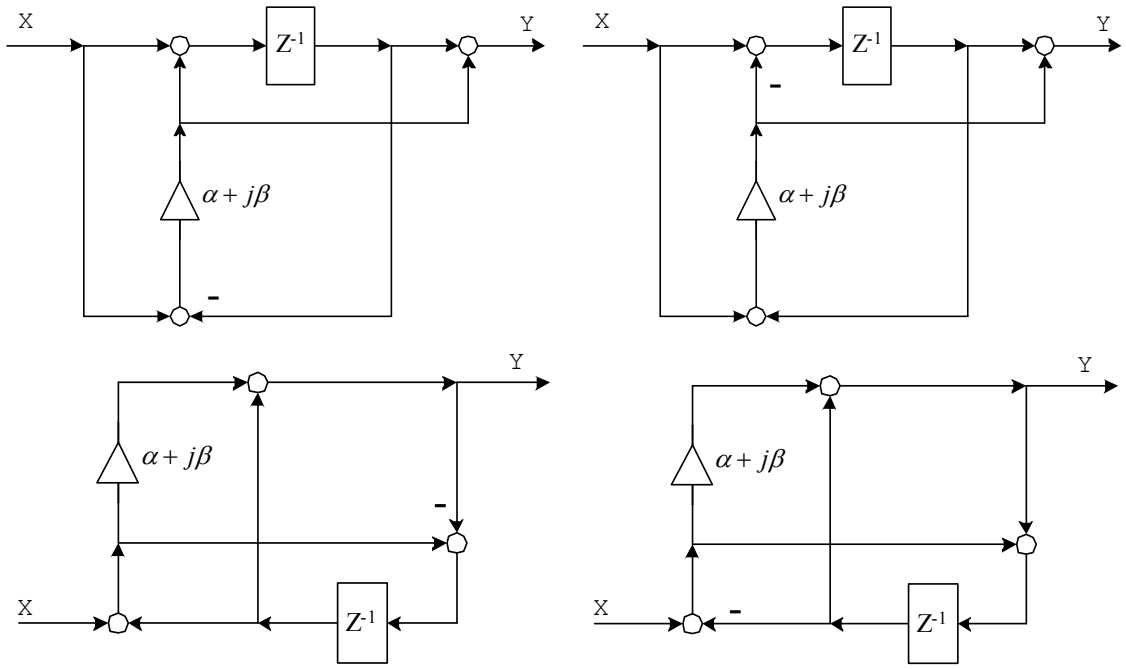
Izpildīsim Z-pārveidošanu izteiksmes pirmajam reizulim (6):

$$\frac{p+p_1}{p-p_1}=\frac{k\dfrac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}+p_1}{k\dfrac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}-p_1}=\frac{(k+p_1)-(k-p_1)z^{-1}}{(k-p_1)-(k+p_1)z^{-1}}=\frac{b_0-z^{-1}}{1-b_0z^{-1}},\quad kur\quad b_0=\frac{k+p_1}{k-p_1}, \qquad (7)$$

Tā kā pārvades funkcijas modulis (7) atšķiras no ($\left|H_{q-bil}(p)\right|\neq 1$) vienības, atbilstošu struktūru sauksim par ***kvazifāžu bilainu***. Vislabākā kvazifāžu bilaina

realizācija pēc to skaitļošanas sarežģītības satur 1 komplekso reizinātāju, 3 komleksos summatorus, 1 komplekso aizkavēšanas elementu.

Pastāv četri varianti optimizēto bilainu uzbūvē (tikpat daudz var saņemt, pārejot uz inversām struktūrām) (14. zīm.).



14. zīm. *Optimizēto bilainu realizācijas varianti*

Kvazifāžu bilains, kura pārvades funkcija tiek aprakstīta (7) izteiksmē, jo īpaši, tas var tikt efektīvi izmantots divkanālu ciparu fāžu filtros, kuru sintēze tiks parādīta tālāk.

11.3 Polinomiālo filtru sintēze vienkāršotajos bilainos

Vispārējā veida ciparu bilainu struktūrām, kas tika piedāvātas agrāk, piemīt principā nevēlama pārpilnība gan rekursīvo, gan nerekursīvo daļu esamības dēļ. Tas izskaidrojams ar to, ka analogiem prototipiem, kas tiek aprakstīti ar konstanta veida pārvades funkciju, kas tiek dalīta ar polinomu, ciparu jomā pie bilainu pārveidošanas, diemžēl, ir atbilstošas daļskaitļu-racionālās pārvades funkcijas, kuru skaitītājs atšķiras no konstantas. Šiem prototipiem, piemēram, atbilst Batevorta un Čebišova I pakāpes prototipi.

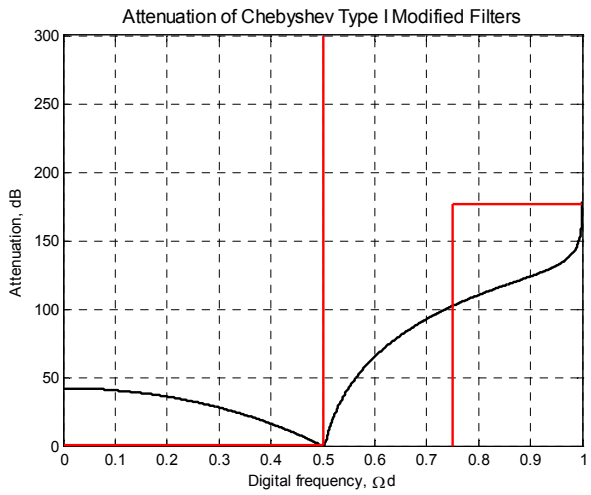
Tiek piedāvāts polinomiālo bilainu speciālā realizācijas metode ar tradicionālo frekvenču pārveidošanām. Dotajā gadījumā sintizējamie bilaini tiek aprakstīti ar jaunas klases raksturlīknēm, respektīvi, polinomiālajās pārvades funkcijās:

$$H_i(p) = \frac{b_i}{p - p_i} \quad \text{vai} \quad H_i(z^{-1}) = \frac{1 + z^{-1}}{1 + a_i z^{-1}} \tag{8}$$

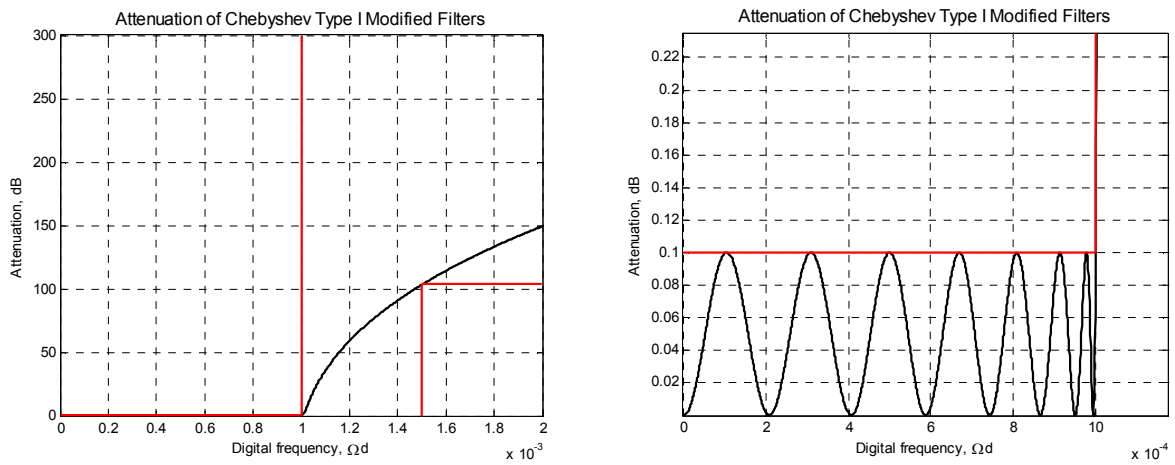
Virsšaurjoslu filtriem vēlams, lai būtu bilainu vienkāršotas struktūras, kuru pārvades funkcijas skaitītājs ir viens. Šajā gadījumā modificētā filtra pārvades funkcija tiek aprakstīta izteiksmē (9):

$$H(z^{-1}) = H_0 \frac{1+z^{-1}}{1+a_0 z^{-1}} \prod_{i=1}^{N-1} \frac{1}{1+a_{1i} z^{-1}} . \tag{9}$$

Pie salīdzinoši platām prasītām caurlaides joslām (normētās frekvences 0.5 kārtas) polinomiālo vienkāršoto filtru frekvenču raksturojumi neapmierina prasības, bet tās apmierina, ja tiek samazināts caurlaidības joslas platums līdz kārtai 10^{-14} (15. zīm., 16. zīm.).



15. zīm. *Polinomiālā filtra frekvenču raksturlīknes uz bilainiem*



16. zīm. *Bilainu filtra frekvenču raksturojumi ar normēto joslas caurlaidības platumu* $\tilde{\Omega}_1 = 1 \cdot 10^{-3}$

Izskatīsim otru bilainu struktūras vienkāršošanas veidu. Kā zināms, tradicionālai bilainu pārveidošanai zemo frekvenču ciparu filtra sintēzei atbilst frekvences tangensa pārveidošana, augšējo frekvenču filtru sintēzei – kotangensa. Abu frekvenču pārveidošanas izmantošana pie prototipa pārvades funkcijas pārveidošanas ciparu filtra pārvades funkcijā noved pie tās daļskaitļa-racionālā veida:

$$H_i(p) = \frac{1}{p - p_i} \quad \Rightarrow \quad H_i(z^{-1}) = \frac{B_i(z^{-1})}{A_i(z^{-1})}. \tag{10}$$

Tiek piedāvāts izmantot zināmas frekvenču *sinusa* un *kosinusa frekvenču Z-pārveidošanu*, kura dod vislabāko aproksimāciju augšējo un apakšējo frekvenču apgabalos, attiecīgi (11):

$$\Omega = k \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2}\tilde{\Omega}\right), \quad \Omega = k \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2}\tilde{\Omega}\right). \tag{11}$$

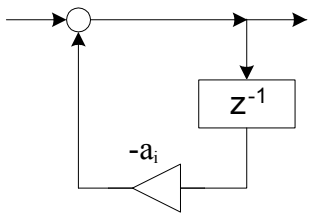
Šādas pārveidošanas ļauj saglabāt pārvades funkcijas polinomialitāti pie pārejas Z-apgabalā:

$$H_i(p) = \frac{1}{p - p_i} \quad \Rightarrow \quad H_i(z^{-1}) = \frac{const}{A_i(z^{-1})}. \tag{12}$$

Ciparu filtriem, kam ir (12) veida pārvades funkcija, ir tikai rekursīvā daļa, kas zināma mērā vienkāršo to realizāciju. Darbā sīki dots pārvades funkcijas jaunu polu aprēķina algoritms, tāpēc iztiksim tikai ar modificētā bilaina polinomiālās pārvades funkcijas aprakstu:

$$H_i(z^{-1}) = \frac{1}{1 - z_i z^{-1}} \quad vai \quad H_i(z^{-1}) = \frac{1}{1 + a_i z^{-1}}. \tag{13}$$

Struktūra, kas atbilst modificētā bilaina pārvades funkcijai (13), parādīta 17. zīm.



17. zīm. *Skaitļošanas–efektīvā (nogrieztā) bilaina struktūra*

Izskatīsim ***joslu*** filtru realizācijas iespēju skaitļošanas efektīvās struktūrās. Kā tika rakstīts iepriekš, projektējot jaunas ZF un AF struktūras, tiek izmantotas tādas Z-pārveidošanas, kas pie pārejas no prototipa uz ciparu filtru saglabā pārvades funkciju konstantes veidā, dalītai ar polinomu. Joslu filtra gadījumā apgrūtinoši ir izmantot vienkāršu pārveidošanu ar tādām pašām īpašībām, kas nodrošina frekvenču raksturlīkņu prasību izpildi ļoti šauru joslu apgabalā. Tāpēc izskatīsim sekojošu piegājienu.

Izmantojot standarta joslu Z-pārveidošanu, N-tās kārtas ciparu filtra pārvades funkcija ir N-tās pakāpes pa z^{-1} divu polinomu attiecība. Ir zināms, ka Čebiševa I-ās paaudzes filtram nav rimšanas polu. Rimšanas nulles vai prasību izpilde caurlaides joslā tiek nodrošinātas ar pārvades funkcijas saucēju. Tiek piedāvāts uzprojektēt

skaitļošanas ziņā efektīvu joslu filtru, kura pārvades funkcija tiek aprakstīta sekojošā formulā (14):

$$H_N(z^{-1}) = \frac{B_N(z^{-1})}{A_N(z^{-1})} \qquad \Rightarrow \qquad H_N(z^{-1}) = \frac{B_1(z^{-1}) \cdot B_2(z^{-1})}{A_N(z^{-1})} \tag{14}$$

Dotajā gadījumā tiek saglabāts izejošās pārvades funkcijas saucējs, bet skaitītājā tiek realizēti divi otrās kārtas polinomi, no kuriem katrs nodrošina pa vienam rimšanas polam ārpus projektējamā filtra caurlaides joslas. Posms, kas nodrošina rimšanas polu $\tilde{\Omega}_1$ frekvencē, tiek aprakstīts (15) formulā:

$$B_1(z^{-1}) = 1 + 2b_1 z^{-1} + z^{-2} = 2z^{-1}\left(b_1 + \frac{z + z^{-1}}{2}\right) = 2z^{-1}\left(b_1 + \cos\left(\pi\tilde{\Omega}\right)\right), \qquad b_1 = -\cos\left(\pi\tilde{\Omega}_1\right) \tag{15}$$

Analoģiski tiek aprakstīta otrā posma pārvades funkcija. Izmantojot (15) izteiksmi, pārrakstīsim (14) izteiksmi:

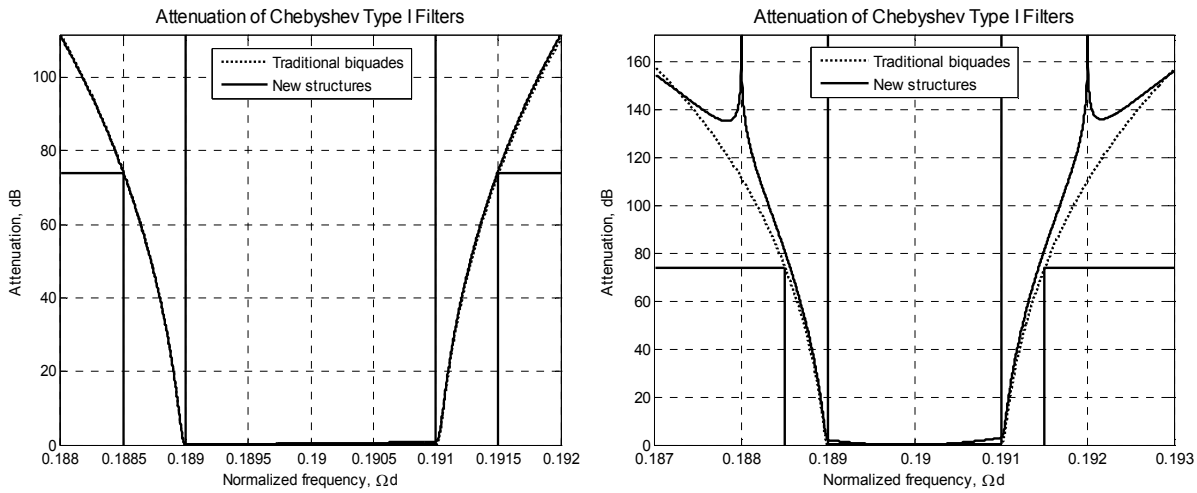
$$H(z^{-1}) = \prod_{i=1}^{N/2} \dot{h}_{0i} \frac{(1 + 2b_{1i} z^{-1} + z^{-2}) \cdot (1 + 2b_{2i} z^{-1} + z^{-2})}{1 + a_{1i} z^{-1} + a_{2i} z^{-2}}. \tag{16}$$

Ja saglabā $A_N(z^{-1})$ saucēju bez izmaņām, tad jaunas frekvenču raksturlīknes neapmierinās uzdotās prasības caurlaides joslā. Tāpēc ir nepieciešams sekojošā veidā modificēt pārvades funkciju (16):

$$H(z^{-1}) = \prod_{i=1}^{N/2} \dot{h}_{0i} \frac{(1 + 2b_{1i} z^{-1} + z^{-2}) \cdot (1 + 2b_{2i} z^{-1} + z^{-2})}{1 + (a_{i1} + \alpha_{1i} + j\beta_{1i}) z^{-1} + (a_{2i} + \alpha_{2i} + j\beta_{2i}) z^{-2}}. \tag{17}$$

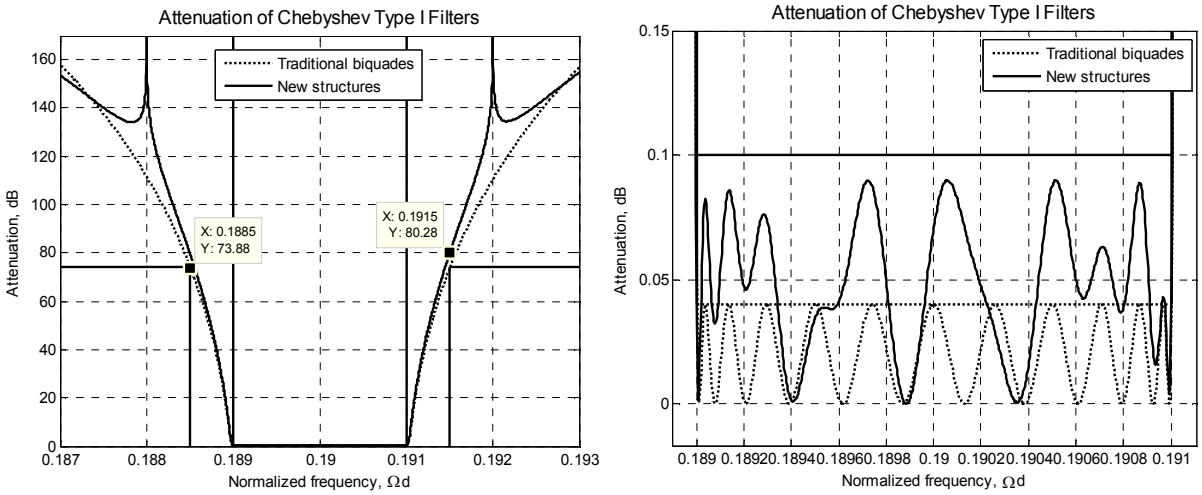
Par sākuma tuvošanos tiek izmantoti parastā joslu filtra (a_1, a_2) pārvades funkcijas saucēja koeficienti. Piemeklējot α un β koeficientus, optimizējam AFR ar skaitļošanas metodi (piemēram, Neldera-Mida met.).

Parādīsim joslu filtra frekvenču raksturlīknes, kas ir projektēts pēc augstāk aprakstītās metodes. Kā redzams 18. zīm., ja projektējamā ciparu filtra pārvades funkcijā saucēju atstāj bez izmaiņām, tad frekvenču raksturlīkne neapmierinās uzdotās prasības caurlaides joslā pat pieļaujamo kropļojumu robežās.



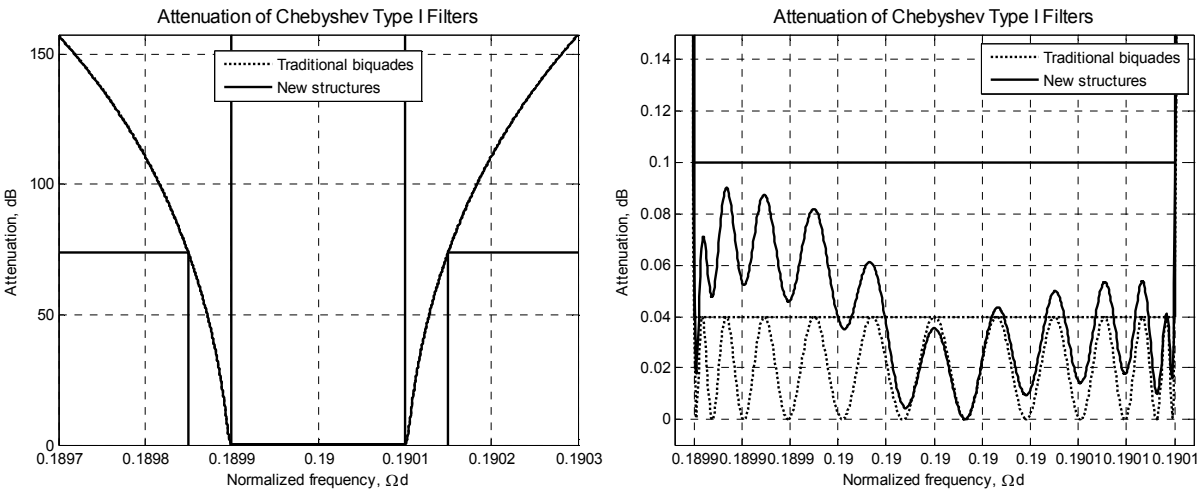
18. zīm. *Amplitūdas – frekvenču raksturlīknes sintizētā JF, bez optimizācijas*

Veiksim JF optimizāciju ar vienu no skaitļošanas metodēm, piemēram ar Neldera – Mida metodi. 19. zīm. parādītas filtra frekvenču raksturlīknes, kas iegūtas pēc vienas iterācijas koeficientu pārvades funkcijas optimizācijas. Pie tam maksimālā rimšanas nevienmērība caurlaides joslā salīdzinājumā ar 0.1 dB sastāda 0.18 dB. Kā redzams grafikā, rimšana ārpus caurlaides joslas ir lielāka šajā gadījumā nekā ar tradicionālo bikvadu struktūru.



19. zīm. *Amplitūdas – frekvenču raksturlīknes sintizētā JF pēc koeficientu optimizācijas*

Noliksim divus polus nulles frekvencē un Naikvista frekvencē. Optimizēsim AFR caurlaides joslā, ņemot vēra visas citas prasības (20. zīm).

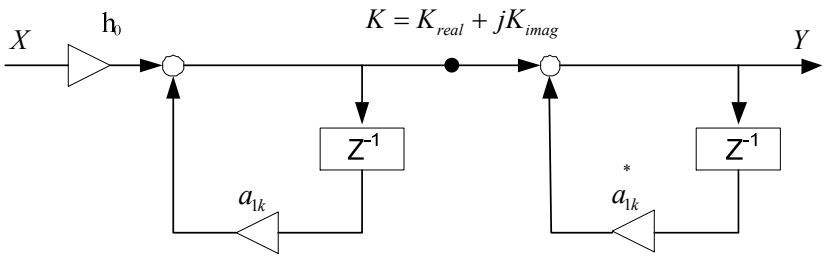


20. zīm. *Tradicionālā bikvadu filtra frekvenču un „nošķeltās" struktūras ar poliem uz frekvenču diapazona malām frekvenču raksturlīknes*

Kā paradīts 20. zīm., pie uzdotās rimšanas caurlaides joslā 0.1 dB maksimālā novirze no prasībām sastāda ap 0.01 dB vai 10%. Pie tam kontroles frekvencē optimizēto struktūru raksturlīknes pilnībā atbilst prasībām.

11.4 Filtra struktūras optimizācija bilainos

Kā jau tika minēts iepriekš, pārvades projektēto nošķelto bilainu funkciju polus veido kompleksus konjugātu pārus. Tas ļauj efektīvi veidot to darba modelēšanu reālajā laika režīmā. Aplūkosim sekojošu bilainu pāri, kuru reizinātāju koeficienti ir sarežģīti konjugti (21. zīm.)



21. zīm. *Kalkulēto efektīvo bilainu kaskāžu savienojumu strukturālā shēma*

kur $a = \alpha + j\beta, \quad \overset{*}{a} = \alpha - j\beta.$

Pieņemsim ieejošo signālu X kā materiālu. Bilainu pārvades funkciju kompleksā savstarpēja saistība garantē izejot signāla Y būtiskumu. Apzīmēsim ar K bilainu savienojuma punktu, kur signālam ir kā būtisku, tā arī iedomājamu daļu, un noteiksim šī signāla vērtību:

$$K_{real} + jK_{imag} = X + (\alpha + j\beta)(M_{1real} + jM_{1imag})$$

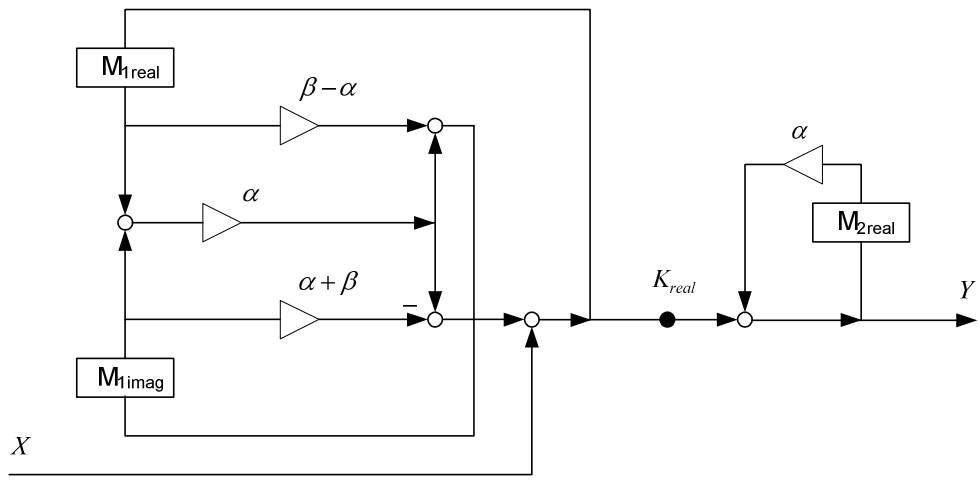
$$K_{real} + jK_{imag} = X + \alpha(M_{1real} + M_{1imag}) - M_{1imag}(\alpha + \beta) +$$

$$+ j\left(\alpha(M_{1real} + M_{1imag}) + M_{1real}(\beta - \alpha)\right)$$

Signāla vērtība bilaina pārim izejot:

$$Y = K_{real} + jK_{imag} + \alpha \cdot M_{2real} - j\beta \cdot M_{2real}$$

Tā kā pāra izeja ir būtiska: $Y = K_{real} + \alpha \cdot M_{2real}$. Rezultātā izskatāmo saišu pāris modificējās sekojošā struktūrā (22. zīm.).



22. zīm. *Kalkulēto efektīvo bilainu pāru strukturālā shēma*

Kā var redzēt 21. zīmējumā, šaurjoslu ciparu filtra bilainu pāris sastāv tikai no 4 būtiskiem skaitītājiem, 5 summētājiem un 3 aizkāves elementiem. Tas ir viena no no minimālām iespējamām realizācijas struktūras formām, kas parādīta 20. zīm.

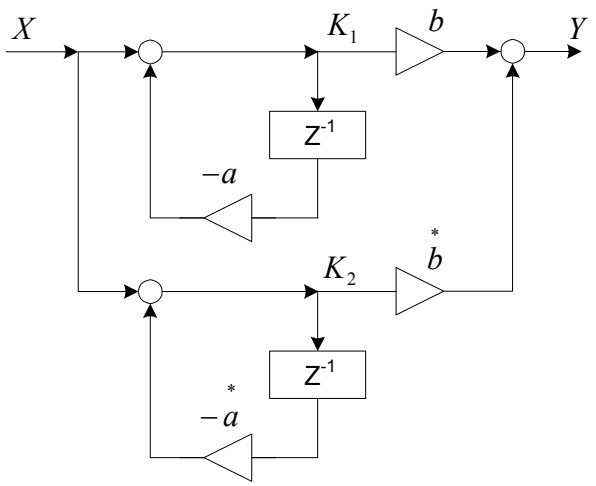
Izstrādājot diagnostikas sistēmu, viens no galvenajiem kritērijiem ir to ātriedarbība. Šajā sakarā ir piedāvāts efektīvs paralēlais savienojums starp bilainu pāriem (23. zīm.) ar kompleksi savienotiem reizinātāju koeficientiem. Pārnešanas fukinciju filtram bilainos var parādīt kā summu starp pirmās pakāpes pārnešanas funkciju pāriem un kompleksi savienotiem koeficientiem, izmantojot atlikumus:

$$H(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = H_0 \prod_{i=1}^{N-1/2} \frac{(1-p_i z^{-1})(1-\overset{*}{p}_i z^{-1})}{(1-z_i z^{-1})(1-\overset{*}{z}_i z^{-1})} = H_0^{'} \left(\sum_{i=1}^{N-1/2} \left(\frac{K_i z_i}{1-z_i z^{-1}} + \frac{\overset{*}{K}_i \overset{*}{z}_i}{1-\overset{*}{z}_i z^{-1}} \right) + 1 \right), \tag{18}$$

kur:

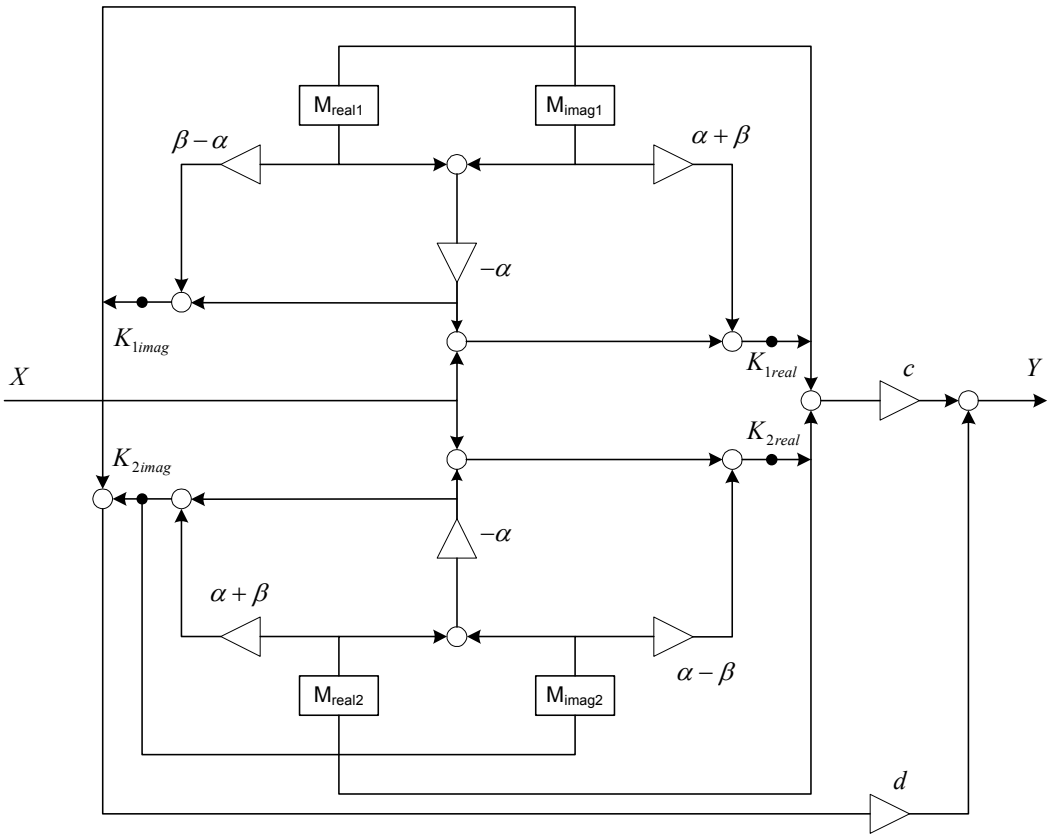
$$K_i z_i = \left. \frac{B(z^{-1})}{(p_i - \overset{*}{p}_i)} \right|_{z^{-1}=p_i} \Rightarrow K_i z_i = \frac{B(p_i)}{2\,\mathrm{Im}(p_i)}, \text{ tad } H(z^{-1}) = H_0^{'} \left(\sum_{i=1}^{N-1/2} \left(\frac{b}{1+a_i z^{-1}} + \frac{\overset{*}{b}}{1+\overset{*}{a}_i z^{-1}} \right) + 1 \right) \tag{19}$$

Bilainu kaskāžu ieslēgšanas gadījumā, izteiksme (19) ļauj efektīvi veikt darba modelēšanu reālā laika režīmā. Izskatīsim nākošo bilainu pāri (23. zīm.)



23. zīm. *Paralēli ieslēgto kalkulētu efektīvu bilainu pāru strukturālā shēma*

Līdzīgie pārveidojumi, analogiskie augšupminētiem, aprakstīti darbā. Tāpēc aplūkosim jau pārveidoto paralēlo savienojumu variantu (24. zīm.).



24. zīm. *Paralēli ieslēgto kalkulētu efektīvu bilainu pāru strukturālā shēma*

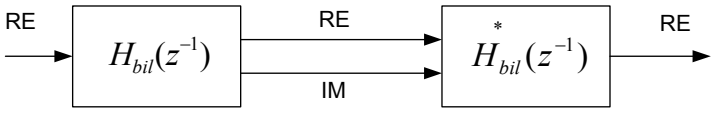
Kā var redzēt 24. zīm., paralēli ieslēgto bilainu pāris ar kompleksi savietojiem reizinātāju koeficientiem sastāv tikai no 8 materiāliem reizinātājiem, 11 summētājiem un 4 aizkaves elementiem. Tas ir vieno no minimāli iepējamām realizācijas struktūras formām, kas parādīta 23. zīm.

Augšā bija izskatīti kvazifāzes bilaini kā bilainu realizācijas īpašs gadījums. Dotās sadaļas par filtra bilainos struktūras optimizāciju kontektā loģiski būtu izskatīt

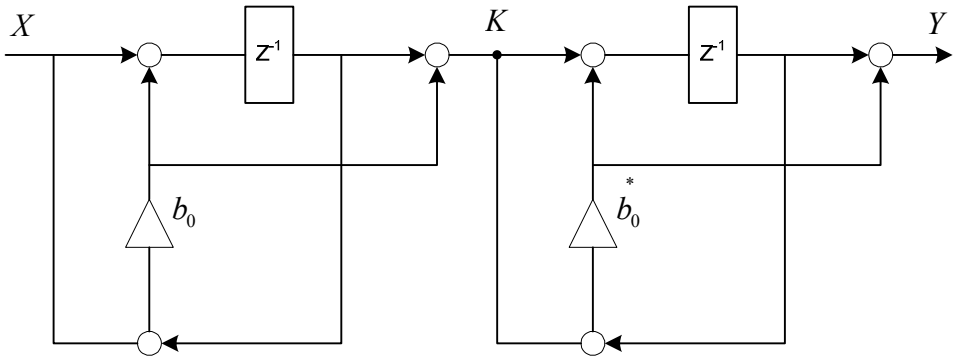
arī kvazifāzes bilainu kaskādu ieslēgšanu ar nolūku vienkāršot filtra struktūru kopumā.

Vislabākā kvazifāzes bilaina realizācija sastāv no 3 materiāliem reizinātājiem (parastais – 9), 9 materiāliem summētājiem (parastais – 18), 2 materiāliem aizkaves elementiem.

Zemāk skatīta modifikācija ir balstīta uz to, ka otras pakāpes parastais fāzes loceklis ir aizstājams kaskādi pieslēgto kvazifāzes bilainu pāri ar kompleksiem reizinātājiem (25. zīm., 26. zīm.).

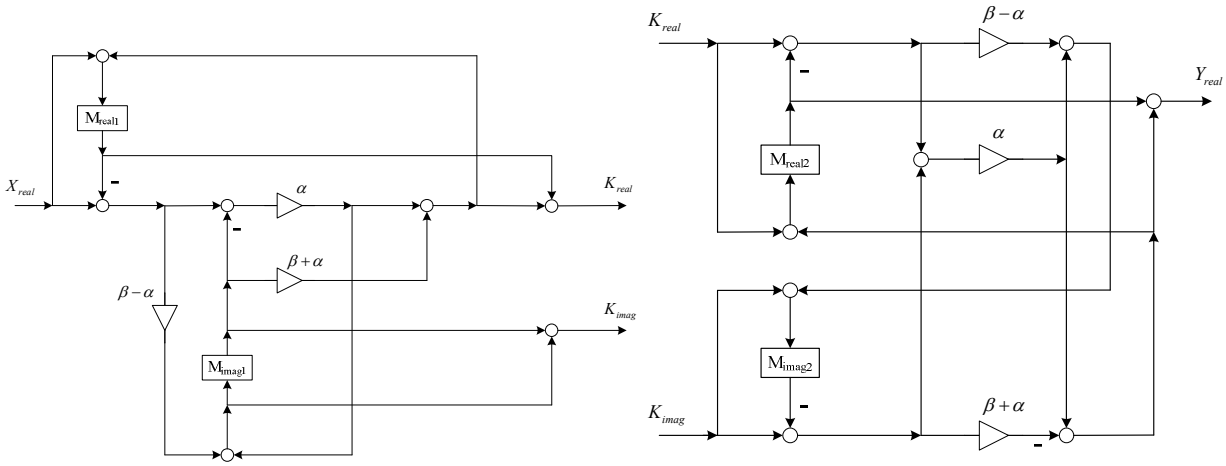


25. zīm. *Otrās pakāpes fāzes locekļa aizstāšana ar kvazifāzes bilainu kaskādu ieslēgšanu*



26. zīm. *Kvazifāzes bilainu pāru ar kompleksiem savienotiem reizinātājiem strukturālā shēma*

Šo bilainu pārnešanas funkcijām ir kompleksi savienoti reizinātāji, kas atbilst locekļu realizācijai materiālās aritmetikas nozarē, parādīti 27. zīm.



27. zīm. *Kvazifāzes bilainu ar materiāliem reizinātājiem struktūra*

Šajā gadījumā pirmā kvazifāzes bilaina struktūra satur 3 materiālus reizinātājus, 7 materiālus summētājus, 2 materiālus aizkaves elementus. Tajā pašā laikā otrā kvazifāzes bilaina struktūra ir sarežģītāka tikai ar vienu materiālu summētāju.

Augšā minētie kvazifāzes bilainu realizācijas varianti ir optimālas struktūras pēc izmantoto operāciju daudzuma uz reizinātāju skaitu. No otras puses, AFR atsevišķa kvazifāzes locekļa modulis visa frekvences diapazonā nav vienāds ar 1, kas var radīt pārpildīšanu ciparu signāla procesora izladēšanas tīklā. Loģiski būtu izskatīt otro bilaina realizācijas variantu, kur tā pārnešanas funkcija p-zonā ir ne tikai rakturojama ar komplekso poli, bet arī polu pāri un to kompleksi savienoto vērtību. Tad no izteiksmes (18) šaju bilainu prototipu pāru pārnešanas funkcijas var izteikt tā:

$$H_{bil1}(p) = \frac{p - p_1}{p + \overset{*}{p}_1}, \qquad H_{bil2}(p) = \frac{p - \overset{*}{p}_1}{p + p_1}, \tag{20}$$

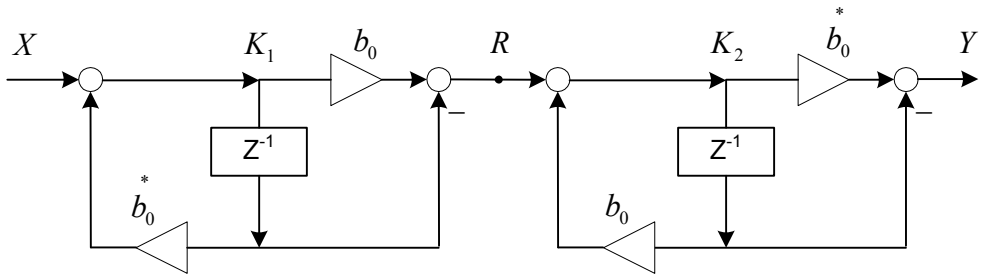
Abi locekļi ir fāzes:

$$H_{bil1}(p) = \frac{p - p_1}{p + \overset{*}{p}_1} = \frac{j\Omega - (\delta + j\lambda)}{j\Omega + (\delta - j\lambda)} = \frac{-\delta + j(\Omega - \lambda)}{\delta + j(\Omega - \lambda)} \qquad \left|H_{bil1}(p)\right| = 1 \tag{21}$$

Veiksim Z-pārveidojumu pārnešanas funkcijai (20):

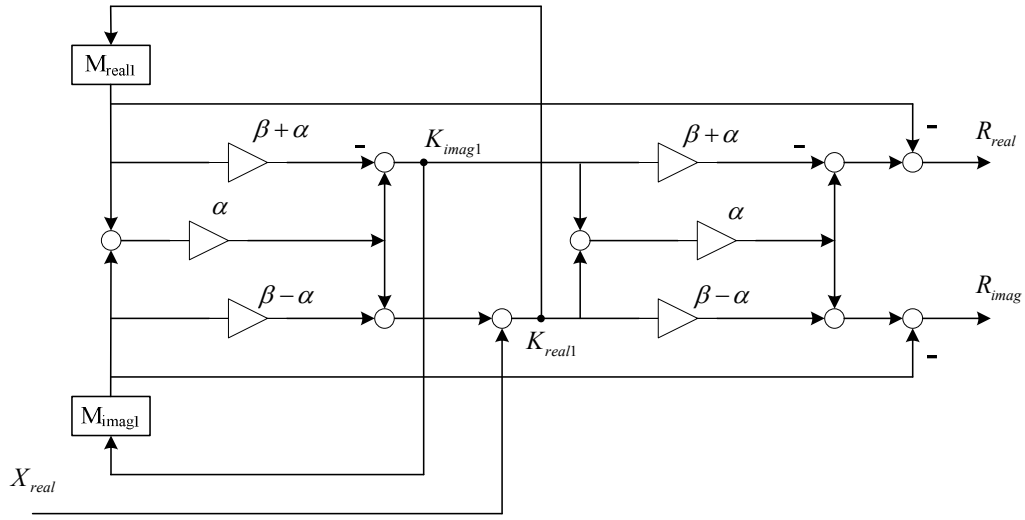
$$\frac{p - p_1}{p + \overset{*}{p}_1} = \frac{k\dfrac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} - p_1}{k\dfrac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} + \overset{*}{p}_1} = \frac{k - kz^{-1} - p_1 - p_1 z^{-1}}{k - kz^{-1} + \overset{*}{p}_1 + \overset{*}{p}_1 z^{-1}} = \frac{(k - p_1) - (k + p_1)z^{-1}}{(k + \overset{*}{p}_1) - (k - \overset{*}{p}_1)z^{-1}} = \frac{b_0 - z^{-1}}{1 - \overset{*}{b}_0 z^{-1}} \tag{22}$$

Aplūkosim konsekventi savienoto bilainu pāri ar kompleksi savienotiem reizinātāju koeficientiem (28. zīm.).

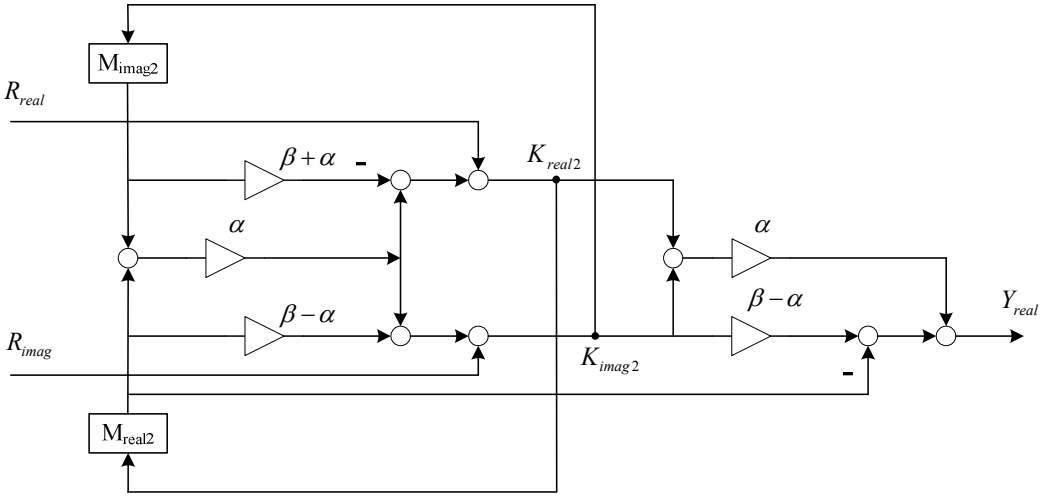


28. zīm. *Bilainu pāru ar kompeksi savienotiem reizinātājiem struktūra*

Analogiskā augšā izskatītai fāzes bilainu pāru funkcionēšanas modelēšana reālajā laikā ļauj sintizēt struktūru pāri ar materiāliem reizinātāju koeficientiem (29. zīm., 30. zīm.).



29. zīm. *Pirmā fāzes bilaina ar materiāliem reizinātājiem struktūra*



30. zīm. *Otrā fāzes bilaina ar materiāliem reizinātājiem struktūra*

Kā bija parādīts iepriekš, kvazifāzes bilaina parastā realizācija sastāv no 3 materiāliem reizinātājiem. Fāzes bilainiem pārī (29., 30. zīm.) ir 5 vai 6 materiālie reizinātāji. Tas sarežģī realizāciju, bet garantē pārpildīšanas neesamību izladēšanas tīklā un stabilus dinamiskus raksturojumus. Bilainu modifikāciju salīdzinājums pēc operāriju skaita ir parādīts Tabulā 3.

Tabula 3. Materiālo operāciju skaits dažādās realizācijās

STRUKTŪRA	M	A	D
Parastais bilains	12	9	2
Pirmais/otrais kvazifāzes bilains(ar komplekso reizinātāju)	4/4	6/7	2/2
Pirmais/otrais kvazifāzes bilains (ar materiāliem reiznātājiem)	3/3	7/8	2/2
Pirmais/otrais fāzes bilains (ar materiāliem reizinātājiem)	6/5	9/8	2/2

kur M — multiplier, A — adders, D — delays.

11.5 Vienmērīgi vadīto pa centrālo frekvenci filtru sintēze

Pārstrādes joslas un režektora ciparu filtru sintēzes laikā bieži nākas izmantot sarežģītus daļēji racionālus frekvenču pārveidojumus, kas ved pie prototipa kārtības dubultošanu. Vēl vairāk, mēginot realizēt pāršaurjoslu un režektora filtrus ir nepiecišama dubultā skaititāja un reizinātāja polinomu pārnešanas funkciju prototipa faktorizācija – prototipam pārejot uz cipatu struktūru un to sadali bilainos. Tas ietekmē polu unpārnešanas funkciju nulles noteikšanas precizitāti un filtra frekvenču raksturojuma reproducēšanu. Tāpēc ļoti aktuālā ir viegli pārveidoto pēc frekvences joslu un režektora filtru sintēzes problēma. Ir piedāvāts viens no variantiem, kā var risināt doto problēmu, neizmantojot tradiciālo joslu frekvences pārveidošanu.

Standarta joslu frekvences pārveidojumu var izteikt sekojoši:

$$\Omega = k\frac{\alpha - \cos(\pi\tilde{\Omega})}{\sin(\pi\tilde{\Omega})}, \qquad k = ctg\left(\frac{\pi}{2}\left(\tilde{\Omega}_1 - \tilde{\Omega}_{-1}\right)\right), \qquad \alpha = \cos(\pi\tilde{\Omega}_0), \qquad \tilde{\Omega}_i = 2\frac{f_i}{f_s}, \tag{23}$$

kur k nosaka izlaides joslas platumu, bet α – centrālās frekvences stāvokli. Tajā pašā laikā zemfrekvenču bilaina prototipa pārnešanas funkcijas transformācija uz ciparu ir aprakstāja ar zināmu izteiksmi:

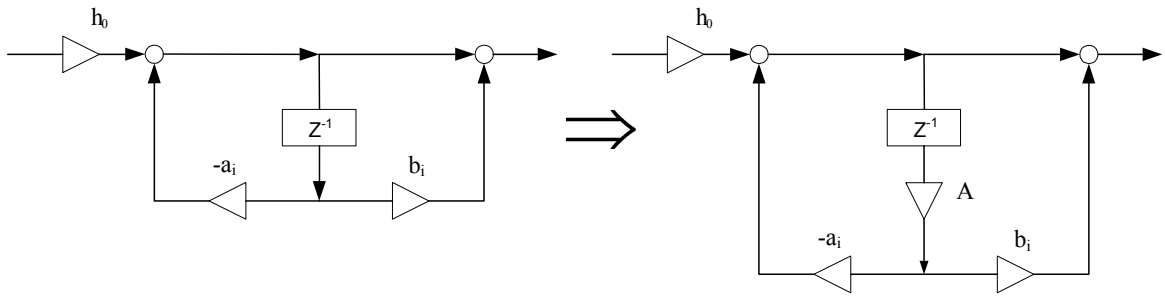
$$H(p) \Rightarrow H\left(k\frac{1 - 2\alpha z^{-1} + z^{-2}}{1 + z^{-2}}\right). \tag{24}$$

V.Lituks savā darbā [Литюк В.И., Литюк Л.В. Методы цифровой многопроцессорной обработки ансамблей радиосигналов, 2007, lp. 127] saka, ka „…apstrādājot reālus signālus, JF un RF konstruējumu var veikt tikai ar bikvadrātu šūnu izmantošanu, neskatoties uz to trūkumiem” (dotajā kontekstā bikvadrāta šūnas ir bikvadi). Kā kontrarguments zemāk būs parādīta iespēja sintizēt pārstrādātus bilainus, lai pēc tam sintizētu JF un RF.

Aplūkosim sekojošu paņēmienu. Pārbīdot filtra nulles frekvenci uz projektējamā filtra centrālo frekvenci $S(\Omega) \Rightarrow S(\Omega - \Omega_0)$ veidojas sekojoša šī aizkaves elementa transformācija:

$$\left[z^{-1} = e^{-j\pi\cdot\tilde{\Omega}}\right] \Rightarrow \left[e^{-j\pi\cdot(\tilde{\Omega}-\tilde{\Omega}_0)} = z^{-1}\cdot e^{j\pi\cdot\tilde{\Omega}_0}\right]. \tag{25}$$

Tādā veidā, secīgi aizkaves elementam zemfrekvenču ciparu bilaina struktūrā nepieciešams ieslēgt komplekso reizinātāju uz lielumu $A = e^{j\pi\cdot\tilde{\Omega}_0}$. Šajā gadījumā tas kontrolē vai, pārstrādes gadījumā, maina substrtuktūras centrālās frekvences stāvokli. Sekojot izteiksmei (25), kopējā skata bilaina locekļa transformācija ir parādīta 31. zīm.



31. zīm. *Pārēja no bāzes uz vienmērīgi pārstrādāto pēc frekvences bilainu*

Atzīmēsim, ka joslu filtrs ar normētu centrālo frekvenci 0.5 atkārtojas diezgan vienkārši: šajā gadījumā $A = e^{j\pi 0.5} = j$, kas ved tikai pie pārkārtošanas starp materiālo un komplekso aizkaves elementu izejām ar nepieciešamo zīmi.

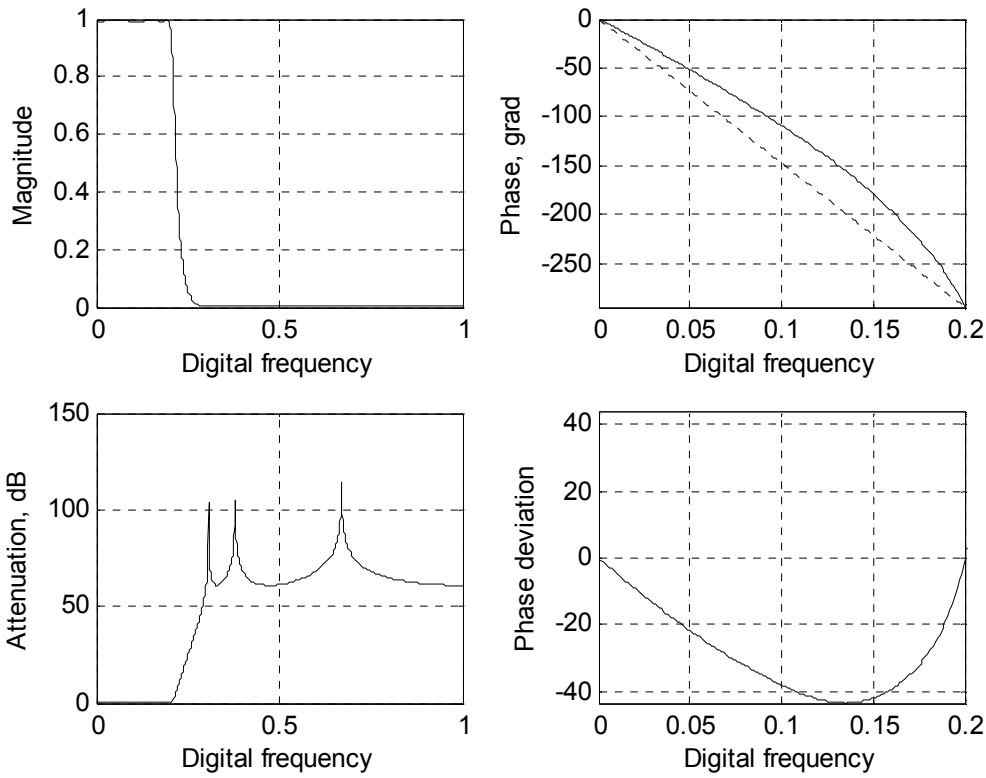
11.6 Bikvadu filtra ar kompleksiem reizinātājiem pārnešanas funkciju optimizācija

Izdalot noteikto vibrodiagnostikas signāla spektra daļu to tālākai analīzei, bieži viena no galvenājām papildprasībām ir šīs daļas formas nemainība. Tas var būt nepieciešams salīdzinājumam ar šī spektra daļas etalona vai analitisku formu, lai identificētu noteiktu defektu. Šajā sakarā projektējot pāršaurjoslu filtrus, rādas problēma nodrošinātfrekverču fāžu raksturojuma augstu linearitāti. FFR ķēdes augsta linearitāte garantē fāzes nobīdes starp šīs ķēdes harmoniskām svārtībām pie ieejas un izejas un frekvences harmoniskām svārstībām pie izejas atkarības augstu linearitāti. Diemžēl sistēmas pieejas nosakot labāko realizāciju, kas atbilst šīm prasībām pagaidām nav, tāpēc pašlaik imitācijas vai natūras modelēšanai pielāgo optimālus parametrus.

Šajā sadaļā piedāvāta filtru FFR linearizācijas metode, kur tiek izvēlēti pārnešanas funkciju parametri ar kompleksiem koeficientiem. Kā piemēru, izskatīsim eliptiska filtra pārnešanas funkciju, kuram ir maksimāla izvēletība pārējiem nosacījumiem nemainoties (nepāra pakāpes):

$$H(z^{-1}) = \prod_{i=1}^{N-1/2} h_{0i} \frac{(k^2 + A_i) + 2(A_i - k^2)z^{-1} + (k^2 + A_i)z^{-2}}{1 + 2h_{0i}(C_i - k^2)z^{-1} + h_{0i}(k^2 - B_i k + C_i)z^{-2}} . \qquad (26)$$

Pārnešanas funkcijas koeficienti ir materiālie. Parādīsim epiliptiska filtra raksturojumus pie nelielām nosacījumiem. Jāatzīmē, ka fāzes maksimāla novirze caurlaides joslā ir apmēram 45 grādi.



32. zīm. *Eliptiska filtra frekvences raksturojumi*

Tā kā nav analitiskas metodes, lai projektētu pāršaurjoslu ciparu filtrus ar lineāru fāzi, jāizmanto skaitliskas metodes risināšanai. Kā iespējams paņēmiens fāzes linearizācijai, tradicionālas pārnešanas funkcijas (26) vietā ir piedāvāts izmantot modificētu funkciju:

$$H(z^{-1}) = \prod_{i=1}^{N-1/2} \dot{h}_{oi} \frac{(k_1^{\,2} + A_i + \alpha_1 + j\beta_1) + 2(A_i - k_1^{\,2} + \alpha_2 + j\beta_2)z^{-1} + (k_1^{\,2} + A_i + \alpha_3 + j\beta_3)z^{-2}}{1 + 2\dot{h}_{oi}(C - k_1^{\,2} + \alpha_5 + j\beta_5)z^{-1} + \dot{h}_{oi}(k_1^{\,2} - Bk_1 + C + \alpha_6 + j\beta_6)z^{-2}}, \qquad (27)$$

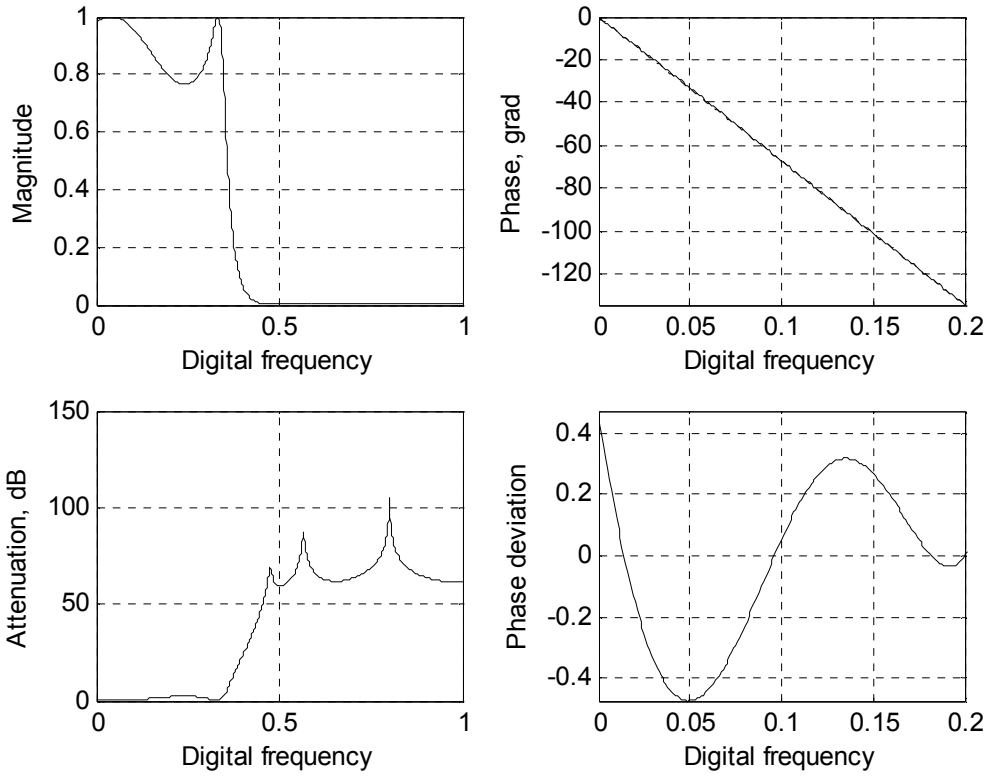
kur $\dot{h}_{oi} = h_{0i} + (\alpha_4 + j\beta_4)$, $k_1 = k + \alpha_7$.

Visi modificētā filtra reizinātāji vispārīgā gadījumā ir kompleksi. Tas sarežģi realizāciju, tomēr augšā bija izskatīti šīs problēmas risinājumi.

Filtra fāzes frekvences raksturojumu linearicāiju ar kompleksiem koeficientiem veiksim sekojoši:

1. Samazināsim prasības šķēluma frekvencei, kontroles frekvencei un modelēta filtra rimšanai caurlaides joslā, saglabājot kārtību;
2. Noteiksim prasību maksimālai fāzes novirzei caurlaides joslā (vismaz uz pakāpi mazāk tradicionālai novirzīšanai);
3. Atlasot koeficientus (27), optimizēzim fāzi pēc skaitliskās metodes, saglabājot AFR pēc 1. punktā noteiktām prasībām;
4. Ja iegūta fāzes maksimālā novirze caurlaides joslā neatbilst prasībām, pieņemam citu sākuma vērtību un atkārtojam pēc kārtas punktus 3-4.

Iterācijas optimicāzijas rezultātā iegūts sekojošs rezultāts: fāzes novirze caurlaides joslā - 10^{-1}-10^{-2} grādi. Kļūda ir atkarība no kontroles frekvences prasību stingruma. Izmainot kontroles frekvenci pieļaujamās robežās, var ievērojami samazināt fāzes novirzi caurlaides joslā. 33. zīm. ir parādīti frekvences raksturojumi pēc 2 globālās meklēšanas iterācijām.



33. zīm. *Sintezētā filtra frekvences raksturojumi*

Optimizējot fāzes novirzi darba joslā ir nepieciešams kontrolēt prasīto rimšanu kontroles frekvencē un augstāk. Pie tam šķēluma frekvenci var mainīt robežās, kur netiek mainīta kārtība.

11.7 Divkanālu filtru sistēmu fāzes sintēze fāzes locekļos

Izstrādājot diagnostikas sistēmas viens no galvenajim kritērijiem ir ***sistēmas ātrdarbība***. Diagnostikas sistēmas augsta produktivitāte ļauj samazināt laiku, kas ir nepieciešams lēmumu pieņemšanai nosakot mezgla vai transporta līdzekļa agregāta stāvokli. Īpaši svarīgs tas ir gadījumos, kas diagnostikas objekts laicīgi tiek izņemts no ekspluatācijas. Šajā sakarā *ātrdarbības* diagnostikas sistēmu izstrāde ir ļoti svarīgs uzdevums.

Zemāk tiks parādīta divkanālu filtru sistēmu sintēzes metode fāžu locekļos. Atsevišķi tiek izskatīti paņēmieni pāra un nepāra pakāpes sistēmām.

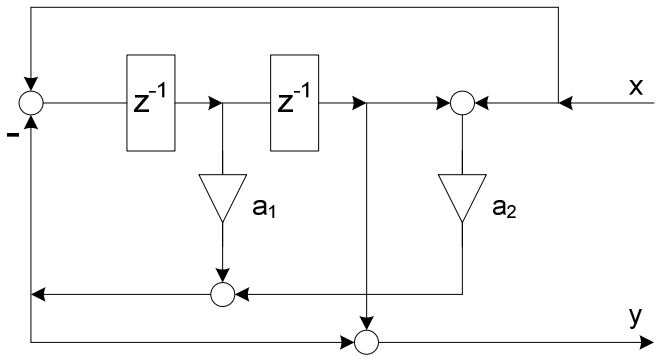
Mūsdienu ciparu iekārtu izstrādes praksei ir zināma filtru klase, kas tiek balstīti uz fāzes locekļiem. Ir zināms, ka fāzes locekļa jebkuras pakāpes AFR ir pastāvīgā amplitūda jebkurā frekvences diapazonā, kas ir vienāda ar 1. Fāzes locekļa AFR raksturo bloka parametrus un regulē tās frekvences īpašības. Var parādīt, ka

Batervorta filtri, Čebiševa I. un II. veida filtri, kā arī eliptiskie filtri var būt realizēti ne augstāk kā uz otras pakāpes fāzes struktūrām.

Visparīgā gadījumā otras pakās fāzes locekļa prototipa pārnešanas funkciju var uzrakstīt sekojoši:

$$H(p)=\frac{p^2-Ap+B}{p^2+Ap+B}; \qquad H(z^{-1})=\frac{a_2+a_1z^{-1}+z^{-2}}{1+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}}. \tag{28}$$

34. zīm. tiek paradīta diagramma fāzes locekļa realizācijai, kuru pārnešanas funkcija ir izteikta ar (28).



34. zīm. *Otrās pakāpes fāzes locekļa diagramma*

Ir zināms, ka Batervorta un Čebiševa I. paaudzes analogie polinomiālie nepāra pakāpes filtru prototipi attiecās pie elektriski simetriskām ķēdēm. Aprakstīsim pusi no šīs ķēdes ar tās *A*-matricas koeficientiem:

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{22} & a_{12} \\ a_{21} & a_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}a_{22}+a_{12}a_{21} & 2a_{11}a_{12} \\ 2a_{21}a_{22} & a_{21}a_{12}+a_{22}a_{11} \end{bmatrix}. \tag{29}$$

Pie vienības slodzes ķēdes pārnešanas funkcija ir:

$$H=\frac{1}{2(a_{11}a_{22}+a_{12}a_{21}+a_{11}a_{12}+a_{21}a_{22})}=\frac{1/2}{a_{11}(a_{22}+a_{12})+a_{21}(a_{12}+a_{22})}. \tag{30}$$

Ņemot vērā, ka nemainīgas ķēdes *A*-matricas noteicējs ir vienāds ar 1, seko, ka pārnešanas funkcija, izteikta ar *A*-matricas koeficientiem, ir:

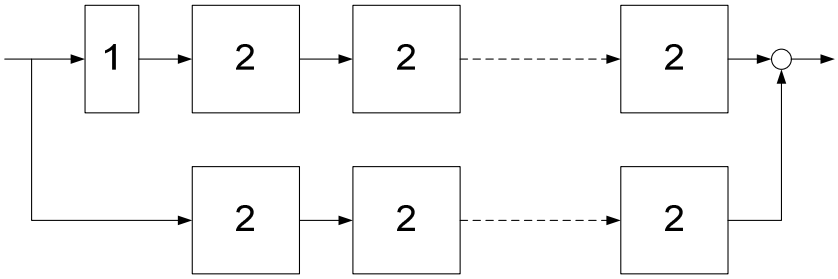
$$H=\frac{1/2}{(a_{11}+a_{21})(a_{22}+a_{12})}=\frac{1}{4}\left(\frac{a_{11}-a_{21}}{a_{11}+a_{21}}+\frac{a_{22}-a_{12}}{a_{22}+a_{12}}\right). \tag{31}$$

Var parādīt, ka *A*-matricas koeficienti, kas atrodas uz galvenās diagonāles, ir *p* pāra pakāpes polinomi, bet pārējie – *p* nepāra pakāpes polinomi. Tā tad, pārnešanas funkcija, kas izteikta (31), ir divu fāzes ķēžu pārnešanas funkciju summa:

$$H(p)=\frac{1}{2}\left(\frac{a-p}{a+p}\prod_{m=2}^{N-1}\frac{p^2-A_mp+B_m}{p^2+A_mp+B_m}\pm\prod_{n=1}^{N-2}\frac{p^2-A_np+B_n}{p^2+A_np+B_n}\right), \tag{32}$$

kur: n – nepāra indeksi, m – pāra indeksi.

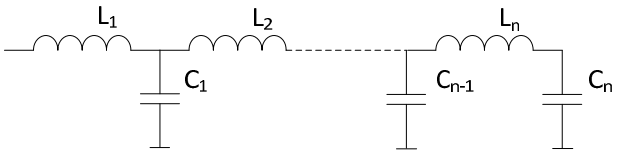
Filtrs, kuram ir pārnešanas funkcija (32), ir divkanālu struktūra (35. zīm.). Katrs taisnstūris ir fāzes loceklis, cipars iekšā – locekļa pakāpe.



35. zīm. *Nepāra pakāpes sintezētās ķēdesstrukturālā shēma fāzes locekļos*

Diemžēl fāzes locekļos nepāra pakāpes divkanālu filtra sintēzes galvenais princips neļauj to viegli izmantot pāra pakāpes līdzigu filtru sintēzei, jo to *LC*-prototipi ir strukturāli un elektriski asimentriski.

Ir zināms, ka fiziski realizējamie analogie Batervorta un Čebiševa I. veida pāra pakāpes filtru polinomu prototipi ar identiskiem ieejas un izejas slodzi attiecās pie elektriski nesimetriskām ķēdēm. Pāra pakāpes divkanālu ķēdes sintēzes metode fāzes locekļos, kas paradīta zemāk, ir balstīta uz strukturālās nesimetriskas ķēdes (36. zīm, ZF prototips) mākslīgas pārveidošanas uz strukturāli simetrisku. Nākamie strukturāli simetriskas ķēdes pārnešanas funkciju pārveidojumi ļauj realizēt to divkanālu sistēmas veidā uz fāzes locekļiem.



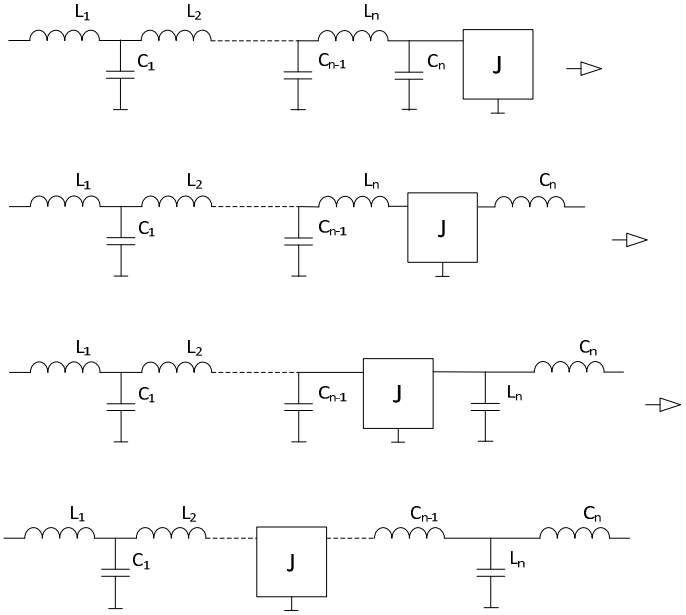
36. zīm. *Elektrisku un strukturāli asimetriskas ķēdes LC-prototips*

Elektriski-nesimetriskas ķēdes parastākā atgriezeniskā transformācija uz elektriski simetrisku ir ķēdes *A*-matricas reizinājums uz komplekso matricu *J*:

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} = j \begin{bmatrix} a_{12} & a_{11} \\ a_{22} & a_{21} \end{bmatrix}, \tag{33}$$

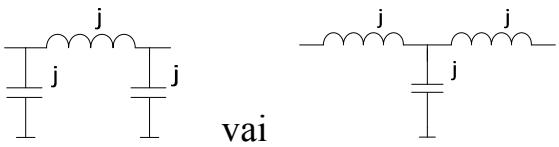
pie tam izskatāmām matricām $a_{12} = a_{21}$.

Sekojot (33), nepieciešams modificēt struktūru, kas parādīta 37. Zīm:



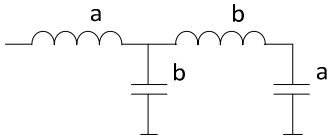
37. zīm. *Elektriski simetriskas strukturāli nesimentriskas ķēdes transformācija uz strukturāli simetrisku*

Tādas ķēdes normēti koeficienti (37. zīm.) pāros vienādi Batervorta vai Čebiševa I. paaudzes filtriem, tas ir $L_1=C_n$, $C_1=L_n$, $L_2=C_{n-1}$ utt. Vēl vairāk, iz zināms, ka kompleksā matrica J var būt realizēta ar vienu no diviem veidiem (38. zīm.).



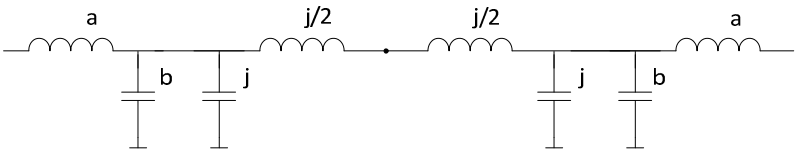
38. zīm. *J-matricas realizācijas varianti*

Lai būtu vienkārši, izskatīsim 4-tās pakāpes elektriski un strukturāli asimetrisku ķēdi (39. zīm.):



39. zīm. *4-tās pakāpes asimetriskas ķēdes LC-prototips*

Te *a* un *b* – ķēdes normēti parametri. Attiecīgi 37. zīm. un 38. zīm., modificētā 4-tās pakāpes strukturāli simetriska ķēde var tikt parādīta sekojošā veidā (40. zīm.):



40. zīm. *Strukturāli simetriska ķēde ar ieslēgtiem j-elementiem*

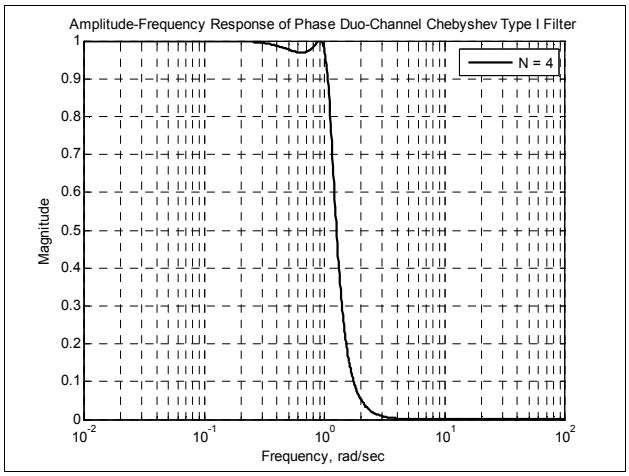
Aprakstīsim ķēdes pusi, kas parādīta 40. zīm. caur tās A-matricas koeficientiem:

$$
\begin{aligned}
&\lfloor A_{half} \rfloor = \\
&= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & pa \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ pb & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j/2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+p^2ab & pa \\ pb & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j/2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} 1+p^2ab+jpa & pa \\ pb+j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j/2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+p^2ab+jpa & \frac{1}{2}(j+jp^2ab+pa) \\ pb+j & \frac{1}{2}(jpb+1) \end{bmatrix}
\end{aligned}
\tag{34}
$$

Attiecīgi izteiksmei (38) 4-tai pakāpei:

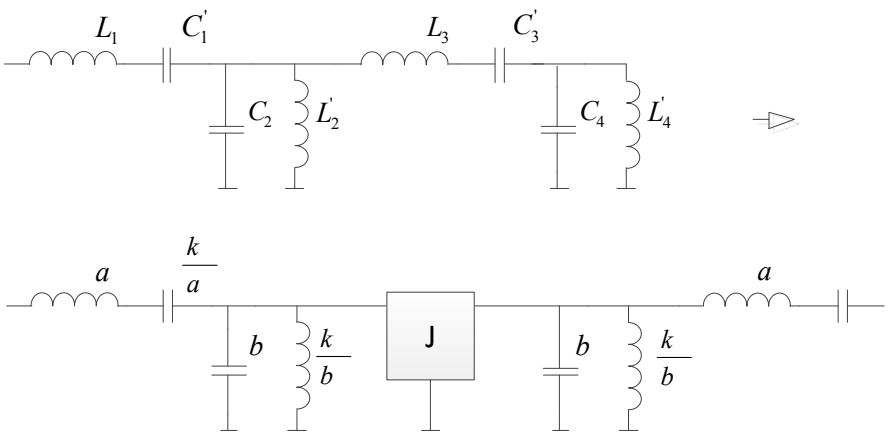
$$
\begin{aligned}
&H = \frac{1}{2}\left(\frac{a_{11}-a_{21}}{a_{11}+a_{21}} + \frac{a_{22}-a_{12}}{a_{22}+a_{12}} \right) = \\
&= \frac{1}{2}\left(\frac{1+p^2ab+jpa-pb-j}{1+p^2ab+jpa+pb+j} + \frac{jpb+1-j-jp^2ab-pa}{jpb+1+j+jp^2ab+pa} \right) = \\
&= \frac{1}{2}\left(\frac{p^2 - p\left(\frac{b-ja}{ab}\right) + \left(\frac{1-j}{ab}\right)}{p^2 + p\left(\frac{b+ja}{ab}\right) + \left(\frac{1+j}{ab}\right)} - \frac{p^2 - p\left(\frac{b+ja}{ab}\right) + \left(\frac{1+j}{ab}\right)}{p^2 + p\left(\frac{b-ja}{ab}\right) + \left(\frac{1-j}{ab}\right)} \right)
\end{aligned}
\tag{35}
$$

Aplūkotas divkanālu sistēmas AFR moduls parādīts 41. zīmējumā:



41. zīm. *4-tās pakāpes joslu filtra LC-prototips*

Sekojot paņēmienam, kas tiek izmantots pāra pakāpes zemfrekvenču filtra sintēzei ar diviem fāzes kanāliem, izskatīsim pāra pakāpes divkanālu ***joslu*** filtru sitēzi fāzes locekļos. Struktūra 39. zīm. var būt viegli transformēta uz joslu realizāciju, kā parādīts zemāk (42. zīm.).



42. zīm. *4-tās pakāpes joslu filtra LC-prototips*

Kur $C_1^{'} = \frac{1}{\omega_0^{\,2} L_1}$, $L_1^{'} = \frac{1}{\omega_0^{\,2} C_1}$, ω_0 - centrālā frekvence, $k = \frac{1}{\omega_0^{\,2}}$. Mainot tilpuma un induktitātes nominālus ar normētiem lielumiem un sekojot izteiksmēm (34), (35), ķēdes puse, parādīta 42. zīm. savienojumā ar kompleksās *J*-matricas pusi var būt aprakstīta sekojošā veidā:

$$\left[A_{half}\right] = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & pa \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{a}{pk} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ pb & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{b}{pk} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j/2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} 1 + \left(pa + \frac{a}{pk}\right)\left(pb + \frac{b}{pk}\right) + j\left(pa + \frac{a}{pk}\right) & \frac{1}{2}\left(j + j\left(pa + \frac{a}{pk}\right)\left(pb + \frac{b}{pk}\right) + \left(pa + \frac{a}{pk}\right)\right) \\ pb + \frac{b}{pk} + j & \frac{1}{2}\left(j\left(pb + \frac{b}{pk}\right) + 1\right) \end{bmatrix} \tag{36}$$

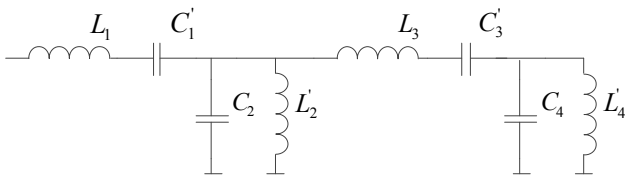
Sekojot (31) un (36), rezultējošā 4-tās pakāpes divkanālu joslu filtra pārnešanas funkcija fāzes locekļos var but aprakstīta sekojoši (37):

$$H = \frac{1}{2}\left(\frac{a_{11} - a_{21}}{a_{11} + a_{21}} + \frac{a_{22} - a_{12}}{a_{22} + a_{12}}\right) =$$

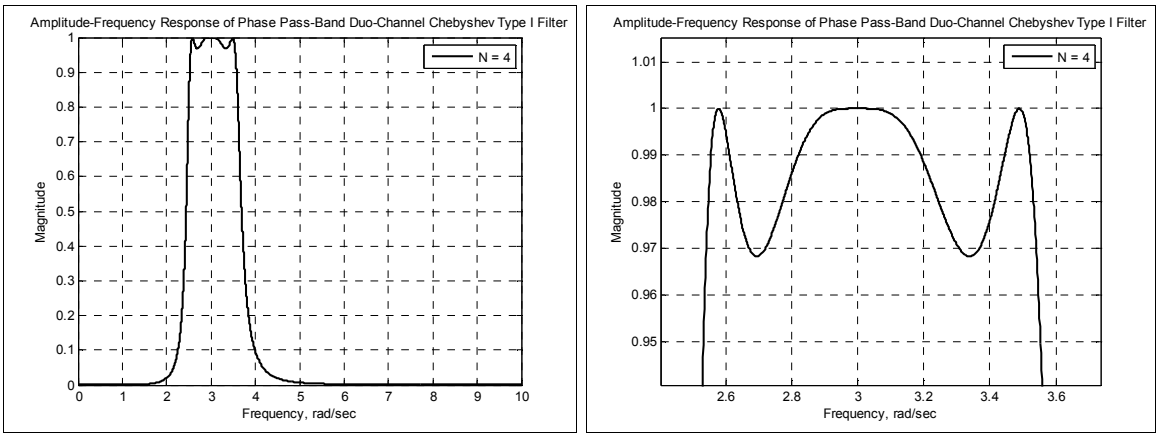
$$= \frac{1}{2}\left(\frac{1 + \left(pa + \frac{a}{pk}\right)\left(pb + \frac{b}{pk}\right) + j\left(pa + \frac{a}{pk}\right) - pb - \frac{b}{pk} - j}{1 + \left(pa + \frac{a}{pk}\right)\left(pb + \frac{b}{pk}\right) + j\left(pa + \frac{a}{pk}\right) + pb + \frac{b}{pk} + j} + \right.$$

$$\left. + \frac{j\left(pb + \frac{b}{pk}\right) + 1 - j - j\left(pa + \frac{a}{pk}\right)\left(pb + \frac{b}{pk}\right) - \left(pa + \frac{a}{pk}\right)}{j\left(pb + \frac{b}{pk}\right) + 1 + j + j\left(pa + \frac{a}{pk}\right)\left(pb + \frac{b}{pk}\right) + \left(pa + \frac{a}{pk}\right)}\right) \tag{37}$$

Kā piemēru, parādīsim 4-tās pakāpes divkanālu joslu filtra AFR fāzes locekļos ar centrālo frekvenci 3 rad/sek (43. zīm.):



L_1 (a)	1.146	L_3 (b)	1.513
C_1'	0.097	C_3'	0.073
L_2'	0.073	L_4'	0.097
C_2 (b)	1.513	C_4 (a)	1.146



43. zīm. *Čebiševa I. paaudzes 6-tās pakāpes divkanālu joslu filtra AFR moduls fāzes locekļos*

11.8 IIR sistēmu diskrētu parametru identifikācija

Ciparu filtru pāršaurjoslu struktūras parametru *identifikācija* bilainos reālajā laikā un to frekvenču raksturojumu verifikācija ir diezgan problemātiska. Tas neļauj pētīt frekvenču raksturojumus ar nepieciešamo precizitāti ar Furje diskrētās pārveidošanas palīdzību. Šīs pārveidošanas neprognozējami maina datus nepietiekamas mašīnu aritmētikas šķiru dēļ, kā arī parāk liela aritmetisko operāciju skaita dēļ. Tiek piedāvāta jaunā rekursivu sistēmu parametru identifikācijas metodika. Tā ir balstīta uz speciālas ieejas gala testu iedarbības sintēzes, kur projecējamā filtra reakcijai ir ierobežots ilgums.

Kā bāzes funkciju, izskatīsim cipara filtra pārnešanas funkciju Z-joslā:

$$H(z^{-1}) = \frac{Y(z^{-1})}{X(z^{-1})} = H_0 \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \ldots + a_N z^{-N}}{1 + b_1 z^{-1} + \ldots + b_N z^{-N}}, \tag{38}$$

un formulēsim sekojošo apgalvojumu:

Apgalvojums. ***Jebkuras diskētas N-pakāpes IIR-sistēmas identifikācijai vienmēr var izveidot izejas iedarbību, kas ilgst ne vairāk kā (N+1), kad izejas secības gala garums tiek garantēts***.

Pierādījums. Jebkuras gala pakāpes IIR-sistēmas izejas rakcija ir:

$$Y(z^{-1}) = H(z^{-1}) \cdot X(z^{-1}) \cdot \tag{39}$$

Lai tādas sistēmas reakcija būtu ar gala garumu, pietiekami, lai reizinājums (39) būtu polinoms no z^{-1}. Tas ir iespējams gadījumā, kad $X(z^{-1})$ ieejas secības polinoma faktorizācija un kad viens no reizinātājiem ir $H(z^{-1})$ pārnešanas funkcijas noteicēja polinoms. Pie tādas ieejas iedarbības IIR-sistēmas reakcijas Z-attēls būs vienāds ar gala garuma polinomu reizinājumu, viens no kuriem ir pārnešanas funkcijas skaititāju (gala garuma).

Lai identificētu nezināmu sistēmu, kurai visparīgā gadījumā ir pārnešanas funkcija (38), ieejas unikālās secības generēšana sastāv no ieejas iedarbības nolases piemērošanas līdz tam brīdim, kad izejas reakcija nepaliks galējais. Pēc abu secību atrašanas automātiski paliek zināma arī sistēmas pārnešanas funkcija. Pēc tam var izrēķināt sistēmas frekvences raksturojumus un izdarīt secinājumu par to atbilstību prasībām. Piedāvāta metode īpaši noderīga identificējot pāršaurjoslu sistēmas, kuru impulsa raksturojumi nav pietiekoši gari.

Izskatīsim pāra pakāpes bilaina struktūru, kuru pārnešanas funkciju var aprakstīt ar izteiksmi:

$$H(z^{-1}) = \prod_{i=1}^{N/2} \left(h_o \frac{b_{0i} - b_{1i} z^{-1}}{1 - \alpha_i z^{-1}} \cdot \frac{\overset{*}{b}_{0i} - \overset{*}{b}_{1i} z^{-1}}{1 - \overset{*}{\alpha}_i z^{-1}} \right). \tag{40}$$

Tādas bilaina sistēmas parametru identifikācijai ir lietderīgi izveidot ieejas iedarbību, kuru Z-pārveidojums ir vienāds ar saucēju polinomu reizinājumu. Dotajā gadījumā izveidojot ieejas secību tiek izvēlēts α_i - sistēmas pols Z-apgabalā.

Paralēlas realizācijas gadījumā (41) katrs summas loceklis var būt identificēts atsevišķi:

$$H(z^{-1}) = H_0^{'} \left(\sum_{k=1}^{N/2} \left(\frac{K_k z_k}{1 - z_k z^{-1}} + \frac{\overset{*}{K}_k \overset{*}{z}_k}{1 - \overset{*}{z}_k z^{-1}} \right) + 1 \right). \tag{41}$$

Tādā gadījumā parametru identifikācijas process paliek paralēls un tiek izpildīts ātrāk.

11.9 Diskrēto IIR-sistēmu raksturojumu verifikācija

Tradicionālā metode, kā tiek vērtēti dinamiski frekvenču raksturojumi pēc impulsa raksturojuma, šajā gadījumā ir apgrūtināta ar to nepieciešamo lielo garumu. Tiek piedāvāts jauns variants, kā var vērtēt rekursīvu šaurjoslu sistēmu sintēzes kvalitāti. Tas ir balstīts uz reālās impulsa sistēmas raksturojuma no ideālās nobīdes pakāpes vērtējuma. Tiek apspriesti: impulsa raksturojuma nepieciešams ilgums un tā nobīdes kritērijas no ideālā varianta.

Pēc nenoteiktības principa, samazinot ciparu filtra frekvences šķēlumu palielinās impulsa raksturojuma garums, kuru spektra moduls atbilst filtra AFR. Piemēram, ciparu filtra AFR ar caurlaides joslu $\tilde{\Omega}_1 = 1 \cdot 10^{-5}$ reķināšanai vajadzēs minimāli impulsa raksturojuma 4 mlnj. punktu. Šajā sarakā ar filtra AFR ar joslu

$\widetilde{\Omega} \approx 10^{-13} - 10^{-15}$ analītisku reķināšanu var rasties problēmas, tādas kā laika un mašīnas realizācijas. Ļoti gara IR „astes” daļa apstradājot to ar ATF palīdzību var ieviest neprognozējamo kļūdu dinamisku frekvenču raksturojumu vērtējumā. Šo problēmu komplekss spiež meklēt alternatīvus risinājumus, ka var vērtēt ciparu filtru dinamisku frekverču raksturojumu.

Izskatīsim sekojošu paņēmienu. Ideālā impulsa raksturojuma aprēķinam (piemēram – pāra pakāpes) pieņemsim filtra pārnešanas funkciju bilainos kā pirmās pakāpes pārnešanas rakturoju summu, izmantojot aprēķinus:

$$H(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = H_0 \prod_{i=1}^{N-1/2} \frac{(z_i - z^{-1})(\overset{*}{z}_i - z^{-1})}{(p_i - z^{-1})(\overset{*}{p}_i - z^{-1})} = \sum_{i=1}^{N/2} \left(\frac{K_i z_i}{p_i - z^{-1}} + \frac{\overset{*}{K}_i \overset{*}{z}_i}{\overset{*}{p}_i - z^{-1}} \right) + 1, \tag{42}$$

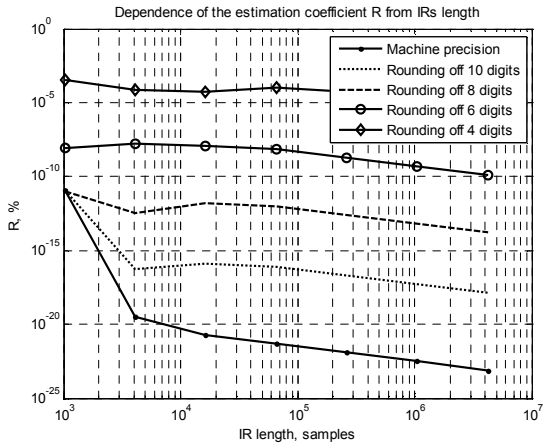
Šķēluna bilainu pārnešanas funkciju skaititāji, kas ir izteiksmē (46) summā, noteiksim sekojoši:

$$K_i z_i = \left. \frac{B(z^{-1})}{(p_i - \overset{*}{p}_i)} \right|_{z^{-1} = p_i} \quad \text{vai} \quad K_i z_i = \frac{B(p_i)}{2 \cdot \mathrm{Im}(p_i)}. \tag{43}$$

Tad sistēmas ideālais impulsa raksturojums tiek izteikts (44):

$$y(n) = \delta(0) - \sum_{i=1}^{N/2} (K'_i \cdot p_i^{-n} + \overset{*}{K'}_i \cdot \overset{*}{p}_i^{-n}) = \delta(0) - 2\sum_{i=1}^{N/2} \left(\left| K'_i \right| \left| p_i \right|^{-n} \cos\left(\arg(K'_i) + \arg(p_i) \cdot t \right) \right). \tag{44}$$

Var parādīt, ka starpība starp reālo un ideālo (analitisko) impulsa raksturojumu samazinās palielinot secības garumus. Pēc kvantitatīva pakāpes vērtējuma dinamisku raksturojumu dažādības, noteiksim sekojošo izteiksmi: $R = \frac{MSE}{E_{signal}}$, kur MSE – kvadrāts vidējās kvadratiskas novirzes impulsa raksturojumu diference, E_{signal} - ideālā atskaņas enerģija. Var parādīt, ka koeficients R samazinās reālā impulsa raksturojuma vertētam garumam palielinoties (44. zīm.).



44. zīm. *Laika (impulsa) raksturojuma koeficienta pakāpes vērtējuma atkarība no to ilguma*

11.10 Vibrosignālu apstrādes piemēri

Kā jau tika minēts augšā, sintezējamo struktūru funkcionālo modelēšanu vēlams veikt ievērojot mašīnas aritmetikas ierobežoto kategorialitāti. Izmantojamā modelēšanas vide (Matlab) apstrādā ciparus ar dubulto precizitāti (double, 64 bits). Tomēr reālās situācijās praksē izmantotiem signālu procesoriem un mirkokontrolieriem ir mazāka aritmetikas kategorialitāte – 32 vai 16 bitu, ar peldošo vai fiksēto punktu (11.2. nodaļa). Tāpēc novērtējot darbam piedāvāto struktūru sintēzes kvalitāti izmantosim modelēšanu, kur tiek izmantota maksimāli 32-a kategorija datu apstrādei.

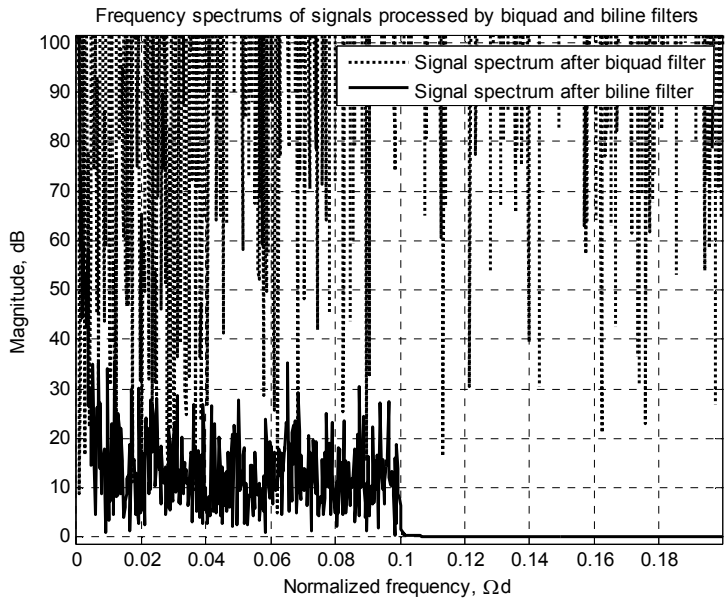
Eksperementēlie dati, kas tiek izmantoti darbā sintezēto struktūru dinamisku raksturojumu validācijai un to salīdzinājumam ar jau zināku raksturojumiem, ir ciparu secības, kas tiek iegūti no riteņu-motobloka vibroierīcēm. Datu fiksēšana un to tālāka reģistrācija teksta failos darīti ar P.Jakobsona (VAST asociācija, Krievija) palīdzību. Izmantotie vibrosignāli tiek raksturoti ar dažādiem riteņu-motoblokiem; defektu esamība vai neesamība diagnostētos riteņu-motoblokos talākos piemēros nav būtiska.

Piemērs 1.

Kvalitatīvi novērtēsim reālā vibrosignāla apstrādes procesu ar to tradicionālās realizācijas bivkados filtrāciju un realizāciju tikai bilainos. Noteiksim sekojošas prasības filtru frekvences raksturojumiem, ka arī izmantojamās mašīnas aritmetikas kategorialitātei:

- vibrosignāla ilgums, 80 sek;
- nolases skaits vibrosignālā, 32768;
- izmantotā filtra secība, N = 14;
- normēta caurlaides josla: 0.1;
- rimšana caurlaides joslā: 0.1 dB;
- kontroles frekvence: 0.101;
- aritmētikas šķira [32 20] bitu (veselai daļai 11 bits, dalītai daļai 20 bits).

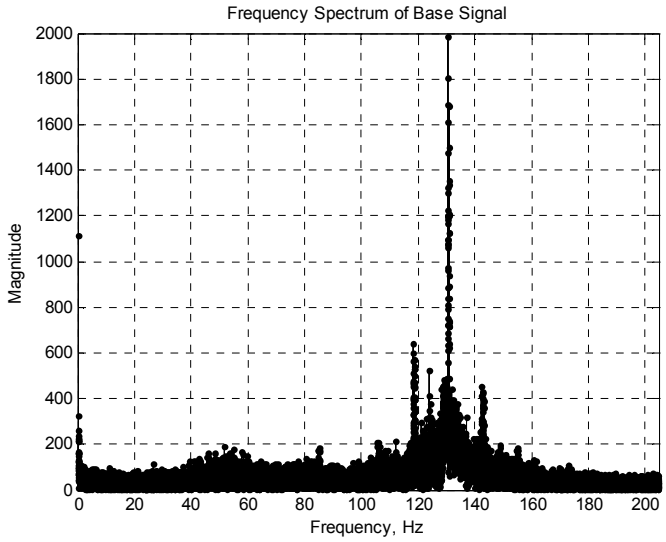
45. zīm. ir parādīti vibrosignāla spektri, kurš tika filtrēts ar filtru bivkados un ar filtru bilainos. Nav grūti ievērot, ka pie vienādām zemām prasībām AFR filtriem bilainu realizācijai panākta adekvāta signāla caurlaide caurlaides joslā līdz 0.1 no normētās frekvences un praktiski pilnīga spektra sastāvdaļas pārvarēšana ārpus caurlaides joslas. Tomēr realizācija bikvados nenodrošināja prasīto apstrādi pēc noteiktiem kritērijiem, kas ļauj teikt par bilainu struktūras parākumu pret bikvadu.



45. zīm. *Vibrosignālu spektri, apstrādātie ar filtru bikvados un ar filtru bilainos*

Piemērs 2.

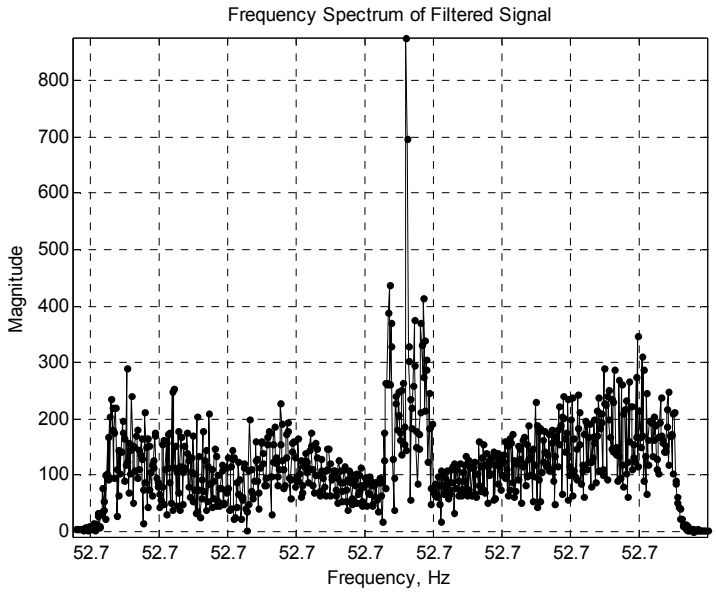
Ka jau minēts iepriekš, vibrodiagnostiskā processa būtība ir frekvenču komponenšu atrašanā un izdalīšanā, kuras savukart raksturo defektu. Tadejādi, viena no vibrodiagnostiskā processa problēmām ir frekvenču spektra skenēšanā ar svītru filtra palīdzību, un tālākas izdalītas informācijas apstrāde. Ša tehnologiskā processa sarežģītība ir šāda: ja eksperimentālās datubāzes ar konkrēta veida defektiem nav, vai ta ir vāji izstrādāta, tad rodas vajadzība diagnosticēt diezgan lielu objektu apjomu un salīdzināt izdalītos defektus ar konkrētām frekvences spektra izmaiņām vibrācijas signālā. Jo precīzaka un delalizētāka diagnostika ir nepieciešama, jo precīzākiem ir jābut ciparu filtriem. Lūk vibrācijas apstrādes piemērs (kas iegūts vibrodiagnostikas RMB procesā) ar bilainu filtru palīdzību pie ierobežotas mašīnu aritmētikas šķiras.. Frekvences spektrs sākotnējam signālam parādīts zemāk:



46. zīm. *Sākotnējā signāla frekvenču spektrs*

Vibrācijas signāla pamatharmonika precīzi izdalās aptuveni uz 130 Hz frekvencē (46. Zīm), kā arī dažas zemākas frekvences blakusharmonikas. Šinī gadijumā pamatharmonika raksturo ratu pāra apgriezienu biežumu, bet blakusharmonikas – kombinaciju frekvences.

Frekvenču spektra skenēšanas procesā, no zemām frekvencem uz vibracijas signāla pamatfrekvenci, noskaņojot līniju filtru uz bilainiem, tika atklāts frekvenču apvidus ar izteiktam frekvenču harmonikām. Šo harmoniku daba darba autoriem nav zināma; tomēr, šinī gadijumā, rezultāts ir nenoliedzami noderīgs. Tika atklātas izteikta spēka frekvenču harmonikas, ko, savukārt, ar parastiem bikvadu filtriem, izdarīt nebija iespējams. Atklātas augsta līmena harmonikas var būt interpretētas, piemēram, kā mehānsko bojājumu esamība, lokālais pārkarsums, materiālu neviendabiskums iekš RMB ass u. c.



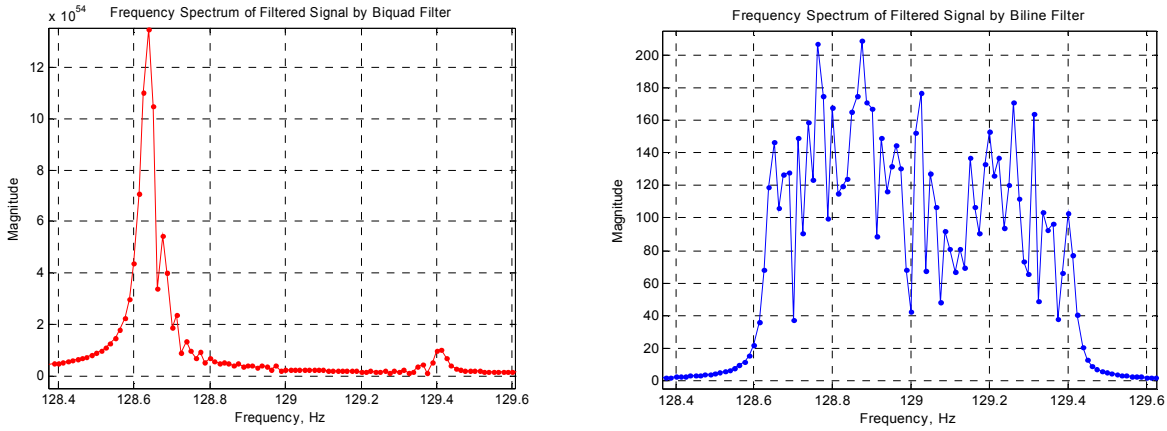
47. zīm. *Vibrācijas signāla spektra daļa, kas apstrādāts ar bilainu filtru*

Tā, jaunās šaurlīniju filtrācijas metodes dod precīzo instrumentu, kas var atrast grūti atklājamus defektus, kas raksturojas ar pietiekami saurām frekvenču līnijam. Izmantojot pietiekami lielu šādu defektu eksperimentālo datubazi, multiproduktīvos signālu procesus un datu apstrades algoritmus, bilainu realizaciju pielietošana palīdzēs atrast gruti atklajamos defektus, un tadejadi, paaugstinās izmantojamo agregātu vai transportlīdzekļa drošibu un isturību.

Dažadu veidu signālu frekvenču spektra, kā arī vibrācijas signālu, multiproduktīvas skenēšanas problēmas vēl ir joprojam aktuālas. Lielam datu kvantumam ir jābūt precīzi apstrādātam minimālā laika posmā. Tādēļ ātro DSP proektēšana un izstrāde, kas savukārt varētu izmantot šā pētījuma metodes un algoritmus, ir ļoti svarīga.

Piemērs 3.

Novērtēsim vibrāciju signālu spektrus, apstrādātus ar bikvadu filtru un bilainu filtru palīdzību pie vienlīdzigam prasibam uz frerekvenču strukturu raksturojumiem (48. zīm). Pamatierobezojums šinī piemēra, ka ari citos, ir gala 32-bitu masīn aritmētikas škira.



48. zīm. *Vibrosignālu spektri, apstrādātie arfiltru bikvados un ar filtru bilainos*

Viegli pamanīt, ka vibracijas signāla spektrs, apstrādāts ar realizāciju uz bikvadiem, izteikti izkropļots. Tas ir noticis aritmētisko parpilnību dēļ skaitlošanas procesā. Savukārt, tā paša signāla filtracija uz bilaina filtra ļāva saglabāt izejsignāla līmeni gaidāmajos intervālos, un tikai nedaudz izkropļot izlaistas harmonikas.

Darbā tiek sīkāk izskatīti arī citi vibrodiagnostikas signāla apstrādes piemēri, ņemot vērā mašīnas aritmētikas dažādās šķiras. Tiek parādīts, ka filtru izmantošana bilainos ļauj atklāt frekvenču komponentus vibrosignāla spektrā, kas nav pieejami šaurjoslu selekcijas izdalīšanai ar esošajiem līdzekļiem. Līdz ar to iegūtā informācija var tikt turpmāk izmantota vāji atšķirto defektu meklēšanā un identifikācijā.

NOBEIGUMS

Galvenie veikto pētījumu rezultāti var tikt noformulēti sekojošu veidā:

1) Ir noteikti galvenie transportlīdzekļu agregātos un mezglos izmantojamā diagnostikas procesa mērķi un uzdevumi. Ir izskatīts vibrodiagnostikas process kā viena no programmas-aparātu diagnostikas metodēm. Ir noteiktas esošo vibrodiagnostikas metožu problēmas, analizējot vibrācijas svārstības, ko rada ģenerējamie mezgli un dažādu mašīnu līdzekļi, tajā skaitā transportlīdzekļi. To skaitā: šauru spektrālo komponenšu izdalīšanas un sadales vibrodiagnostikas signāla spektrā praktiskā neiespējamība, ātrdarbīgu un salīdzinoši lētu vibroanalizatoru projektēšanas sarežģītība.
2) Lai uzlabotu transportlīdzekļu vibrodiagnostikas agregātu kvalitāti, tiek piedāvāta jaunu izstrādātu algoritmu un salīdzinoši šauru joslu un/vai augsti selektīvu filtrācijas struktūru pielietošana.
3) Esošu augsti selektīvu un/vai šaurjoslu filtru sintēzei tiek piedāvātas ***pirmās kārtas substruktūras- vispārīgā tipa bilaini un fāzes bilaini.*** Ir sasniegti sekojoši bilainu realizēšanas rekorda raksturojumi:
   - bilainu ciparu filtru kritiskās caurlaides joslas ir dažas kārtas zemākas (6-8) nekā joslas, ko realizē tradicionālās realizācijas bikvados; tas ir izskaidrojams ar to, ka bilainu realizācijas ir mazāk jūtīgas pret pielietojamās aritmētikas beigu škiras nekā tradicionālās;
   - maksimāli praktiski pielietojamā AFR bilainu realizācijas stāvums ir daudz augstāks nekā realizācija uz bikvadiem; maksimāli realizējamo bilainu realizācijas kārtu nav iespējams sasniegt ar tradicionālām bikvadiem vai citām struktūrām;
   - sintezētie ***bilaini ar reālajiem reizinātājiem***, ņemot vērā citus līdzīgus apstākļus pēc saviem frekvenču un laika raksturojumiem neatpaliek no ***bilainu ar komleksajiem reizinātājiem*** raksturojumiem. Turklāt dažos gadījumos daudz izdevīgāk ir izmantot vienkāršotas bilainu struktūras, nevis tiem atbilstošās bikvadu struktūras, nemainot citas vienādās prasības;
   - noteiktos apstākļos šaurjoslas filtrācijas realizācija uz salīdzinoši mazšķiru mašīnu aritmētikas pamata ir iespējama tikai ar bilainu struktūru izmantošanu;
   - ir apgāzts apgalvojums par to, ka joslu un režektoru filtru realizēšana ir iespējama tikai, izmantojot „bikvadrātu šūnas" (bikvadus). Ir parādītas virsšaurjoslu un/vai augsti selektīvu joslu vai režektoru sistēmu filtrācijas sintēzes iespējas uz bilainiem.
4) Lai palielinātu visas diagnostikas sistēmas ātrdarbību kopumā un samazinātu lēmumu pieņemšanas laiku, tiek piedāvātas ***jaunas augstas izšķirtspējas divkanālu ciparu filtru algoritmu uzbūves uz fāzes posmiem***. Tādiem filtriem ari piemīt augsta robastivitāte un struktūras efektivitāte;
5) Bilainu realizēšanas pielietojums salīdzinoši šaurjoslu vai augstas izšķirtspējas filtrācijas sistēmās ir saistīta ar šo sistēmu parametru identifikācijas sarežģījumiem, kā arī to frekvenču raksturojumu verifikācijas neiespējamību. Šajā sakarā tika piedāvātas šādu struktūru verifikācijas un identifikācijas metodes.

PUBLICĒTO AUTORA DARBU SARAKSTS

1. Еремеев В., Гуменюк А., Мамиров Т. Новые структуры малочувствительных цифровых фильтров. In: *Computer Modeling and New Technologies*, Volume 5, No. 1, ISSN 1407-5806, ISSN 1407-5814 (2001), p. 132-137;
2. Мамиров Т. Оптимальные реализации цифровых фазовых звеньев с комплексными умножителями. In: *Programme and Abstracts of the International Conference „Reliability and Statistics in Transportation and Communication"* (RelStat'02), Transport and Telecommunication Institute, 17-18 October 2002, Riga, Latvia, ISBN 9984-668-42-8, p.81;
3. Мамиров Т. Исследование возможностей высокоизбирательных цифровых фазовых фильтров. In: *Programme and Abstracts of the Research and Academic Conference „Research and Technology – Step into the Future",* Transport and Telecommunication Institute, 7-11 April 2003, Riga, Latvia, ISBN 9984-668-51-7, p.85;
4. Мамиров Т. Цифровые фазовые звенья с комплексными умножителями. In: *Transport and Telecommunication*, Volume 4, No.1, ISSN 1407-6160 (2003), c. 34-38;
5. Мамиров Т. Phase Filters with High Linearity of PFC. In: *Programme and Abstracts of the International Conference „Reliability and Statistics in Transportation and Communication"* (RelStat'03), Transport and Telecommunication Institute, 16-17 October 2003, Riga, Latvia, ISBN 9984-668-59-2, p. 98;
6. Mamirov T. High-Selective Digital Filters with Optimized Linearity of Phase Characteristic. In: Proceedings of the *International Conference "Reliability and Statistics in Transportation and Communication"* (RelStat'03), ISBN 9984-668-65-7 (2004), p. 215-217;
7. Mamirov T. Estimation of Frequency Characteristics of Supernarrow-Band Filters. In: *Programme and Abstracts of the International Conference „Reliability and Statistics in Transportation and Communication"* (RelStat'04), Transport and Telecommunication Institute, 14-15 October 2004, Riga, Latvia, ISBN 9984-668-76-2, p. 95;
8. Yeremeyev V., Mamirov T. Characteristics' Identification of Narrow-Band Discrete Systems. In: *Programme and Abstracts of the International Conference „Reliability and Statistics in Transportation and Communication"* (RelStat'04), Transport and Telecommunication Institute, 14-15 October 2004, Riga, Latvia, ISBN 9984-668-76-2, p. 90;
9. Yeremeyev V., Mamirov T. Synthesis of Computational-Effective Structures of Digital Filters. In: *Abstracts of the 5th International Conference "Reliability and Statistics in Transportation and Communication"* (RelStat'05), 2005, Riga, Latvia, p.18;

10. Mamirov T. Identification and Search of Way of Problem Decision Using Standard Methods for Training of Specialists in Transport Area. In: Proceedings of the *International Conference "Innovative Vocational Education and Training in the Transport Area"* (IVETTA), ISBN 9984-9820-0-9 (2005), p. 309-317;
11. Yeremeyev V., Mamirov T. Identification of Narrow-Band Discrete Systems. In: *Transport and Telecommunication*, Volume 6, No. 2, ISSN 1407-6160 (2005), p. 255-259;
12. Yeremeyev V., Mamirov T. Synthesis of Computational-Effective Structures of Digital Filters. In: *Transport and Telecommunication*, Volume 7, No. 4, ISSN 1407-6179 (2006), p. 4-14;
13. Mamirov T. The Analysis, Synthesis and Modelling Of Robust Narrow-Band Filtration Systems. In: *RelStat'06 Proceedings*, ISBN 9984-9865-9-4 (2006), pp. 305-309;
14. Yeremeyev V., Mamirov T. Research of Characteristics of Robust Tunable Supernarrow-Band Filtration Systems. In: *RelStat'06 Proceedings*, ISBN 9984-9865-9-4 (2006), pp. 302-304;
15. Mamirov T. Estimation of Frequency Characteristics of Super-Narrow Band Digital Filters. In: *Electronics and Electrical Engineering*. ISSN 1392–1215, No. 5 (77), Kaunas, 2007, p. 69-72;
16. Mamirov T. Synthesis of Even-Order Phase Filters. In: *Abstracts of the 10th International Conference "Reliability and Statistics in Transportation and Communication"* (RelStat'10), 20–23 October 2010, Riga, Latvia, ISBN 978-9984-818-35-1, p. 72;
17. Mamirov T. Synthesis of Duo-Channel Even-Order Phase Filters. In: *Proceedings of the 10th International Conference "Reliability and Statistics in Transportation and Communication"* (RelStat'10), 20–23 October 2010, Riga, Latvia, ISBN 978-9984-818-34-4, p. 368-373;
18. Mamirov T. Synthesis of Two-Channel Even-Order Filtering Systems on Phase Units. In: *Transport and Telecommunication*, 2010, Volume 11, No. 3, ISSN 1407-6160, ISSN 1407-6179, p. 37-44.