

RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE

Artūrs ĀBOLTIŅŠ

**SINHRONIZĀCIJA UN IZLĪDZINĀŠANA DAUDZNESĒJU
SISTĒMĀM AR PARAMETRISKU MODULĀCIJU,
BALSTĪTU UZ VISPĀRINĀTO UNITĀRO ROTĀCIJU**

Promocijas darba kopsavilkums

Rīga 2013

RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE

Elektronikas un telekomunikāciju fakultāte

Radioelektronikas institūts

Artūrs ĀBOLTIŅŠ

Doktora studiju programmas "Elektronika" doktorants

**SINHRONIZĀCIJA UN IZLĪDZINĀŠANA DAUDZNESĒJU
SISTĒMĀM AR PARAMETRISKU MODULĀCIJU,
BALSTĪTU UZ VISPĀRINĀTO UNITĀRO ROTĀCIJU**

Promocijas darba kopsavilkums

Zinātniskais vadītājs
Dr. sc. ing., profesors
P. MISĀNS

**RTU Izdevniecība
Rīga 2013**

UDK 621.396.21(043.2)

Ab 668 s

Āboltiņš A. Sinhronizācija un izlīdzināšana daudznesēju sistēmām ar parametrisku modulāciju, balstītu uz vispārināto unitāro rotāciju. Promocijas darba kopsavilkums. R.:RTU Izdevniecība, 2013.-45 lpp.

Iespiests saskaņā ar ETF promocijas padomes "RTU P-08" 2013. gada 27. jūnija lēmumu, protokols Nr. 16.



EIROPAS SAVIENĪBA



Šis darbs izstrādāts ar Eiropas Sociālā fonda atbalstu projektā "Atbalsts RTU doktora studiju īstenošanai".

ISBN 978-9934-10-460-2

PROMOCIJAS DARBS IZVIRZĪTS INŽENIERZINĀTŅU DOKTORA GRĀDA IEGŪŠANAI RĪGAS TEHNISKAJĀ UNIVERSITĀTĒ

Promocijas darbs inženierzinātņu doktora grāda iegūšanai tiek publiski aizstāvēts 2013. gada 10. oktobrī, plkst. 17:45, Rīgas Tehniskās Universitātes Elektronikas un Telekomunikāciju fakultātē, Āzenes ielā 12, 102. auditorijā.

OFICIĀLIE RECENZENTI

Profesors, Dr.sc.ing. Guntars Balodis
Elektronikas un telekomunikāciju fakultāte, Rīgas Tehniskā universitāte

Profesors, Dr.habil.ing. Andreas Ahrens
Vismāras augstskola, Elektrotehnikas un Datorzinātņu departaments, Vācija

Vadošais pētnieks Dr.habil.math. Aivars Lorencs
Elektronikas un datorzinātņu institūts, Latvija

APSTPRINĀJUMS

Apstiprinu, ka esmu izstrādājis doto promocijas darbu, kas iesniegts izskatīšanai Rīgas Tehniskajā universitātē inženierzinātņu doktora grāda iegūšanai. Promocijas darbs nav iesniegts nevienā citā universitātē zinātniskā grāda iegūšanai.

Artūrs Āboltiņš (Paraksts)

Datums:

Promocijas darbs ir uzrakstīts angļu valodā, satur ievadu, 8 nodaļas, nobeigumu, 2 pielikumus, literatūras sarakstu, terminu rādītāju, kopā 156 lappuses. Darbā ir 70 zīmējumi un ilustrācijas, 9 tabulas, literatūras sarakstā ir 107 nosaukumi.

Saturs

1 Darba vispārējais raksturojums	8
1.1 Tēmas aktualitāte	8
1.2 Darba mērķis	9
1.3 Zinātniskā novitāte un galvenie rezultāti	10
1.4 Aizstāvamās tēzes	10
1.5 Pētījumu metodika	10
1.6 Pētījumu objekts	11
1.7 Darba praktiskais pielietojums	11
1.8 Aprobācija	12
2 Pamatjoslas elementi	13
2.1 Parametriskas daudznesēju modulācijas sistēmas pamatjoslas struktūra	13
2.2 Pamatjoslas signālu struktūra	15
2.3 Sinhronizācijas secības	16
2.4 Impulsu formēšana un pārnese uz augstfrekvenci	18
3 Daudznesēju modulācija	18
3.1 Unitārās transformācijas ciparu modulācijai	19
3.2 Daudznesēju modulatora un demodulatora konfigurācijas	20
3.3 MC signāla maksimālās pret vidējo jaudas attiecība (PAPR)	21
3.4 Unitārās transformācijas izvēle	22
4 Laikiztures sinhronizācija	24
4.1 Pārskats	24
4.2 Bloku sinhronizācija	24
4.3 Kadru sinhronizācija	27
5 Frekvences sinhronizācija	29
5.1 Frekvences nobīžu veidi	29
5.2 Frekvenču nobīdes ietekme	29
5.3 Nesējfrekvences nobīdes novērtēšana	30
5.4 Pārpalikuma fāzes nobīdes novērtēšana	33
5.5 Nesējfrekvences nobīdes un fāzes sinhronizācija	34
5.6 FCFO sinhronizācijas simulāciju rezultāti	34
6 Kanāla novērtēšana un izlīdzināšana	34
6.1 Ievads	35
6.2 Sistēmas modelis	35
6.3 Sakaru kanāla ietekme	35
6.4 Sakaru kanāla novērtēšana	36
6.5 Sakaru kanāla izlīdzināšana	37
6.6 Izlīdzināšanas simulāciju rezultāti	38
6.7 Kanāla novērtēšanas un izlīdzināšanas metožu salīdzinājums	38
7 Parametriskas daudznesēju modulācijas sistēmas konstrukcija	39
7.1 Parametriskas daudznesēju modulācijas sistēmas struktūra	39
7.2 Modeļa simulāciju rezultāti	41
8 Iegūto rezultātu izmantošana turpmākajos pētījumos	43

Saīsinājumu saraksts

AC autokorelācija (autocorrelation).

ACP analogciparu pārveidotājs.

AF augstfrekvence.

AWGN aditīvais baltais Gausa troksnis (additive white Gaussian noise).

BER bitu kļūdu koeficients (bit error ratio).

BF bāzes funkcija.

BTO bloku laikzīmes nobīde (block timing offset).

CAP ciparu-analogais pārveidotājs.

CAZAC konstantas amplitūdas nulles autokorelācijas (constant amplitude zero autocorrelation).

CCDF saistītā varbūtību sadalījuma funkcija (complementary cumulative distribution function).

CCRAOT konstanta kompleksa rotācijas leņķa OT (constant complex rotation angle OT).

CDMA kooddales daudzpiekļuve (code division multiple access).

CFO nesējfrekvences nobīde (carrier frequency offset).

CP cikliskais prefikss.

CRAOT konstanta rotācijas leņķa ortogonālā transformācija (constant rotation angle orthogonal transform).

CSI kanāla stāvokļa informācija (channel state information).

DA datu-balstīta (data-aided).

DD lēmuma-vadīta (decision-directed).

DFE lēmuma-atgriezeniskās saites izlīdzinātājs (decision-feedback equalizer).

DFT diskrētā Furjē transformācija.

DPSK diferenciālā fāzes manipulācija (differential phase shift keying).

DQAM diferenciālā kvadratūras amplitūdas modulācija (differential quadrature amplitude modulation).

DSL ciparu abonētājlīnija (digital subscriber line).

EGUR elementārā vispārinātā unitārā rotācija (Elementary Generalized Unitary Rotation).

FBMC filtru banku daudznesēju (filter bank multicarrier).

FCFO frakcionētā nesējfrekvences nobīde (fractional carrier frequency offset).

FD frekvenču apgabals (frequency domain).

FDE frekvenču apgabala izlīdzināšana (frequency domain equalization).

FIR galīgas impulsa reakcijas (finite impulse response).

FMT filtrēta daudztonu (filtered multitone).

FPGA programmējamais loģiskais masīvs (field-programmable gate array).

FrFTu frakcionētā Furjē transformācija (Fractional Fourier transform).

GD VUR apgabals (GUR domain).

GI aizsargintervāls (guard interval).

IBI starp-bloku traucējumi (inter-block interference).

IC integrālā mikroshēma (integrated circuit).

ICI starpnesēju traucējumi (inter-carrier interference).

IDFT inversā diskrētā Furjē transformācija.

IF starpfrekvence (intermediate frequency).

IQ sinfāzā-kvadratūras (in-phase quadrature).

ISI starp-simbolu traucējumi (inter-symbol interference).

LAN lokālie tīkli (local area networks).

LMS minimālo vidējo kvadrātu (least mean squares).

LS minimālo kvadrātu (least squares).

MC daudznesēju (multicarrier).
MF salāgotais filtrs (matched filter).
MIMO daudz-ieveju daudz-izeju (multiple input multiple output).
ML maksimālās iespējamības (maximum likelihood).
MLS maksimāla garuma secība (maximum length sequence).
MSE vidējā kvadrātiskā kļūda (mean squared error).

NCO skaitliski vadāmais ģenerators (numerically controlled oscillator).
NDA ne datu-balstīts (non data-aided).

OFDM ortogonālā frekvenču dales multipleksēšana (orthogonal frequency division multiplexing).
OSI Atvērto Sistēmu Sadarbība (Open System Interconnection).
OT ortogonālā transformācija (orthogonal transform).

P/S paralēlais-virknes (parallel).
PAPR maksimālā-pret-vidējo jaudas attiecība (peak-to-average power ratio).
PID proporcionāli-integrāli-diferencējošais (proportional integral derivative).
PMC parametriskas daudznesēju (parametric multicarrier).
PN pseidotrokšņa (pseudo-noise).
PSAM modulācija ar pilot-signalu atbalstu (pilot signal assisted modulation).

QAM kvadrātūras amplitūdas modulācija (quadrature amplitude modulation).

RLS rekursīvā minimālo kvadrātu (recursive least squares).
RRC kvadrātsaknes no paceltā kosinusa (root-raised-cosine).

S/P virknes-paralēlais (serial to parallel).
SDR programmatiski-definētais radio (software).
SFO diskretizācijas frekvences nobīde (sampling frequency offset).
SI uzliktā (super-imposed).
SINR attiecība signāls/traucējums (signal-to-interference ratio).
SIS uzliktā secība (super-imposed sequence).
SNR attiecība signāls/troksnis (signal).
SOGRM kāpņveida vispārinātā ortogonālā rotācijas matrica (stairs-like orthogonal generalized rotation matrix).
SS plaša spektra (spread spectrum).
SVD singulāro vērtību dekompozīcija (singular value decomposition).

TD laika apgabals (time domain).

UW unikālais vārds (unique word).

VUR Vispārinātā Unitārā Rotācija.

WGN baltais Gausa troksnis (white Gaussian noise).
WHT Volša-Adamāra transformācija (Walsh-Hadamard transform).

XC šķērskorelācija (cross-correlation).

ZC Zadofa-Ču (Zadoff-Chu).
ZP nulļu ievietošana (zero-padding).

\mathbf{X}	pārraidītās transformācijas apgabala pamatjoslas nolases
\mathbf{x}	pārraidītās laika apgabala pamatjoslas nolases
\mathbf{x}_{cp}	pārraidītās laika apgabala pamatjoslas nolases ar ciklisko prefiksu (CP)
\mathbf{x}_{zp}	pārraidītās laika apgabala pamatjoslas nolases ar nulļu ievietošanu (zero-padding - ZP)
\mathbf{x}_{uw}	pārraidītās laika apgabala pamatjoslas nolases ar unikālā vārda (unique word - UW) prefiksu
\mathbf{s}	pārraidītās laika apgabala nolases
\mathbf{r}	uztvertās laika apgabala nolases
\mathbf{Y}	uztvertās transformācijas apgabala pamatjoslas nolases
\mathbf{y}	uztvertās laika apgabala pamatjoslas nolases
L	paliktņa garums
φ	bāzes funkcija
\mathbf{h}	laika apgabala impulsa reakcija
Λ	frekvenču raksturlīkne
Λ	log-iespēju funkcija
\mathbf{u}	sinhronizācijas UW secība
σ	standartnovirze, kvadrātsakne no dispersijas
ϵ	absolūtā nesējfrekvences nobīde (carrier frequency offset - CFO)
ϵ	fracionētā nesējfrekvences nobīde (fractional carrier frequency offset - FCFO)
\mathbf{w}	baltais Gausa troksnis (white Gaussian noise - WGN)
τ	čipa ilgums
t	laiks
j	imaginārā vienība $j^2 = -1$
ϕ, γ, ψ	reāls leņķis
Φ	unitāras transformācijas matrica
\mathbf{H}	laika apgabala kanāla matrica
$\hat{\mathbf{H}}$	laika apgabala kanāla matricas novērtējums
\mathbf{A}	transformācijas apgabala kanāla matrica
\mathbf{A}^{-1}	transformācijas apgabala inversā kanāla matrica
$\hat{\mathbf{A}}$	transformācijas apgabala kanāla matricas novērtējums
\mathbf{I}	vienības matrica
\mathbf{B}_p	kāpņveida vispārinātā ortogonālā rotācijas matrica (stairs-like orthogonal generalized rotation matrix - SOGRM)
\mathbf{F}	diskrētās Furjē transformācijas (DFT) matrica

1. tabula. Darbā lietoto matemātisko simbolu saraksts

\bar{z}	vektora z vidējā vērtība
$\ \mathbf{x}\ $	vektora \mathbf{x} ℓ^2 norma
$ x $	mainīgā x modulis
$\angle(x)$	kompleksā mainīgā x fāze
$\arg(x)$	parametrs
$\Re(x)$	kompleksā mainīgā x reālā daļa
$\Im(x)$	kompleksā mainīgā x imaginārā daļa
\mathbf{M}^*	matricas \mathbf{M} transponēta, kompleksi-saistīta matrica (Ermīta saistītā matrica)
\mathbf{M}^{-1}	matricas \mathbf{M} inversija
$\langle \mathbf{x}, \mathbf{y} \rangle$	vektoru \mathbf{x} un \mathbf{y} skalārais reizinājums
\otimes	Kronekera reizinājums
$*$	kompozīcija
\circledast	cikliska kompozīcija

2. tabula. Matemātiskie apzīmējumi

1 Darba vispārējais raksturojums

1.1 Tēmas aktualitāte

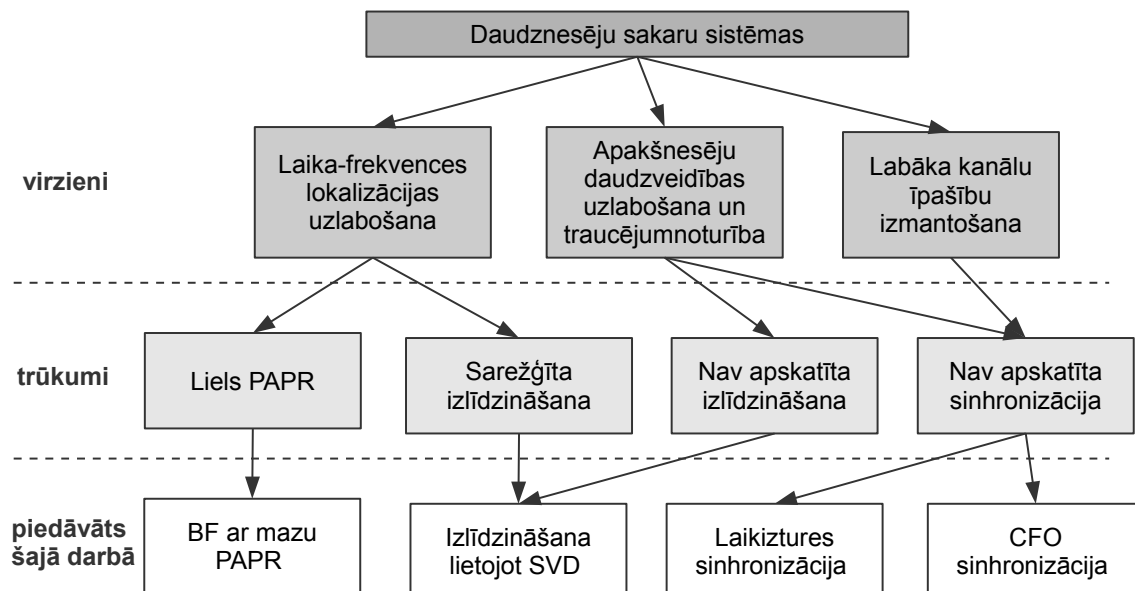
21. gadsimta sākumā mēs esam kļuvuši par lieciniekiem straujam pārraidāmās informācijas pieaugumam. Ierobežoto frekvenču resursu kā arī pieaugošā iekārtu blīvuma dēļ ir nepieciešamas aizvien efektīvākas un drošākas modulācijas metodes. Daudznesēju (multicarrier - MC) modulācija ir viena no pievilcīgākajām tehnoloģijām liela ātruma datu pārraides nodrošināšanai. Daudzie apakšnesēji nodrošina papildus dimensiju cīņai ar traucējumiem, kurus rada izplatīšanās vide un daudzlietotāju piekļuve. MC sistēmas ar sinusoidālām bāzes funkcijām (BF), tādās kā ortogonālā frekvenču dales multipleksēšana (orthogonal frequency division multiplexing - OFDM) [1], ir viena no visvairāk lietotām daudznesēju (multicarrier - MC) tehnoloģijām. Tā kļuva populāra 20. gadsimta 90-tajos gados, kad kļuva iespējams masveidā ražot pietiekoši jaudīgus signālprocesorus [2]. OFDM kļuva par izvēli daudzos plaši izmantotos telekomunikāciju standartos, tādus kā bezvadu lokālie tīkli (local area networks - LAN), ciparu televīzija un ciparu abonentlīnija (digital subscriber line - DSL), pateicoties augstajai spektrālai efektivitātei, kura tiek sasniegta lietojot vienkāršu un tajā pašā laikā samērā efektīvu frekvenču apgabala (frequency domain - FD) sakaru kanāla izlīdzināšanas tehniku.

Vienlaicīgi ar daudzām priekšrocībām, uz OFDM balstītai modulācijai piemīt vairāki nopietni trūkumi:

- Sakaru sistēmas kapacitātes un energoefektivitātes samazināšanās cikliskā prefiksa (CP), kurš ir nepieciešams starp-bloku traucējumu (inter-block interference - IBI) novēršanai un FD izlīdzināšanai, lietošanas dēļ.
- Apliecējas svārstības, t.i. liela laika apgabala (time domain - TD) signāla maksimālā-pret-vidējo jaudas attiecība (peak-to-average power ratio - PAPR) pieprasa lietot augstfrekvences (AF) jaudas pastiprinātājus ar lielu dinamisko diapazonu;
- Jūtība pret laikztures un frekvences sinhronizācijas kļūdām, jo atsevišķu apakšnesēju spektri daļēji pārklājas;
- Jūtība pret šaurjoslas pamirumiem un traucējumiem, jo apakšnesēju spektri nav pietiekoši plati;

Mēģinājumi novērst augstākminētās problēmas ir radījuši vairākus jaunus MC sakaru sistēmu attīstības virzienus:

- Filtru banku daudznesēju (filter bank multicarrier - FBMC) sakaru sistēmas. Filtru bankas [3], [4] izmanto speciālus signālus, piemēram veivletus, lai uzlabotu atsevišķu apakšnesēju frekvenču lokalizāciju un tādējādi samazinot starpnesēju traucējumus (inter-carrier interference - ICI) un nepieciešamo frekvenču aizsargintervālu starp divām sistēmām (šī īpašība padara filtru bankas īpaši piemērotas kognitīvajam radio). Sinhronizācijas un izlīdzināšanas problēmas šāda tipa sistēmās ir apskatītas jaunākajā zinātniskajā literatūrā [5], [6]. Turklāt, uzlabota laika-frekvences lokalizācija nodrošina zemāku nekā ortogonālajā frekvenču dales multipleksēšanā (orthogonal frequency division multiplexing - OFDM) jūtību pret sinhronizācijas neprecizitātēm. Tomēr ievērojami augstāka modulācijas un izlīdzināšanas skaitļošanas sarežģītība, kā arī vēl augstāks PAPR nekā OFDM bremsē augstākminēto sistēmu masveida pielietojumu.
- Nesinusoidālu apakšnesēju izmantošana lai cīnītos ar šaurjoslas traucējumiem un šaurjoslas pamirumiem. Piemēram, publikācijā [7] ir parādīts, ka pie šaurjoslas pamirumu gadījumā, sakaru sistēma, kas modulācijai izmanto Volša-Adamāra transformāciju (Walsh-Hadamard transform - WHT), pārspēj ortogonālo frekvenču dales multipleksēšanu (orthogonal frequency division multiplexing - OFDM). Savukārt patentā [8] ir aprakstīta izlīdzināšana uz WHT balstītās sakaru sistēmās. Diemžēl raksti, kas ir veltīti laikztures un frekvenču sinhronizācijai šāda tipa sakaru sistēmās, atvērtajā literatūrā nav atrodam.
- Doktora disertācijā [9], kas ir veltīta nestacionārām izplatīšanās vidēm, t.i. laikā strauji mainīgiem sakaru kanāliem, tiek secināts, ka šo vižu īpašfunkcijas nav sinusoidālas. Šie secinājumi ir ļāvuši disertācijas autoram un citiem zinātniekiem piemeklēt bāzes funkcijas, kas ir daudz mazāk jūtīgas pret straujām sakaru kanāla izmaiņām. Piemēram, [10] iedāvā izmantot frakcionēto Furjē transformāciju (Fractional Fourier transform - FrFT) lai uzlabotu OFDM gadījumos, ja sakaru kanāls ir divkārtīgi disperss (double dispersive). Kā trūkumu var atzīmēt to, ka izlīdzināšanai šāda tipa sakaru sistēmā tiek lietots lēmuma-atgriezeniskās saites izlīdzinātājs (decision-feedback equalizer - DFE), kas ir ievērojami sarežģītāks par FD izlīdzinātāju. Turklāt sinhronizācijas problēmas rakstā [10] vispār nav apskatītas.
- Rakstā [11] un dažās citās publikācijās (skat atsaucis [12]) tiek piedāvāta alternatīva un relatīvi vienkārša



1.1. att. Šī promocijas darba ieguldījums MC sakaru sistēmu attīstībā.

pieeja MC sakaru sistēmu uzlabošanai, izmantojot unitāras transformācijas, kas balstās uz rotāciju. Rakstā ir parādīts, ka sakaru sistēmās ar frekvenču selektīvu kanālu, piedāvātais risinājums nodrošina zemāku bitu kļūdu koeficientu (bit error ratio - BER) nekā OFDM. Arī rakstā, kas pirmo reizi aprakstīja uz Vispārināto Unitāro Rotāciju (VUR) balstītu sakaru sistēmu [12] tiek apstiprināta hipotēze par parametrisku transformāciju izmantošanu daudznesēju (multicarrier - MC) sakaru sistēmās. Diemžēl sinhronizācijas problēmas šāda tipa sistēmas līdz šim zinātniskajā literatūrā nav apskatītas.

- Dažādas hibrīdās shēmas starp plaša spektra (spread spectrum - SS) koncepcijām un OFDM, piemēram [13], ļauj uzlabot MC sakaru sistēmu veiktspēju un rada jaunus šo sakaru sistēmu pielietojanas scenārijus. Sinhronizācija un izlīdzināšana sakaru sistēmās, kas izmanto SS un koddales daudzpiekļuves (code division multiple access - CDMA) ir plaši apskatīta zinātniskajā literatūrā. Tomēr jautājums par šāda tipa sakaru sistēmu modulācijas parametrizāciju nav bijis aizskarts.

Šī doktora disertācija ir veltīta eksistējošo MC sistēmu uzlabošanai, piedāvājot uz Vispārināto Unitāro Rotāciju (VUR) balstītu parametrisku daudznesēju modulāciju, kas dod iespēju izveidot sakaru sistēmas ar dinamiski maināmām apakšnesēju formām. Kopsavilkums par MC sakaru sistēmu attīstības tendencēm, to trūkumiem un šīs disertācijas ieguldījumu to turpmākajā attīstībā ir dots 1.1. att.

1.2 Darba mērķis

Darba mērķis ir izpētīt uz VUR balstītas parametriskas daudznesēju (parametric multicarrier - PMC) sistēmas¹ pamatjoslas algoritmus. Tādējādi, darbam ir jānodrošina teorētisko bāzi uz VUR balstītu PMC sistēmu praktiskai realizācijai.

Lai realizētu uzstādītu uzdevumi, tiek uzstādīti apakšuzdevumi:

1. Izpētīt uz VUR balstītu MC modulāciju;
2. Izpētīt laikiztures un frekvences sinhronizāciju;
3. Izpētīt frekvences sinhronizāciju;
4. Izpētīt VUR apgabala (GUR domain - GD) sakaru kanāla izlīdzināšanu. Veikt eksistējošo TD un FD izlīdzināšanas algoritmu savietojamības ar jaunā tipa modulāciju izpēti. Izstrādāt GD izlīdzināšanas algoritmu.

Ir jāizpēta eksistējošo algoritmu, kas tiek izmantoti citās MC sakaru sistēmās, pielietojamība PMC sistēmās kā arī jāveic algoritmu precizitātes ietekmi uz PMC sistēmas veiktspēju. Ja ir nepieciešams, ir jāveic jaunu algoritmu izstrādi.

¹PMC apraksts ir dots 3.4.1. apakšnodaļā

1.3 Zinātniskā novitāte un galvenie rezultāti

Promocijas darba izstrādes rezultātā ir iegūti sekojoši jauni zinātniskie rezultāti:

- Pirmo reizi tiek prezentēta uz VUR-balstītas PMC sistēmas **konceptija**;
- Pirmo reizi ir piedāvāta GD sakaru kanāla **izlīdzināšana**;
- Pirmo reizi ir izveidota GD sakaru kanāla novērtēšanas metode;
- Pirmo reizi ir izveidots pilns uz VUR balstītas PMC sistēmas modelis Simulink vidē;
- Ir izpētītas jaunas uz VUR-balstīta modulātora **kokveida** konfigurācijas;
- Ir uzlabots algoritms unitārās bāzes ar uzdotu pirmo bāzes funkciju ģenerācijai;
- Ir piedāvātas divas signāla struktūras, kas balstās uz unikālo vārdu (unique word - UW) un uzlikto secību (super-imposed sequence - SIS);
- Ir piedāvāts uzlabots **laikiztures** novērtēšanas algoritms, kas balstās uz kombināciju starp autokorelāciju (autocorrelation - AC) un salāgto filtru (matched filter - MF);
- Ir piedāvātas vairākas jaunas fracionētās nesējfrekvences nobīdes (fractional carrier frequency offset - FCFO) novērtēšanas metodes;
- Ir piedāvāta metode TD kanāla novērtējuma pārnesi uz VUR apgabalu (GUR domain - GD);
- Ir izveidoti desmiti dažādu sakaru sistēmu un to mezglu modeļi, kas tiks izmantoti pedagoģiskajā darbā;

1.4 Aizstāvamās tēzes

1. Pielietojot VUR, ir iespējams uzbūvēt praktiski izmantojamas daudznesēju sistēmas ar parametrisku modulāciju.
2. Daudznesēju sistēma ar parametrisku modulāciju, kas balstīta uz VUR, samazina bitu kļūdas koeficientu (BER) salīdzinājumā ar klasisko ortogonālo frekvenču dales multiplexēšanu (OFDM) ar frekvenču apgabala izlīdzināšanu un analogisku apakšnesēju un treniņsimbolu skaitu.
3. Uz singulāro vērtību dekompozīciju (SVD) balstīts VUR apgabala izlīdzinātājs novērš starpnesēju traucējumus, ko izraisa kompozīcija sakaru kanālā un raidītāja, uztvērēja filtrus.
4. Daudznesēju sistēmās ar parametrisku modulāciju bloku laikiztures sinhronizācijas nodrošināšanai jālieto kombinētais novērtēšanas mehānisms, kas balstīts uz piedāvātajiem lēmumu-vadītajiem šķērskorelācijas algoritmiem un klasiskajiem datu-balstītiem autokorelācijas algoritmiem.
5. Uz šķērskorelāciju balstīti, darbā piedāvātie lēmumu-vadītie fracionētās nesējfrekvences nobīdes (FCFO) novērtēšanas algoritmi nodrošina maksimālu FCFO noteikšanas diapazonu, kurš ir lielāks vai vienāds ar klasisko datu-balstīto autokorelācijas metožu FCFO noteikšanas diapazonu.

1.5 Pētījumu metodika

Pētījums ir balstīts uz esošo sinhronizācijas un kanāla novērtēšanas algoritmu, kas tiek lietoti citās MC sakaru sistēmās adaptāciju priekš uz VUR balstītām PMC sistēmām. Ņemot vērā, ka sinhronizācijas un izlīdzināšanas uzdevumi ir cieši saistīti savā starpā, it īpaši ņemot vērā visai ierobežotos sakaru sistēmas pamatjoslas skaitļošanas resursus, pētījums tika veikts vairākos virzienos vienlaicīgi. Viens no lielākajiem izaicinājumiem bija atrast tādus algoritmus, kas būtu pieņemami no visiem PMC sistēmas darbības aspektiem ¹.

Pētījumā tika izmantotas gan analītiskās gan skaitliskās metodes. Lielākā daļa novērtēšanas algoritmu (skat, piemēram 5.3.2. apakšnodaļu) ir izvesti analītiski. Tas dod iespēju izdarīt daudzus vispārīgus secinājumus, kas nebūtu iespējams lietojot citas metodes. Turpretī, ietverot augstākminētos algoritmus jau ievērojami sarežģītākās sistēmās, piemēram sinhronizācijas cilpās (skat, piemēram, 5.5. apakšnodaļu, kur notiek pāreja uz skaitliskajām metodēm un simulācijām, kas balstās uz Montekarlo metodi). Skaitliskās metodes dod iespēju pārbaudīt izstrādātos algoritmus apstākļos, kas ir maksimāli pietuvināti reālajiem.

Algoritmu izstrāde notika vairākos etapos:

- Tika pētīta zinātniskā literatūra un meklēti visvairāk piemēroti risinājumi, tie tika salīdzināti savā starpā un izprasti.
- Potenciāli derīgi algoritmi tika realizēti datorsimulāciju scenārijos. Šis ir būtisks solis lai nodrošinātu

¹Ņemot vērā, ka sinhronizācijas un izlīdzināšanas algoritmi ir viens no būtiskākajiem elementiem sakaru sistēmu izstrādē un ražošanā, to komerciālā vērtība ir ļoti augsta. Šis faktors noved pie tā, ka daudzi labi algoritmi tiek patentēti pirms publicēšanas, kas rada vairāku gadu aizturi vai arī vispār netiek publicēti.

stabilu pamatu turpmākajiem pētījumiem.

- Tika identificēti trūkumi un nesaderība ar uz VUR balstītām PMC sistēmām.
- Tika noteikti nepieciešamie uzlabojumi esošajiem algoritmiem vai arī tika izstrādāti jauni algoritmi;
- Jaunie risinājumi tika pārbaudīti uzlabojot esošos datorsimulāciju scenārijus;
- Veiksmīgākie risinājumi tika testēti izmantojot vienkāršotus, kas fokusējas uz konkrētu problēmu, sakaru sistēmu modeļus.
- Risinājumi tika integrēti kopējā PMC sistēmas modelī un tika pārbaudīta to saderība ar iepriekš izstrādātiem algoritmiem citu uzdevumu risināšanai.

1.6 Pētījumu objekts

Šis doktora disertācijas pētījumu objekts ir PMC sistēmas *pamatjosla*. Pētāmajās PMC sistēmās pārraide tiek veikta izmantojot daudzus savstarpēji ortogonālus apakšnesējus, kuri tiek veidoti izmantojot VUR. Atšķirībā no tradicionālajām MC sakaru sistēmām, kur apakšnesēju funkcijas ir nemainīgas (piemēram, ortogonālās frekvenču daļes multiplexēšanas (orthogonal frequency division multiplexing - OFDM) kompleksās eksponentes), PMC sistēmās tās var tikt dinamiski mainītas.

Raidītāja un uztvērēja pamatjoslas atrodas PMC sistēmas *fiziskajā līmenī*¹. Pamatjoslas galvenie uzdevumi ir:

- MC modulācija un demodulācija;
- Laikiztures sinhronizācija;
- Frekvences sinhronizācija;
- Sakaru kanāla izlīdzināšana.

PMC sistēmas pamatjosla var būt sadalīta sekojošās apakškomponentēs:

- raidītāja pamatjosla;
- sakaru kanāla pamatjoslas ekvivalents;
- uztvērēja pamatjosla.

Svarīgākās raidītāja komponentes ir:

- MC modulātors;
- sinhronizācijas un treniņsecību ģeneratori;
- impulsu formēšanas filtrs.

Svarīgākās uztvērēja komponentes ir:

- laikiztures sinhronizācijas sistēma;
- FCFO sinhronizācijas sistēma;
- sakaru kanāla izlīdzinātājs;
- MC demodulātors.

1.7 Darba praktiskais pielietojums

Jebkuras ciparu datu sakaru sistēmas praktiskā realizācija nav iespējama bez sinhronizācijas un izlīdzināšanas. Tādējādi šis darbs ir orientēts ar tādu jautājumu risināšanu, kas ir cieši saistīti ar uz VUR balstītu PMC sistēmu praktisku izveidi. kaut arī uz doto brīdi (2013. gada jūnijs) nav pieejama neviena uz VUR balstītas PMC sistēmas praktiskā realizācija, šis darbs var tikt uzskatīts par rokasgrāmatu PMC sistēmu izveidei.

Šī darba rezultāti var tikt lietoti *ne tikai* uz VUR balstītu PMC sistēmu izveidei un uzlabošanai. Promocijas darbs satur vairāk nekā 30 bloku diagrammas un vairākus algoritmu aprakstus, kas dod iespēju ātri realizēt atsevišķus mezglus kādā programmatiski-definētā radio (software-defined radio - SDR) platformā vai arī ietvert tos kā daļu no integrālās mikroshēmas (integrated circuit - IC) projekta.

Lielākais praktiskais ieguldījums ir pabeigts uz VUR balstītas PMC sistēmas modelis ©Mathworks Simulink vidē. Turklāt desmiti mazāka izmēra sakaru sistēmu un to komponentu modeļi tika radīti strādājot pie šī promocijas darba izstrādes. Visi šie modeļi var tikt lietoti jaunu zinātnisko rezultātu sasniegšanā (skat 8. apakšnodaļu), kā arī nodrošina labu praktisko bāzi pedagoģiskajā darbā.

¹atbilstoši Atvērto Sistēmu Sadarbības (Open System Interconnection - OSI) modelim

Atsauce	Starptautiska	Web of science	Scopus	IEEEExplore
[20]	X			
[14]	X	X		
[21]	X	X	X	
[15]	X	X	X	
[16]	X	X	X	
[17]	X	X	X	X
[18]	X	X	X	X
[19]	X	X	X	X
total	8	7	6	3

1.1. tabula. Manu publikāciju indeksācija un pieejamība datubāzēs

1.8 Aprobācija

Sekojošas publikācijas tika prezentētas zinātniskajās konferencēs:

- [14] Misāns P., Āboltniņš A., Tērauds M., Valters G. MATLAB/SIMULINK Implementation of Phi Transforms – A New Toolbox Only or the Rival of Wavelet Toolbox for the Next Decade? // Proceedings (on CD) of Nordic MATLAB User Conference 2008, Nordic MATLAB User Conference 2008, Zviedrija, Stokholma, 20.-21. novembris, 2008. - 1-8. lpp
- [15] Āboltniņš A. Comparison of Orthogonal Transforms for OFDM Communication System // The 15th International Conference of ELECTRONICS, Lietuva, Kauņa, 17.-19. maijs, 2011
- [16] Āboltniņš A., Misāns P., Singular Value Decomposition Based Phi Domain Equalization For Multi-Carrier Communication System // The 16th International Conference of ELECTRONICS, Lietuva, Kauņa, 18.-20. jūnijs, 2012
- [17] Āboltniņš A. Block Synchronization Using a Unique Word for a Generalized Unitary Rotation Based Communication System // 13th Biennial Baltic Electronics Conference (BEC2012), Igaunija, Tallina, 4.-5. oktobris, 2012. - 149-152. lpp.
- [18] Āboltniņš, A. Carrier Frequency Offset Estimator Based on Unique Word Cross-Correlation. No: 20th Telecommunications Forum TELFOR 2012: Proceedings : 20th Telecommunications Forum TELFOR 2012 , Serbija, Belgrada, 20.-22. novembris, 2012, 486.-489.lpp.
- [19] Āboltniņš, A., Misāns, P. Removal of Super-Imposed Synchronization Sequence Using Matched Filter. No: Radioelektronika 2013: 23th International Conference (MAREW 2013), Čehijas Republika, Pardubice, 16.-17. aprīlis, 2013., 84.-88.lpp.

Sekojoši raksti tika publicēti zinātniskajos žurnālos:

- [20] Āboltniņš A., Misāns P., Tērauds M., Valters G. Initial Implementation of Generalized Haar Like Orthonormal Transforms into FPGA-Based Devices - Part I: Signal Spectrum Analyzer Synthesizer Module // RTU zinātniskie raksti. 7. sēr., Telekomunikācijas un elektronika. - 8. sēj. (2008), 16.-21. lpp.
- [21] Āboltniņš A., Kļaviņš D. Synchronization and Correction of Channel Parameters for an OFDM-Based Communication System // Automatic Control and Computer Sciences. - Vol.44, No.3. (2010), 160.-170. lpp
- [15] Āboltniņš A. Comparison of Orthogonal Transforms for OFDM Communication System // Electronics and Electrical Engineering. - 5. (2011), 77.-80. lpp.
- [16] Āboltniņš, A., Misāns, P. Singular Value Decomposition Based Phi Domain Equalization For Multi-Carrier Communication System // Electronics and Electrical Engineering, Vol.18, No.9. (2012), 71.-74.lpp.

Visas minētās publikācijas ir pieejamas un indeksētas zinātnisko rakstu datubāzēs, atbilstoši tabulai 1.1.

2 Pamatjoslas elementi

Šajā nodaļā ir apskatīti uz VUR balstītas PMC sistēmas pamatelementi un to nepieciešamā funkcionalitāte. Papildus tiek definētas prasības pret GD un TD signāliem lai tie būtu saderīgi ar piedāvātajām pamatjoslas komponentēm.

2.1 Parametriskas daudznesēju modulācijas sistēmas pamatjoslas struktūra

Moderno sakaru sistēmu pamatjoslas, kas tiek lietotas datu pārraidei, veic virkni dažādu operāciju lai nodrošinātu bināras informācijas pārraidi starp gala lietotājiem. Saskaņā ar OSI modeli, jebkuras datu pārraides sistēmas funkcijas var būt sadalītas 7 slāņos. 2.1. attēlā ir parādītas galvenās komponentes, kas atrodas sakaru sistēmas *fiziskajā* slānī. Šeit divas vissvarīgākās un vissarežģītākās daļas ir raidītāja un uztvērēja *pamatjoslas* (baseband) bloki.

PMC sistēmas raidītāja pamatjosla ražo signālu, kurš ir koncentrēts zemo frekvenču apgabalā. Ja tiek lietota AF pārraide, ar modulātoru palīdzību šis kompleksais pamatjoslas signāls tiek pārnest uz nepieciešamo frekvenču diapazonu, un pārvešanas rezultātā signāls kļūst reāls. Signāls izplatās cauri bezvadu vai vadu sakaru kanālam līdz tas nokļūst uztvērējā. Daudzas sakaru sistēmas, piemēram DSL, neveic pārvešanu uz augstfrekvenci (AF). Šādā gadījumā signālam tiek pievienoti kompleksi-saistīti apakšnesēji, kas nodrošina pāreju uz reālu signālu.

Šis darbs ir veltīts uz VUR balstītas PMC sistēmas radītāja un uztvērēja pamatjoslām. Turklāt turpmākajās nodaļās aktīvi tiek lietots sakaru kanāla pamatjoslas ekvivalents, kas ietver sevī gan PMC sistēmas AF daļu (skat 2.5. attēlu) gan fizisko sakaru kanālu.

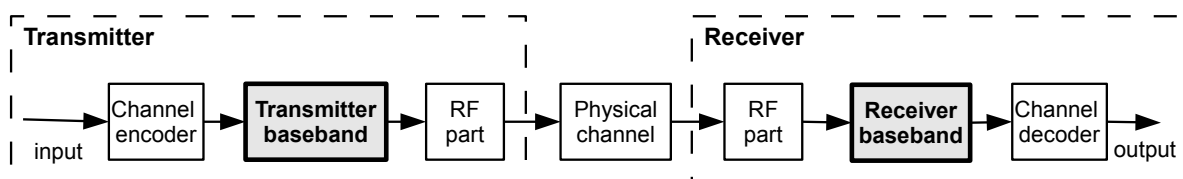
2.1.1 Raidītāja pamatjosla

PMC sistēmas raidītāja pamatjoslas blokshēma ir parādīta 2.2. attēlā. Raidītāja pamatjoslas ieejā atrodas kvadratūras amplitūdas modulācijas (quadrature amplitude modulation - QAM) attēlošanas bloks, kas konvertē bināru ciparu grupas kompleksos simbolos no kāda lielāka alfabēta, tādējādi palielinot datu apjomu, ko var pārraidīt vienā nolāsē. Piemēram lietojot 16-QAM alfabētu izejā, kombinācija 0111 tiek pārvērsta simbolā $-1.0000 - 3.0000i$.

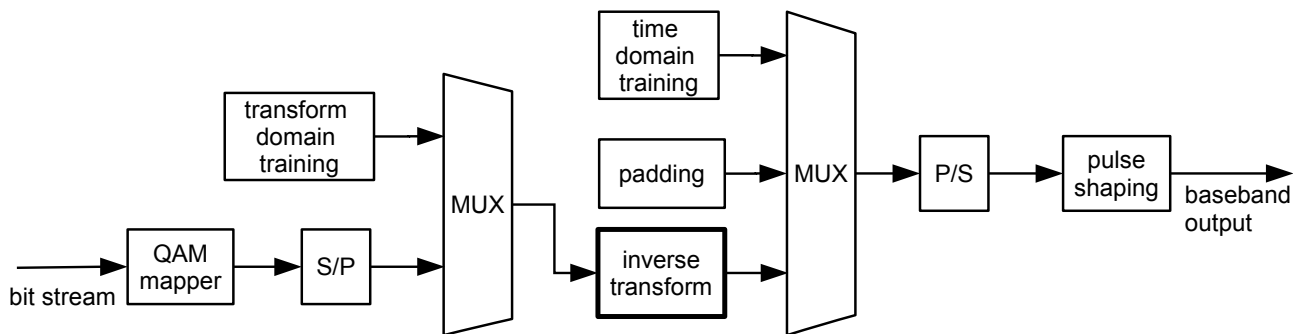
Pirms inversās unitārās transformācijas, simboli no attēlotāja tiek sajaukti ar transformācijas apgabala treniņsimboliem. Šo nolašu loma ir nodrošināt izlīdzināšanu un/vai sinhronizāciju transformācijas apgabalā, t.i. VUR apgabalā (GUR domain - GD).

Unitārās transformācijas bloks (skat 3. nodaļu) ir viens no PMC sistēmas pamatjoslas galvenajiem elementiem. Tā uzdevums ir veidot tādas *apakšnesējus*, kas ir labāk piemēroti pārraidei caur sakaru kanālu. Piemēram, OFDM gadījumā katra nolase tiek pārvērsta kompleksā eksponentē ar atšķirīgu frekvenci, tādējādi panākot efektu it kā notiktu pārraide uz daudzām sinusoidālām nesējām. Citiem vārdiem sakot ieejas signāla telpa tiek izmantota tā, lai tā būtu noturīgāka pret kanāla iedarbēm, tādām kā troksnis, dispersija un vājinājums.

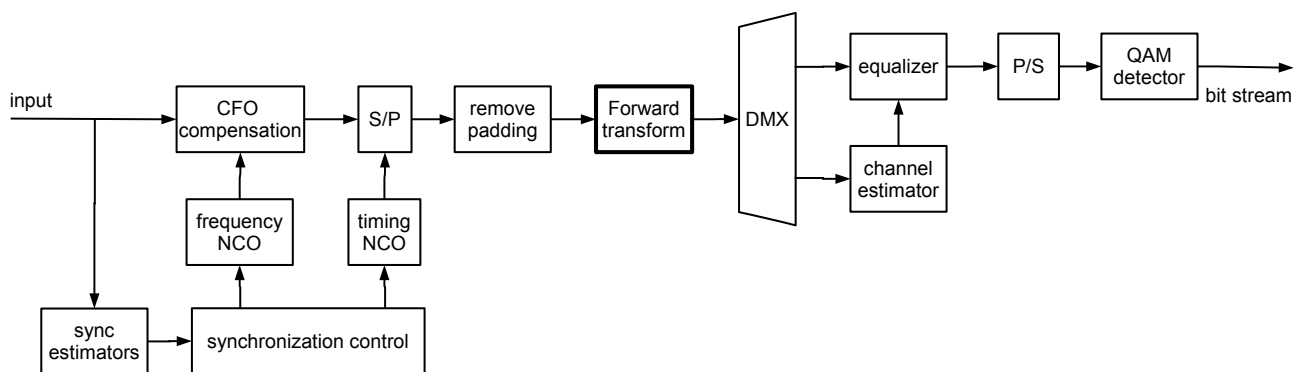
Pēc unitārās transformācijas signālam tiek pievienoti TD bloki, kas satur treniņsimbolus un/vai sinhrosignālus. Šie signāli līdzīgi kā ar transformācijas apgabala treniņsimboliem tiek lietoti TD izlīdzināšanai un sinhronizācijai. Turklāt šajā posmā tiek pievienotas arī papildinājuma (padding) nolases (skat 2.2.2. apakšnodaļu), piemēram cikliskais prefikss (CP), kas pirmkārt novērš starp-bloku traucējumus (inter-block interference - IBI), bet parasti tiem ir arī citas funkcijas.



2.1. att. PMC sistēmas fiziskais slānis



2.2. att. PMC sistēmas raidītāja pamatjoslas blokhēma



2.3. att. PMC sistēmas uztvērēja pamatjoslas blokhēma

Beidzot, visas nolases tiek multipleksētas virknes plūsmā (dažos gadījumos tas nav nepieciešams, skat 3.2.3. apakšnodaļu) tiek caur impulsu formēšanas filtru (skat 2.4. apakšnodaļu) padoti uz raidītāja pamatjoslas izeju.

2.1.2 Uztvērēja pamatjosla

PMC sistēmas uztvērēja pamatjoslas blokhēma, kas ir parādīta 2.3. attēlā atbilst tipiskai MC uztvērēju arhitektūrai. Tamdēļ ka izlīdzināšana un sinhronizācija tiek veikta uztvērējā, tā pamatjosla ir ievērojami sarežģītāka nekā raidītāja pamatjosla.

Pēc pārneses no AF uz pamatjoslu un analogciparu pārveidotāja (ACP) (skat 2.5. attēlu), ciparu signāls nokļūst uztvērēja pamatjoslā. TD signāls uztvērēja pamatjoslas ieejā tiek padots vienlaicīgi divos zaros - pirmais nodrošina lietderīgās informācijas demodulāciju, bet otrais - sakaru kanāla TD novērtēšanu un sinhronizāciju. Tas ir nepieciešams, jo uztvērējam ir jāveic vismaz rupju (bloku un kadru) laikiztures kā arī (nesējfrekvences nobīdes (carrier frequency offset - CFO) un diskretizācijas frekvences nobīdes (sampling frequency offset - SFO)) frekvences sinhronizāciju lai sāktu demodulāciju.

Bloku laikiztures sinhronizāciju (skat 4.2. apakšnodaļu) nodrošina vadāms virknes-paralēlais (serial to parallel - S/P) pārveidotājs, turpretī CFO sinhronizāciju (skat 5.1.1. apakšnodaļu) nodrošina jāucējs 'CFO compensation', uz kuru tiek padots signāls no kompensējošā ģenerators 'frequency NCO'.

Pirms tiešās unitārās transformācijas bloka, kas nodrošina apakšnesēju demodulāciju (skat 3.1. apakšnodaļu), tiek novāktas papildinājuma (padding) nolases, kuras tiek lietotas cīņai ar IBI un bieži izpilda treniņsecību un sinhronizācijas signālu lomu.

Pēc apakšnesēju demodulācijas, t.i. pārejas no TD uz GD var tikt veikta GD kanāla novērtēšana (skat 6.4. apakšnodaļu) un GD izlīdzināšana (skat 6.5. apakšnodaļu). Izlīdzināšana ir nepieciešama lai atbrīvotos no starpnesēju traucējumiem (inter-carrier interference - ICI) un starp-simbolu traucējumiem (inter-symbol interference - ISI), ko ir radījis sakaru kanāls.

Beidzot, QAM detektors iegūst bināros skaitļus no demodulētajiem kompleksajiem simboliem. Ir jāatzīmē, ka QAM detektēšana ir ievērojami sarežģītāka operācija nekā QAM attēlošana, jo lēmējiekārtai ir jāstrādā ar nolasēm, kuras ir sabojājis troksnis un citi traucējumi sakaru kanālā.

2.2 Pamatjoslas signālu struktūra

Ņemot vērā, apakšnesēju veidošanai tiek izmantota unitārā transformācija, nolases raidītāja pamatjoslas ieejā, t.i. GD, tiek sagrupētas pa blokiem. Pēc transformācijas tās paliek sagrupētas TD blokos.

PMC sistēmas raidītāja pamatjoslas daļā, kompleksie QAM simboli manipulē ar N diskrētām unitārās transformācijas Φ bāzes funkcijām $\varphi(n,k)$ (apakšnesējiem), kur n ir apakšnesēja indekss GD un k ir nolases indekss laika apgabalā (time domain - TD).

2.2.0.1 Vienādojumu forma

Apakšnesēju veidošanu un pāreju no GD uz laika apgabalu (time domain - TD) apraksta vienādojums:

$$x(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X(n)\varphi^{-1}(n,k), \quad k = 0,1,\dots,N-1, \quad (2.1)$$

kur $X(n)$ ir lietderīgās informācijas nolases un N ir kopējais apakšnesēju skaits. Faktiski, GD nolases ir spektra koeficienti, kas nosaka apakšnesēju amplitūdas un fāzes. TD signāls $x(k)$ pārsūtot caur sakaru kanālu tiek sabojāts un uztverto TD signālu apraksta v-ms:

$$y(k) = \sum_{m=0}^{M-1} h(m)x(k-m) + w(k), \quad (2.2)$$

kur h ir sakaru kanāla impulsa reakcija ar garumu M un w ir aditīvs troksnis. GD nolases tiek iegūtas demodulējot apakšnesējus, un to veic tiešā unitārā transformācija:

$$Y(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} y(k)\varphi(n,k), \quad n = 0,1,\dots,N-1. \quad (2.3)$$

2.2.0.2 Matricu forma

Derīgo nolašu bloks X sākotnēji atrodas GD. Pirms pārraides, lietojot inverso unitāro transformāciju, tas tiek pārnestas TD:

$$x = \Phi^{-1} X \quad (2.4)$$

Sakaru kanāls sabojā TD nolases x ar kompozīciju un aditīvu troksni:

$$y = h * x + w = Hx + w, \quad (2.5)$$

kur h ir kanāla impulsa reakcija un H ir TD kanāla matrica. Ja sakaru kanāls ir nemainīgs un lineārs, tad H ir kompozīcijas matrica, kas ir īpašs *Teplika (Toeplitz)* matricu paveids. Uztvērējs pārnes uztvertās TD nolases uz GD, t.i. veic apakšnesēju demodulāciju:

$$Y = \Phi y. \quad (2.6)$$

Ar *izlīdzināšanas* palīdzību (skat 6. nodaļu) tiek iegūti pārraidīto lietderīgās informācijas QAM nolašu novērtējumi $\hat{X} = A^{-1}Y$, kur A^{-1} ir GD izlīdzināšanas matrica.

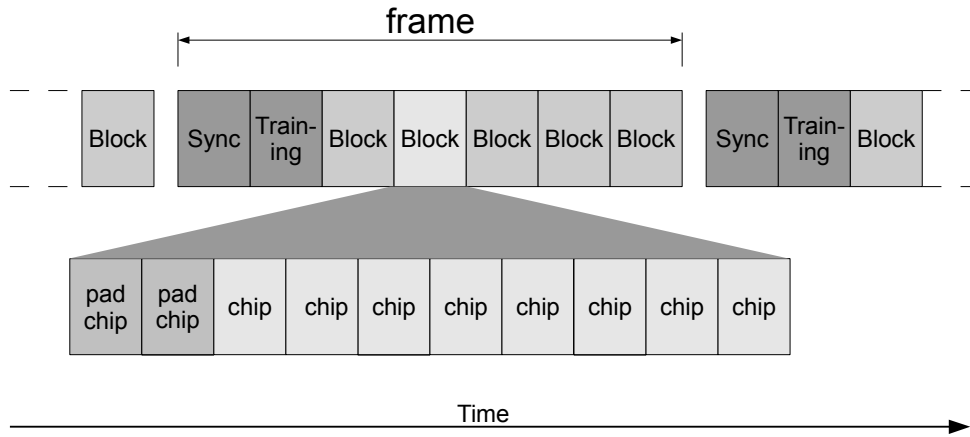
2.2.1 Kadrēšana

PMC sistēmas TD signāla bloki tiek pārraidīti virknē viens aiz otra (skat 2.4. attēlu). Daudzos gadījumos starp lietderīgās informācijas blokiem ir nepieciešams iespraust dienesta informācijas blokus. Šādā situācijā bloki tiek apvienoti kadros. Apvienošana kadros notiek arī, ja tiek lietota asinhrona pakešu pārraide.

2.2.2 Bloku papildināšana

Lai cīnītos ar IBI, laika apgabala bloki tiek papildināti ar nolasēm, kas vienlaicīgi kalpo par aizsargintervālu (guard interval - GI) kā arī nodrošina secību pārraidi priekš sinhronizācijas un izlīdzināšanas. Izplatītākie bloku papildinājuma veidi ir:

- Cikliskais prefikss (cyclic prefix - CP) (2.2.2.1. apakšnodaļa)
- Nuļļu ievietošana (zero padding - ZP) (2.2.2.2. apakšnodaļa)
- Unikālais vārds (unique word - UW) (2.2.2.1. apakšnodaļa)



2.4. att. TD signāla struktūra

2.2.2.1 Cikliskais prefikss

Kad signāls (2.1.) tiek pārraidīts caur sakaru kanālu, kuram piemīt dispersija laikā, parādās starp-simbolu traucējumi (inter-symbol interference - ISI) starp bloka nolasēm. Peleds and Ruizis publikācijā [22] piedāvāja ārkārtīgi efektīvu metodi kā cīnīties ar šo problēmu - ciklisko prefiksu (CP). Bloks x_{cp} ar CP, kura garums ir L , tiek iegūts no oriģinālā TD bloka nokopējot s pēdējās L nolases un ievietojot tās sākumā:

$$x_{cp} = [s_{K-L+1}, s_{K-L+2}, \dots, s_K, s_1, s_2, \dots, s_K]. \quad (2.7)$$

CP spēlē izšķirošu lomu FD izlīdzināšanā (skat 6.5. apakšnodaļu) OFDM sakaru sistēmās. Ja CP garums ir lielāks par kanāla impulsa reakcijas garumu, tad starp-simbolu traucējumu (inter-symbol interference - ISI) un IBI novēršana reducējas uz pareizu bloka pirmās nolases atrašanu, t.i. laikztures sinhronizāciju (skat 4.2. apakšnodaļu).

Diemžēl saskaņā ar veiktajiem pētījumiem [15], CP novērš ICI tikai ja apakšnesēji ir kompleksās eksponentes. Tādējādi, CP nav savietojams ar uz VUR balstītu MC modulāciju.

2.2.2.2 Nuļļu ievietošana

Nuļļu ievietošana (zero-padding - ZP) ir vienkāršākā bloku papildināšanas metode, kas balstās uz nulles nolašu ievietošanu bloka sākumā vai beigās:

$$x_{zp} = [0, 0, \dots, 0, s_1, s_2, \dots, s_K]. \quad (2.8)$$

ZP nodrošina pauzi, kas novērš IBI. Turklāt ZP ir energoefektīvs papildināšanas paņēmiens, jo tā pārraidei netiek tērēta enerģija. Kā trūkumu var atzīmēt faktu, ka nuļļu ievietošanu (zero-padding - ZP) nevar izmantot sinhronizācijai un izlīdzināšanai.

2.2.2.3 Unikālais vārds

Unikālais vārds (unique word - UW) ir tāda papildināšanas metode, kur katrs nolašu bloks s tiek papildināts ar vienu un to pašu secību u :

$$x_{uw} = [u_1, u_2, \dots, u_L, s_1, s_2, \dots, s_K]. \quad (2.9)$$

UW parasti ir zināms uztvērējam un šī īpašība ļauj izmantot UW ne tikai cīņai ar IBI, bet arī sinhronizācijai un izlīdzināšanai. Uz UW balstītai papildināšanai MC sakaru sistēmās ir vairākas priekšrocības salīdzinājumā ar citām metodēm, kas padara šo variantu par optimālu izvēli.

2.3 Sinhronizācijas secības

PMC sistēmas uztvērējam ir jāspēj konstatēt dažādu informācijas vienību (bloku, kadru u.c.) sākumus un beigas kā arī jānodrošina dažādas dienesta informācijas izdalīšanu no uztvertā signāla. Visas sinhronizācijas metodes var tikt klasificētas pēc apgabala (TD, frekvenču apgabals (frequency domain - FD), VUR apgabals (GUR domain - GD) u.c), metodes un sinhronizācijas signāla struktūras.

Saskaņā ar plaši pazīstamo klasifikāciju, kas ir sniegta grāmatā [23], visas metodes tiek iedalītas lēmuma-vadītās (decision-directed - DD), datu-balstītās (data-aided - DA) vai ne datu-balstītās (non data-aided - NDA). Lai nodrošinātu datu-balstītu (data-aided - DA) vai lēmuma-vadītu (decision-directed - DD) sinhronizāciju, ir jāpārtraida sinhronizācijas secības. Ideālā gadījumā tām pašām secībām ir jāspēj nodrošināt visu ar sinhronizāciju un izlīdzināšanu saistīto uzdevumu izpildi.

2.3.1 Sinhronizācijas secību novākšana un pievienošana

Divi populārākie veidi kā pievienot sinhronizācijas secības lietderīgajam signālam ir *iespraustās secības* un *uzliktās secības* (*super-imposed sequences - SIS*). CP un ZP ir tipiski iesprausto secību pārstāvi, tajā pašā laikā UW var būt lietots gan kā iespraustā secība gan kā SIS.

2.3.1.1 Iespraustās secības

Kā no nosaukuma var nojaust, iespraustās secības bloks tiek novietots starp derīgā signāla blokiem. Iespraustās secības ir viegli novācamas ja tiek nodrošināta precīza laikztures sinhronizācija. Galvenais iesprausto secību trūkums ir tas, ka tās patērē tā apgabala resursus, kurā notiek iesprašana, jo secību pārraides laikā derīgā informācija netiek pārraidīta.

2.3.1.2 Uzliktās secības

SIS var nodrošināt ievērojamu caurlaides joslas ietaupījumu patērējot tikai nelielu pārraidāmā signāla dinamiskā diapazona daļu. Sakarā ar to ka SIS tiek pieskaitītas derīgajam signālam, tās nav tik viegli novācamas. Tipiska pieeja balstās uz uzliktās secības (super-imposed sequence - SIS) atņemšanu no uztvertā signāla. Liekālais šīs metodes trūkums ir tas, ka uztvērējam ir precīzi jāzina SIS amplitūdu, kas savukārt ir atkarīga no izlīdzināšanas (skat 6. nodaļu) informācijas.

Šajā promocijas darbā un publikācijā [19] tiek piedāvāts izmantot MC signāla gadījuma raksturu (piemēram, OFDM signāls literatūrā tiek pieņemts par gadījuma procesu ar komplekso Gausa sadalījumu), lai novāktu SIS. Pateicoties šai īpašībai, jebkura SIS vāji korelē ar lietderīgo signālu un to būs iespējams novākt izmantojot attiecīgu filtru. Promocijas darbā ir parakstītas divas pieejas:

- izmantojot VUR;
- izmantojot MF;

Otrajā gadījumā filtrācijas process reducējas uz uztvertā signāla y_{si} un uzliktās secības u skalārā reizinājuma atrašanu:

$$y = y_{si} - \frac{u^* y_{si}}{\|u\|^2} u \quad (2.10)$$

2.3.2 Unikālā vārda secību pārskats

2.3.2.1 Zadofa-Ču secība

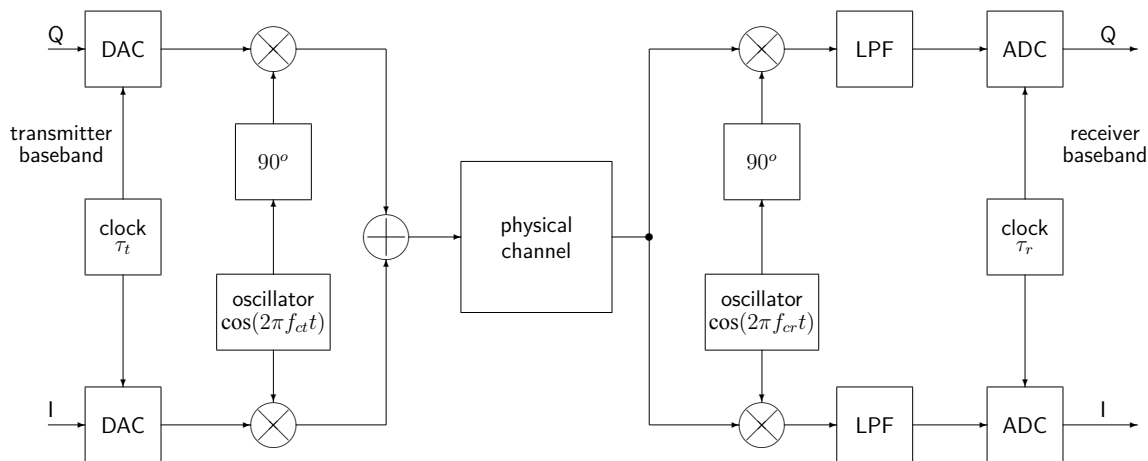
Ču rakstā [24] piedāvāja vienkāršas secības ar ļoti labām korelācijas īpašībām. Šīs secības pieder tā saucamo konstantas amplitūdas nulles autokorelācijas (constant amplitude zero autocorrelation - CAZAC) secību kopai. Zadofa-Ču (Zadoff-Chu - ZC) secību ģenerēšana notiek izmantojot vienādojumus:

$$a_k = \begin{cases} e^{j\frac{M}{Q}\pi k^2} & \text{if } Q \text{ ir nepāra} \\ e^{j\frac{M}{Q}\pi k(k+1)} & \text{if } Q \text{ ir pāra} \end{cases} \quad (2.11)$$

kur $k = 0, 1, \dots, Q - 1$ nolases indekss, M ir vesels skaitlis, kas ir *koprimārs* (*coprime*) ar Q .

2.3.2.2 Šmidla-Koksa secība

Plaši citētajā rakstā [25] autori piedāvā izmantot divus īpašus sinhronizācijas blokus. Pirmais bloks TD sastāv no divām vienādām daļām. Tas tiek ģenerēts izmantojot inverso diskrēto Furjē transformāciju (IDFT) no secības, kur pāra nolases tiek ņemtas no kompleksas pseidotrokšņa (pseudo-noise - PN) secības, bet nepāra nolases ir 0. Šī bloka simetrija padara noturīgu pret frekvences nobīdēm un nodrošina ātru bloka sākuma atrašanu. Turklāt, pāra apakšnesējus var izmantot FD sakaru kanāla novērtēšanai. Otrs bloks sastāv vēl no divām PN secībām un ļauj veikt kanāla novērtēšanu uz atlikušajiem FD apakšnesējiem.



2.5. att. PMC sistēmas fiziskā slāņa analogā un AF daļa.

2.3.3 Sakaru kanāla ietekme uz sinhronizācijas secībām

Dispersija sakaru kanālā kā arī raidītāja un uztvērēja filtros būtiski ietekmē secības, kas tiek lietotas sinhronizācijai. Lai izveidotu efektīvas sinhronizācijas shēmas, ir svarīgi izprast *kompozīcijas* ietekmi uz tādām sinhronizācijas secību īpašībām kā autokorelācija (autocorrelation - AC), šķērskorelācija (cross-correlation - XC), fāze un amplitūda. Eksperimentālie rezultāti promocijas darbā parāda, ka:

- kompozīcija sakaru kanālā būtiski ietekmē signāla šķērskorelācijas (cross-correlation - XC) īpašības, proti, *uztvērtā signāla XC funkcija ir kompozīcija starp pārraidītā signāla autokorelācijas (autocorrelation - AC) funkciju un apgrieztu kanāla impulsa reakciju.*
- nemainīga kompozīcija maz ietekmē signāla AC īpašības.

Tādējādi tiek secināts, ka AC nodrošina stabilāku sinhronizāciju nekā XC.

2.4 Impulsu formēšana un pārnese uz augstfrekvenci

Pēc paralēlā-virknes (parallel-to-serial - P/S) pārveidotāja, kas atrodas aiz MC demodulātorā (skat 2.2. attēlu), diskretizācijas frekvence F_{chip} ir N reizes augstāka nekā unitārās transformācijas bloka takts frekvence. Pirms pārraides sakaru kanālā diskrētās pamatjoslas nolases ir jāpārvērš analogā formā un jāpārnes uz AF.

Pirms ciparu-analogā pārveidotāja (CAP) diskrētais signāls ir jāfiltrē lai novāktu harmonikas, kuras rada pārslēgšanās starp nolāsēm, t.i. faktiski ir jāveic diskretizācijas frekvences paaugstināšana. Ir jāatzīmē, ka galīgas impulsa reakcijas (finite impulse response - FIR) filtrs, kas lieto diskrēto kompozīciju, izraisa ICI.

Pārnese uz augstfrekvenci var notikt pēc klasiskās shēmas (skat 2.5. attēlu), ko sauc par *kvadratūras modulāciju*. Analogais signāls, kas atbilst diskrētā signāla reālajai daļai tiek modulēts ar $\cos(2\pi F_c t)$, tai pašā laikā otrs analogais signāls, kas atbilst imaginārajai diskrētā signāla daļai, tiek modulēts ar $\sin(2\pi F_c t)$, kur ar F_c ir apzīmēta nesējfrekvence.

Secinājumi

- CP *nevar* tikt lietots uz VUR balstītās PMC sistēmās, jo tas nenovērš starpnēsēju traucējumi (inter-carrier interference - ICI).
- UW prefikss ir piemērots izmantošanai uz VUR balstītās MC PMC sistēmās.
- SIS ir alternatīvs sinhronizācijas un treniņsecību pārraides līdzeklis, kas var tikt lietots uz VUR balstītās PMC sistēmās.
- Kompozīcija sakaru kanālā būtiski ietekmē signāla XC īpašības.
- Impulsu formēšanas filtrs uz VUR balstītās PMC sistēmas raidītāja pamatjoslas izejā izraisa ICI.

3 Daudznesēju modulācija

Šī nodaļa ir veltīta uz VUR balstītās MC modulācijas un demodulācijas izpētei.

3.1 Unitārās transformācijas ciparu modulācijai

Unitārās transformācijas var tikt lietotas MC modulācijas un demodulācijas veikšanai (skat 2.2. apakšdaļu). Kaut arī ir zināms liels skaits dažāda tipa unitāro transformāciju, tikai dažās no tām tiek plaši lietotas MC modulācijai. Populārākās unitārās transformācijas, kas tiek lietotas šim nolūkam ir:

3.1.1 Vienības transformācija

Vienības transformāciju reprezentē *vienības matrica*. Tā kā šajā gadījumā nekādas izmaiņas ar signālu nenotiek, tad faktiski notiek parasta QAM signāla pārraide.

3.1.2 Furjē transformācija

Tipisks uz diskrēto Furjē transformāciju (DFT) balstīts MC modulācijas piemērs ir OFDM. Šīs transformācijas bāzes funkcijas (BF) tiek definētas sekojoši:

$$\varphi(k, n) = e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} \quad (3.1)$$

3.1.3 Kompleksā Adamāra transformācija

Kompleksās Adamāra transformācijas BF $\varphi(n, k)$ ir kompleksās Adamāra matricas kolonnas [26]. Adamāra transformācija, kas sastāv tikai no reālām BF tiek saukta par WHT.

$$\Phi_1 = \begin{bmatrix} 1 & -j \\ 1 & j \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$\Phi_n = \Phi_1 \otimes \Phi_{n-1} = \Phi_1 \otimes^n \quad (3.3)$$

3.1.4 Vispārinātā Unitārā Rotācija

Vispārinātā Unitārā Rotācija (VUR)¹ ir algoritms, kas ļauj faktorizēt unitārās matricas, izmantojot rotācijas kompleksās un reālās signālu telpās. Tas nav vienīgais algoritms, kas nodrošina matricu faktorizāciju, skat. piemēram [29].

No otras puses, VUR nodrošina mehānismu unitāru bāžu radīšanai, faktorizējot N-dimensionālas (patlaban 2-dimensionālas) rotācijas. Vispārinātās Unitārās Rotācijas (VUR) unitārās transformācijas matrica tiek definēta sekojoši:

$$\Phi = \prod_{p=\log_2(N)}^1 B_p(\phi, \gamma, \psi), \quad (3.4)$$

kur ϕ , γ un ψ ir reāli leņķi, kas var pieņemt vērtības $\in [0; 2\pi]$, un kāpņveida vispārinātā ortogonālā rotācijas matrica (stairs-like orthogonal generalized rotation matrix - SOGRM) B_p tiek definēta sekojoši:

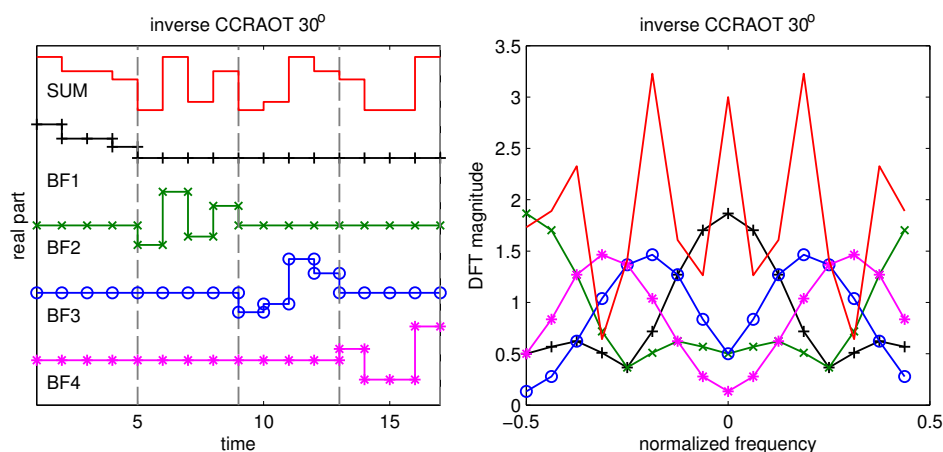
$$B_p = \begin{bmatrix} \tau_{1,p}^1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tau_{2,p}^1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & \tau_{N/2,p}^1 \\ \tau_{1,p}^2 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tau_{1,p}^2 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & \tau_{N/2,p}^2 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Šī matrica satur savstarpēji nesaistītu plakņu rotācijas, kas arī nodrošina ātru galīgās matricas (3.4.) faktorizāciju, izmantojot $\log_2(N)$ šādas matricas. Kāpņveida vispārinātās ortogonālās rotācijas matricas (stairs-like orthogonal generalized rotation matrix - SOGRM) elementi tiek iegūti no četrus elementu elementāro rotāciju matricām. Elementārās rotācijas matricas piemērs ir dots (3.6.), taču vispār ir iespējami 64 dažādi elementāro rotācijas matricu varianti.

¹Jēdzienu "VUR" ieviesa Misāns and Valters [27], agrākajās publikācijās [28] šī transformācija tika saukta par "Fī transformāciju".

Saīsinājums	Paskaidrojums
RABOT	Vispārēja transformācija, visi leņķi dažādi
CCRAOT	SOGRM ir vienādas, visi SOGRM leņķi ir vienādi (<i>Promocijas darbā, skaitlis blakus transformācijas nosaukumam ir leņķis ϕ v-mā 3.6., kur pārējie leņķi, ja nav doti, ir $\gamma = \pi/2, \psi = 0$).</i>
CRAIMOT	SOGRM ir dažādas, visi vienas SOGRM leņķi ir vienādi

3.1. tabula. Apkopojums par dažām VUR transformācijām.



3.1. att. 16 QAM nolašu 1000 0100 0010 0001 pārraide, izmantojot MC modulāciju, balstītu uz 4 bāzes funkciju inverso CRAOT 30°

$$\Upsilon = \begin{bmatrix} \tau_{q,p}^1 \\ \tau_{q,p}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mp \sin \phi_{q,p} e^{-j\psi_{q,p}} & \cos \phi_{q,p} e^{j\gamma_{q,p}} \\ \cos \phi_{q,p} e^{-j\gamma_{q,p}} & \pm \sin \phi_{q,p} e^{j\psi_{q,p}} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3.1.4.1 Unitāro bāžu radīšana ar izvēlētu pirmo bāzes funkciju

Viens no svarīgākajiem VUR pielietojumiem ir tādu unitāru bāžu sintēze, kur viena no BF tiek uzdota. Ar šādas unitāras transformācijas palīdzību var veikt gan noteikta signāla filtrāciju (skat 2.3.1.2. nodaļu), gan noteiktas formas apakšnesēju veidošanu MC modulācijai. Turklāt, ir iespējams veikt tādu signālu saspiešanu, kas ir līdzīgi dotajam.

Lai radītu *unitāras* bāzes, izmantojot VUR, ir nepieciešams veikt rotācijas *kompleksā* telpā. Promocijas darbā ir parādīts, ka šis uzdevums var būt atrisināts lietojot rotāciju pārus [28] divās reālajās telpās. Algoritma [28] ierobežojums ir, ka tas var veikt tikai tādu unitāru bāžu sintēzi, kuru garums ir 2^Z . **Šī promocijas darba ietvaros augstāk minētais algoritms tika uzlabots un tagad ir iespējams radīt jebkura izmēra unitārās bāzes.**

3.1.4.2 VUR transformāciju klasifikācija

Tabulā 3.1., kura ir pārrakstīta no [14] apkopo informāciju par dažām visbiežāk šajā promocijas darbā lietotajām VUR apakšklasēm. 3.1. attēlā ir dots 16 nolašu pārraides uz 4 apakšnesējiem piemērs, izmantojot inverso konstanta kompleksa rotācijas leņķa OT (constant complex rotation angle OT - CCRAOT) ar 4 bāzes funkcijām.

3.2 Daudznesēju modulātoru un demodulātoru konfigurācijas

MC modulāciju un demodulāciju var veikt izmantojot dažādus paņēmienus un unitārās transformācijas konfigurācijas.

3.2.1 PMC sistēma ar matricas tipa transformācijas algoritmu

Vienkāršākais un visizplatītākais veids kā veikt unitāro transformāciju ir atkārtot visas darbības, kas tiek veiktas reizinot ar unitārās transformācijas matricu (3.4.) vai atsevišķām kāpņveida vispārinātās ortogonālās rotācijas matricām (stairs-like orthogonal generalized rotation matrices - SOGRMs). Jāatzīmē, pat ja mēs lietojam CCRAOT, kur visi leņķi ir vienādi, ir iespējams radīt bezgalīgu daudzumu dažādu unitāro transformāciju.

Tādējādi pat šī relatīvi vienkāršā konfigurācija nodrošina pietiekoši augstu PMC sistēmas elastību.

3.2.2 PMC sistēma ar kokveida unitārās transformācijas algoritmu

Tā kā transformācijas izpilde, faktiski ir dotā vektora projekciju uz unitārās transformācijas BF (matricas rindām) atrašana, tad šo procesu var iedomāties kā salāgoto filtrāciju izmantojot filtru banku, kas sastāv no unitārās transformācijas BF. Šī koncepcija ir atradusi pielietojumu augstas efektivitātes filtru banku risinājumos [4], kas ir attiecināmas uz dažādām *frekvenču daļes* sistēmām, tādām kā filtrētā daudztoņu (filtered multitone - FMT) un FBMC modulācijas.

3.2.2.1 VUR faktorizācija izmantojot kokveida algoritmu

Lai faktorizētu (3.4.) ir iespējams lietot kokveida struktūras. Šajā gadījumā par pamatvienību kalpo elementārā vispārinātā unitārā rotācija (Elementary Generalized Unitary Rotation - EGUR), kuru apraksta vienādojums (3.6.). EGUR modulis ir vadāms ar diviem parametriem:

1. tiešā/inversā transformācija (boolean);
2. rotācijas leņķis (double);

EGUR modulis var tikt lietots kā daļa no:

- 2D rekonstrukcijas moduļa (2Re);
- 2D dekompozīcijas moduļa (2De);

Šis modulis strādā ar 2 virknes nolāsēm, bet izejā izdod 2 paralēlas nolases. 4-dimensionāla dekompozīcija var būt izveidota lietojot trīs 2-D dekompozīcijas blokus. Promocijas darbā ir dots apraksts kā uzbūvēt jebkura izmēra dekompozīcijas vai rekonstrukcijas kokus.

3.2.3 Transmultiplexors

MC sistēmas, kur sintēzes filtru banka (rekonstrukcija) atrodas raidītājā, bet analīzes filtru banka (dekompozīcija) atrodas uztvērējā, sauc par *transmultiplexoriem*. Piemēram, Filtrētās daudztoņu (filtered multitone - FMT) modulācijā katrs apakšnesējs tiek veidots izmantojot atsevišķu joslas filtru, kas savukārt tiek iegūti kombinējot zemo frekvenču filtrus un IDFT

Promocijas darbā ir piedāvāts uz VUR balstīts transmultiplexors un dota šāda tipa PMC sistēmas blokshēma. Ņemot vērā, ka sintēzes filtru banka rada virknes nolašu plūsmu unitārās transformācijas bloka izejā, sinhrosignālu pievienošana TD paliek komplicēta. Tādēļ transmultiplexora konfigurācijā tiek piedāvāts maksimāli lietot GD sinhronizācijas secības un arī izlīdzināšanu veikt VUR apgabalā.

3.2.4 Apakšjoslu kodērs

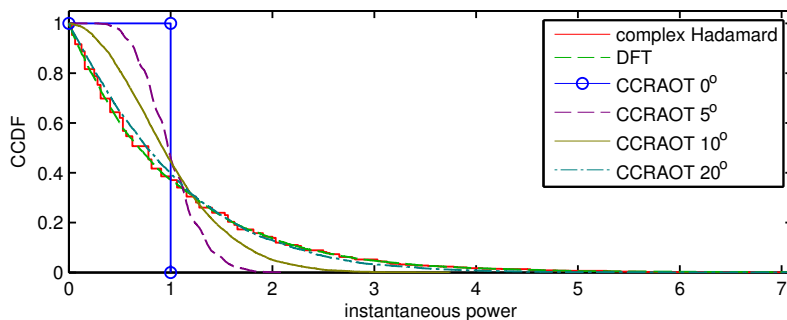
Ja mēs samainīsim rekonstrukcijas un dekompozīcijas blokus, t.i. novietosim dekompozīciju raidītājā, bet rekonstrukciju uztvērējā, mēs iegūsim *apakšjoslu koderu*. Pirmo reizi koncepciju par uz VUR balstītu apakšjoslu koderu piedāvāja Misāns un Valters [12]. Apakšjoslu kodera gadījumā problēmas rodas ar sinhronizācijas secību pievienošanu GD, t.i. pirms unitārās transformācijas raidītājā, jo šeit mums ir darīšana ar virknes nolašu plūsmu. Ja tomēr ir nepieciešams to veikt, ir jālieto virknes-paralēlā (serial to parallel - S/P)-P/S, kaskāde, kas ir neefektīva un palielina aizturi sakaru sistēmā. Uztvērēja pusē visas manipulācijas ar signālu, ieskaitot izlīdzināšanu (skat 6.5. apakšnodaļu) ir vēlams veikt TD, jo šeit mums ir pieejami nolašu bloki paralēlā formā.

3.2.5 MC modulātoru veikspējas salīdzinājums: simulāciju rezultāti

Matricas tipa modulātoru/demodulātoru, transmultiplexora un apakšjoslu kodera veikspējas tika salīdzinātas izmantojot datorsimulācijas. Modelis nodrošināja ideālu laikiztures un frekvences sinhronizāciju un notika pārraide caur sakaru kanālu ar aditīvo balto Gausa troksni (additive white Gaussian noise - AWGN). Visas konfigurācijas uzrādīja praktiski vienādu veikspēju, tomēr apakšjoslu kodērs nodrošināja nedaudz zemāku BER. Šāds rezultāts ir gluži dabisks, jo aditīvais baltais Gausa troksnis (additive white Gaussian noise - AWGN) rada vienādu iespaidu uz visām unitārām transformācijām [15]. Daudz interesantāk būtu lietot kanālu ar dispersiju, taču šajā gadījumā būtu jāveido katram gadījumam īpašas izlīdzināšanas shēmas.

3.3 MC signāla maksimālās pret vidējo jaudas attiecība (PAPR)

Ņemot vērā, ka MC signāls sastāv no daudziem signāliem, kas ir sasummēti savā starpā, tam var būt visai ievērojamas apliecības svārstības. Attiecība starp signāla maksimālo montāno jaudu un vidējo jaudu tiek saukta par maksimālo-pret-vidējo jaudas attiecību (peak-to-average power ratio - PAPR) un nepārtrauktam signālam



3.2. att. Dažādu MC signālu CCDF salīdzinājums

$s(t)$, izsakot decibelos, tas ir definēts sekojoši:

$$\Omega = 10 \log_{10} \frac{\max[s^2(t)]}{E[s^2(t)]} \quad (3.7)$$

Nelinearitātes sakaru sistēmās atstāj lielāku negatīvo iespaidu uz signāliem ar lielāku PAPR. Turklāt, signālu ar lielu pīķa faktoru pastiprināšanai ir nepieciešami pastiprinātāji ar lielu dinamisko diapazonu, kas savukārt noved pie zemas raidītāja energoefektivitātes.

Signāla momentānās jaudas fluktuāciju diapazonu var ļoti labi novērtēt, ja sastāda signāla momentānās jaudas saistīto varbūtību sadalījuma funkciju (complementary cumulative distribution functions - CCDF). 3.2. attēlā ir parādītas saistītās varbūtību sadalījuma funkcijas (complementary cumulative distribution functions - CCDF) dažiem daudznesēju signāliem, kas ir veidoti transformējot 4QAM signālu. Grafikā mēs varam novērot, ka MC signāliem, kuri iegūti izmantojot DFT un WHT (skat 3.1.3. apakšnodaļu) ir garas 'astes', kas liecina par lielu PAPR. Grafikā ir arī redzams, ka MC signāla, kas iegūts lietojot CCRAOT, pīķa faktors mainās plašās robežās atkarībā no leņķa ϕ . Vismazākais PAPR ir sasniedzams pie CCRAOT 0° , kas atbilst parastam 4QAM signālam.

3.3.1 PAPR samazināšana izmantojot uzliktās secības

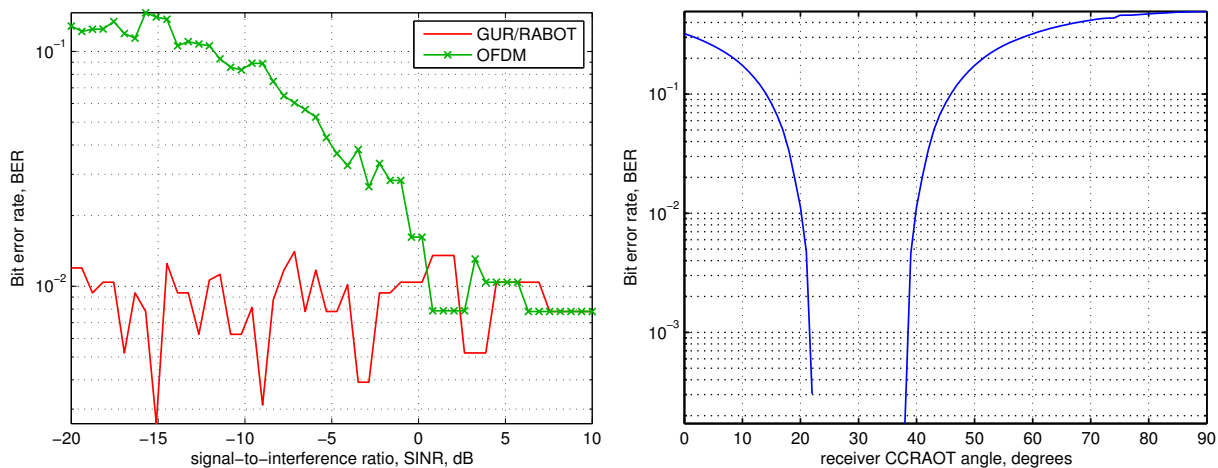
Saskaņā ar vairāku pētījumu rezultātiem, lietojot SIS ir iespējams panākt signāla pīķa faktora samazināšanos. Lai samazinātu summārā signāla PAPR ir jāizvēlas SIS ar mazām amplitūdas fluktuācijām. Labi kandidāti šim nolūkam ir maksimāla garuma secība (maximum length sequence - MLS) (m-secība) vai CAZAC secība, piemēram ZC secība.

3.4 Unitārās transformācijas izvēle

Izmantojot VUR algoritmus ir iespējams izveidot bezgalīgu daudzumu unitāro transformāciju. Tādēļ rodas dabisks jautājums: "Pēc kādiem kritērijiem izvēlēties unitāro transformāciju?"

Ņemot vērā, ka jebkuras datu pārraides sistēmas uzdevums ir nodrošināt maksimālu pārraides ātrumu dotajā frekvenču joslā un patērēt pēc iespējas mazāk enerģijas, BF izvēlei ir jānodrošina šo kritēriju apmierināšanu. Ir vairāki kritēriji, kas ietekmē PMC sistēmas caurlaides spēju un enerģijas patēriņu un līdz ar to unitārās transformācijas izvēli:

- Transformācijas izvēle var notikt saskaņā ar kanāla stāvokļa informācija (channel state information - CSI)(skat 6.4. apakšnodaļu). Oka un Fossoriers [11] izmantoja leņķu matricu, kas ir līdzīga (3.5.) lai uzbūvētu ortogonālo transformāciju (orthogonal transforms - OT) saimi. Eksperimentu rezultātā tika parādīts ka sakaru sistēmas bitu kļūdu koeficients (bit error ratio - BER) ir atkarīgs no leņķiem, ja sakaru kanāls ir ar dispersiju. Turklāt tika parādīts, ka ir iespējams atrast tādas leņķu kombinācijas, kas nodrošina augstāku veiktspēju nekā OFDM.
- Doktora disertācija [9] ir veltīta laikā strauji mainīgu sakaru kanālu laika-frekvences reprezentāciju izpētei. Darbā veiktie secinājumi, ka šādu kanālu īpašfunkcijas nav sinusoidālas, apliecina transformāciju ar nesinusoidālām BF augsto potenciālu.
- Transformācija var tikt izvēlēta lai mazinātu ārējā trokšņa avota ietekmi. Izmantojot VUR ir iespējams panākt, ka viena no bāzes funkcijām sakrīt ar periodisku traucējuma signālu. Šādā gadījumā traucējuma ietekme reducēsies tikai uz vienu apakšnesēju un PMC sistēma spēs turpināt darbu pat ja attiecība



3.3. att. Gadījuma 64-nolašu periodiska signāla ietekme uz OFDM un speciāli noskaņotu uz VUR balstītas PMC sistēmas veiktspēju (pa kreisi). Leņķiskā rezonanse PMC sistēmā, kur raidītājs izmanto CCRAOT 30°(pa labi).

signāls/traucējums (signal-to-interference ratio - SINR), t.i. lietderīgā signāla jaudas attiecība pret traucējuma jaudu, būs -20dB. 3.3. attēlā (pa kreisi) ir parādīts simulācijas rezultāts, kur periodisks platjoslas troksnis sakaru kanālā uzklājas lietderīgajam signālam. Eksperimentā ir salīdzināta OFDM un uz VUR balstītas PMC sistēmas, kur viena BF sakrīt ar traucējošo signālu (skat 3.1.4.1. apakšnodaļu) veiktspēja.

- Transformācijas izvēle var notikt atbilstoši sinhronizācijas precizitātei. BF ar kompaktu laika-frekvences reprezentāciju, piemēram veivleti FBMC sistēmās, ievērojami samazina ICI, kas rodas no CFO.
- Kā jau tika minēts, lietojot VUR ir iespējams iegūt bezgalīgu daudzumu transformāciju. Ja uztverošā puse nezina kāda transformācija tiek lietota raidītājā, tā nespēj saņemt noraidīto informāciju. Šo īpašību var lietot drošu un pat maskētu komunikāciju nodrošināšanai. 3.3. attēlā (pa labi) ir parādīts leņķiskās rezonances simulācijas piemērs, no kura ir redzams, ka ja pat uztvērējs zina, ka raidītājs lieto CCRAOT, leņķa parametra kļūda nedrīkst pārsniegt 8°.
- Variējot VUR parametrus ir iespējams mainīt pārraidāmā signāla PAPR (skat 3.3. apakšnodaļu). Šo īpašību var lietot lai pieskaņotos sakaru kanāla nelinearitātēm.

3.4.1 Parametriskas daudznesēju modulācijas sistēmas

Viena no lielākajām VUR priekšrocībām ir tā, ka unitāro transformāciju var aprakstīt izmantojot leņķu kopu, kas daudzos gadījumos ir mazāka par matricas koeficientu skaitu. Šī īpašība padara VUR īpaši piemērotu PMC sistēmām, kurās transformācija mainās dinamiski, atkarībā no apstākļiem. Ņemot vērā, ka transformācijai raidītājā un uztvērējā ir jāmainās vienlaicīgi, ir nepieciešams mehānisms regulārai transformācijas parametru pārraidei. To var veikt izmantojot īpašus bloku vai kadru prefiksus. Ņemot vērā, ka daudzos gadījumos ir nepieciešama *atgriezeniskā saite* no uztvērēja uz raidītāju, promocijas darbā piedāvātās sistēmas arī pieder sakaru sistēmu ar ierobežotu atgriezenisko saiti (communication systems with a limited feedback) [30] grupai.

Daudzi no kritērijiem, kas minēti 3.4. var būt laikā mainīgi un periodiska transformācijas pieskaņošana uzlabos sakaru sistēmas veiktspēju. Piemēram, mobilajam sakaru kanālam pastāvīgi mainās impulsa reakcija un ārējie traucējumi, sinhronizācijas stāvoklis u.c. Turklāt transformāciju var mainīt periodiski lai panāktu papildus daudzveidību un drošību.

Secinājumi

- PMC sistēmā ar kanālu, kur ir tikai AWGN, matricas tipa un kokveida MC modulātoru veiktspēja ir līdzīga.
- Kokveida MC modulātoru konfigurācijas pieprasa tādu sinhronizācijas un izlīdzināšanas algoritmu lietošanu, kas ir spējīgi darboties ar nepārtrauktu nolašu virkni.
- Uz CCRAOT balstīta MC signāla PAPR ir proporcionāls leņķa parametram, ja leņķis mainās no 0° līdz 45°.
- Uz VUR bāzētas transformācijas izvēle var notikt saskaņā ar kanāla impulsa reakciju, ārējiem traucējumiem, sinhronizācijas precizitāti, drošības prasībām un kanāla nelinearitāti.

4 Laikiztures sinhronizācija

Šis nodaļas mērķis ir aplūkot zināmās laikiztures sinhronizācijas metodes un pārbaudīt to savietojamību un ierobežojumus uz VUR balstītu PMC sistēmu kontekstā. Tiek aprakstīti arī jauni bloku laikiztures nobīdes (block timing offset - BTO) novērtēšanas algoritmi.

4.1 Pārskats

Uztvērēja pamatjoslas ieejā ienāk nepārtraukta diskrešu nolašu plūsma, kuras diskretizācijas frekvence ir vairākas reizes augstāka par čipu frekvenci, tādēļ ir nepieciešams mehānisms šīs plūsmas sadalīšanai čipos, blokos un kadros. Lai sadalītu plūsmu pareizās vietās, ir nepieciešams noteikt katra meklējamā nolašu bloka relatīvo laika nobīdi. Ja ir zināma tekošā laika nobīde ir iespējams prognozēt bloku pozīcijas arī nākotnē. Operācija, kas atbild par laikiztures nobīdes noteikšanu tiek saukta par *laikiztures nobīdes novērtēšanu*. Ir vairākas labi zināmas laikiztures nobīdes novērtēšanas metodes:

- datu-balstīta (data-aided - DA) laikiztures nobīdes novērtēšana, kas balstās uz AC starp signāla daļām, kas atkārtojas;
- lēmuma-vadīta (decision-directed - DD) laikiztures nobīdes novērtēšana, kas balstās uz MF, t.i. šķērskorelāciju (cross-correlation - XC);
- ne datu-balstīta (non data-aided - NDA) laikiztures nobīdes novērtēšana, kas balstās uz laikiztures nobīdes noteikšanu analizējot izmaiņas lietderīgajā signālā;

Lielākā daļa BTO novērtētāju priekš OFDM ir datu-balstīti (data-aided - DA) novērtētāji, kas izmanto CP autokorelāciju [31]. Tā kā CP nav piemērots PMC sistēmām (skat 2.2.2.1. apakšnodaļu un 6.5.2. apakšnodaļu), ir nepieciešamas citas metodes BTO novērtēšanai.

Vēl viens no plaši izmantojamiem BTO noteikšanas mehānismiem sakaru sistēmās balstās uz UW prefiksa un XC kombinācijas izmantošanu. Tas tradicionāli tiek plaši lietots kadru sinhronizācijai gan vienas nesējas gan MC sakaru sistēmās. Pašlaik ir ieguvusi popularitāti arī CP aizvietošana ar UW uz OFDM balstītās sakaru sistēmās. Daudzi BTO novērtētāji precizitātes uzlabošanai izmanto FD informāciju, kas nav pieejama uz VUR balstītās PMC sistēmās.

4.2 Bloku sinhronizācija

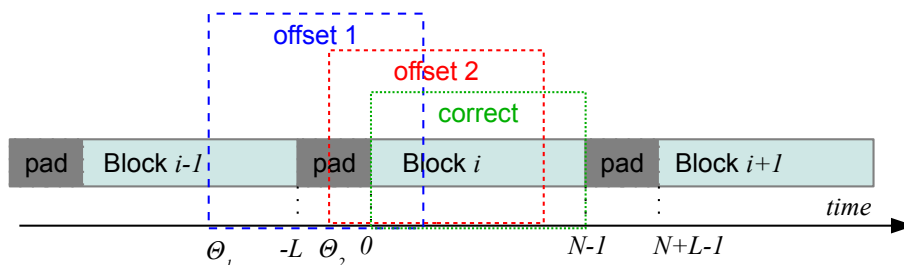
Ņemot vērā, ka MC demodulācijas veikšanai tiek lietota unitārā transformācija, čipu plūsmu uztvērēja ieejā ir nepieciešams sadalīt blokus. Ja tiek lietota transformācija, kura ir jūtīga pret ieejas vektora nobīdēm, sadalīšanai blokus ir jābūt veiktai ar pusnolases precizitāti, pretējā gadījumā uztverto nolašu (2.6.) demodulācija nebūs iespējama.

4.2.1 Bloku laikiztures nobīdes ietekme

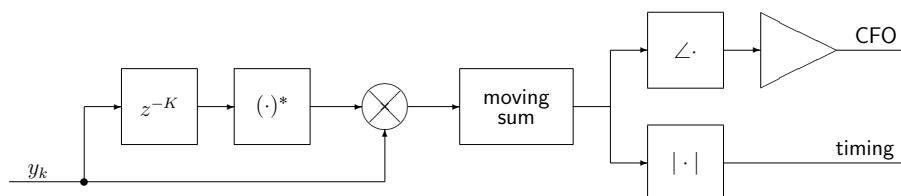
Bloku laikiztures nobīde ir nopietna problēma MC sakaru sistēmās. Gadījumā, ja tiek izmantota bloku papildināšana (skat 2.2.2. apakšnodaļu), nepareizi noteiktas bloka robežas var radīt divas dažādas situācijas (skat 4.1. zīmējumu):

- transformāciju no diviem nepilnīgiem nolašu blokiem, kas ir atdalīti ar papildinājumu;
- transformāciju no nepilnīga bloka ar nepilnīgu papildinājumu;

OFDM sakaru sistēmās otrā tipa BTO problēma ir atrisināta pateicoties CP izmantošanai. Pateicoties diskretās Furjē transformācijas (DFT) īpašībām, cikliska bloku nobīde *neizraisa* ICI (skat 6.3.2. apakšnodaļu). Radītā fāžu nobīde var tikt novērsta izmantojot frekvenču apgabala izlīdzināšanu (frequency domain equalization - FDE), kura ir spējīga strādāt ar otrajā veidā nobīdītiem pilottoniēm. Tā kā uz VUR balstītās PMC sistēmās kanāla novērtēšana un izlīdzināšana notiek GD, kurā jebkura nobīde izraisa ICI, pirms GD izlīdzināšanas ir nepieciešama bloku laikiztures sinhronizācija 1 nolases robežās.



4.1. att. Bloku nobīdes tipi



4.2. att. Kombinētais uz AC-balsfīts BTO un FCFO novērtētājs

4.2.2 Bloku laikztures nobīdes novērtēšana

4.2.2.1 Datu-balsīta bloku laikztures nobīdes novērtēšana

DA novērtētāji izmanto signāla struktūru nevis saturu lai iegūtu nepieciešamo novērtējumu. AC starp daļām, kas atkārtojas, ir tipisks datu-balsīta (data-aided - DA) novērtētāja piemērs.

Literatūrā par OFDM ir aprakstītas vairākas vienkāršas DA metodes BTO novērtēšanai, ja sakaru sistēma izmanto CP (skat 2.2.2.1. apakšnodaļu). Agrās publikācijās (1993.g) autori izmantoja absolūto vērtību starpību starp signālu un tā kopiju, kas ir aizturēta par N nolasēm. Vēlākos rakstos citi autori [31] izmanto AC:

$$v_{ac}(k) = \sum_{m=k}^{k+L-1} y(m)y^*(m+N), k \in \{0, \dots, \theta, \dots, N+L-1\} \quad (4.1)$$

Šajā gadījumā bloku laikztures nobīde (block timing offset - BTO) $\hat{\theta}_{ac}$ ir nosakāma sekojoši:

$$\hat{\theta}_{ac} = \arg \max_{\theta} \{v_{ac}(\theta)\} \quad (4.2)$$

Datu-balsīta BTO novērtēšana uz VUR balsītā PMC sistēmā

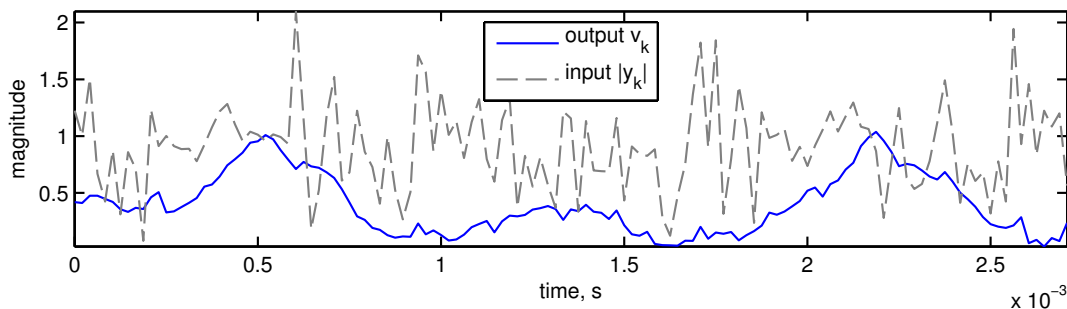
Eksperimentālie rezultāti [15] parādīja, ka uz VUR balsītās PMC sistēmās CP lietošana nav pamatota jo nesniedz vēlamu rezultātu. Kā efektīva alternatīva tika izvēlēts unikālā vārda (unique word - UW) prefikss (skat 2.2.2.3. apakšnodaļu). Ņemot vērā, ka UW prefikss atkārtojas katrā blokā, var tikt lietotas daudzas uz AC balstītas metodes, kas sākotnēji bija paredzētas darbam ar CP. 4.2. attēlā ir parādīta BTO un FCFO (skat 5.3.1.1. apakšnodaļu) novērtētāja blokshēma, kas balstās uz vienādojumu (4.1.).

Kaut arī augstāk minētais novērtētājs ir relatīvi vienkāršs, tas nevar tieši vadīt virknes-paralēlo (serial to parallel - S/P) pārveidotāju uztvērēja ieejā, jo tas izdod lēni augošu bloku robežas iespējamību (skat 4.3. attēlu). Lai vadītu S/P pārveidotāju, ir jāatrod signāla v_k maksimums, turklāt meklēšanu ir jāveic visa bloka robežās, jo var būt vairāki lokāli maksimumi (skat 4.3. attēlu). Meklēšanas rezultātā tiek atrasta BTO, kas var tikt lietota laikztures korekcijai (skat 4.2.3. apakšnodaļu).

Maksimālās iespējamības uz AC balstīts laikztures nobīdes novērtētājs

4.2.2.1. apakšnodaļā aprakstītais BTO novērtētājs nav optimāls, jo tas neņem vērā sinhronizējošās secības statistiskās īpašības. Maksimālās iespējamības (maximum likelihood - ML) novērtēšanas tehnika, ko plaši izmanto daudzos OFDM sakaru sistēmās var tikt pārnesta uz VUR balstītām PMC sistēmām.

Viena no populārākajiem ML novērtētājiem priekš OFDM ar CP ir prezentēts rakstā [31]. Promocijas darbā šī metode tika pārnesta uz MC PMC sistēmām ar *normāli sadalītu* UW prefiksu. Piedāvātā ML novērtēšanas tehnika balstās uz statistiku (4.1.) kopā ar papildus statistiku:



4.3. att. Signāli UW autokorelāciju balstīta BTO novērtētājā.

$$a(m) = \frac{1}{2} \sum_{k=m}^{m+L-1} |y(k)|^2 + |y(k+N)|^2 \quad (4.3)$$

Rezultātā tiek iegūta bloku nobīde formā:

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg \max_{\theta} \{ |y(\theta)| - \rho a(\theta) \} \quad (4.4)$$

kur

$$a(m) = \frac{1}{2} \sum_{k=m}^{M+L-1} |y(k)|^2 + |y^*(k+N)|^2, \quad (4.5)$$

un

$$\rho = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} = \frac{SNR}{SNR + 1}, \quad (4.6)$$

un σ_s un σ_n ir attiecīgi UW signāla un trokšņa standartnovirzes.

4.2.2.2 Lēmuma-vadīta bloku laikztures nobīdes novērtēšana

Uz XC balstīti novērtētājs ir tipisks lēmuma-vadīts (decision-directed - DD) novērtētājs, kur galveno lomu spēlē sinhronizējošās secības saturs. Uz XC jeb, citiem vārdiem sakot uz MF, balstīti novērtētāji tiek plaši lietoti kadru sinhronizācijai un paketes sākuma noteikšanai.

Lēmuma-vadīta BTO novērtēšana uz VUR balstītā PMC sistēmā

Katrā blokā izvietotās UW secības dod iespēju nodrošināt uz XC balstītu BTO novērtēšanu. Ja mēs atzīmēsim uztvertās nolases ar y un zināmās UW nolases ar u , tad korelatora darbību apraksta sekojošs vienādojums:

$$c_{xc}(k) = \sum_{m=1}^L y(k+m)u(m)^* \quad (4.7)$$

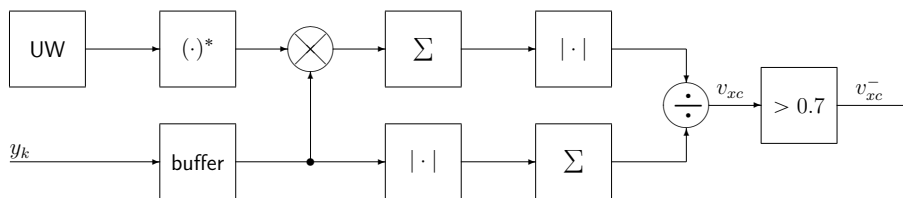
kur L ir UW prefiksa garums un $(\cdot)^*$ apzīmē kompleksi-saistīto vērtību. Lai nodrošinātu normalizāciju ir nepieciešams dalīt iegūto signālu ar signāla moduļa vidējo vērtību:

$$v_{xc}(k) = \frac{c_{ac}(k)}{y(k)} = \frac{\left| \sum_{m=1}^L y(k+m)u(m)^* \right|}{\sum_{m=1}^L |y(k+m)|} \quad (4.8)$$

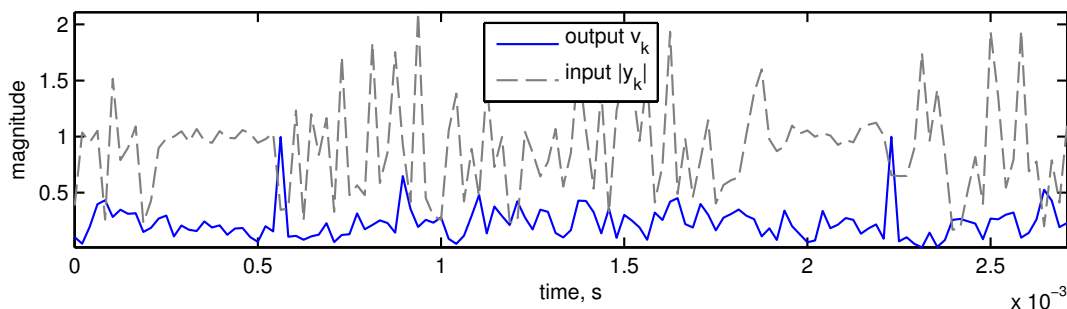
BTO novērtējumu var iegūt atrodot nolases v_{xc} , kuru vērtība pārsniedz sliekšni v_{xc0} :

$$\hat{\theta}_{xc} = \arg \{ v_{xc}(\theta) \} \Big|_{v_{xc} > v_{xc0}} \quad (4.9)$$

BTO novērtētāja, kas izmanto XC, blokshēma ir dota 4.4. attēlā. Ja tiek lietotas secības ar labām korelācijas īpašībām (skat 2.3. apakšnodaļu), tad šīs novērtētājs izdod vienu nolasi ilgu pīķi katra UW prefiksa sākumā (skat 4.5. attēlu).



4.4. att. Uz XC balstīts BTO novērtētājs



4.5. att. Signāli uz UW XC balstītā BTO novērtētājā

4.2.2.3 Kombinētais bloku laikztures nobīdes novērtētājs

Uz AC balstītais BTO novērtētājs nodrošina tikai aptuvenu bloku robežu noteikšanu, tajā pašā laikā uz XC balstītais atrod UW secības sākumu ļoti precīzi. No otras puses, uz XC balstītais novērtētājs ir daudz jūtīgāks pret aditīvu troksni un dispersiju sakaru kanālā un filtros (skat 2.3.3. apakšnodaļu) nekā uz AC balstītais novērtētājs. Ņemot vērā, ka abu novērtētāju rezultāti atšķiras, to kombinēšanai ir jāizmanto pietiekoši intelīģents algoritms. Pētījumu rezultātā ir izstrādāts novērtētājs, kas izvēlas novērtējumu ar minimālo absolūto vērtību. Simulācijas rezultāti, kas ir doti 4.2.4. apakšnodaļā parāda, ka tas ievērojami uzlabo PMC sistēmas veiktspēju.

4.2.3 Bloku laikztures sinhronizācija

Bloku laikztures sinhronizācija var tikt nodrošināta divos veidos:

- Lietojot atgriezeniskās saites (slēgtās cilpas) sinhronizatoru. Šajā gadījumā novērtētājs atrodas *aiz* S/P pārveidotāja un mēra atlikušo laikztures nobīdi. Noteiktā nobīde caur automātiskās vadības ķēdi regulē skaitliski vadāmo ģeneratoru (numerically controlled oscillator - NCO), kas vada S/P pārveidotāju. Sistēma strādā cilpas režīmā un pieskaņošanai var būt nepieciešami vairāki cikli.
- Lietojot atvērto sinhronizācijas cilpu. Šajā gadījumā novērtētājs atrodas *pirms* S/P pārveidotāja un mēra absolūto laikztures nobīdi. Korekcija, kas notiek iespraūžot vai izņemot no nolašu virknes vajadzīgo nolašu skaitu, nodrošina momentānu sinhronizāciju.

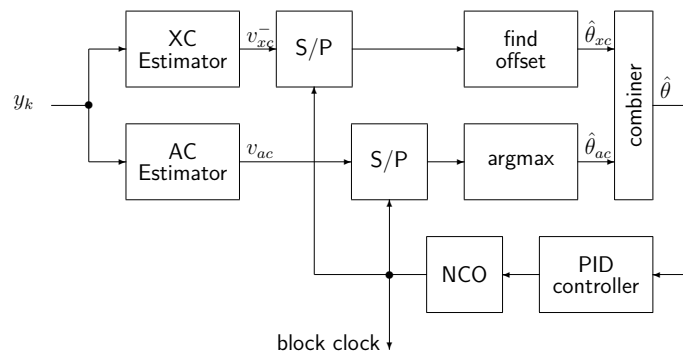
4.2.4 BTO sinhronizācijas simulācija

Augstāk minētās metodes tika pārbaudītas izmantojot datorsimulāciju. Šim nolūkam tika radīts PMC sistēmas pamatjoslas modelis bez izlīdzināšanas (skat 6. nodaļu). Slēgtās cilpas tipa BTO sinhronizators tika izveidots saskaņā ar blokshēmu, kas ir dota 4.6. attēlā un balstās uz poporcionāli-integrāli-diferencējošais (proportional integral derivative - PID) balstītu automātiskās vadības sistēmu. Caur PMC sistēmu ar 64 apakšnesējiem, kas iegūti ar inverso CCRAOT 30°, un sakaru kanālu ar AWGN tika pārraidīti 10⁶ biti.

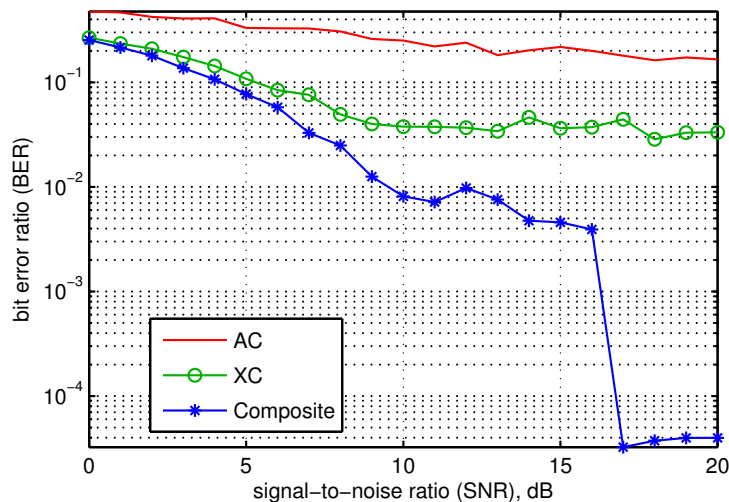
Pēc rūpīgas PID vadības sistēmas noskaņošanas, PMC sistēma konverģē uz nulles laikztures nobīdi pēc aptuveni 20 blokiem. Sinhronizētajā stāvoklī sasniegtais BER atkarībā no trokšņa līmeņa, izmantojot dažādus novērtēšanas algoritmus ir dots 4.7. attēlā.

4.3 Kadru sinhronizācija

Lielākā daļa moderno datu pārraides sakaru sistēmu, kas izmanto pārraidi pa blokiem, papildus veic bloku grupēšanu kadrus. Tas ir nepieciešams lai varētu pārraidīt kadra sākumā īpašus blokus, kas satur signalizāciju, speciālus treniņsimbolus u.c informāciju. Lai nodrošinātu šādu iespēju, ir uztvērējam ir jāspēj noteikt kārtējā



4.6. att. Slēgtās cilpas tipa bloku laikztures sinhronizators ar PID



4.7. att. BTO sinhronizatora veiktspēja, izmantojot dažādus novērtētājus

kadra beigas un nākamā kadra sākumu.

4.3.0.1 Kadru laikztures nobīdes novērtēšana

Šim nolūkam parasti tiek izmantotas DD metodes, tādas kā XC. Šādā gadījumā katra kadra sākumā tiek novietota UW secība (skat 2.3. apakšnodaļu), kas signalizē par kadra sākumu. Taču principā var izmantot tās pašas metodes, kuras tiek lietotas BTO (skat 4.2.2. apakšnodaļu) novērtēšanai.

4.3.0.2 Kadru laikztures sinhronizācija

Kadru laikztures sinhronizācijas var lietot tās pašas metodes kā bloku laikztures sinhronizācijai (skat 4.2.3. apakšnodaļu). Vienīgais, kas ir jāņem vērā, ka kadri var būt simtiem reižu garāki nekā bloki, tādēļ priekšroka ir dodama ātrajām, uz atvērto cilpu balstītājām metodēm.

Secinājumi

- PMC sistēmā BTO novērtēšanu var nodrošināt ievietojot UW secību katra bloka sākumā.
- Uz CCRAOT balstītās PMC sistēmām piemīt augsta jutību pret bloku laikztures nobīdi (block timing offset - BTO), kļūda par 1 nolasi noved pie pilnīgas uztverto datu sabojāšanas. Pret nobīdi tolerantas uz VUR balstītas transformācijas izstrāde ievērojami uzlabotu situāciju.
- Uz AC balstīts BTO novērtētājs ir noturīgs pret kļūdainiem lēmumiem, taču tam piemīt nepietiekoša precizitāte lai nodrošinātu sinhronizāciju 1 nolases robežās.
- Uz XC balstīts BTO novērtētājs nodrošina sinhronizāciju 1 nolases robežās, taču tas ir jutīgs pret dispersiju sakaru kanālā.

5 Frekvences sinhronizācija

Šis nodaļas mērķis ir izpētīt frekvences sinhronizācijas problēmu PMC sistēmās, kur apakšnesēji tiek veidoti izmantojot VUR.

5.1 Frekvences nobīžu veidi

5.1.1 Nesējfrekvences nobīde

Radio sakaru sistēmas satur starpfrekvences (intermediate frequency - IF) un AF daļas, kas nodrošina pamatjoslas signāla pārnesei uz vajadzīgo frekvenci un atpakaļ (skat 2.5. attēlu). Ja tiek izmantota *kvadratūras modulācija*, tad raidītāja pusē pārnesei uz AF nodrošina divi jaucēji un lokāls *nesējfrekvences ģenerators*. Uztvērēja pusē AF signāla demodulācija notiek izmantojot līdzīgas ķēdes, kas sastāv no ģenerators un jaucējiem. Nesējfrekvences nobīde (carrier frequency offset - CFO) rodas raidītāja un uztvērēja nesējfrekvences ģeneratoru frekvenču atšķirības dēļ.

CFO ietekmi uz pamatjoslas signālu var aprakstīt kā reizinājumu ar komplekso eksponenti, kuras frekvence ir vienāda ar frakcionēto nesējfrekvences nobīdi (fractional carrier frequency offset - FCFO), t.i. CFO attiecības pret diskretizācijas frekvenci daļveida daļu (fraction part):

$$y(k) = x(k)e^{j2\pi\epsilon k\tau} = x(k)e^{j2\pi\epsilon k} \quad (5.1)$$

kur τ ir diskretizācijas solis, $\epsilon = (f_{ct} - f_{cr})$ ir absolūtā CFO un $\epsilon = \epsilon\tau$ ir frakcionētā nesējfrekvences nobīde (fractional carrier frequency offset - FCFO). No vienādojuma (5.1.) var secināt, kompleksās eksponentes reizinātājs $e^{j2\pi\epsilon k\tau}$ ir periodiska funkcija, līdz ar to, maksimālais FCFO, kas var tikt noteikts un kompensēts pamatjoslā ir ierobežots ar lielumu $\epsilon_{max} = 0.5$.

5.1.2 Diskretizācijas frekvences nobīde

Saskaņā ar 2.5. attēlu, raidītājā pirms pārnesei uz AF ciparu pamatjoslas signāla nolases, izmantojot divus ciparu-analogos pārveidotājus (CAP), tiek pārvērstas analogā signālā. Arī uztvērēja pamatjoslas ieejā atrodas divi analogciparu pārveidotāji (ACP). Ņemot vērā, ka tiek izmantota periodiska diskretizācija, tad atšķirības starp raidītāja un uztvērēja diskretizācijas soļiem τ_t un τ_r izsauc pamatjoslas signāla laika mēroga izmaiņu, ko sauc par diskretizācijas frekvences nobīdi (sampling frequency offset - SFO). Gadījumā, ja sakaru kanāls ir ideāls, uztvertais TD signāls y ir saistīts ar pārraidīto TD signālu x sekojoši:

$$y(n) = \sum_{k=0}^D x(k) \text{sinc} \left[\left(\frac{n\tau_r}{\tau_t} - k \right) \pi \right] \quad (5.2)$$

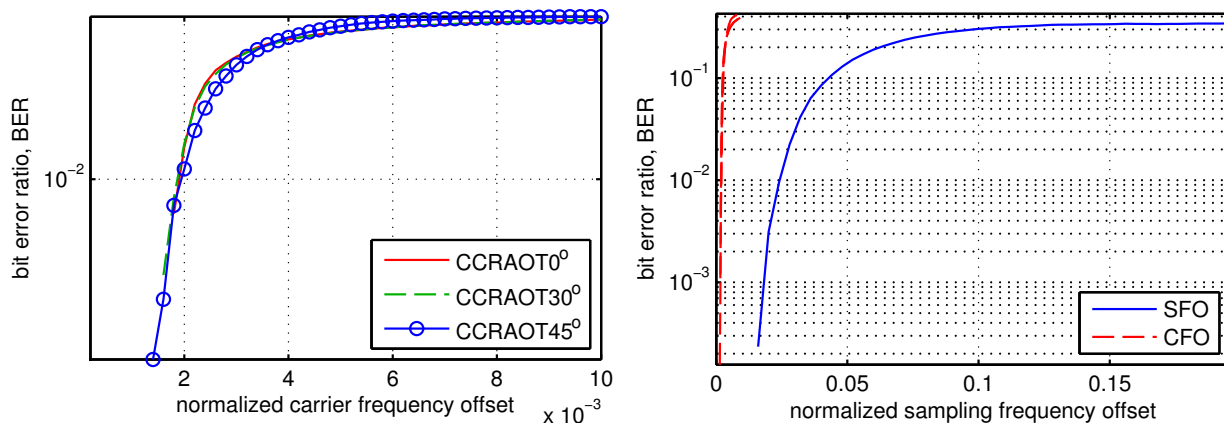
Mobilajās sakaru sistēmās, mainoties attālumam starp raidītāju un uztvērēju notiek parādība, ko sauc par *Doplera efektu*, kas arī noved pie SFO.

5.2 Frekvenču nobīdes ietekme

Saskaņā ar vienādojumu (5.1.), CFO izraisa uztvertā signāla modulāciju ar komplekso eksponenti. Šis efekts izpaužas kā signāla attēlojuma rotācija sinfāzās-kvadratūras (in-phase quadrature - IQ) plaknē. Turklāt ir vērts atzīmēt to, ka modulācija ar komplekso eksponenti ir novērojama arī aiz MC demodulātorā unitārās transformācijas, tāpēc CFO sinhronizāciju var veikt arī pēc MC demodulācijas. Sevišķi ērta situācija izveidojas, ja tiek lietota frekvenču apgabala izlīdzināšana (frequency domain equalization - FDE), kur CFO izpaužas kā mainīga signāla fāze. Līdz ar to mazas ($\epsilon < \frac{\pi}{2(N+L)}$) nesējfrekvences nobīdes (carrier frequency offset - CFO) var tikt koriģētas izmantojot FDE (skat 6.5. apakšnodaļu).

Nesaskaņas starp diskretizācijas frekvencēm izpaužas kā uztvertā signāla atkārtota diskretizācija ar daļveida frekvenču attiecību. Tas nenovēršami izraisa nesēju savstarpējās ortogonalitātes zaudēšanu un ICI.

Lai eksperimentāli noteiktu frekvenču nobīdes ietekmi uz VUR balstītām PMC sistēmām, tika veiktas vairākas datorsimulācijas, kuru rezultāti ir parādīti 5.1. attēlā. Simulējamā PMC sistēma izmantoja 64 apakšnesējus,



5.1. att. PMC sistēmas BER atkarība no CFO un SFO 64 apakšnesēju PMC sistēmā

kas bija iegūti ar CCRAOT transformāciju. Lai noteiktu frekvenču nobīdes ietekmi tika pārraidīts viens bloks (64 derīgās nolases un ZP), līdz ar to tika pieņemts ka laikztures sinhronizācija kompensē laikztures nobīdi, kas rodas no CFO un SFO. Simulācijas rezultāti uzrādīja augstu PMC sistēmas jutību pret CFO, proti, lai nodrošinātu BER 10⁻³ tad $\varepsilon < 10^{-3}$ (1000 ppm). Turklāt tika novērots, ka CFO ietekme ir desmitiem reižu stiprāka nekā SFO ietekme. Tas ir tādēļ, ka ideālas laikztures sinhronizācijas gadījumā, SFO ietekme uz bloka sākumu ir daudz mazāka nekā uz bloka beigām.

5.3 Nesējfrekvences nobīdes novērtēšana

Lai veiktu fracionētās nesējfrekvences sinhronizāciju, vispirms ir jāveic FCFO novērtēšanu. Līdzīgi kā ar laikztures sinhronizāciju, pēc algoritma novērtētājus var iedalīt datu-balstītos (data-aided - DA), lēmumavadītos (decision-directed - DD) un ne datu-balstītos (non data-aided - NDA)[23]. Ņemot vērā, ka signāli uztvērējā tiek transformēti starp TD un citiem apgabaliem, novērtēšanas algoritmus var klasificēt pēc apgabala. Piemēram, OFDM tiek lietoti FD FCFO novērtētāji. Diemžēl FCFO novērtēšana VUR apgabalā šai darbā nav apskatīta, jo šinī jomā ir nepieciešami papildus pētījumi.

Šajā promocijas darbā tik pētīta sekojošu FCFO algoritmu pielietošana uz VUR balstītās PMC sistēmās:

- UW prefiksa AC fāzes metode;
- UW prefiksa XC fāzes pieauguma metode;

Turklāt darbā ir apskatīta *vidējā fāzes pieauguma* metode, kā potenciāli piemērota uz VUR balstītām PMC sistēmām.

5.3.1 Datu-balstīti fracionētās nesējfrekvences nobīdes novērtētāji

Minētie FCFO novērtētāji balstās uz datu-balstītiem (data-aided - DA) algoritmiem, kas izmanto periodiski atkārtojošās TD signāla daļas, piemēram CP vai UW. Saskaņā ar 2.4. attēlu šīs daļas parasti ir prefiksi, kas atrodas bloku vai kadru sākumos.

Ja mums ir ideāls sakaru kanāls bez dispersijas un trokšņa, tad uztverto pamatjoslas signālu apraksta vienādojums (5.1.). Divu raidītāja pusē vienādu nolašu, kuru temporālais attālums ir D , savstarpējais reizinājums dos sekojošu rezultātu:

$$y(k)y^*(k + D) = |x(k)|^2 e^{j2\pi\varepsilon D} \quad (5.3)$$

FCFO var tikt tieši izteikts no (5.3.) sekojošā veidā:

$$\varepsilon = \frac{\angle(y(k)y^*(k + D))}{2\pi D} \quad (5.4)$$

5.3.1.1 Atkārtojošos bloku autokorelācija

Lai paaugstinātu novērtēšanas precizitāti, var izmantot vidējošanu starp vairāku blakus stāvošu nolašu autokorelācijām (autocorrelation - AC) ar kopējo garumu M . Tā kā visiem fāžu pieaugumiem ir jābūt vienādiem, kompleksā eksponente tiek iznesta ārpus summas:

$$J = \sum_{k=0}^{M-1} y(k)y^*(k+D) = e^{-j2\pi D\varepsilon} \sum_{k=0}^{M-1} |y(k)|^2 \quad (5.5)$$

no kurienes FCFO var tikt izteikts sekojoši:

$$\varepsilon = \frac{1}{2\pi D} \angle \left(\sum_{k=0}^{M-1} y(k)y^*(k+D) \right) \quad (5.6)$$

Šis ir tā saucamais D-attāluma (D-spaced) DA FCFO novērtētājs [23]. Ņemot vērā, ka (5.6.) arguments nevar pārsniegt π , noteikšanas diapazonu nosaka sekojoša sakarība:

$$\varepsilon_{max} = \frac{1}{2D} \quad (5.7)$$

Lūdzu pievērsiet uzmanību, ka noteikšanas diapazons ir atkarīgs no AC loga garuma D . FCFO diapazona paplašināšanai var izmantot divas pieejas:

- uztverto nolašu paaugstināta diskretizācija (oversampling);
- korelācijas loga saīsināšana.

Aprakstīto laika apgabala FCFO novērtētāju var lietot uz VUR balstītas PMC sistēmās, ja visi bloki satur UW prefiksu. AC balstīts FCFO novērtētājs kopā ar laikiztures novērtētāju ir parādīts 4.2. attēlā.

5.3.1.2 Maksimālas iespējamības uz autokorelāciju balstīts FCFO novērtētājs

Rakstā [31] ir aprakstīts klasisks uz ML FCFO un bloku laikiztures novērtētājs, kas ir balstīts uz *cikliskā prefiksa* AC. Promocijas darbā šis algoritms ir adaptēts priekš PMC sistēmām ar normāli sadalītu UW. Šī novērtētāja izvedums seko no vienādojuma (5.5.) un tiek iegūts kopā ar ML laikiztures novērtētāju (skat 4.2.2.1. apakšnodaļu).

Log-līdzības funkcijas maksimizācija attiecībā pret FCFO sniedz sekojošu rezultātu:

$$\hat{\varepsilon}_{ML} = -\frac{1}{2\pi} \angle(\hat{\theta}_{ML}) + n, \quad (5.8)$$

kur $\hat{\theta}_{ML}$ ir laikizture no vienādojuma (4.4.). Kā galveno dotā izveduma trūkumu var atzīmēt to, ka tas ir domāts UW ar normālu (kompleksu Gausa) varbūtību sadalījumu. Tai pašā laikā promocijas darbā daudzviet tik lietotas UW secības, piemēram ZC (skat 2.3.2.1. nodaļu), kuru varbūtību sadalījums ir savādāks un līdz ar to šis novērtētājs tām nav piemērots.

5.3.2 Lēmuma-vadīti frakcionētās nesējfrekvences nobīdes novērtētāji

Piedāvātie lēmuma-vadītie FCFO novērtēšanas algoritmi ir balstīti uz XC starp zināmu sinhronizācijas secību, kas glabājas uztvērējā, un nolašu plūsmu uztvērēja ieejā. Promocijas darbā piedāvātie jaunie FCFO novērtēšanas algoritmi izmanto uz lēmuma-vadītiem (decision-directed - DD) algoritmus, kas ir doti grāmatā [23].

Ja signālam uztvērēja ieejā nav nekādu citu traucējumu, izņemot CFO, tad uztverto signālu apraksta v-ms (5.1.). Reizinājums starp pārraidītajām $x(k)$ un uztvertajām TD nolasēm $y(k)$ sniedz sekojošu rezultātu:

$$y(k)x(k)^* = |x(k)|^2 e^{j2\pi\varepsilon k} \quad (5.9)$$

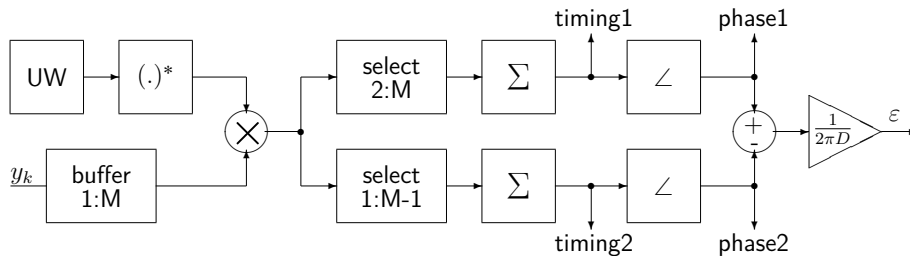
Vienādojumā (5.9.) var redzēt, ka reizinājuma $y(k)x(k)^*$ fāze aug lineāri ar ātrumu, kas ir proporcionāls nesējfrekvences nobīdei (carrier frequency offset - CFO). Izmantojot šo novērojumu mēs varam izveidot uz XC balstītu FCFO novērtētāju. Paņemsim divus nolašu pārus ar indeksiem k un $k+D$, kur D ir temporālais attālums starp nolasēm. Ja otrā pāra reizinājumu apraksta v-mam (5.9.) līdzīga izteiksme:

$$y(k+D)x(k+D)^* = |x(k+D)|^2 e^{j2\pi\varepsilon(k+D)}, \quad (5.10)$$

tad vienādojumu (5.9.) un (5.10.) argumentu atņemšana dod šādu rezultātu:

$$\angle[y(k+D)x(k+D)^*] - \angle[y(k)x(k)^*] = 2\pi\varepsilon D, \quad (5.11)$$

Tagad FCFO var izteikt no v-ma (5.11.) sekojoši:



5.2. att. Uz XC balstīts FCFO novērtētājs, kas optimizēts CAZAC secībām

$$\varepsilon = \frac{\angle[y(k+D)x(k+D)^*] - \angle[y(k)x(k)^*]}{2\pi D} \quad (5.12)$$

5.3.2.1 Metode ar fāžu pieaugumu vidējošanu

Ja katrai nolasei blokā ar garumu M mēs atrodam (5.9.) un tad paņemam vidējo, tiek iegūta izteiksme:

$$\varepsilon = \frac{1}{2(M-1)\pi} \sum_{k=0}^{M-2} (\angle(y(k+1)x(k+1)^*) - \angle(y(k)x(k)^*)) \quad (5.13)$$

Ir jāatzīmē, ka minētā novērtētāja CFO noteikšanas diapazonu aizvien nosaka izteiksme (5.7.), taču ņemot vērā, ka tiek strādāts ar *blakus* esošām nolasēm (attālums $D = 1$), mēs iegūstam maksimālo priekš pamatjoslas FCFO novērtēšanas diapazonu $\varepsilon_{AVGmax} = 1/2$.

5.3.2.2 Uz minimālo kvadrātu metodi balstīts novērtētājs

Izteiksme (5.13.) faktiski veic nolašu interpolāciju, izmantojot taisni. Tomēr vienkārša vidējošana nenodrošina minimālo vidējo kvadrātisko kļūdu (mean squared error - MSE). Savukārt, zemāk piedāvātais minimālo kvadrātu (least squares - LS) novērtētājs, kas ir balstīts uz lineāro regresiju [32], nodrošina minimālu MSE un uzlabo novērtētāja precizitāti. Aizvietojojot vidējošanu ar lineāro regresiju, pēc vienkāršām matemātiskām manipulācijām promocijas darbā tiek iegūta izteiksme:

$$\varepsilon = \frac{1}{2\pi} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{(\alpha(k) - \sum_{m=0}^{M-1} \alpha(m))(k - \bar{k})}{\sum_{m=0}^{M-1} (k - \bar{k})^2} \quad (5.14)$$

Ņemot vērā, ka $D_{LS} = 1$, FCFO novērtēšanas diapazons novērtētājam (5.14.) paliek $\varepsilon_{max} = 1/2$.

5.3.2.3 Metode priekš CAZAC secībām

Ģadījumā ja tiek izmantotas CAZAC secības (skat, piemēram 2.3.2.1. apakšnodaļu) vienādojumu (5.13.) var pārveidot savādākā formā, kas ir vairāk piemērota vienlaicīgai bloku laikztures (skat 4.2.2.2. apakšnodaļu) un FCFO novērtēšanai. Apmainot kompleksā skaitļa fāzes funkciju ar summu vienādojumā (5.13.) mēs iegūstam:

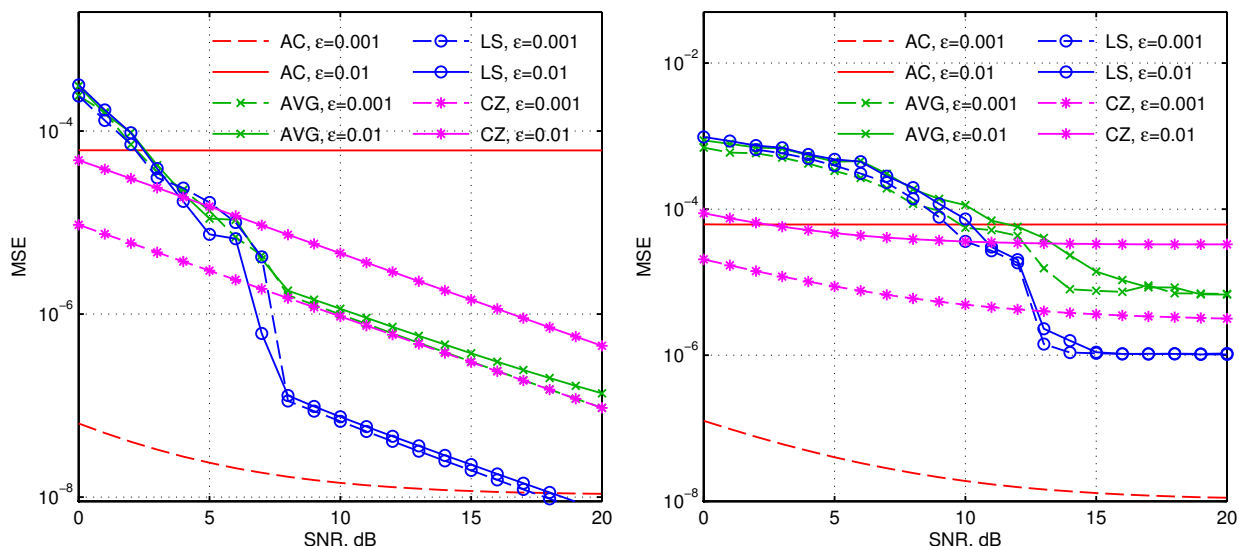
$$\varepsilon = \frac{1}{2(M-1)\pi} \left(\angle \sum_{k=0}^{M-2} y(k+1)x(k+1)^* - \angle \sum_{k=0}^{M-2} y(k)x(k)^* \right) \quad (5.15)$$

Šajā lēmuma-vadīta (decision-directed - DD) novērtētāja variantā fāze tiek ņemta no sinhronizējošās secības parauga un uztverto nolašu vidējotās XC. Novērtētāja bloku diagramma ir dota 5.2. attēlā. Lietojot sinhronizācijas secības ar labām korelācijas īpašībām, jebkura no "timing" izejām var tikt izmantota laikztures novērtēšanai.

5.3.2.4 Lēmuma-vadītu FCFO novērtētāju simulāciju rezultāti

Piedāvāto FCFO novērtētāju precizitāte tika pārbaudīta izmantojot datorsimulācijas. Pārraidāmā secība sastāvēja no 100 nolašu blokiem. Savukārt katrs bloks sastāvēja no $N = 64$ kompleksām gadījuma nolasēm un dažāda garuma UW prefiksa uz ZC secības (skat 2.3.2.1. nodaļu) bāzes.

Pirmās simulāciju kopas, kuras rezultāti ir parādīti 5.3. attēlā, uzdevums bija noskaidrot vidējās kvadrātiskās kļūdas (mean squared error - MSE) atkarību no attiecības signāls/troksnis (signal-to-noise ratio - SNR) pie dažādiem sinhronizējošās secības garumiem. Grafiki ar apzīmējumiem "AC" atbilst uz AC balstītajam novērtētājam (5.6.). Saīsinājumi "AVG", "LS" and "CZ" atbilst attiecīgiem uz XC balstītiem algoritmiem (5.13.),



5.3. att. FCFO novērtētāju precizitāte PMC sistēmā ar AWGN kanālu (pa kreisi) un ar dispersu kanālu (pa labi). UW garums ir 64 nolases.

(5.14.) un (5.15.).

No PMC sistēmas ar AWGN kanālu rezultātiem, kas ir parādīti var izdarīt sekojošus secinājumus

- pie mazas FCFO ($\epsilon = 0.001$) uz AC balstīta novērtētāja vidējā kvadrātiskā kļūda (mean squared error - MSE) ir par kārtu zemāka nekā novērtētājiem, kas balstīti uz XC.
- Pie relatīvi augstas SNR, uz XC balstīto novērtētāju precizitāte sāk pārspēt uz AC balstīto.
- No piedāvātajiem 5.3.2. apakšnodaļā uz XC balstītiem novērtētājiem, augstāko precizitāti demonstrē uz LS metodi balstītais algoritms, kārtējo reizi apliecinot šīs metodes efektivitāti.

Simulāciju rezultāti, kas ir redzami 5.3. attēlā pa labi, attēlo FCFO novērtēšanas algoritmu darbību PMC sistēmās ar dispersu kanālu, kuram ir impulsa reakcija ar 4 nolasēm. No grafikiem ir redzams, ka dispersija negatīvi ietekmē uz XC balstīto algoritmu precizitāti, tajā pašā laikā uz AC balstīto algoritmu precizitāte praktiski neizmainījās. Tas ir tādēļ, ka statistiska kompozīcija atstāj vienādu iespaidu uz abām nolasēm, kas piedalās autokorelācijā (autocorrelation - AC).

No visu simulāciju rezultātiem var izdarīt sekojošus secinājumus:

- Uz AC balstīta novērtētāja precizitāte ir proporcionāla frakcionētājai nesējfreciencas nobīdei (fractional carrier frequency offset - FCFO), tajā pašā laikā uz XC precizitāte paliek nemainīga visā FCFO izmaiņu diapazonā.
- Pie SNR > 10 dB visu novērtētāju precizitāte uzlabojas, palielinot sinhronizējošās secības garumu. Turpretī, pie maza SNR uz lineāro regresiju balstīta novērtētāja precizitāte nepalielinās, jo tas ir jutīgs pret troksni.

5.3.3 Kombinētais frakcionētās nesējfreciencas nobīdes novērtēšanas algoritms

Uz AC un XC balstītiem FCFO novērtētājiem, kas tika aprakstīti attiecīgi 5.3.1.1. un 5.3.2. nodaļās, piemīt atšķirīga precizitāte un darbības diapazons. Rupjai FCFO novērtēšanai promocijas darbā aprakstītais kombinēšanas algoritms izmanto XC, bet relatīvi mazas FCFO nobīdes noteikšanai tiek izmantota AC. Tādā veidā izstrādātais kombinēšanas algoritms nodrošina vienlaicīgi plašu darbības diapazonu un augstu precizitāti.

5.4 Pārpalikuma fāzes nobīdes novērtēšana

Kā jau tika minēts iepriekš, CFO izpaužas kā uztverto nolašu lineāri pieaugoša fāze. Kaut arī iepriekš minētās metodes ļauj noteikt FCFO, papildus vēl ir nepieciešams noteikt pārpalikuma (residual) fāzes nobīdi, kas rodas pēc FCFO korekcijas.

Šķērskorelātori, kas tiek lietoti laikiztures (skat 4.2.2.2. apakšnodaļu) un FCFO (skat 5.3.2. apakšnodaļu) novērtēšanai veic zināma signāla un ieejas signāla reizināšanu. Tas atgādina jaukšanu, kas notiek klasiskajos

fāzes detektoros un tādējādi paver iespēju fāzes nobīdes noteikšanai. Īstenībā ir pietiekoši paņemt XC fāzi lai noteiktu signāla fāzes nobīdi. Tomēr ir jāņem vērā, ka šī metode darbojas pie nosacījuma, ka nav CFO, tāpēc ka CFO izraisa lineāri augošu fāzes nobīdi. 5.2. attēlā ir redzams, kā var noteikt fāzes nobīdi priekš CAZAC secībām optimizētā FCFO novērtētājā.

5.5 Nesējfrekvences nobīdes un fāzes sinhronizācija

Lielākā zināmo FCFO korekcijas metožu balstās uz uztvertā signāla reizināšanu ar kompensējošu kompleksās eksponentes funkciju, kuras frekvence ir pretēja novērtētajai FCFO. Ja uztverto pamatjoslas signālu apraksta v -ms (5.1.) ar FCFO, apzīmētu ar ε , tad šī signāla reizināšana ar kompensējošo signālu $v(k) = e^{-j2\pi\varepsilon k\tau}$ novērsīs FCFO.

Līdzīgi kā citās sinhronizācijas shēmās, FCFO korekcijā var tikt izmantotas divas pieejas novērtētāja sadarbībai ar FCFO koriģējošo ģeneratoru: atgriezeniskās saites (slēgtās cilpas) un atvērtās cilpas metodes. Saskaņā ar [33] atvērtās cilpas CFO sinhronizatori ir ātrāki par atgriezeniskās saites CFO sinhronizatoriem, jo CFO sinhronizācija iestājas vienā iterācijā.

5.5.1 Pārpalikuma fāzes nobīdes korekcija

Lielākajā daļā gadījumu, pārpalikuma fāzes nobīdes korekcijai ir pietiekoši pareizināt uztverto signālu ar fāzes rotatoru $e^{-j\alpha}$, kura lomu var izpildīt FCFO kompensējošā ģeneratora signāls. Tomēr modernos OFDM risinājumos izmanto Farova (Farrow) filtru ar regulējamu aizturi [34], kas nodrošina vairāku spektra komponentu vienmērīgu aizturi. To izmanto tādēļ, ka bez pārpalikuma fāzes nobīdes, signālam parasti ir frakcionētā laikiztures nobīde (mazāka par vienu nolasi), kuru nevar kompensēt ar parastajām (skat 4.2. apakšnodaļu) laikiztures sinhronizācijas shēmām.

5.6 FCFO sinhronizācijas simulāciju rezultāti

Šajā promocijas darbā ir doti detalizēti simulāciju rezultāti atgriezeniskās saites tipa sinhronizatoram, kas darbojās vairākos režimos uz VUR balstītā PMC sistēmā. FCFO kompensāciju modelī nodrošināja skaitliski vadāmais ģenerators (numerically controlled oscillator - NCO), kuru caur poporcionāli-integrāli-diferencējošo (proportional integral derivative - PID) vadības sistēmu koriģēja kombinētais FCFO novērtētājs. Simulētais atgriezeniskās saites FCFO sinhronizators ar kombinēto novērtētāju nodrošināja stabilu FCFO sinhronizāciju diapazonā $-0.01 < \varepsilon < 0.01$.

Secinājumi

- Lai nodrošinātu BER mazāku par 10^{-3} uz CCRAOT balstītā PMC sistēmā ar 64 apakšnesējiem, FCFO ir jābūt mazākam par 10^{-3} jeb 1000 ppm.
- Uz AC balstītais FCFO novērtētājs nodrošina augstas precizitātes novērtējumu, tomēr ar tā palīdzību nosakāmās FCFO diapazons ir ierobežots.
- Uz XC balstīts FCFO nodrošina maksimāli iespējamo FCFO novērtēšanas diapazonu pie pieņemamas novērtēšanas precizitātes. Tomēr ir jāņem vērā, ka PMC sistēmās ar dispersiem kanāliem uz XC balstīta novērtētāja precizitāte var būt nepietiekoša.
- Kombinācija starp uz AC un uz XC balstītiem FCFO novērtētāja spēj nodrošināt gan maksimāli plašu novērtēšanas diapazonu gan precizitāti PMC sistēmās ar dispersu kanālu.
- Simulētais atgriezeniskās saites FCFO sinhronizators ar kombinēto novērtētāju nodrošina stabilu FCFO sinhronizāciju diapazonā $-0.01 < \varepsilon < 0.01$.

6 Kanāla novērtēšana un izlīdzināšana

Šis nodaļas uzdevums ir atrisināt izlīdzināšanas problēmu uz VUR balstītās PMC sistēmās. Galīgais mērķis ir izveidot GD izlīdzinātāju.

6.1 Ievads

Reālā sakaru sistēmā, dispersijas, atstarošanās un daudzstaru izplatīšanās dēļ, uztvērēja ieejā nonāk vairākas sabojātas un laikā nobīdītas pārraidītā signāla kopijas. Turklāt, kanāla iespaids uz pārraidīto signālu var laikā strauji mainīties. Ir divas atšķirīgas pieejas kā nodrošināt pareizu signāla demodulāciju, ja pārraide notiek caur dispersu vidi:

- Lai pārvarētu dispersiju var lietot *diferenciālo modulāciju*, piemēram diferenciālo kvadratūras amplitūdas modulāciju (differential quadrature amplitude modulation - DQAM) vai diferenciālo fāzes manipulāciju (differential phase shift keying - DPSK) un mērīt blakus esošu nolašu izmaiņas. Šī tehnika ļauj veikt informācijas pārraidi bez izlīdzināšanas, tomēr lietojot šī tipa modulāciju samazinās sakaru sistēmas kapacitāte.
- Otrā pieeja, kas tiek lietota visbiežāk, ir uztvērējā lietot *koherento detektēšanu*. Šajā gadījumā informāciju par tekošo kanāla iespaidu uz pārraidāmā signāla apakšnesējiem iegūst izmantojot sakaru kanāla novērtēšanu (skat 6.4. apakšnodaļu), kuras rezultātus izmanto lai novērstu sakaru kanāla radītās izmaiņas, t.i. lai veiktu izlīdzināšanu (skat 6.5. apakšnodaļu).

6.2 Sistēmas modelis

PMC sistēmā, kur raidītāja pamatjoslas izejas TD signāls $x(t)$ tiek pārraidīts caur sakaru kanāla pamatjoslas ekvivalentu ar impulsa reakciju $h(t)$, uztvērēja pamatjoslas ieejas signālu $y(t)$ apraksta sekojoša sakarība:

$$y(t) = x(t) * h(t) + w(t)m, \quad (6.1)$$

kur $w(t)$ ir aditīvs troksnis. Ja pārraidāmais signāls tiek grupēts blokos un ir panākts, ka nav IBI, tad informācijas pārraidi starp raidītāja un uztvērēja pamatjoslām apraksta v-ms (2.5.). Lai atjaunotu pārraidītās nolases, lietojot izlīdzinātāju, uztvērējam ir jāatceļ signāla izmaiņas, kuras ir ieviesis sakaru kanāls:

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{y} - \mathbf{w}), \quad (6.2)$$

Problēma slēpjas tajā faktā, ka Teplica matrica \mathbf{H} vienādojumā (2.5.), kura apraksta kanāla iedarbi TD, nav viegli invertējama. Turklāt, matricu \mathbf{H} , kuru sauc arī par kanāla stāvokļa informāciju (channel state information - CSI), ir jānosaka izmantojot sakaru kanāla novērtēšanas metodes.

MC sakaru sistēmā katra pārraidāmās informācijas QAM nolase faktiski ir *spektra koeficients* attiecīgai transformācijas Φ bāzes funkcijai. Tādējādi, lai iegūtu pareizas TD nolases $\mathbf{x} = \Phi^{-1}\mathbf{X}$, raidītājā ir jālieto inversā transformācija (transponēta, kompleksi-saistīta matrica). Šajā gadījumā (2.5.) pārrakstās sekojoši:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\Phi^{-1}\mathbf{X} + \mathbf{w}, \quad (6.3)$$

kur \mathbf{X} ir GD jeb transformācijas apgabala pārraidāmais pamatjoslas signāla vektors, Φ^{-1} ir inversā unitārās transformācijas matrica. Uztvērēja pusē TD vektors tiek transformēts atpakaļ GD, izlīdzināts un padots uz QAM detektoru. Uztvērēja pamatjoslas darbību apraksta vienādojums:

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{A}^{-1}\Phi\mathbf{y}, \quad (6.4)$$

kur $\hat{\mathbf{X}}$ ir derīgās informācijas nolašu novērtējumi, \mathbf{A}^{-1} ir GD izlīdzināšanas matrica, kas tiek iegūta invertējot GD kanāla matricu \mathbf{A} :

$$\mathbf{A} = \Phi\mathbf{H}\Phi^{-1} \quad (6.5)$$

6.3 Sakaru kanāla ietekme

Sakaru kanāla īpatnības kā arī uztvērēja un raidītāja AF daļas filtri (skat 2.4. nodaļu) izraisa pārraidīto nolašu savstarpēju uzklāšanos. MC sakaru sistēmās izšķir divus traucējumu veidus, ko izraisa sakaru kanāls:

- Savstarpējos traucējumus starp simboliem, ko sauc par ISI;
- Traucējumus starp apakšnesējiem, ko sauc par ICI;

6.3.1 Starp-simbolu traucējumi

Lai izvairītos no ISI, ir jāizpildās tā saucamajam *pirmajam Naikvista kritērijam* [35]:

$$h^{\mu\mu}(k) = \delta(k) \begin{cases} 1 & \text{if } k = 0 \\ 0 & \text{if } k \neq 0 \end{cases} \quad \text{kur} \quad h^{\mu\mu}(k) = \varphi_t(\mu, k) * h(k) * \varphi_r(\mu, k) \quad (6.6)$$

kur $\varphi_t(\mu, k)$ ir raidītāja BF uz apakšnesēja $n = \mu$ un h ir kanāla impulsa reakcija un $\varphi_r(\mu, k)$ ir uztvērēja BF uz apakšnesēja $n = \mu$. Ja šis kritērijs izpildās, tad starp viena apakšnesēja *transformācijas apgabala* nolasēm nav savstarpēju traucējumu.

6.3.2 Starp-nesēju traucējumi

ICI $h^{\mu\eta}(t)$ parāda cik lielā mērā atsevišķi apakšnesēji blokā traucē viens otram:

$$h^{\mu\eta}(k) = 0 \quad \forall k \quad \text{kur} \quad h^{\mu\eta}(k) = \varphi_t(\mu, k) * h(k) * \varphi_r(\eta, k) \quad (6.7)$$

Ja izpildās nulles ICI nosacījums, tad *transformācijas apgabala* nolases, kas pieder vienam blokam, neietekmē viena otru.

6.3.3 Divkāršās ortogonalitātes nosacījums

Ja izpildās abi kritēriji (6.6.) un (6.7.), tad saka, ka izpildās *divkāršās ortogonalitātes nosacījums*. Šajā gadījumā transformācijas apgabala kanāla matrica A vienādojumā (6.5.) kļūst diagonāla.

6.4 Sakaru kanāla novērtēšana

Lai nodrošinātu izlīdzināšanu, ir nepieciešama sakaru kanāla novērtēšana, t.i. nepieciešama CSI. Ja sakaru kanāla parametri ir nemainīgi laikā, tos var nomērīt iepriekš un uzskatīt, ka CSI ir zināms. Tomēr lielākajā daļā sakaru sistēmu, kanāls ir laikā mainīgs un ir nepieciešama pastāvīga kanāla novērtēšana.

CSI var tikt iegūta analizējot uztvertā signāla īpašības. Šajā gadījumā saka, ka tiek lietota tā saucamā *aklā* kanāla novērtēšana un izlīdzināšana. Daudz vienkāršāk un precīzāk ir veikt kanāla novērtēšanu pārraidot speciālus signālus, ko sauc par *treniņsecībām*, un kuri ir zināmi uztvērējam. Šajā gadījumā ir pieņemts teikt, ka tiek lietota modulācija ar pilot-siņālu atbalstu (pilot signal assisted modulation - PSAM) un kanāls tiek novērtēts salīdzinot pārraidītās un uztvertās treniņsecības.

6.4.1 Laika apgabala sakaru kanāla novērtēšana

TD sakaru kanāla novērtēšanas metožu, kuras tiek attīstītas jau no 1860. gada [36], daudzveidība ir ļoti liela. Ņemot vērā, ka signāla apstrāde uz VUR balstītas PMC sistēmas uztvērēja ieejā sākas TD, lielākā daļa TD kanāla novērtēšanas un izlīdzināšanas metožu ir savietojamas ar uz VUR balstītām PMC sistēmām.

Ņemot vērā ka GD ietver sevī arī TD, visām GD gan kanāla novērtēšanas gan izlīdzināšanas metodēm ir jādarbojas arī TD. Promocijas darbā ir apskatītas vairākas TD novērtēšanas metodes, taču zemāk ir minētas tikai divas svarīgākās.

6.4.1.1 Atpakaļ-ievietošanas metode

Kompozīcijas matricas rombveida struktūra dod iespēju kanāla novērtēšanai izmantot atpakaļ-ievietošanas metodi, kas ir līdzīga Gausa-Zeideļa metodei [37]. Minētās metodes galvenais trūkums ir kļūdas, kas rodas no nezināmas trokšņa komponentes w uztvertajā vektorā y . Rezultātā, kanāla impulsa reakcijas h beigu nolases, kas tiek iegūtas pēdējās iterācijās, ir vismazāk precīzas.

6.4.1.2 LMS sistēmas identifikācijas metode

Kanāla impulsa reakcija var tikt iegūta izmantojot adaptīvu minimālo vidējo kvadrātu (least mean squares - LMS) filtru [38], kas darbojas *sistēmas identifikācijas* režīmā. Atšķirībā no izlīdzināšanas režīma (skat 6.5.1. apakšnodaļu), filtra mērķis ir uztvērēja ieejas signāls, bet treniņsignāla nolases tiek pieņemtas par filtra ieejas signālu. Citiem vārdiem sakot, sistēmas identifikācijas režīmu iegūst samainot vietām signālus filtra, kas darbojas izlīdzināšanas režīmā, ieejās. Saskaņā ar simulāciju rezultātiem, kas ir doti 6.6. nodaļā, noskaņots LMS filtrs spēj nodrošināt ļoti precīzu CSI.

6.4.2 VUR apgabala kanāla novērtēšana

Izmantojot VUR ir iespējams iegūt bezgalīgu daudzumu unitāro transformāciju, ieskaitot labi zināmas transformācijas, tādas kā diskrētā Furjē transformācija (DFT) un vienības transformācija kā arī citas (skat 3.1. apakšnodaļu). *PMC sistēmai ir nepieciešama universāla GD kanāla novērtēšanas metode, kas darbojas visos iespējamajos apgabalos.*

6.4.2.1 Vienības matricas metode GD kanāla novērtēšanai

Lietojot šo metodi CSI tiek iegūta lietojot vienības matricu kā treniņsecību. Šajā gadījumā GD kanāla matricas novērtējums \hat{A} parādās uztvērēja unitārās transformācijas bloka izejā katrreiz, kad tiek pārraidīta šī treniņsecība. Diemžēl šī metode nebūt nav optimāla, jo treniņsecība ir gara un satur daudz nulles un līdz ar to stiprāk pakļauta aditīva trokšņa ietekmei.

6.4.2.2 GD kanāls novērtēšana izmantojot pāreju no TD

Vēl viena metode kā iegūt VUR apgabala CSI, ir izrēķināt to no TD kanāla matricas (skat 6.4.1. apakšnodaļu) izmantojot sakarību (6.5.). Šajā gadījumā var lietot visas klasiskās un labi izstrādātās TD kanāla novērtēšanas metodes.

6.4.3 Frekvenču apgabala kanāla novērtēšana

FD kanāla novērtēšana tiek plaši lietota OFDM sakaru sistēmas pateicoties tās zemajai skaitļošanas sarežģītībai un efektivitātei sakaru sistēmās ar lēni mainīgiem frekvenču selektīviem, t.i. laikā dispersiem sakaru kanāliem. Nepieciešamais nosacījums, lai lietu FD izlīdzināšanu ir *divkāršās ortogonalitātes nosacījuma* (skat 6.3.3. apakšnodaļu) izpilde. Kanāla novērtēšanai tiek izmantotas FD treniņsecības, ko sauc par *pilottoņiem*.

Promocijas darbā ir sniegts detalizēts pārskats par minēto kanāla novērtēšanas metodi. Diemžēl FD izlīdzināšana nav lietojama uz vienkāršām VUR transformācijām (skat 3.1. tabulu) balstītās PMC sistēmās, jo kompozīcija kanālā un filtros izraisa ICI, kas nedod iespēju lietot augstākminētos algoritmus. Nākotnē (skat 8. nodaļu) ir plānots strādāt pie tādām parametriskām unitārām transformācijām, kuras neizraisa ICI. Šādās PMC sistēmas varēs izmantot gan FD novērtēšanu gan FDE.

6.5 Sakaru kanāla izlīdzināšana

6.5.1 Laika apgabala izlīdzināšana

TD izlīdzināšana balstās uz klasiskajiem adaptīvo filtru algoritmiem, tādēļ kā LMS un rekursīvā minimālo kvadrātu (recursive least squares - RLS). Šie algoritmi adaptīvi pieskaņo FIR filtra koeficientus lai panāktu minimālo kļūdu starp vēlamo signālu (paraugu) un filtra izejas signālu. Vairāk informācijas par šiem algoritmiem var atrast grāmatā [38], kuru ir uzrakstījis viens no LMS izgudrotājiem. TD izlīdzināšana var tikt lietota izmantojot gan iespraustas gan uzliktās (super-imposed - SI) (skat 2.3.1. apakšnodaļu) treniņsecības. Kā jau tika minēts, TD izlīdzināšana var tikt veiksmīgi lietota parametriskās uz VUR balstītās PMC sistēmās.

6.5.2 Frekvenču apgabala izlīdzināšana

Ja TD kanāla matrica ir *circulanta* matrica [39], tad transformācijas apgabala kanāla matrica A kļūst diagonāla, jo no (6.5.) seko matricas H *īpašvērtību dekompozīcija*:

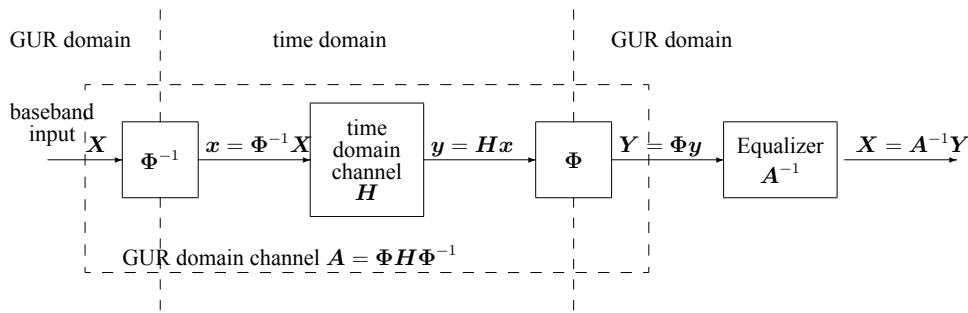
$$A = FHF^{-1}. \quad (6.8)$$

Savukārt, matrica H kļūst par cirkulantu, ja tiek izmantoti TD bloki ar CP (skat 2.2.2.1. apakšnodaļu). Tādējādi kombinācija starp CP un DFT noved pie *divkāršās ortogonalitātes nosacījuma* izpildes. Promocijas darbā ir dots detalizēts frekvenču apgabala izlīdzināšanas (frequency domain equalization - FDE) apraksts.

Diemžēl FDE nav savietojama ar PMC sistēmām, kas izmanto vienkāršas (skat 3.1. tabulu) VUR transformācijas, bet kā jau ir minēts 6.4.3. apakšnodaļā, principā ir iespējams radīt uz VUR balstītas PMC sistēmas bez ICI, kurās tā darbosies.

6.5.3 VUR apgabala izlīdzināšana

Ja neizpildās nosacījums (6.7.), tad transformācijas apgabala kanāla matrica A vairs nav diagonāla, kā rezultātā neizpildās divkāršās ortogonalitātes nosacījums (skat 6.3.2. nodaļu). Izlīdzināšana kļūst par komplicētu uzdevumu, jo ir nepieciešama nediagonālas matricas A inversija. GD izlīdzināšanas problēma ir paskaidrota 6.1. attēlā.



6.1. att. GD kanāla izlīdzināšanas problēma

6.5.3.1 Uz SVD balstīta izlīdzināšana

Viena no varenākajām lineārās algebras metodēm, ko lieto taisnstūra matricu pseidoinvertijai ir singulāro vērtību dekompozīcija (singular value decomposition - SVD) [40]. Šī metode sadala doto taisnstūra matricu divās kvadrātiskās unitārās matricās U un V , kurām ir kopējas īpašvērtības (singulārās vērtības), un diagonālā matricā S , kura satur singulārās vērtības, kas ir sakārtotas dilstošā kārtībā:

$$\text{ja } A = USV^{-1} \quad \text{tad } A^{-1} = V\tilde{S}U^{-1} \quad (6.9)$$

Tagad kanāla matricas A , kas vispārējā gadījumā var būt arī nekvadrātiska, pseidoinvertu matricu var atrast vienkārši, jo katra no singulāro vērtību dekompozīcijas (singular value decomposition - SVD) matricām ir viegli invertējama. Proti, unitārajām matricām ir spēkā sakarība $V^{-1} = V^*$, bet diagonālu matricu invertē nomainot vērtības uz galvenās diagonāles pret apgrieztām vērtībām $\tilde{S}_{kk} = 1/S_{kk}$ kur $k \in [1, K]$.

Uz singulāro vērtību dekompozīciju (singular value decomposition - SVD) balstīta izlīdzināšana ir zināma metode, kas tiek apspriesta, piemēram [41]. Turklāt, ņemot vērā visai augsto skaitļošanas sarežģītību (vispārējā gadījumā $3N^3$ operācijas), tā ir ne visai populāra. Taču ņemot vērā metodes universālumu, tā ir ideāli piemērota PMC sistēmām, jo SVD darbojas praktiski pie jebkuras uz unitāru transformāciju balstītas MC modulācijas.

6.6 Izlīdzināšanas simulāciju rezultāti

Lai pārbaudītu un salīdzinātu izlīdzināšanas metodes tika radīts uz VUR balstītas PMC sistēmas pamatjoslas modelis. MC modulācijai tas izmantoja inverso CCRAOT ar $\phi = \frac{\pi}{6}$, $\psi = 0$, $\gamma = \frac{\pi}{2}$ ar 64 apakšnesējiem. Pārraide tika veikta kadros pa 64 treniņsignālu blokiem un 20 lietderīgās informācijas blokiem, kur katrs bloks sastāvēja no 64 derīgās informācijas nolasēm un 20 nulļu ievietošanas (zero-padding - ZP) prefiksa nolasēm. Adaptīvie LMS filtri gan novērtēšanas gan izlīdzināšanas režīmā bija ar 8 koeficientiem. Tika simulētas septiņas dažādas kanāla novērtētāju un izlīdzinātāju kombinācijas.

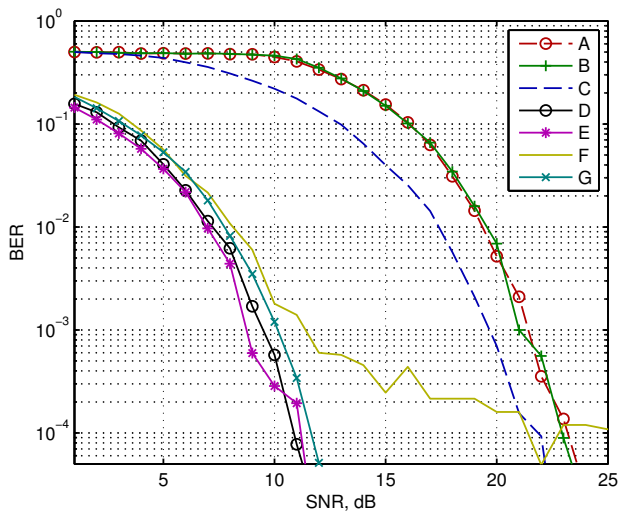
No simulāciju rezultātiem, kas ir doti 6.2. attēlā var secināt, ka SVD nodrošina ļoti efektīvu metodi GD izlīdzināšanai. Augstākā PMC sistēmas veiktspēja tika sasniegta lietojot uz LMS balstītu TD novērtētāju, kas darbināja uz SVD balstītu izlīdzinātāju. **Šī kombinācija nodrošināja augstāku veiktspēju nekā FD novērtētājs ar FD izlīdzinātāju, t.i. OFDM, pie tā paša apakšnesēju un treniņnolašu skaita.**

6.7 Kanāla novērtēšanas un izlīdzināšanas metožu salīdzinājums

Šis apakšnodaļas mērķis ir aprakstīt eksperimenta [15], kur tika izmēģinātas dažādas unitāras transformāciju un izlīdzināšanas metožu kombinācijas. Šo simulāciju mērķis bija noskaidrot sekojošus jautājumus:

- Unitārās transformācijas izvēles ietekme uz MC sakaru sistēmas BER;
- Unitārās transformācijas ietekme uz izlīdzināšanas efektivitāti;
- Izlīdzināšanas metodes ietekme uz MC sakaru sistēmas BER;
- Izlīdzināšanas metožu un unitāro transformāciju savietojamība;
- TD signāla PAPR ietekme uz MC sakaru sistēmas ar nelineāru kanālu BER;

Promocijas darbā ir doti detalizēti simulāciju rezultāti. Promocijas darba izstrādes sākuma stadijā tie ļāva daudz labāk izprast sakaru kanāla iespaida dabu dažādos transformācijas apgabalos. Tika izdarīti secinājumi par dažādu izlīdzināšanas metožu pielietojamību dažādās MC sakaru sistēmās.



Apz.	novērtēšanas metode	izlīdzināšanas metode
A	TD-vienības matrica	GD-SVD
B	GD-vienības matrica	GD-SVD
C	TD- δ	GD-SVD
D	TD-LMS	GD-SVD
E	ideāla (zināms kanāls)	GD-SVD
F	TD-LMS	TD-LMS
G	FD	FD

6.2. att. Dažādu sakaru kanāla novērtētāju un izlīdzinātāju salīdzinājums

Secinājumi

- PMC sistēmā ar AWGN kanālu visu unitāro transformāciju veikspēja ir vienāda;
- LMS metode ir piemērota tikai TD izlīdzināšanai;
- FD kanāla novērtēšanas un izlīdzināšanas metodes nav piemērotas CCRAOT apgabalam.
- SVD nodrošina precīzu GD izlīdzināšanu;
- Uz SVD balstīts izlīdzinātājs var tikt lietots parametriskā sakaru sistēmā ar mainīgu MC modulāciju;
- Visaugstākā uz VUR balstītas PMC sistēmas veikspēja var tikt sasniegta lietojot uz LMS balstītu TD kanāla novērtētāju kopā ar uz SVD balstītu GD izlīdzinātāju.

7 Parametriskas daudznesēju modulācijas sistēmas konstrukcija

Šis nodaļas mērķis ir pierādīt piedāvāto sinhronizācijas un izlīdzināšanas metožu dzīvotspēju kā arī pārbaudīt metožu savstarpējo savietojamību

Šī nodaļa apraksta konkrētu uz VUR balstītas PMC sistēmas, kas lieto iepriekšējās nodaļās piedāvātos algoritmus, piemēru. Kaut arī tika izvēlētas tādas metodes, kas nodrošina maksimālu veikspēju (minimālu BER), piedāvāto PMC sistēmas modeli var uzskatīt par sākotnējo realizāciju.

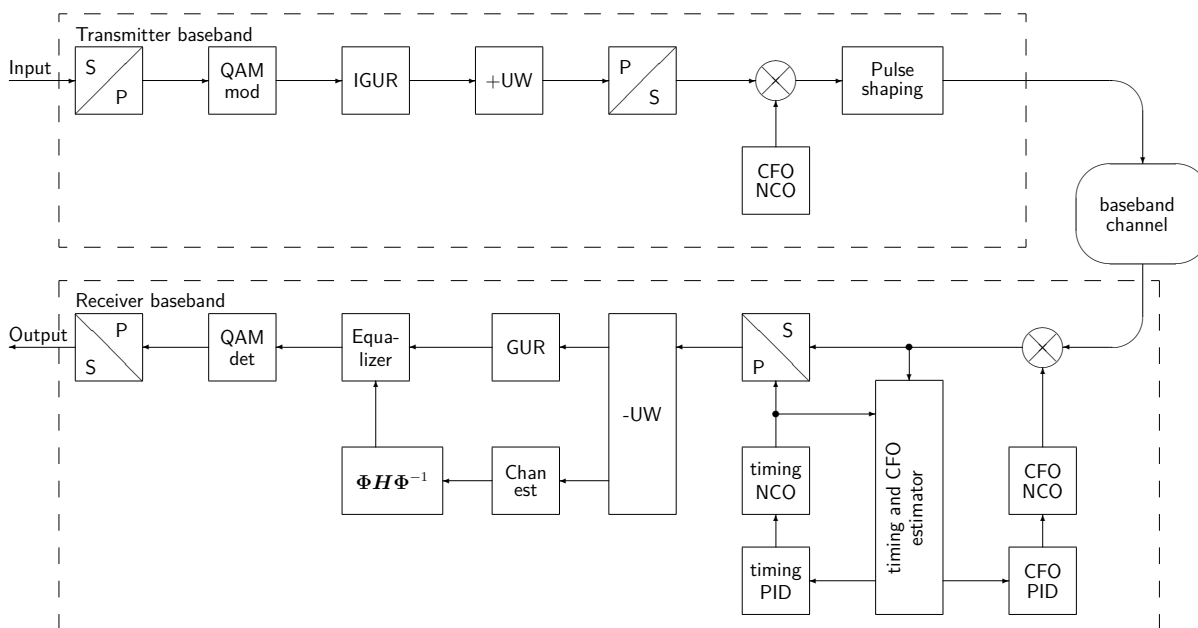
7.1 Parametriskas daudznesēju modulācijas sistēmas struktūra

Piedāvājamā PMC sistēma atbilst fiziskā līmeņa pamatjostas aprakstam, kas ir dots 2.1. apakšnodaļā. Jāņem vērā, ka zemāk piedāvātajā modelī netiek ietverta fiziskā līmeņa AF daļas un kanāla kodērs un dekodērs. Modelējāmās *pamatjostas* PMC sistēmas blokshēma ir dota 7.1. attēlā. TD signāls no raidītāja pamatjostas nokļūst uztvērēja pamatjoslā caur sakaru kanāla un AF daļas pamatjostas ekvivalentu (skat 7.1.3. apakšnodaļu). Visi PMC sistēmas tehniskie parametri ir redzami 7.5. attēlā.

7.1.1 Raidītājs

Detalizēts raidītāja darbības izklāsts ir dots 2.1.1. apakšnodaļā. Svarīgākā operācija raidītājā - uz VUR balstīts MC modulātors (skat 3.1. apakšnodaļu) izmanto *matricas* tipa struktūru (skat 3.2.1. apakšnodaļu). Simulējamā konfigurācija izmantoja 64-dimensionālu CCRAOT (skat 3.1.4.2. apakšnodaļu), kas ir vienkāršākais no VUR paveidiem.

BTO un frekvences sinhronizācijai, kā arī sakaru kanāla novērtēšanai, tiek izmantots UW prefikss (skat



7.1. att. Piedāvātās PMMC sistēmas blokshēma

2.2.2.3. apakšnodaļu), kas ir balstīts uz ZC secībām (skat 2.3.2.1. apakšnodaļu), jo šīs secības ir optimālas no korelācijas īpašību un maksimālās-pret-vidējo jaudas attiecības (peak-to-average power ratio - PAPR) viedokļa. Lai pētītu CFO ietekmi, raidītājā atrodas ģenerators (bloks 'CFO NCO'), kas nodrošina raidītāja pamatjoslas centrālās frekvences izskaņošanu. Impulsu formēšanai (skat 2.4. apakšnodaļu) tiek lietota četrkrāša diskretizācijas frekvences paaugstināšana un klasisks kvadrātsaknes no paceltā kosinusa (root-raised-cosine - RRC) FIR filtrs ar 65 koeficientiem.

7.1.2 Uztvērējs

Uztvērējs ietver sevī BTO sinhronizācijas ķēdes (skat 4. nodaļu), CFO sinhronizācijas cilpu (skat 5. nodaļu), uz VUR balstītu MC demodulatoru (skat 3. nodaļu) un izlīdzinātāju (skat 6. nodaļu). Piedāvājamā uztvērēja pamatjoslas struktūra atbilst vispārējai uztvērēja pamatjoslas struktūrai, kas tika apspriesta 2.1.2. apakšnodaļā.

7.1.2.1 Laikztures un frekvences sinhronizācija

Visa BTO un CFO novērtēšana tiek veikta apstrādājot uztvertos bloku UW prefiksus, kas tiek ģenerēti raidītājā. 16 nolašu UW prefikss ar tiek pievienots katra lietderīgas informācijas bloka sākumā. BTO un CFO novērtēšana tiek veikta izmantojot kombinēto novērtētāju, kura blokshēma ir dota 7.3. attēlā. Tas sastāv no atsevišķiem uz AC un uz XC balstītiem novērtētājiem.

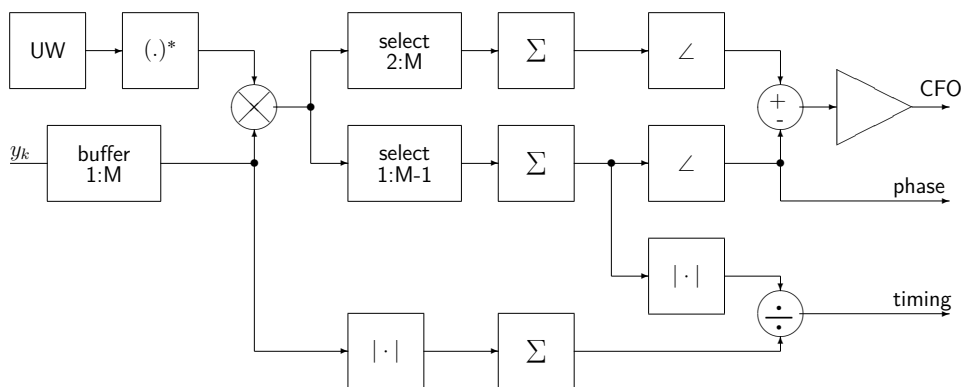
Pirmais novērtētājs, kura blokshēma ir dota 4.2. attēlā, izmanto AC. BTO novērtēšanai tas izmanto algoritmu, kas ir aprakstīts 4.2.2.1. nodaļā, bet CFO novērtēšana tiek veikta izmantojot algoritmu 5.3.1.1..

Otrs novērtētājs, kura blokshēma ir redzama 7.2. attēlā, ir balstīts uz uztverto nolašu XC ar UW paraugu, kas glabājas uztvērējā. BTO novērtētāja darbība tika aprakstīta 4.2.2.2. apakšnodaļā, bet CFO novērtēšana notiek ar algoritmu, kas ir dots 5.3.2. nodaļā. Turklāt šis novērtētājs nodrošina pārpalikuma fāzes nobīdes novērtēšanu (skat 5.4. apakšnodaļu).

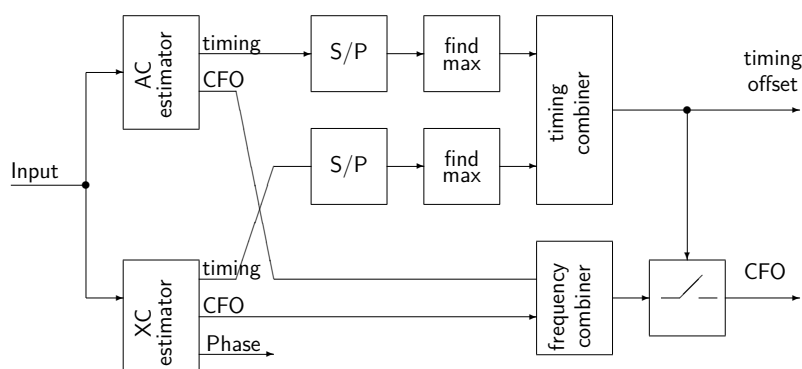
Bloks, kas apvieno abus iepriekš minētos novērtētājus, satur loģiku, kas nodrošina pārslēgšanos starp novērtējumiem, t.i. vienkāršu novērtējumu kombinēšanu. Šeit lietotais BTO novērtējumu kombinētājs lieto algoritmu, kas bija aprakstīts 4.2.3. apakšnodaļā, bet CFO novērtējumu kombinētājs izmanto 5.3.3. nodaļā doto metodi.

BTO korekcijai tiek lietots *atgriezeniskās saites* jeb *slēgtās cilpas* sinhronizators (skat 4.2.3. nodaļu). Novērtētās BTO lielums tiek padots uz PID vadības ķēdi (bloks 'timing PID' 7.1. attēlā), kurš ir nepieciešams lai ģenerētu vadības signālu priekš bloku laikztures skaitliski vadāmā ģenerators (numerically controlled oscillator - NCO) kā arī lai stabilizētu laikztures korekcijas cilpu.

CFO tiek koriģēts izmantojot vēl vienu *atgriezeniskās saites* sinhronizatoru. Lai kompensētu CFO, modeļi tiek lietota uztvērēja ieejas signāla reināšana ar kompensējošā kompleksās eksponentes ģenerators signālu, kuram ir frekvence, kas ir pēc zīmes pretēja CFO (skat 5.5. apakšnodaļu). Šis ģenerators tiek vadīts no CFO



7.2. att. Uz XC balstīts BTO un CFO novērtētājs



7.3. att. Kombinētais BTO un CFO novērtētājs

novērtētāja caur vēl vienu PID vadības ķēdi, kas ir atbildīga par CFO novēršanu.

7.1.2.2 Sakaru kanāla novērtēšana un izlīdzināšana

Uz VUR balstītas PMC sistēmas modelis izmanto TD kanāla novērtētāju, kas ir balstīts uz LMS filtru sistēmas identifikācijas režīmā. Saskaņā ar simulāciju rezultātiem, kas ir doti 6.6. apakšnodaļā, LMS filtrs nodrošina visprecīzāko sakaru kanāla novērtējumu. Ir jāņem vērā, ka filtra koeficientu skaitam ir jābūt lielākam par kanāla impulsa reakcijas nolašu skaitu (modelī tiek izmantoti 8 filtra koeficienti).

Piedāvātajā PMC sistēmas modelī tika lietots uz SVD balstīts izlīdzinātājs (skat 6.5.3.1. apakšnodaļu), jo tas patlaban ir vienīgais zināmais izlīdzinātājs, kas nodrošina izlīdzināšanu GD.

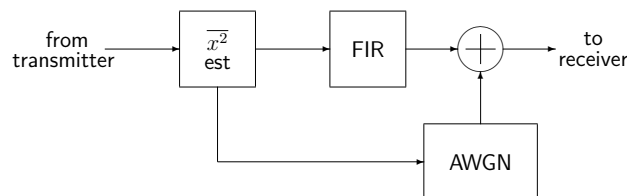
7.1.3 Pamatjoslas sakaru kanāls

Ņemot vērā, ka dotais promocijas darbs ir viens no pirmajiem mēģinājumiem aprakstīt sinhronizāciju un izlīdzināšanu uz VUR balstītās PMC sistēmās, darbs aprobežojas ar vienkāršu kanāla modeli, kas ietver sevī divus efektus: dispersiju laikā (frekvenču selektivitāti) un AWGN. Ņemot vērā, ka pārnese uz AF netiek veikta, modelī tiek lietots *sakaru kanāla pamatjoslas ekvivalents*. Šādu ekvivalentu var iegūt projecējot AF ķēdes un AF sakaru kanālu uz pamatjoslu. Ņemot vērā, ka šajā darbā tiek analizēts tikai aditīvs troksnis un dispersija, notiek tieša pārnese.

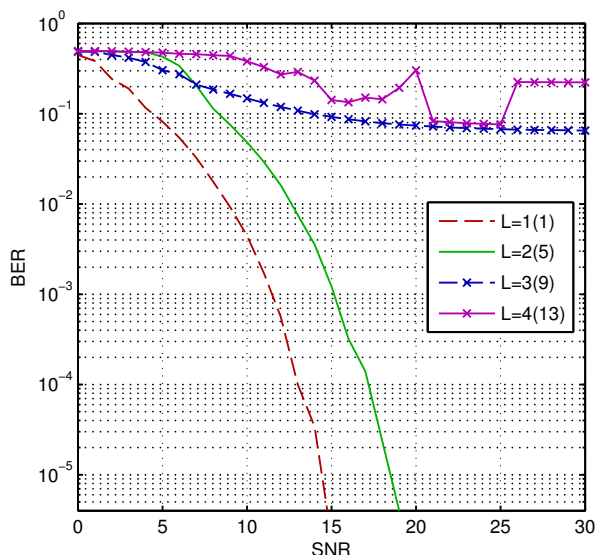
Uz VUR balstītas PMC sistēmas modelis ietver sakaru kanāla modeli, kurš sastāv no FIR filtra un AWGN avota. Sakaru kanāla modeļa shēma ir dota 7.4. attēlā. Papildus bloks $\overline{x^2}$ est' ir nepieciešams pārraidāmā signāla vidējās jaudas noteikšanai, kas ir vajadzīga lai iestatītu AWGN jaudu pie dotā SNR.

7.2 Modeļa simulāciju rezultāti

Izveidotās PMC sistēmas modelis tika testēts pie dažādiem sakaru kanāla parametriem. Uztvērēja ieejas signāla attiecība signāls/troksnis (signal-to-noise ratio - SNR) tika mainīta diapazonā no 0 līdz 30 dB, savukārt kanāla impulsa reakcijas garums tika variēts no 1 līdz 15 nolasēm. Ņemot vērā, ka gan raidītājs gan uztvērējs lieto TD signāla 4x virsdiskretizāciju (oversampling) lai nodrošinātu attiecīgi impulsu formēšanu un laikiztures



7.4. att. Sakaru kanāla modelis (bloks 'baseband channel')



7.5. att. PMC sistēmas simulāciju rezultāti un tās galvenie parametri

Parametrs	Vērtība
apakšnesēju skaits, N	64
UW garums, L	16
transformācijas tips	CCRAOT
CCRAOT leņķis ϕ	30°
CCRAOT leņķis γ	$\pi/2$
CCRAOT leņķis ψ	0
UW secība u	ZC, $M = 3, Q = 16$
LMS garums kanāla novērt.	8 nolases
absolūtais CFO, ϵ	0

sinhronizāciju, efektīvais kanāla impulsa reakcijas garums ir 4x mazāks (7.5. attēlā parādīts iekavās) nekā FIR filtra, kas atrodas sakaru kanālā, kārtā.

No PMC sistēmas simulācijas rezultātiem, kas ir parādīti 7.5. attēlā var novērot, ka impulsa reakcijas garuma pieaugums ved pie strauja PMC sistēmas veikspējas krituma. To izraisa vairāki faktori:

- uz LMS filtru balstīta TD kanāla novērtēšanas precizitāte samazinās līdz ar impulsa reakcijas garuma pieaugumu;
- kompozīcija sakaru kanālā izraisa UW šķērskorelācijas pīķu izsmērēšanos, kas ved pie BTO novērtēšanas (skat 4.2.2.2. apakšnodaļu) kļūdu skaita pieauguma;
- kompozīcija sakaru kanālā izraisa UW fāzes kropļojumus, kas ved pie CFO novērtēšanas algoritmu, kas izmanto XC (skat 5.3.2. apakšnodaļu), precizitātes samazināšanās.

PMC sistēmā lietoto algoritmu skaitļošanas sarežģītība ir dota 7.1. tabulā.

Algoritms	Sarežģītība
Kombinētais BTO un CFO novērtētājs	18432
Unitārā transformācija	12288
Izlīdzināšana	786432

7.1. tabula. Svarīgāko algoritmu skaitļošanas sarežģītība

- VUR var tikt veiksmīgi lietota PMC sistēmu izveidei;
 - Uz ZC secībām balsts bloku UW prefikss var tikt lietots vienlaicīgi gan BTO un CFO sinhronizācijai gan sakaru kanāla novērtēšanai.
 - Simulācijas parādīja, ka piedāvātais parametriskais sakaru modelis ir pietiekoši stabils, lai to varētu izmantot par paraugu aparatūras prototipa izveidei.
 - Piedāvātā modeļa skaitļošanas sarežģītība dod iespēju realizēt PMC sistēmu SDR platformā uz personālā datora bāzes vai programmējamā loģiskā masīva (field-programmable gate array - FPGA) mikroshēmā.
-

8 Iegūto rezultātu izmantošana turpmākajos pētījumos

Šis nodaļas mērķis ir sniegt lasītājam ieskatu pētījumu virzienos, kas autoram liekas svarīgi pēc šī darba izstrādes.

Nobīdes invariantas VUR transformācijas

Uz CCRAOT balstītas PMC sistēmas ir ļoti jutīgas pret laikztures nobīdi (skat 4.2.1. apakšnodaļu). Ņemot vērā, ka ieejas vektora nobīde par 1 nolasi izraisa kardinālas izmaiņas spektra koeficientos, ir nepieciešama BTO sinhronizācija 1 nolases robežās. Uz VUR balstītu, *pret nobīdi invariantu* transformāciju [42], [43] izstrāde dotu iespēju izveidot pret BTO noturīgas PMC sistēmas.

Pārraide bez starp-nesēju traucējumiem

Pētījumā [9] tika parādīts, ka kanāla *īpašfunkcijas* ir atkarīgas no tā stacionaritātes. MC pārraide lietojot īpašfunkcijas dod iespēju izvairīties no ICI parametriskās daudznēsēju modulācijas sistēmās ar divkārši-selektīviem kanāliem un lietot vienkāršus FD-tipa sakaru kanāla novērtēšanas un izlīdzināšanas algoritmus (skat 6.5.2. apakšnodaļu). Ņemot vērā, ka īpašfunkciju meklēšanai var lietot SVD, uz VUR balstīta SVD algoritma izstrāde pavērtu ceļu augstas efektivitātes PMC sistēmām. Darbā [44] var atrast teicamu uz SVD-balstītas izlīdzināšanas sistēmās ar divkārši selektīviem kanāliem analīzi un idejas turpmākajam darbam.

MIMO sistēmas

Ņemot vērā, ka daudz-ieeju daudz-izeju (multiple input multiple output - MIMO) prekoderos (precoders) tiek plaši lietotas unitārās transformācijas un SVD [45], uz VUR balstīta MIMO prekodera izstrāde pavērtu ceļu jaunām iespējām. Turklāt, uz VUR balstītas PMC modulācijas izmantošana šādās sistēmās vēl vairāk uzlabotu to elastību [46].

Literatūra

- [1] Weinstein S. and Ebert P. Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform. //Communication Technology, IEEE Transactions on. 1971. vol. 19, no. 5, pp. 628--634.
- [2] Bingham J.A.C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. //IEEE Communications Magazine. 1990. vol. 28, no. 5, pp. 5--14.
- [3] Lindsey A. and Dill J. Wavelet packet modulation: a generalized method for orthogonally multiplexed communications. //Proceedings of the Twenty-Seventh Southeastern Symposium on System Theory. 1995, pp. 392--396.
- [4] Farhang-Boroujeny B. OFDM Versus Filter Bank Multicarrier. //Signal Processing Magazine, IEEE. 2011. vol. 28, no. 3, pp. 92--112.
- [5] Mattera D. and Tanda M. Data-aided synchronization for OFDM/OQAM systems. //Signal Processing. 2012. vol. 92, no. 9, pp. 2284--2292.
- [6] Lopez-Salcedo J.A., Gutierrez E., Seco-Granados G., and Swindlehurst A.L. Unified Framework for the Synchronization of Flexible Multicarrier Communication Signals. //Signal Processing, IEEE Transactions on. 2013. vol. 61, no. 4, pp. 828--842.

- [7] Misans P. and Torkelson M. Preliminary Simulation of Multicarrier Modulation Data Transmission System. // Nordic MATLAB Conference. Stockholm, p. 4.
- [8] Tsai S.H.S. Multicode transmission using Walsh Hadamard transform. 2011.
- [9] Kozek W. Matched Weyl-Heisenberg expansions of nonstationary environments. Ph.D. thesis, Vienna University of Technology. 1997.
- [10] Martone M. A multicarrier system based on the fractional Fourier transform for time-frequency-selective channels. //Communications, IEEE Transactions on. 2001. vol. 49, no. 6, pp. 1011--1020.
- [11] Oka I. and Fossorier M. A General Orthogonal Modulation Model for Soft-ware Rados. //IEEE Transactions on Communications. 2006. vol. 54, no. 1, pp. 7--12.
- [12] Misans P. and Valters G. Initial FPGA design for generalized Orthogonal Nonsinusoidal Division Multiplexing. //2009 Norchip. 2009, pp. 1--5.
- [13] Forouzan A.R. and Garth L. Orthogonal Code Design for Spectrally Encoded CDMA Systems. // GLOBECOM'07. pp. 4434--4439.
- [14] Misans P., Terauds M., Aboltins A., and Valters G. MATLAB/SIMULINK Implementation of Phi-Transforms—A New Toolbox Only or the Rival of Wavelet Toolbox for the Next Decade? // Nordic MATLAB User Conference. pp. 1--8.
- [15] Aboltins A. Comparison of Orthogonal Transforms for OFDM Communication System. //Electronics and Electrical Engineering. 2011. vol. 111, no. 5, pp. 77--80.
- [16] Aboltins A. and Misans P. Singular Value Decomposition Based Phi Domain Equalization For Multi-Carrier Communication System. //Electronics and Electrical Engineering. 2012. vol. 18, no. 9, pp. 71--74.
- [17] Aboltins A. Block synchronization using unique word for Generalized Unitary rotation based communication system. // Baltic Electronics Conference - BEC2012. Tallinn, pp. 71--74.
- [18] Aboltins A. Carrier Frequency Offset Estimator Based on Unique Word Cross-correlation. // 20th Telecommunications Forum - TELFOR2012. Belgrade, pp. 486--489.
- [19] Aboltins A. and Misans P. Removal of Super-Imposed Synchronization Sequence Using Matched Filter. // Microwave and Radio Electronics Week, MAREW2013. Pardubice, pp. 86--90.
- [20] Misans P., Valters G., Terauds M., and Aboltins A. Initial Implementation of Generalized Haar-Like Orthonormal Transforms into FPGA-Based Devices-Part I: Signal Spectrum Analyzer-Synthesizer Module. //TELECOMMUNICATIONS AND ELECTRONICS. 2008. vol. 8, pp. 16--21.
- [21] Aboltins A. and Klavins D. Synchronization and correction of channel parameters for an OFDM-based communication system. //Automatic Control and Computer Sciences. 2010. vol. 44, no. 3, pp. 160--170.
- [22] Peled A. and Ruiz A. Frequency domain data transmission using reduced computationally complexity algorithms. // Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP'80. IEEE, vol. 5, pp. 964--967.
- [23] Meyr H., Moeneclaey M., and Fechtel S.A. Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing. Wiley series in telecommunications and signal processing. Wiley. 1998.
- [24] Chu. Polyphase codes with good periodic correlation properties. //IEEE Transactions on Information Theory. 1972. , no. 6, pp. 531--532.
- [25] Schmidl T. and Cox D. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. //IEEE Transactions on Communications. 1997. vol. 45, no. 12, pp. 1613--1621.
- [26] Rahardja S. and Falkowski B. Family of unified complex Hadamard transforms. //Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on. 1999. vol. 46, no. 8, pp. 1094--1100.
- [27] Valters G. and Misans P. FPGA implementation of Elementary Generalized Unitary Rotation. //2009 Norchip. 2009. , no. 2, pp. 1--4.
- [28] Misans P. and Terauds M. Introduction into the fast orthogonal transforms based on rotation angles: A New Methodical approach only or a gateway to novel DSP algorithms? // ECS. Bratislava, pp. 85--94.

- [29] Dita P. Factorization of Unitary Matrices. //Journal de Physique (main title). 2001. vol. A 36, p. 12.
- [30] Love D.J., Heath R.W., Lau V.K.N., Gesbert D., Rao B.D., and Andrews M. An overview of limited feedback in wireless communication systems. 2008.
- [31] van de Beek J.J., Sandell M., and Borjesson P.O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. //IEEE Transactions on Signal Processing. 1997. vol. 45, no. 7, pp. 1800--1805.
- [32] de Sa J.P.M. Linear regression. // Applied Statistics Using SPSS, STATISTICA, MATLAB and R, chap. 6. 2007. pp. 272--285.
- [33] Classen F., Meyr H., and Sehier P. Maximum likelihood open loop carrier synchronizer for digital radio. // Communications, 1993. ICC 93. Geneva. Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on. vol. 1, pp. 493--497 vol.1.
- [34] Farrow C. A continuously variable digital delay element. // Circuits and Systems, 1988., IEEE International Symposium on. IEEE, pp. 2641--2645.
- [35] Proakis J.G. Digital communications. McGraw-Hill, 4th ed. 2000.
- [36] Falconer D. History of equalization 1860-1980. //Communications Magazine, IEEE. 2011. vol. 49, no. 10, pp. 42--50.
- [37] Dukkupati R.V. MATLAB An introduction with applications. New Age International, New Delhi. 2010.
- [38] Widrow B. and Stearns S.D. Adaptive signal processing. Prentice-Hall signal processing series. Prentice-Hall. 1985.
- [39] Gray R.M. Toeplitz and Circulant Matrices: A Review. //Foundations and Trends® in Communications and Information Theory. 2005. vol. 2, no. 3, pp. 155--239.
- [40] Golub and VanLoan. Matrix computations. The Johns Hopkins University Press, 3 ed. 1996.
- [41] Bianchi T. and Argenti F. SVD-based equalization for zero padded multicarrier systems in time-variant fading channels. //Signal Processing. 2006. vol. 0, no. Eusipco, pp. 0--4.
- [42] Yu R. Shift-Variance Analysis of Generalized Sampling Processes. //Signal Processing, IEEE Transactions on. 2012. vol. 60, no. 6, pp. 2840--2850.
- [43] Almeida L. The fractional Fourier transform and time-frequency representations. //IEEE Transactions on Signal Processing. 1994. vol. 42, no. 11, pp. 3084--3091.
- [44] Marzetta T.L. and Salz J. Singular Value Decomposition of a Matrix-Valued Impulse Response. //Proceedings. (ICASSP '05). IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2005. 2005, pp. 913--916.
- [45] Raleigh G.C. and Cioffi J.M. Spatio-temporal coding for wireless communication. 1998.
- [46] Park J., Chun J., and Jeong B.J. Efficient Multi-user MIMO Precoding based on GSVD and Vector Perturbation. //Signal Processing. 2011.