

(19)



SUOMI - FINLAND

(FI)

PATENTTI- JA REKISTERIHALLITUS
PATENT- OCH REGISTERSTYRELSEN
FINNISH PATENT AND REGISTRATION OFFICE

(10) **FI 954558 A7**

(12) **JULKISEKSI TULLUT PATENTTIHAKEMUS
PATENTANSÖKAN SOM BLIVIT OFFENTLIG
PATENT APPLICATION MADE AVAILABLE TO THE
PUBLIC**

(21) Patentihakemus - Patentansökan - Patent application **954558**

(51) Kansainvälinen patenttiluokitus - Internationell patentklassifikation -
International patent classification
H04B 15/00
H03D 1/00

(22) Tekemispäivä - Ingivningsdag - Filing date **27.01.1995**

(23) Saapumispäivä - Ankomstdag - Reception date **26.09.1995**

(41) Tullut julkiseksi - Blivit offentlig - Available to the public **26.09.1995**

(43) Julkaisupäivä - Publiceringsdag - Publication date **13.06.2019**

(86) Kansainvälinen hakemus - **27.01.1995 PCT/US1995/001010**
Internationell ansökan - International
application

(32) (33) (31) Etuoikeus - Prioritet - Priority

27.01.1994 US 187062

(71) Hakija - Sökande - Applicant

1 • Ericsson GE Mobile Communications Inc., One Triangle Drive, Research Triangle Park, NC 27709,
AMERIKAN YHDYSVALLAT, (US)

(72) Keksijä - Uppfinnare - Inventor

1 • Dent, Paul W., Stehag, SVERIGE, (SE)

2 • Bottomley, Gregory E., Cary, NC 27511, AMERIKAN YHDYSVALLAT, (US)

(74) Asiamies - Ombud - Agent

Kolster Oy Ab, Salmisaarenaukio 1, 00180 Helsinki

(54) Keksinnön nimitys - Uppfinningens benämning - Title of the invention

Menetelmä ja järjestelmä "alas-linkki"-CDMA-signaalien demodulointia varten

Förfarande och system för demodulering av "nedlänk"-CDMA-signaler

Menetelmä ja järjestelmä "alas-linkki"-CDMA-signaalien demodulointia varten

Keksinnön tausta

5 Tämä keksintö liittyy yleisesti radiopuhelinjärjestelmien CDMA-viestintätekniikkaan (Code Division Multiple Access, koodijakomonikäyttö) ja tarkemmin CDMA-signaalien demodulointiin.

10 Toisesta maailmansodasta lähtien on käytetty CDMA-viestintää ja hajaspektriviestintää. Ensimmäiset sovellukset liittyivät ensisijaisesti sotilaalliseen käyttöön. Nykyään kiinnostus hajaspektritekniikan käyttöön kaupallisissa sovelluksissa on kuitenkin kasvamassa, mukaan lukien digitaaliset solukkojärjestelmät, matkaviestinjärjestelmät sekä sisä- ja ulkotilojen DCS-1800-järjestelmään pohjautuvat matkaviestinjärjestelmät (PCN, Personal Communications Network).

20 Matkapuhelinteollisuus on niin Yhdysvalloissa kuin muuallakin maailmassa edistynyt ilmiömäisesti kaupallisissa toiminnoissa. Toimintojen kasvu suurkaupunkialueilla on suuresti ylittänyt odotukset ja järjestelmien kapasiteetit ovat käymässä liian pieniksi. Tämän kehityssuunnan jatkuessa nopean kasvun vaikutukset ulottuvat kohta pienimpiinkin markkina-alueisiin. Näiden kasvavien kapasiteettitarpeiden tyydyttämiseksi, korkealaatuisten palvelujen ylläpitämiseksi sekä hintojen nousujen välttämiseksi tarvitaan innovatiivisia ratkaisuja.

25 Tärkeänä askeleena matkapuhelinjärjestelmissä on koko maailmassa siirtyminen analogisesta siirrosta digitaaliseen siirtoon. Yhtä tärkeää on tehokkaan digitaalisen siirtotavan valinta seuraavan sukupolven matkapuhelintekniikan soveltamista varten. Lisäksi uskotaan laajasti, että ensimmäisen sukupolven PCN-järjestelmät, joissa käytetään halpoja, taskukokoisia, langattomia puhelimia, jotka kätevästi voi kantaa mukanaan ja joita voi käyttää

30
35

soittamiseen tai puhelujen vastaanottamiseen kodissa, toimistossa, kadulla, autossa, jne., tullaan toteuttamaan solukkoverkkojen avulla, joissa käytetään seuraavan sukupolven digitaalisten matkapuhelinjärjestelmien infrastruktuuria. Näissä uusissa järjestelmissä tarvittavana avainominaisuutena on suurempi liikennekapasiteetti.

Nykyään kanavia käytetään FDMA-menetelmällä (Frequency Division Multiple Access, taajuusjakomonikäyttö) ja TDMA-menetelmällä (Time Division Multiple Access, aikajakomonikäyttö). FDMA-tekniikassa viestintäkanava muodostuu yksittäisestä radiotaajuuskaistasta, johon signaalin lähetysteho keskitetään. Järjestelmän kapasiteettia rajoittavat käytettävissä olevat taajuudet ja kanavien uudelleenkäytön rajoitukset. TDMA-järjestelmissä kanava muodostuu saman taajuuden peräkkäisten, jaksoittaisten aikavälijonojen yhdestä aikavälistä. Järjestelmän kapasiteettia rajoittavat käytettävissä olevat aikavälit ja kanavien uudelleenkäytön rajoitukset.

FDMA-, TDMA- tai FDMA/TDMA-hybridijärjestelmissä tavoitteena on varmistaa, etteivät kaksi potentiaalisesti toisiaan häiritsevää signaalia asetu samanaikaisesti samalle taajuudelle. Tästä erottuen CDMA-tekniikka sallii signaalien sekä ajallisen että taajuudellisen limittävyyden. Täten kaikki CDMA-signaalit jakavat saman taajuuspektrin. Taajuus- tai aika-alueella monikäyttösignaalit esiintyvät limittäisinä.

CDMA-viestintätekniikkaan liittyy useita etuja. CDMA-pohjaisten solukkojärjestelmien kapasiteettirajat on suunniteltu jopa kaksikymmentäkertaisiksi verrattuina olemassa olevaan analogiseen tekniikkaan, johtuen laajakais- taisten CDMA-järjestelmien ominaisuuksista, kuten parannetusta koodaustuotto/modulointitiheys-suhteesta, ääniakti- viteettiliipaisusta, sektoroinnista ja jokaisessa solussa tapahtuvasta saman spektrin uudelleenkäytöstä. Puheen CDMA-siirto käyttäen suuren bittinopeuden dekodoria var-

mistaa ylivoimaisen, oikeantuntuksen äänenlaadun. CDMA-tekniikka mahdollistaa lisäksi erilaiset datanopeudet ja täten eriasteisten äänenlaatuojen tarjoamisen. CDMA-tekniikan muokattu signaalimuoto poistaa ylikuulumiset kokonaan ja tekee puhelujen salakuuntelun tai jäljittämisen hyvin vaikeaksi ja kalliiksi, mikä takaa soittajien paremman yksityisyyden ja paremman suojan vilpilliseltä toiminnalta.

"Perinteisissä" suorasekvenssi-CDMA-järjestelmissä siirrettävät tiedot sisältävä datavirta lisätään paljon suuremman nopeuden datavirtaan, joka tunnetaan ominaissekvenssinä (signature sequence) lähetyssekvenssin muodostamista varten. Tiedot sisältävä datavirta ja suuren datanopeuden ominaissekvenssivirta yhdistetään kertomalla molemmat bittivirrat tehokkaasti olettaen että kummankin bittivirran binaarisia arvoja edustavat arvot +1 ja -1. Tiedot sisältävä datavirta voi muodostua muiden lukujärjestelmien kompleksisista symboliarvoista binaaristen arvojen +1 ja -1 sijasta. Tätä suuremman bittinopeuden signaalin yhdistämistä alemman bittinopeuden signaaliin sanotaan koodaukseksi tai tiedot sisältävän datavirtasignaalin levittämiseksi. Jokaiselle tietoja sisältävälle datavirralle eli kanavalle osoitetaan oma ominaissekvenssi.

Ominaissekvenssin datat ovat tyypillisesti binaariset, mikä aikaansaa "alibiteistä" ("chips") muodostuvia bittivirtoja. Eräänä tapana tuottaa nämä ominaissekvenssit on käyttää näennäiskohinaprosessia (PN, Pseudo Noise), joka esiintyy satunnaisesti, mutta joka on hyväksytyn vastaanottimen toistettavissa. On tavallista, että ominaissekvenssin jakso kestää yhden datasymbolijakson, siten että sama N_c -alibittiominaissekvenssi levittää kaikki datasymbolit. Yleensä tätä ominaissekvenssiä voivat edustaa reaaliset ja imaginaariset luvut, mikä vastaa alibittiarvon lähettämistä kanta-aaltotaajuudella (I-kanavalla) tai kanta-aaltotaajuudesta 90 asteen vaihesiirrolla tuotetulla

taajuudella (Q-kanavalla). Lisäksi ominaissekvenssi voi muodostua kahden sekvenssin yhdistelmästä, toisen näistä sekvensseistä ollessa Walsh-Hadamard-tyyppinen koodisana.

5 Datasymbolit ovat tyypillisesti binaariset. Täten ominaissekvenssin tai sen käänteisversion siirto vastaa yhtä tietobittiä. Yleisesti, tietosymbolin b lähetys käyttäen ominaissekvenssiä $s(n)$, merkitsee lähetystä

$$t(n) = b s(n) \quad (1)$$

10

Vastaanotin saattaa vastaanotetun signaalin ja tunnetun ominaissekvenssin vastaavuussuhteeseen ilmaisutilaston tuottamiseksi, jota käytetään $b:n$ ilmaisua varten. Tuloksena ollessa suuri positiivinen korrelaatio binaaristen tietosymbolien tapauksissa, ilmaisutuloksena on "0"; tuloksena ollessa suuri negatiivinen korrelaatio, ilmaisutuloksena on "1".

20 Useat koodatut tietosignaalit moduloivat radiotaajuuden kantoaallon, esimerkiksi käyttäen vaiheavainnusta (PSK, Phase Shift Keying), ja vastaanotin vastaanottaa ne yhdistelmäsignaalina. Kaikki levitetyt signaalit ovat sekä ajan että taajuuden suhteen limittäiset kaikkien muiden levitettyjen signaalien sekä kohinasignaalien kanssa. Vastaanottimen ollessa hyväksytty, yhdistelmäsignaali saatetaan vastaavuussuhteeseen yhden ainutlaatuisen ominaissekvenssin kanssa ja vastaava tietosignaali on eristettävissä ja dekodattavissa.

25 Edellä esitetyssä esimerkissä datasymboli b moduloi suoraan ominaissekvenssin $s(n)$, mitä yleensä sanotaan koherentiksi modulaatioksi. Datasymboli voi olla binaarinen (+1 tai -1), kvaternaarinen (+1, +j, -1 tai -j) tai yleisesti kuulua mielivaltaiseen lukujärjestelmään, jolloin sen arvoksi tulee yksi M :stä mahdollisesta vaihtoehdosta. Tämä mahdollistaa sen, että yksi tietosymboli b edustaa

30 $\log_2(M)$ tietobittiä. Erään toisen perinteisen CDMA-modulaa-

tiotavan mukaan tieto sisältyy tapaan, jolla b muuttuu
 seuraavaksi symboliksi, jolloin kysymyksessä on differen-
 tiaalisesti koherentti modulaatio. Tässä tapauksessa to-
 delliset tiedot saadaan yleensä lausekkeella $b(t) b^*(t-T_s)$,
 jossa $*$ merkitsee kompleksista konjugaatiota, t on
 aikaindeksi ja T_s on tietosymbolijakso. Vielä erään muun
 perinteisen CDMA-modulaatiotavan mukaan, jota joskus sano-
 taan ei-koherentiksi modulaatioksi, siirretään M -lukujär-
 jestelmän tietosymboli lähettämällä yksi M :stä eri omi-
 naissekvenssistä.

Eräs muu CDMA-tekniikka, jota sanotaan "parannetuk-
 si CDMA:ksi" ("enhanced CDMA"), sallii myös sen, että jo-
 kainen siirretty sekvenssi edustaa useampaa kuin yhtä tie-
 tobittiä. Koodisanojen joukkoa, jotka tyypillisesti ovat
 ortogonaalisia koodisanoja tai bi-ortogonaalisia koodisa-
 noja, käytetään tietobittiryhmän koodaamiseen paljon pi-
 temmäksi koodisekvenssiksi tai koodisymboliksi. Ominais-
 sekvenssiä käytetään binaarisen koodisekvenssin muokkaami-
 seen ennen lähetystä. Tämä on suoritettavissa kahden bi-
 naarisen sekvenssin kahden jakojäännösyhteenlaskun avulla.
 Vastaanottimessa tunnettua muokkausmaskia käytetään muok-
 kauksen poistoon vastaanotetusta signaalista, joka sen
 jälkeen asetetaan vastaavuussuhteeseen kaikkien mahdollis-
 ten koodisanojen kanssa. Suurinta korrelaatioarvoa vastaa-
 va koodisana ilmaisee todennäköisimmin lähetetyn koodisa-
 nan eli todennäköisimmin lähetetyt tietobitit. Eräs taval-
 linen ortogonaalinen koodi on Walsh-Hammarad-koodi (WH).
 Parannettua CDMA-tekniikka voidaan pitää ei-koherentin
 modulaation erikoistapauksena.

Sekä perinteisessä että parannetussa CDMA-tekni-
 kassa edellä mainitut "tietobitit" tai "tietosymbolit"
 voivat myös olla koodattuja bittejä tai symboleja, käyte-
 tyn koodin ollessa lohkokoodi tai konvoluutiokoodi. Yksi
 tai useampi tietobitti voi muodostaa datasymbolin. Lisäksi
 ominaissekvenssi tai muokkausmaski voi olla paljon pitempi

kuin yksittäinen koodisekvenssi, jolloin koodisekvenssiin lisätään ominaissekvenssin tai muokkausmaskin alisekvenssi.

Useissa radioviestintäjärjestelmissä vastaanotettu
 5 signaali sisältää kaksi komponenttia: I-komponentin (samanvaiheisen komponentin) ja Q-komponentin (komponentin, jonka vaihesiirto on 90°). Tämä johtuu siitä, että lähetys-
 10 signaali muodostuu kahdesta komponentista ja/tai siitä, että väliin tuleva signaali tai koherentin kantoaalto-
 renssin puute aiheuttaa lähetys-signaalin jakautumisen I-
 15 komponentiksi ja Q-komponentiksi. Digitaalista signaalin-
 käsittelyä käyttävässä tyypillisessä vastaanottimessa signaalin vastaanotetuista I- ja Q-komponenteista otetaan
 näytteet T_c sekunnin välein, T_c :n ollessa alibittisarjan
 20 pituus, ja näytteet tallennetaan.

Matkaviestinjärjestelmissä tukiasemien ja matkaviestimien välillä lähetetyt signaalit kärsivät tyypillisesti
 25 kaikuvääritymistä ja aikahajonnasta, jotka voivat johtua isojen rakennusten tai läheisten vuorten aiheuttamasta
 signaaliheijastuksista. Monitiehajontaa esiintyy signaalin edetessä vastaanottimeen useita reittejä yhden
 reitin sijasta, siten että vastaanotin vastaanottaa useita
 30 kaikuja, joilla on eri ja satunnaisesti vaihtelevia viiveitä ja amplitudeja. Monitiehajonnan ja aikahajonnan
 esiintyessä CDMA-järjestelmässä, vastaanotin vastaanottaa
 35 täten lähetetyn symbolin eri reittejä (joita sanotaan "säteiksi") edenneiden useiden versioiden muodostaman yhdistelmäsignaalin,
 eri versioiden suhteellisten aikaviiveiden tavallisesti alittaessa yhden symbolijakson. Jokaisella
 erotettavalla säteellä on saapumisaika k , joka poikkeaa T_c
 sekuntia ensimmäisen säteen saapumisajasta. Jos $t(n)$ edustaa
 lähetettyjen alibittisarjojen näytteitä ja $r(n)$ edustaa
 vastaanotettuja alibittisarjojen näytteitä, N :n ollessa diskreetti
 aikaindeksi, monitieaikahajonta voidaan esittää seuraavasti:

$$r(n) = \sum_{k=0}^{Nr-1} c(k) t(n-k) \quad (2)$$

5 jossa Nr on monitiehajonnan aiheuttamien säteiden määrä.

Monitieaikahajonnan tuloksena korrelaatioyksikkö tuottaa useita pienempiä piikkejä yhden suuren piikin sijasta. Lähetettyjen symbolien ilmaisemiseksi (ja databittien jälleenmuodostamiseksi) vastaanotetut piikit yhdistetään jollakin tavalla. Tämä suoritetaan tyypillisesti RAKE-vastaanottimen avulla, joka on saanut nimensä (RAKE = harava) siitä, että se "haravoi" yhteen kaikki monitiekomponentit käyttäen painotettua summaa.

RAKE-vastaanottimessa käytetään tietynlaista monitieyhdistämistä signaalienergian keräämistä varten eri signaaleista vastaanotetuista signaaleista, eli eri signaalisäteistä. Monitieilmiö merkitsee toisteisia viestintäkanavia, siten että viestintä edelleen on mahdollista muilla kanavilla, vaikka jokin kanava vaimenee. Koherentti CDMA-RAKE-vastaanotin torjuu vaimenemiset ilmaisemalla kaikusignaalit yksilöllisesti käyttäen korrelaatiomenetelmää ja laskemalla ne algebrallisesti yhteen (samalla etumerkillä).

RAKE-vastaanottimen eräässä muodossa eripituisin viivein esiintyvän vastaanotetun signaalin sisältävän ominaissekvenssin korrelaatioarvoja kulkee väliotoilla varustetun viivelinjan läpi. Viivelinjaan tallennetut arvot painotetaan ja lasketaan sen jälkeen yhteen yhdistimen lähtösignaalin muodostamiseksi. Aikaisimman säteen korrelaatioarvon ollessa väliotoilla varustetun viivelinjan toisessa päässä ja viimeisen säteen korrelaatioarvon ollessa väliotoilla varustetun viivelinjan toisessa päässä, valitaan painotettu summa tietyn tietosymbolijakson yhdistelmäsignaaliarvon saamiseksi. Tämä merkitsee käytännössä kompleksisen FIR-suotimen (Finite Impulse Response, äärellinen impulssivaste) lähtöön kohdistuvaa näytteenottoa,

suotimen kertoimien muodostuessa RAKE-vahvistimen väliottojen kertoimista. Tavallisesti käytetään suodatetun arvon reaalista osaa. Joissakin sovelluksissa lasketaan varsinaisesti vain valittu suodinlähtö.

5 Kuviossa 1 on esitetty tavanomaisen RAKE-vastaanottimen lohkokaavio, jossa käytetään korrelaatioyksikön jälkeistä eri säteiden koherenttia yhdistämistä. Vastaanotettu radiosignaali sekoitetaan kantataajuiseksi ja siitä otetaan näytteitä esimerkiksi yhdistämällä siihen kosini-
10 ja siniaaltomuotoja ja suodattamalla signaali suurtaajuusvastaanottimessa 100, joka tuottaa alibittisarjojen I- ja Q-näytteitä. Nämä alibittinäytteet asetetaan vastaavuussuhteeseen tunnettujen ominaissekvenssien kanssa korrelaatioyksikössä 101. Korrelaatioarvot suodatetaan sen jälkeen
15 FIR-suotimessa 102, joka yhdistää korrelaatioarvot käyttäen kompleksisia painotuksia, jotka vastaavat kanavan väliottojen kertoimia. Joskus tarvitaan vain painotettujen arvojen reaalisia osia. Käytettäessä esimerkiksi binaarista koherenttia modulointia, valitun arvon reaalisen osan etumerkki ilmaisee lähetettiinkö "+1" vai "-1". Symbolien
20 ajoitustietoihin perustuvana oikeana hetkenä valitsin 103 valitsee FIR-suotimen lähtösignaalin, syötettäessä valitsimen lähtösignaali kynnysilmaisimeen 104, joka käyttää valittua arvoa tietosymbolin määrittämistä varten. Kanava-
25 seurainta 105 käytetään FIR-suotimen 102 kanavaväliottojen kertoimien arvioimista varten.

Oletetaan matemaattisesti, että $r(n) = I(n) + jQ(n)$ ovat vastaanotetut alibittinäytteet, jossa $I(n)$ ovat I-komponentin näytteet, $Q(n)$ ovat Q-komponentin näytteet ja
30 n on näytteenottoindeksi (diskreetti aikaindeksi). Korrelaatioyksikkö asettaa nämä datat vastaavuussuhteeseen tunnetun ominaissekvenssin $s(n)$ kanssa seuraavan lausekkeen aikaansaamiseksi:

$$x(k) = \sum_{n=0}^{Nc-1} s^*(k) r(n+k) \quad (3)$$

5 jossa * merkitsee kompleksista konjugaatiota, joka tarvitaan ainoastaan ominaissekvenssin ollessa kompleksinen.

Tällöin RAKE-yhdistin on FIR-suodin, joka suodattaa korrelaatio-signaaleja lähetetyn symbolin b ilmaisutilaston z muodostamiseksi.

10

$$z = \sum_{k=0}^{Nr-1} a^*(k) x(k) \quad (4)$$

15 johon suodinkertoimet valitaan samoin kuin kanavan väliottokertoimet:

$$a(k) = c(k) \quad (5)$$

20 Käytännössä nämä olisivat kanavan väliottokertoimien arvioita. Binaarisen moduloinnin tapauksessa käytetään vain Z :n reaali-osaa.

RAKE-vastaanottimessa on tyypillisesti rajoitettu määrä väliottoja, jolloin se pystyy käsittelemään rajoitetun määrän säteitä. Väliottojen ei tarvitse sijaita vierekkäin (esimerkiksi jos $c(0)$, $c(2)$ ja $c(5)$ eivät ole yhtä kuin nolla, kolmen välioton RAKE-vastaanotin pystyy käsittelemään nämä säteet). Selitettäessä RAKE-toimintaa on kuitenkin käytännöllistä olettaa, että väliottojen sijainnit ovat peräkkäiset. Ei-peräkkäisten väliottojen tapaukset ovat peräkkäisten väliottojen erikoistapauksia, joissa välissä sijaitsevien väliottojen tietyillä RAKE-väliottokertoimilla on arvo nolla. Esimerkiksi kolmen välioton RAKE-vastaanotin, joka kerää säteet $k=0$, 2 ja 5 , on erikoistapaus kuuden välioton RAKE-vastaanottimesta, joka

25

30

35

kerää säteet $k=0-5$, mutta jonka RAKE-väliottokertoimilla on arvo nolla säteille $k=1$, $k=3$ ja $k=4$.

Yhtälön (5) antamat RAKE-väliottokertoimet perustuvat siihen oletukseen, että hajaspektrisignaali vastaanotetaan valkoisen kohinan esiintyessä. Valkoinen kohina tuottaa kohinanäytteitä (alibittisarjojen näytteitä), jotka eivät korreloi keskenään.

Useissa järjestelmissä, kuten solukkojärjestelmissä, vastaanottimeen kohdistuu häiriöitä useista lähetimistä, mukaan lukien halutun signaalin lähettävä lähetin. Lisäksi ympäristön kohina vaikuttaa vastaanottimen suorituskykyyn. Täten on yleensä olemassa kaksi vastaanottimeen vaikuttavaa kohinalähdettä: a) esikanavakohina kuten häiriösignaaleja samasta lähetimestä, joka lähettää signaalin ja b) jälkikanavakohina, joka käsittää sekä lämpökohinaa että muista lähettimistä tulevia häiriöitä. Esikanavakohina lähettimessä ja jälkikanavakohina vastaanottimessa voidaan usein kuvata valkoisina kohinaprosesseina.

Tarkastelkaamme ensin esikanavakohinaa. Useimmissa lanagattomissa CDMA-sovelluksissa, kuten matkaviestinjärjestelmissä, käytetään tähden muotoista verkkoa, jossa matkaviestimet viestittävät tukiasemaksi kutsutun yleisen rakenteen kanssa. "Alas-linkissä" (down-link), jota myös sanotaan myötäsuuntaiseksi signaalitieksi, tukiasema viestittää matkaviestimille lähettäen kaikki signaalit samanaikaisesti. Määrätyn matkaviestimen vastaanottimessa sekä haluttu signaali että tukiasemasta tulevat häiriösignaalit kulkevat täten saman kanavan kautta. Olettaen että valkoinen kohina kuvaa vastaanottimeen kohdistuvia häiriöitä, kanava värittää tätä kohinaa aiheuttaen värillistä kohinaa vastaanottimeen. Täten vastaanottimen kohinasta osa on värillistä. Matkaviestinjärjestelmissä tämä osa edustaa suurta osaa kokonaiskohinasta.

Tavanomainen RAKE-suodin suunniteltiin olettaen kohina valkoiseksi eikä se toimi hyvin värillisen kohinan

esiintyessä. Tästä seuraa, että tavanomainen RAKE-suodin ei ole optimaalinen ratkaisu matkaviestimen vastaanotinta varten. Täten on olemassa paremman "alas-linkki"-vastaanottimen tarve radioviestintäjärjestelmien matkaviestimiä varten.

Yhteenveto

Tämän keksinnön avulla poistetaan tavanomaisten järjestelmien nämä haitat sekä muita haittoja ja vaikeuksia. Tämän keksinnön esimerkinomaiset suoritusmuodot ilmaisevat CDMA-signaalit myös värillisen kohinan esiintyessä. Tämä aikaansaadaan korvaamalla RAKE/FIR-yhdistelmäsuodin yleisemmällä suotimella, esimerkiksi IIR- (Infinite Impulse Response, ääretön impulssivaste) tai FIR-suotimella. Seuraavaksi yleinen suodin varustetaan väliotoilla ja väliottokertoimilla, jotka ovat optimaaliset "alas-linkki"-CDMA-tapausta varten. Nämä suodinparametrit voidaan määrittää tiettyjen viestintälinkkiparametrien funktiona. Vaihtoehtoisesti suodinparametrit voi määrittää suoraan käyttämällä adaptiivista suodinmenetelmää, jolloin linkkiparametrien suora määrittästarve poistuu. Vastaanottimen suorituskyvyn tällaisen parantamisen avulla CDMA-järjestelmä saadaan tarjoamaan parannettua laatua ja/tai aikaansaadaan järjestelmän kapasiteetin kasvua.

Piirustusten lyhyt selostus

Tämän keksinnön edellä selostetut tarkoitukset, ominaisuudet ja edut sekä sen muita tarkoituksia, ominaisuuksia ja etuja ovat helpommin ymmärrettävissä lukemalla seuraava seikkaperäinen selostus piirustusten yhteydessä, joissa:

Kuviossa 1 on esitetty tavanomainen RAKE-vastaanotin;

Kuviossa 2 on tämän keksinnön esimerkinomaisen suoritusmuodon mukaisen IIR-suotimen sisältävän vastaanottimen lohkokaavio;

Kuviossa 3 on tämän keksinnön erään toisen esimerkinomaisen suoritusmuodon mukaisen adaptiivisen IIR-suotimen sisältävän vastaanottimen lohkokaavio;

5 Kuviossa 4 on tämän keksinnön erään muun esimerkinomaisen suoritusmuodon mukaisen FIR-suotimen sisältävän vastaanottimen lohkokaavio;

Kuviossa 5 on käyrästö, joka esittää kahden säteen kanavan eri väliottosijaintien signaali-kohinasuhdehäviöt;

10 Kuvio 6(a) esittää tavanomaisen RAKE-vastaanottimen väliottoihin kytketyt korrelaatioyksikön lähdöt;

Kuvio 6(b) esittää muunnetun RAKE-vastaanottimen väliottoihin kytketyt korrelaatioyksikön lähdöt;

15 Kuviossa 7 on käyrästö, joka esittää RAKE-suotimen ja muunnetun RAKE-suotimen häviöt kahden välioton kanavan tapauksessa, jossa esiintyy vain vähän soluhäiriöitä;

Kuviossa 8 on käyrästö, joka esittää vastaanottosuotimen ominaisuudet vaimenevassa kanavassa, jossa ei esiinny saman solun häiriöitä;

20 Kuviossa 9 on käyrästö, joka esittää vastaanottosuotimen ominaisuudet vaimenevassa kanavassa, jossa esiintyy vain vähän saman solun häiriöitä; ja

Kuviossa 10 on tämän keksinnön vielä erään muun esimerkinomaisen suoritusmuodon mukaisen FIR-suotimen sisältävän vastaanottimen lohkokaavio.

25 **Keksinnön yksityiskohta**

Tämän keksinnön esimerkinomaisten suoritusmuotojen mukaan suodintoiminta, joka seuraa korrelaatioprosessia "alas-linkin" suorasekvenssisessä CDMA-vastaanottimessa, optimoidaan siten, että maksimoidaan todennäköisyys sille, 30 että ilmaistut symbolit ovat samat kuin lähetetyt tietosymbolit. Toisin ilmaistuna minimoidaan lähetettyjen tietojen väärrien ilmaisujen todennäköisyys. Optimointi perustuu ilmaisutilaston signaali-kohinasuhteen (SNR, Signal-to-Noise Ratio) maksimointiin huomioiden se, että esikanavakohinan värittäjänä on signaalikanava. 35

Tämän keksinnön erään esimerkinomaisen suoritustemuodon mukaan RAKE/FIR-yhdistelmäsuodin on korvattu IIR-suotimella, jonka siirtofunktio on $H(z)$. Kun signaali-kohinasuhde maksimoidaan, IIR-suotimen siirtofunktioksi $H(z)$ tulee:

$$H(z) = K \frac{C^*(z^{-1})}{C^*(z^{-1})C(z)X+N} \quad (6)$$

jossa

$$C(z) = c(0) + c(1)z^{-1} + c(2)z^{-2} + \dots \quad (7a)$$

$$C^*(z^{-1}) = c^*(0) + c^*(1)z^1 + c^*(2)z^2 + \dots \quad (7b)$$

X on esikanavakohinan teho, N on jälkikanavakohinan teho ja K on mielivaltainen skaalauskerroin. Täten $C(z)$ on kanavakertoimien $c(k)$ z -muunnos.

IIR-suotimella on myötäsuuntainen suodinosi $A(z)$ ja vastasuuntainen suodinosi $B(z)$, siten että $H(z) = A(z)B(z)$. Yhtälöstä (6) havaitaan, että nämä osat saadaan yhtälöistä:

$$A(z) = C^*(z^{-1}) \quad (8a)$$

$$B(z) = C^*(z^{-1})C(z)X + N \quad (8b)$$

Käytännössä $c(k)$ olisi arvioitu, kuten myös X ja N . Lisäksi X ja N ovat korvattavissa vastaavilla arvoilla kuten arvoilla $X/(N+X)$ ja $N/(N+X)$. IIR-suotimen kertoimet $a(k)$ ja $b(k)$ liittyvät z -muunnoksiinsa seuraavasti:

$$A(z) = \sum_k a(k)z^{-k}, \quad B(z) = \sum_k b(k)z^{-k} \quad (8c)$$

jossa on oletettu seuraava riippuvuus IIR-suotimen lähdön $y(n)$ ja IIR-suotimen tulon $x(n)$ välillä:

$$\sum_k b(k)y(n-k) = \sum_k a(k)x(n-k) \quad (8d)$$

IIR-suodin on toteutettavissa useilla tavoilla, kuten on
 5 käsitelty esimerkiksi A.V. Oppenheimin ja R.W. Schaferin
 julkaisussa "Digital Signal Processing" (digitaalinen sig-
 naalinkäsittely), Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall,
 1975.

On huomattava, että ellei esikanavakohinaa esiinny
 10 (eli $X = 0$), suodin toimii RAKE-yhdistimen tavoin, koska
 $B(z)$ on vakio ja $A(z)$ on $c^*(0) + c^*(1)z + \dots$ jne. Toises-
 sa ääritapauksessa, kun $N = 0$, termit kumoavat toisensa
 siten, että $A(z)$ on vakio ja $B(z) = C(z)$. Tämä purkaa käy-
 tännössä kanavan, jota voi pitää yksinkertaisena lineaar-
 15 risena korjaimena. Täten tämän keksinnön soveltaminen ai-
 kaansaa suodintoiminnan, joka muodostaa jatkuvan siirtymän
 näiden kahden ääritapauksen välillä.

Lähetsymistapaa voi laajentaa kuvaamaan eri tuki-
 asemien kanavien aiheuttamaa vaikutusta. Termi $C^*(z^1)C(z)X$
 20 korvataan vastaavien termien summalla, jokaisen termin
 edustaessa yhtä kuvattua häiritsevää tukiasemaa. Lähesty-
 mistapa on myös ulotettavissa tapaukseen, jossa useat tu-
 kiasemat lähettävät saman tietosekvenssin, mikä tehdään
 makrodiversiteetin tai pehmeiden kanavanvaihtojen aikaan-
 25 saamiseksi. Yleisesti jokaista tukiasemaa vastaa yksi $C(z)$
 ja yksi X , jotka merkitään $C_b(z)$ ja X_b . Yhtälön (6) lauseke
 muuttuu täten seuraavasti:

$$30 \quad H(z) = K \frac{C_{eff}^*(z^{-1})}{N + \sum_b C_b^*(z^{-1})C_b(z)X_b}$$

jossa $C_{eff}(z)$ on signaalin näkemä tehollinen kanava, joka
 35 muodostuu halutun signaalin lähettäviä tukiasemia vastaa-
 vien termien $C_b(z)$ summasta. Nimittäjän summanmuodostus
 voi käsittää tukiasemia, jotka eivät lähetä haluttua sig-

naalia, mutta jotka tuottavat huomattavan määrän häiriöitä.

Kuviossa 2 on esitetty tämän esimerkinomaisen suoritusmuodon mukaisen vastaanottimen lohkokaavio. Vastaan-
 otettu radiosignaali sekoitetaan kantataajuiseksi ja siitä
 otetaan näytteitä esimerkiksi yhdistämällä siihen kosini-
 ja siniaaltomuotoja ja suodattamalla signaali suurtaajuus-
 vastaanottimessa 200, joka tuottaa kompleksisia alibit-
 tinäytteitä. Ammattimiehet ymmärtävät helposti, että saa-
 puva radiosignaali kaikissa tässä asiakirjassa esitetyissä
 esimerkinomaisissa suoritusmuodoissa olisi digitalisoita-
 vissa tavanomaisella karteesisella tavalla, tai vaihtoehtoisesti se olisi käsiteltävissä logaritmipolaarisella
 tavalla Paul W. Dentin US-patenttijulkaisun nro 5 048 059
 mukaisesti, jonka otsikko on "Log-Polar Signed Processing"
 (logaritmipolaarinen etumerkillinen käsittely) ja jonka
 selostus täten sisällytetään liitteenä tähän asiakirjaan.
 Kompleksiset alibittinäytteet voi käsitellä logaritmipo-
 laarisessa muodossa tai muuntaa tavanomaisiksi I- ja Q-
 arvoiksi.

Nämä alibittinäytteet asetetaan vastaavuussuhtee-
 seen tunnetun ominaissekvenssin kanssa korrelaatioyksikös-
 sä 201. Sen jälkeen IIR-suodin 202 suodattaa korrelaatio-
 arvot. Symbolien ajoitustietoihin perustuvana oikeana het-
 kenä valitsin 203 valitsee IIR-suotimen lähtösignaalin,
 syötettäessä valittu lähtösignaali päätösvälineeseen 204,
 joka käyttää IIR-suotimen lähtösignaalia tietosymbolin
 ilmaisua varten. Kertoimien laskinyksikköä 205 käytetään
 IIR-suotimessa 202 käytettävien väliottokertoimien määrit-
 tämistä varten. Tähän sisältyvät kanavan väliottojen ja
 kohinatehojen tai vastaavien suureiden arvioinnit.

Ammattimiehet ymmärtävät helposti, että korrelaatio-
 yksikkö kaikissa tässä asiakirjassa esitetyissä esimer-
 kinomaisissa suoritusmuodoissa voi saada erilaisia muoto-
 ja. Esimerkiksi käytettäessä takaisinkytkentää kertoimien

laskimesta, jota ei ole esitetty kuvioissa, korrelaatioyksikkö voidaan rajoittaa laskemaan ainoastaan ne korrelaatiot, jotka tarvitaan seuraavassa suodintoiminnassa, sekä ne korrelaatiot, jotka tarvitaan kanavan väliottojen sijaintien ja voimakkuuksien adaptiivista määrittämistä varten, sanottaessa joskus näitä väliottoja hakuväliotoiksi. Toisena mahdollisuutena korrelaatioyksikkö muodostuu $M:n$ kertolaskimen joukosta, jotka kertovat vastaanotetun signaalin ominaissekvenssin eri viivästetyillä versioilla.

Jokaista kertolaskinta seuraa jonkinlainen integraattori, joka käytännössä tallentaa vastaanotettujen alibittinäytteiden ja ominaissekvenssin alibittisarjojen näytteiden tulot. Integraattoreiden lähtösignaalit nollataan jaksoittaiseksi. Täten sadaan M korrelaatioarvoa symbolijaksoa kohti. Kaikki muodot voi saada toimimaan ominaissekvenssin ollessa paljon symbolijaksoa pitempi, jolloin tehollinen N_c -alibittien ominaissekvenssi on pitemmän sekvenssin alisekvenssi. Symbolien välisten häiriöiden (ISI, Intersymbol Interference) pienentämiseksi voi olla edullista asettaa data vastaavuussuhteeseen ainoastaan ominaissekvenssin osan kanssa. Jos esimerkiksi vain kaksi kanavan vierekkäistä väliottoa esiintyy ja ominaissekvenssinä on $S(0)...S(N_c-1)$, symbolien väliset häiriöt voidaan välttää käyttämällä sekvenssiä $S(1)...S(N_c-2)$ korrelaatiokohteena.

Ammattimiehet ymmärtävät lisäksi helposti, että päätösvälineen muoto kaikissa tässä asiakirjassa selostetuissa esimerkinomaisissa suoritusmuodoissa riippuu käytetystä moduloinnista. Perinteisen CDMA-tekniikan ja M-lukujärjestelmän koherentin moduloinnin tapauksessa päätösväline määrittää ilmaisutilastoa lähimpänä olevan mahdollisen tietosymbolin olettaen että kaikki tietosymbolit ovat yhtä todennäköiset. Esimerkiksi binaarisen koherentin moduloinnin tapauksessa ilmaisutilaston reaaliosan etumerkki osoittaa onko lähetetty tieto +1 vai tieto -1. M-lukujärjestelmän koherentin moduloinnin tapauksessa on

olemassa kaksi mahdollista ilmaisumenetelmää. Ensimmäisessä menetelmässä, jota sanotaan koherentiksi de-moduloinniksi, demoduloidaan jokainen ilmaisutilasto aivan kuin se olisi M-lukujärjestelmän koherenttia modulointia. Sen jälkeen demoduloitu tulos ja edellinen demoduloitu tulos verrataan keskenään tietosymbolin määrittämistä varten. Toisessa menetelmässä, jota sanotaan differentiaaliseksi ilmaisuksi, ilmaisutilasto kerrotaan edellisen ilmaisutilaston konjugaatilla ja tulosta käytetään lähimpänä olevan differentiaalisymbolin määrittämistä varten.

Ei-koherentin moduloinnin tapauksessa, mukaan lukien parannettu CDMA-tekniikka, jokaista mahdollista lähetettyä sekvenssiä kohti olisi olemassa korrelaatioyksikkö, suodin ja valintalaite. Täten päätösvälineeseen tulisi M ilmaisutilastoa, yksi jokaista mahdollista lähetettyä sekvenssiä kohti. Jollakin tavalla laajin tilasto osoittaisi ilmaistun sekvenssin ja täten myös tietobitit. Esimerkiksi se ilmaisutilasto, jossa on suurin positiivinen reaaliosa, osoittaisi ilmaistun sekvenssin. Erikoistapauksessa, jossa käytetään parannettua CDMA-tekniikkaa, yhteistä muokkausmaskia ja Walsh-Hadamard-koodisanoja, korrelaatioyksikköä voi edelleen yksinkertaistaa. Ensin näytetätojen muokkaus tulisi poistaa yhteisen muokkausmaskin avulla. Sen jälkeen tulisi suorittaa nopea Walshin muunnos, joka tuottaisi kaikki M korrelaatiota rinnakkain tehokkaalla tavalla. Tämä prosessi suoritettaisiin seuraavassa suodatuksessa käytettävien datojen jokaista siirtoa kohti. Jokainen M:stä korrelaatiovirrasta suodatettaisiin ja valittaisiin erikseen.

Tämän keksinnön kaikki esimerkinomaiset suoritusmuodot voivat saada näitä eri muotoja riippuen käytetystä moduloinnista. Ainoastaan kuvaavassa tarkoituksessa jäljelle jääneissä suoritusmuodoissa keskitytään M-lukujärjestelmän koherentin moduloinnin tapaukseen.

Myös kuvion 2 vastaanottimen adaptiivista muotoa voidaan käyttää. Sen sijaan että suodinkertoimet määritettäisiin yhtälöistä (8a) ja (8b), voidaan käyttää adaptiivista algoritmia $a(k):n$ ja $b(k):n$ arvioimista ja seuraamista varten. Voidaan käyttää haluttua algoritmia lukuisista adaptiivisista algoritmeista adaptiivisia IIR-suotimia varten, katso esimerkiksi S. Haykinin julkaisua "Adaptive Filter Theory" (adaptiivisten suotimien teoriaa), toinen painos, Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1991.

Kuviossa 3 on adaptiivisen IIR-suotimen sisältävän esimerkkivastaanottimen lohkokaavio. Vastaanotettu radio-signaali sekoitetaan kantataajuiseksi ja siitä otetaan näytteitä esimerkiksi yhdistämällä siihen kosini- ja siniaaltomuotoja ja suodattamalla signaali suurtaajuusvastaanottimessa 300, joka tuottaa kompleksisia alibittinäytteitä. Nämä alibittinäytteet asetetaan vastaavuussuhteen tunnetun ominaissekvenssin kanssa korrelaatioyksikössä 301. Sen jälkeen adaptiivinen IIR-suodin 302 suodattaa korrelaatioarvot. Symbolien ajoitustietoihin perustuvana oikeana hetkenä valitsin 303 valitsee suotimen lähtösignaalin (ilmaisutilaston), päätösvälineen 304 ilmaisua varten, joka käyttää valittua arvoa ilmaistun tietosymbolin määrittämistä varten. Vähennyslaskin 305 muodostaa päätösvälineen 304 lähdön ja valitsimen 303 lähdön erotuksen, joka edustaa virhesignaalia. Vähennyslaskimen 305 tuottama virhesignaali kuten myös lohkokosta 301 tulevat korrelaatiot syötetään adaptiivisen suotimen päivityslaskimeen 306, joka adaptiivisesti päivittää IIR-suotimen kertoimet.

Tämän keksinnön erään toisen esimerkinomaisen suoritustemuodon mukaan käytetään jälkikorrelaatioita suoritettavaa FIR-suodinta, joka pienimmän neliösumman menetelmällä arvioi optimaalisen IIR-suotimen "alas-linkki"-CDMA-vastaanotinta varten. Tätä muotoa sanotaan tässä asiakirjassa muunnetuksi RAKE-suotimeksi, mutta on olemassa ainakin kaksi eroa keksinnöllisen muunnetun RAKE-suotimen ja

tavanomaisen RAKE-suotimen välillä: 1) muunnetun RAKE-suotimen väliottoja ei välttämättä sijoiteta samoihin paikkoihin, joihin RAKE-suotimen väliotot sijoitettaisiin (eli paikkoihin, joissa signaalisäteitä esiintyy); ja 2) korre-

5 laatioarvojen painotukseen käytetyt muunnetun RAKE-suotimen väliottokertoimet lasketaan tavalla, joka poikkeaa hyvin paljon RAKE-suotimen kertoimien lasennasta. Seuraavassa selostetaan nämä seikat yksityiskohtaisesti.

Kuten edellä mainittiin, muunnetun RAKE-suotimen ja

10 tavanomaisen RAKE-suotimen ensimmäisenä erona on se, ettei väliottoja sijoiteta samoihin paikkoihin. Kuten aikaisemmin käsiteltiin, on käytännöllistä olettaa, että kanava muodostuu sellaistaisten peräkkäisten säteiden joukosta, jotka saapuvat diskreetteinä ajankohtina 0 - Nr-1. Yleisesti

15 muunnetun RAKE-suotimen väliotot sijoitetaan ajankohtiin $k=k_{\min}$ - $k=k_{\max}$. Täten muunneltu RAKE-suodin käsittelee korrelaatioarvot seuraavasti:

$$20 \quad z = \sum_{k=k_{\min}}^{k_{\max}} a^*(k) x(k) \quad (9)$$

RAKE-suotimen väliottojen sijainteja voi pitää erikoistapauksena, jossa $k_{\min} = -(Nr-1)$ ja $k_{\max} = 0$. Käytännössä

25 väliottojen sijaintien ei tarvitse olla vierekkäisiä.

Muunnetun RAKE-suotimen ja tavanomaisen RAKE-suotimen toisena erona ovat RAKE-suotimen väliottokertoimia varten käytetyt arvot. Tavanomaisessa RAKE-suotimessa käytetään kanavan väliottojen arvioita RAKE-suotimen väliottojen kertoimina, kuten yhtälö (5) esittää. Nämä kertoimet eivät ole optimaalisia esikanavakohinan esiintyessä, kuten

30 CDMA-"alas-linkin" tapauksessa.

CDMA-"alas-linkin" optimaalisten väliottosijaintien ja kertoimien johtaminen on esitetty G.E. Bottomleyn julkaisussa "Optimizing the RAKE receiver from the CDMA down-

35 link" (CDMA-"alas-linkin" RAKE-vastaanottimen optimointi),

IEEE:n 43. Ajoneuvotekniikan kongressi, Secaucus, NJ, sivut 742-745, 18-20.5.1993, joka täten sisällytetään liitteenä tähän asiakirjaan. Tietyn kmax-arvon (eli väliotto-sijainnin) tapauksessa nämä arvot saadaan yhtälöstä:

5

$$a_{\text{mod RAKE}} = [X \text{ CSS}^H C^H + N S' S'^H]^{-1} \text{ CSS} \quad (10)$$

jossa

$$C = \begin{bmatrix} I_c(Nr-1) & c(Nr-2) & \dots & c(0) & 0 & \dots & \dots & 0 & I \\ I & 0 & c(Nr-1) & \dots & c(1) & c(0) & 0 & \dots & 0 & I \\ I & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ I & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & c(Nr-1) & \dots & c(0) & I \end{bmatrix} \quad (11a)$$

$$S = \begin{bmatrix} I_s^*(0) & s^*(1) & \dots & s^*(Nc-1) & 0 & \dots & \dots & 0 & I \\ I & 0 & s^*(0) & \dots & s^*(Nc-2) & s^*(Nc-1) & 0 & \dots & 0 & I \\ I & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ I & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & s^*(0) & \dots & s^*(0) & I \end{bmatrix} \quad (11b)$$

$$S' = \begin{bmatrix} I_s^*(0) & s^*(1) & \dots & s^*(Nc-1) & 0 & \dots & \dots & 0 & I \\ I & 0 & s^*(0) & \dots & s^*(Nc-2) & s^*(Nc-1) & 0 & \dots & 0 & I \\ I & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ I & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & s^*(0) & \dots & s^*(Nc-1) & I \end{bmatrix} \quad (11c)$$

(11d):

$$s = [s(-k_{\text{max}} - (Nr-1)) \dots s(Nr-1) \dots s(-k_{\text{min}}) \dots s(-k_{\text{min}} + Nc-1)]^T$$

$$a_{\text{mod RAKE}} = [a(k_{\text{max}}) \dots a(k_{\text{min}})]^T \quad (11e)$$

30 ja X on esikanavakohinan teho (omasta tukiasemasta tulevat häiriöt), N on jälkikanavakohinan teho (muista tukiasemis-
ta tulevat häiriöt ja lämpökohina), C on matriisi jossa on
Nt vaakariviä ja Nt+Nr+Nc-2 pystyriviä, S' on matriisi
jossa on Nt vaakariviä ja Nt+Nc-1 pystyriviä ja Nt on
35 muunnettujen RAKE-väliottojen määrä (Nt = kmax-kmin+1). On
huomattava, että riippuen kmin- ja kmax-arvojen valinnas-
ta, jotkut s-vektorin arvot voivat olla nolla, koska aino-
at arvot jotka eivät ole nollia ovat s(0) - s(Nc-1).

Tietyn väliottosijaintien joukon tapauksessa signaali-kohinasuhde (SNR), joka on maksimoitava hyvyysluku, seuraa yhtälöstä:

$$5 \quad \text{SNR}(k_{\max}) = \mathbf{s}^H \mathbf{S}^H \mathbf{C}^H [\mathbf{X} \mathbf{C} \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{C}^H + N \mathbf{S}' \mathbf{S}'^H]^{-1} \mathbf{C} \mathbf{S} \mathbf{s} \quad (12)$$

Täten voidaan ottaa huomioon eri $k_{\max}$ -arvoja alueella $[\text{Nr}-1)$, $(\text{Nr}-1]$ ja löytää arvo, joka maksimoi signaali-kohinasuhteen. Sen jälkeen väliottokertoimet lasketaan yhtälöstä
10 (10) tämän $k_{\max}$ -arvon tapauksessa.

Matriisi $\mathbf{C}$ sisältää kanavan väliottoarvot. Käytännössä nämä olisivat kanavan väliottoarvojen arvioita. $\mathbf{X}$ - ja N -arvot olisivat esikanavakohinan ja jälkikanavakohinan tehojen arvioita mainitussa järjestyksessä. Myös matriisit
15 $\mathbf{S}$ ja $\mathbf{S}'$ sisältävät ominaissekvenssin $s(0), s(1), \dots, s(N-1)$ elementtejä. Tavallisesti tämä sekvenssi muodostuu reaalityyppisistä (± 1 - arvoista), siten että konjugoinnilla ei ole vaikutusta.

Tätä lähestymistapaa voi jälleen laajentaa kuvaamaan eri tukiasemien aiheuttamia vaikutuksia. Periaatteena termi $\mathbf{X} \mathbf{C} \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{C}^H$ korvataan tällaisten termien summalla, yhdellä termillä jokaista häiritsevää tukiasemaa kohti, jota kuvataan. Lisäksi lähestymistapaa voi laajentaa siihen tapaukseen, jossa useita tukiasemia lähettävät saman tietosekvenssin, mikä tehdään makrodiversiteetin tai pehmeiden kanavanvaihtojen aikaansaamiseksi. Näissä tapauksissa
25 jokaista tukiasemaa vastaa $\mathbf{C}$ -matriisi ja $\mathbf{X}$ -matriisi, jotka merkitään $\mathbf{C}_b$ ja $\mathbf{X}_b$. Yhtälön (10) lauseke muuttuu täten seuraavasti:

$$30 \quad \mathbf{a}_{\text{mod RAKE}} = [\mathbf{N} \mathbf{S}' \mathbf{S}'^H + \sum_b \mathbf{X}_b \mathbf{C}_b \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{C}_b^H]^{-1} \mathbf{C}_{\text{eff}} \mathbf{S} \mathbf{s}$$

jossa $\mathbf{C}_{\text{eff}}$ on niiden $\mathbf{C}_b$ -arvojen summa, jotka vastaavat halutun signaalin lähetettäviä tukiasemia. Matriisin kääns-
35

teistermissä yhteenlasku voi käsittää tukiasemia, jotka eivät lähetä haluttua signaalia, mutta jotka tuottavat huomattavan määrän häiriöitä.

Vaihtoehtoinen menetelmä on käytettävissä a-vektorin laskentaa varten. Näennäiskohinasekvenssejä (PN, Pseudo Noise) käytetään yleisesti ominaissekvensseinä. Niillä on sellainen tilastollinen ominaisuus, että ne korreloivat vain vähän saman sekvenssin ajallisesti siirretyn versioon verrattuna korrelaatioon ilman siirtoa. ± 1 - sekvenssin korrelaatioarvo ilman siirtoa on N_c , joka edustaa sekvenssin pituutta. Seurauksena tästä seuraavat likiarvostukset ovat voimassa:

$$SS^H = N_c I \quad (13a)$$

$$S'S'^H = N_c I \quad (13b)$$

$$CSs = N_c S b \quad (13c)$$

jossa

$$b = [c(-k_{\max}) \dots c(-k_{\min})]^T \quad (13d)$$

S on signaaliteho ja $c(k)$ on määriteltä nollaksi kun $k < 0$ tai $k > N_r - 1$. Sijoittamalla yhtälöt (13a) - (13d) yhtälöihin (10) ja (12) saadaan seuraavat yksinkertaistetut lausekkeet:

$$a(k_{\max}) = [(X/S)CC^H + (N/S)I]^{-1}b \quad (13e)$$

$$SNR(k_{\max}) = N_c b^H [(X/S)CC^H + (N/S)I]^{-1}b \quad (13f)$$

Käytännössä termit X/S ja N/S voi korvata vastaavien termien joukolla. Eräs joukko olisi $X/(N+X)$, eli esikanavakohinasta aiheutuvan kohinan suhde kokonaiskohinaan, ja $N/(N+X)$, eli jälkikanavakohinasta aiheutuvan kohinan suhde kokonaiskohinaan. Kuten edellä olevasta käsittelystä ilmenee, muunnetun RAKE-suotimen väliottokertoimet tulevat poikkeamaan RAKE-suotimen väliottokertoimista. Vaikka vä-

liotot sijoitettaisiin samoihin paikkoihin kuin RAKE-suotimen väliotot, kertoimet poikkeaisivat toisistaan, koska X/S :n arvo tyypillisesti poikkeaa nolasta.

Kuviossa 4 on edellä selostettujen periaatteiden mukaisen vastaanottimen lohkokaavio. Vastaanotettu radio-signaali sekoitetaan kantataajuiseksi ja siitä otetaan näytteitä esimerkiksi yhdistämällä siihen kosini- ja siniaaltomuotoja ja suodattamalla signaali suurtaajuusvastaanottimessa 400, joka tuottaa kompleksisia alibittinäytteitä. Nämä alibittinäytteet asetetaan vastaavuussuhteen tunnetun ominaissekvenssin kanssa korrelaatioyksikössä 401. Sen jälkeen FIR-suodin 302 suodattaa korrelaatioarvot. Symbolien ajoitustietoihin perustuvana oikeana hetkenä valitsin 403 syöttää suodatetun lähtösignaalin päättösvälineeseen 404, joka käyttää FIR-suotimen lähtösignaalia ilmaistun tietosymbolin määrittämistä varten. Kertoimien laskinyksikköä 405 tarvitaan FIR-suotimessa 402 käytettävien väliottokertoimien määrittämistä varten edellä selostetulla tavalla. Tähän sisältyvät kanavan väliottojen ja kohinatehojen tai vastaavien suureiden arvioinnit.

Seuraavaksi suoritetaan tavanomaisen RAKE-vastaanottimen ja muunnetun RAKE-vastaanottimen suorituskyykyjen vertailu sekä kaksisäteisen staattisen kanavan tapauksessa että monisäteisen vaimenevan kanavan tapauksessa. Ensin suoritetaan tavanomaisen RAKE-suotimen ja muunnetun RAKE-suotimen lähtöjen signaali-kohinasuhteiden vertailu kaksisäteisen staattisen kanavan tapauksessa. Nämä signaali-kohinasuhteet normalisoidaan käyttäen sovitetun suotimen signaali-kohinasuhdetta, jolloin saadaan sovitettuun suotimeen suhteutetut häviöt. On oletettu, että vähintään N_r suodinväliottoa on tarjolla sekä tavanomaista RAKE-suodinta että muunnettua RAKE-suodinta varten (eli $N_t \geq N_r$). Kanavan vahvistuskertoimeksi oletetaan yksi.

Ainoastaan yhden kanavavälioton poiketessa nolasta, sovitetun suotimen, tavanomaisen RAKE-suotimen ja

muunnetun RAKE-suotimen suorituskyvyt ovat samat. Myös muiden soluhäiriöiden ollessa määräävät (eli kun $X = 0$), kaikki kolme suodinta ovat samanarvoiset. Kun X :n arvo poikkeaa nolasta, esiintyy kuitenkin sekä tavanomaisessa RAKE-suotimessa että muunnetussa RAKE-suotimessa häviöitä. Seuraavassa käsitellään tapaus, jossa saman solun häiriöt ovat määräävät ($X \gg N$ tai $N = 0$).

Kaksisäteisen kanavan tapauksessa, jossa vahvistuskerroin on yksi, tavanomaisen RAKE-suotimen ja muunnetun RAKE-suotimen häviöt voidaan ilmaista funktiona $I_c(0)I^2$. Tätä tapausta vastaten, kahden välioton ja kiinteän $k_{\max}$ -arvon muunnetun RAKE-suotimen häviöt on esitetty kuviossa 5. Kahden välioton muunnetun RAKE-suotimen kokonaishäviöt määräytyvät kolmen käyrän minimin mukaan. On huomattava, että tämä johtaa käyrään $k_{\max} = -1$ (väliotot kohdissa -1 ja -2), kun $I_c(0)I^2$ on pienempi kuin $0,5$ ja käyrään $k_{\max} = 1$ (väliotot kohdissa 1 ja 0), kun $I_c(0)I^2$ on suurempi kuin $0,5$.

Tästä poiketen $k_{\max} = 0$ tavanomaisessa RAKE-suotimessa, mikä vastaa kohdassa 0 olevaa RAKE-väliottoa, joka kerää energiaa säteestä $c(0)$, sekä kohdassa -1 olevaa RAKE-väliottoa, joka kerää energiaa säteestä $c(1)$. Kuviossa 6(a) on graafisesti esitetty tavanomaisen RAKE-suotimen tämä ominaisuus tapauksessa, jossa $I_c(0)I > I_c(1)I$. Tässä kuvassa pylväsdiagrammi esittää korrelaatioyksikön lähtösignaalin ajan funktiona, siten että voimakkain säde (jonka amplitudi on $I_c(0)I$) esiintyy ajankohdassa 0 ja toiseksi voimakkain säde (jonka amplitudi on $I_c(1)I$) esiintyy ajankohdassa 1 . Heti tämän pylväsdiagrammin alapuolella on lohkokaavio, joka esittää miten tavanomainen RAKE-vastaanotin suodattaisi nämä korrelaatioarvot, eli kertomalla ajankohdan 0 korrelaatioarvo termillä $c^*(0)$ ja lisäämällä siihen termillä $c^*(1)$ kerrottu ajankohdan 1 korrelaatioarvo.

Muunnetussa RAKE-suotimessa yksi väliotto sijoitetaan kuitenkin siihen kohtaan, jossa voimakkain säde esiintyy, mutta toinen väliotto sijoitetaan vastakkaiseen kohtaan siihen kohtaan nähden, jossa toiseksi voimakkain säde esiintyy. Kuviossa 6(b) on esitetty tämän menettelyn graafinen esimerkki, joka koskee samaa tapausta kuin kuviossa 6(a). Huomaa että tässä kuviossa esiintyy sama pylväsdiagrammi, jossa on samat korrelaatiolähdöt kuin kuviossa 6(a). Pylväsdiagrammin alapuolella oleva lohko-kaavio esittää jälleen miten muunnettu RAKE-vastaanotin suodattaisi nämä korrelaatioarvot. On kuitenkin huomattava, että muunnetussa RAKE-suotimessa ajankohdan 0 korrelaatioarvo kerrotaan termillä $a^*(0)$, joka ei välttämättä ole yhtä kuin $c^*(0)$, ja että tähän tuloon lisätään termillä $a^*(1)$ kerrottu ajankohdan -1 korrelaatioarvo.

Tarkoitus, joka liittyy väliottojen sijoittamiseen tämän keksinnön esimerkinomaisen suoritusmuodon muunnettuun RAKE-vastaanottoon, ymmärretään parhaiten tarkastelemalla kanavan käänteistä vastetta. Kahden välioton kanavan tapauksessa kanavavaste saadaan yhtälöstä:

$$H(z) = h(0) + h(1)z^{-1} = c(0) + c(1)z^{-1} \quad (14)$$

Kun lasketaan funktion $1/H(z) = G(z)$ impulssivaste käyttäen stabiliteettia suppenemisalueen (ROC, Region of Convergence) valintakriteerinä käänteismuunnosta varten saadaan:

(15)

15

20

30

35

jossa $G = I_c(0)I^2 + I_c(1)I^2$ on kanavan vahvistus. Olettaen että ominaissekvenssit ovat satunnaiset, signaaliteho on GS ja häiriöteho $(G + 2 I_c(0)I^2 I_c(1)I^2)X$ ennen korrelaatioyksikköä ja päätösvälinettä. Häiriölle X annetaan suurempi vahvistus, koska RAKE-yhdistinsuodin sekä yhdistää koherentisti häiriöt että tuottaa alibittisarjojen välisiä lisähäiriötermejä.

Tästä poiketen moniväliottoinen muunnettu RAKE-yhdistinsuodin muodostaa:

10

$$z(n) = (1/c(0)) y(n) - (c(1)/c^2(0)) y(n-1) + \dots = \\ x(n) + (c(1)/c(0)) x(n-1) - (c(1)/c(0)) x(n-1) - \\ (c(1)/c^2(0)) x(n-2) + \dots = x(n).$$

15 Huomaa että alibittisarjojen väliset lisähäiriöt kumoavat toisensa. Olettaen jälleen että ominaissekvenssit ovat satunnaiset, signaaliteho on S ja häiriöteho X ennen korrelaatioyksikköä, jolloin signaali-kohinasuhde on parempi kuin tavanomaisessa RAKE-suotimessa.

20

Kuten edellä todettiin, muunnetulla RAKE-suotimella voi aikaansaada parannetun suorituskyvyn käyttämällä useampia väliottoja kuin määrä N_r , mitä RAKE-suotimen tapauksessa ei voi tehdä. Muunnetun RAKE-suotimen kokonaishäviöt kahden ja kolmen välioton tapauksissa sekä RAKE-suotimen häviöt useiden (eli kahden tai useamman) välioton tapauksissa on esitetty kuviossa 7. Kun $c(0)$ tai $c(1)$ on nolla, on olemassa vain yksi kanavaväliotto, ja molemmat suotimet vastaavat sovitettua suodinta. Kun $I_c(0)I = I_c(1)I$, kummankin suotimen häviöt on maksimoitu, ja häviöt ovat samat käytettäessä kahta väliottoa. Muuten muunnetussa RAKE-suotimessa on pienemmät häviöt kuin RAKE-suotimessa. Lisäväliotot eivät paranna RAKE-suodinta, mutta parantavat selvästi muunnetun RAKE-suotimen signaali-kohinasuhdetta aikaansaamalla lisää häiriövaimennusta.

30

Seuraavaksi suoritetaan tavanomaisen RAKE-vastaanottimen ja muunnetun RAKE-vastaanottimen suorituskkyjen vertailu monisäteisen vaimenevan kanavan tapauksessa, keskimääräisen kanavavahvistuksen ollessa yksi ja säteiden

5 keskimääräisen vahvistuksen $E\{I_c(i)I^2\}$ ollessa $1/N_r$ (eli säteiden keskimääräisten energiatasojen ollessa samat). Tämä vertailu suoritetaan kanavan sädearvojen $c(i)$ Monte-Carlo-simuloinnin avulla, siten että $\text{Re}\{c(i)\}$ ja $\text{Im}\{c(i)\}$ ovat itsenäisiä Gaussin jakauman mukaisia muuttujia, joiden keskiarvot ovat nolla ja varianssi $1/(2 N_r)$. Tämä antaa $I_c(i)I$:lle Rayleigh-jakauman keskineliöarvon ollessa $1/N_r$. Vaimennustaso oletettiin vakioksi lähetetyn symbolin jakson ajan. Muunnetun RAKE-vastaanottimen ja RAKE-vastaanottimen signaali-kohinasuhteiden pienenemiset määritettiin normalisoimalla signaali-kohinasuhteet suhteessa

15 sovitettun suotimen signaali-kohinasuhteeseen. Kummassakin suotimessa käytettyjen väliottojen määräksi N_t asetettiin N_r , joka on signaalisäteiden määrä. Binaarisen koherentin moduloinnin suorituskky ilmaistaan bittivirhesuhteena (BER, Bit Error Rate), joka on suhteen E_b/N_o tai suhteen E_b/X_o funktio, missä E_b on bittikohtainen energia ja N_o ja X_o ovat jälkikanavaspektritiheys ja esikanavaspektritiheys kiinnostuksen kohteena olevassa kaistassa.

Ensimmäisessä tapauksessa, jossa esiintyy vain jälkikanavakohinaa ($X/S = 0$, $X_o = 0$), kaikki kolme suodinta

25 ovat samanarvoisia. Kuviossa 8 on esitetty eri sädemäärien BER-käyrät. Kuviossa 9 on esitetty tuloksia liittyen toiseen tapaukseen, jossa esiintyy vain esikanavakohinaa ($N/S = 0$, $N_o = 0$). Tässä tapauksessa signaali ja kohina vaimenevat yhdessä, siten että sovitettun suotimen suorituskky on riippumaton säteiden määrästä ja on sama kuin staattisessa kanavatapauksessa, jossa vahvistuskerroin on yksi.

30

Yksisäteisen kanavan tapauksessa RAKE-suodin ja

35 muunnettu RAKE-suodin ovat samanarvoiset sovitettun suoti-

men kanssa. Useamman säteen tapauksissa esiintyy säteiden määrään verrannilloinen suorituskyvyn heikennys. Määrätyn BER-arvon tapauksessa RAKE-suodin ja muunnettu RAKE-suodin vaativat suuremman suhteen E_b/X_o (joka voidaan ilmaista suurempana signaali-kohinasuhteena) saman suorituskyvyn saavuttamiseksi. Tätä voi käyttää suorituskyvyn heikkene-

5 misen määrittelyä varten. Kahden säteen tapauksessa, jossa BER-arvo on 1%, muunnetun RAKE-suotimen ja RAKE-suotimen häviöt ovat 0,6 dB ja 1,3 dB mainitussa järjestyksessä.

10 Neljän säteen tapauksessa häviöt ovat 0,9 dB ja 2,1 dB mainitussa järjestyksessä. Kun N on pieni suhteessa X:ään, muunnetun RAKE-suotimen suorituskky on täten huomattavas-

15 ti parempi kuin RAKE-suotimen suorituskky. Muunnetun RAKE-suotimen suorituskkyä voi edelleen parantaa lisää-

20 mällä väliottoja, siten että häviöt lähestyvät arvoa 0 dB, mikä ei ole mahdollista RAKE-suotimen tapauksessa. FIR-suotimen voi toteuttaa adaptiivisessa muodossa IIR-suoti-

men esimerkinomaisena suoritumuotona. Voidaan käyttää haluttua algoritmia lukuisista adaptiivisista algoritmeis-

25 ta adaptiivisia FIR-suotimia varten, katso esimerkiksi S. Haykinin julkaisua "Adaptive Filter Theory" (adaptiivisten suotimien teoriaa), toinen painos, Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1991.

Kuviossa 10 on adaptiivisen FIR-suotimen sisältävän

25 esimerkinomaisen vastaanottimen lohkokaavio. Vastaanotettu radiosignaali sekoitetaan kantataajuiseksi ja siitä ote-

taan näytteitä esimerkiksi yhdistämällä siihen kosini- ja siniaaltomuotoja ja suodattamalla signaali suurtaajuusvas-

30 taanottimessa 1000, joka tuottaa kompleksisia alibitti-

näytteitä. Nämä alibittinäytteet asetetaan vastaavuussuh-

teeseen tunnetun ominaissekvenssin kanssa korrelaatioyksi-

kössä 1001. Sen jälkeen FIR-suodin 1002 suodattaa korre-

laatioarvot. Symbolien ajoitustietoihin perustuvana oike-

35 ana hetkenä valitsin 1003 syöttää suodatetun lähtösignaa-

lin päätösvälineeseen 1004, joka käyttää FIR-suotimen lä-

htösignaalia ilmaistun tietosymbolin määrittämistä varten. Vähennyslaskin 1005 muodostaa päätösvälineen 1004 lähdön ja valitsimen 1003 lähdön erotuksen, joka edustaa virhesignaalia. Vähennyslaskimen 1005 tuottama virhesignaali
 5 kuten myös lohkoista 1001 tulevat korrelaatiot syötetään adaptiivisen suotimen päivityslaskimeen 1006, joka adaptiivisesti päivittää FIR-suotimen kertoimet.

Vaikka edellä selostetuissa esimerkinomaisissa suorituskäytännöissä signaalinkäsittely on esitetty tapahtuvaksi
 10 tietyssä järjestyksessä, ammattimiehet ymmärtävät, että käsittelyvaiheiden järjestystä voi muuttaa, siten että korrelaatiovaihe toteutuu IIR-suodatusvaiheen ja FIR-suodatusvaiheen jälkeen eikä ennen niitä. Lisäksi suotimen väliottokertoimien reaaliset ja imaginaariset osat voi
 15 rajoittaa arvoihin ± 1 , $\pm 1/2$, $\pm 1/4$... ja 0, kuten on käsitelty US-patenttijulkaisussa nro 08/054 028 "Quantized Coherent Rake Receiver" (kvantisoitu koherentti RAKE-vastaanotin), joka on kirjattu 29.4.1993, joka täten sisällytetään liitteenä tähän asiakirjaan. Väliottokertoimen joko
 20 reaalisen tai imaginaarisen osan ollessa nolla, ei lisäksi tarvitse suorittaa vastaavaa korrelaatiota. Tehokas tapa vain tarvittavien korrelaatioiden suorittamiseksi on käsitelty Gregory E. Bottomleyn US-patenttijulkaisussa nro 5 237 586 "RAKE Receiver with Selective Ray Combining"
 25 (selektiivisen säteiden yhdistämisen käsittävä RAKE-vastaanotin), jonka selostus täten sisällytetään liitteenä tähän asiakirjaan. Lopuksi kaikissa tässä selostetuissa esimerkinomaisissa suorituskäytännöissä voi yhdistää suodatus- ja valintatoiminnot yhdeksi tietosymbolijaksokohtaiseksi suodatustoiminnoiksi.
 30

Tätä keksintöä voi käyttää myös parannetussa CDMA-järjestelmässä, jossa koodausta käytetään datasyntetisessä levittämiseksi koodisymbolisekvenssiksi. Tyypillisesti datasyntetisessä joukko, joka mahdollisesti jo on
 35 koodattu jollakin toisella koodilla, kartoitetaan yhteen

useista mahdollisista koodisymboleista. Jokaista koodisymbolia edustaa tavallisesti binaariarvojen sarja, joita sanotaan alibiteiksi. Nämä koodisymbolit kerrotaan tai muokataan sen jälkeen tunnetulla ominaissekvenssillä. Bi-
5 ortogonaalisia ja ortogonaalisia koodeja, kuten Walsh-Hadamard-koodeja, käytetään yleisesti koodisymbolijoukon muodostamiseksi. Eräs parannetun CDMA-järjestelmän esimerkki on selostettu Paul W. Dentin US-patenttijulkaisussa nro 5 218 619 "CDMA Subtractive Demodulation" (CDMA-tek-
10 niikassa suoritettu vähennysdemodulointi), joka myös täten sisällytetään liitteenä tähän asiakirjaan.

Tämä keksintö on sovellettavissa myös vastaanottimen demoduloidessa useampia kanavia kuin yhden. Kanavat voi demoduloida rinnakkain jaettujen kerroinlaskimien tai
15 adapatiivisten suotimien päivityslaskimien avulla. Vastaanotettujen datojen ollessa puskuroituja, peräkkäinen demodulointi on mahdollinen, mahdollisesti käyttäen jonkin muotoista vähennysdemodulointia. Ohjaussignaalin esiintyessä, sitä voi käyttää kanavan ja kohinatehon arviointiin
20 sekä kertoimien laskentaan.

Edellä selostetut tämän keksinnön esimerkinomaiset suoritusrakenteet on joka suhteessa tarkoitettu kuvaaviksi eikä rajoittaviksi. Täten tämä keksintö voi sisältää useita tämän asiakirjan selostuksesta ammattimiesten toimesta johdettuja seikkaperäisen toteutuksen vaihteluja.
25 Kaikkien tällaisten vaihtelujen ja muutosten katsotaan sisältyvän tämän seuraavissa patenttivaatimuksissa määritellyn keksinnön suoja-alaan ja henkeen.

Patenttivaatimukset

1. Vastaanotin, t u n n e t t u siitä, että se käsittää:

5 välineet yhdistelmäsignaalin vastaanottamista varten ja kompleksisten näytteiden tuottamiseksi vastaanotetusta yhdistelmäsignaalista;

10 välineet mainittujen kompleksisten näytteiden asettamista varten vastaavuussuhteeseen tunnetun sekvenssin kanssa ja korrelaatioarvojen tuottamista varten;

välineet mainittujen korrelaatioarvojen selektiivistä suodattamista varten käyttäen suodatuskertoimia yhden suodatetun arvon tuottamista varten symbolijaksoa kohti symbolien ajoitustietojen perusteella;

15 välineet mainittujen suodatettujen arvojen vertailemista varten mahdollisiin symboliarvoihin ilmaistun datasekvenssin määrittämiseksi; ja

20 välineet mainittujen selektiivisten suodatusvälineiden suodatuskertoimien laskemista varten mainittuja suodatusarvoja vastaavan signaali-kohinasuhteen maksimointimiseksi.

2. Patenttivaatimuksen 1 mukainen vastaanotin, t u n n e t t u siitä, että mainitut laskentavälineet määrittävät mainitut suodatuskertoimet kanavan väliotto-

25 kertoimien ja kohinatehojen arvioiden perusteella.

3. Patenttivaatimuksen 1 mukainen vastaanotin, t u n n e t t u siitä, että mainitut laskentavälineet määrittävät suodatuskertoimet käyttäen adaptiivista suodinalgoritmia.

30 4. Patenttivaatimuksen 1 mukainen vastaanotin, t u n n e t t u siitä, että mainitut selektiiviset suodatusvälineet muodostuvat äärettömän impulssivasteen suotimesta (IIR-suotimesta, Infinite Impulse Response).

35 5. Patenttivaatimuksen 1 mukainen vastaanotin, t u n n e t t u siitä, että mainitut selektiiviset suo-

datusvälineet muodostuvat äärellisen impulssivasteen suotimesta (FIR-suotimesta, Finite Impulse Response).

6. Patenttivaatimuksen 1 mukainen vastaanotin, tunnettu siitä, että mainitut laskentavälineet kvantisoivat mainitut suodatuskertoimet mahdollisten arvojen rajoitetuksi joukoksi.

7. Patenttivaatimuksen 1 mukainen vastaanotin, tunnettu siitä, että mainitut korrelaatiovälineet käsittelevät ainoastaan nollasta poikkeavia suodatuskertoimia vastaavia näytteitä.

8. Patenttivaatimuksen 1 mukainen vastaanotin, tunnettu siitä, että se lisäksi käsittää:
välineet ilmaistun signaalin asteittaista poistamista varten yhdistelmäsignaalista jäännösyhdistelmäsignaalin tuottamiseksi, jota käytetään muiden signaalien ilmaisussa.

9. Patenttivaatimuksen 1 mukainen vastaanotin, tunnettu siitä, että mainitut selektiivisesti suodattavat välineet käsittävät:

20 välineet mainittujen korrelaatioarvojen suodattamista varten suodatuskertoimia käyttäen useiden suodatettujen arvojen tuottamiseksi symbolijaksoa kohti; ja

välineet yhden suodatetun arvon valitsemista varten symbolijaksoa kohti symbolien ajoitustietojen perusteella.

25 10. Vastaanotin, tunnettu siitä, että se käsittää:

välineet yhdistelmäsignaalin vastaanottamista varten ja kompleksisten näytteiden tuottamiseksi vastaanotetusta yhdistelmäsignaalista;

30 välineet mainittujen kompleksisten näytteiden asettamista varten vastaavuussuhteeseen useiden tunnettujen sekvenssien kanssa ja useiden korrelaatioarvojen tuottamista varten jokaista tunnettua sekvenssiä kohti;

35 välineet mainittujen korrelaatioarvojen selektiivistä suodattamista varten käyttäen suodatuskertoimia yh-

den suodatetun arvon tuottamista varten symbolijaksoa ja tunnettua sekvenssiä kohti symbolien ajoitustietojen perusteella;

5 välineet mainittujen suodatettujen arvojen vertailemista varten toisiinsa vastaanotinta varten tarkoitetun datasekvenssin määrittämiseksi; ja

10 välineet mainittujen selektiivisten suodatusvälineiden suodatuskertoimien laskemista varten mainittuja suodatusarvoja vastaavan signaali-kohinasuhteen maksimomiseksi mainittujen suodatettujen arvojen vastatessa lähetettyä sekvenssiä, värilliset häiriöt huomioiden.

11. Patenttivaatimuksen 10 mukainen vastaanotin, tunnettu siitä, että mainitut useat tunnetut sekvenssit muodostuvat ortogonaalisesta koodijoukosta.

15 12. Patenttivaatimuksen 10 mukainen vastaanotin, tunnettu siitä, että mainitut useat tunnetut sekvenssit muodostuvat bi-ortogonaalisesta koodijoukosta.

20 13. Patenttivaatimuksen 10 mukainen vastaanotin, tunnettu siitä, että mainitut korrelaatiovälineet lisäksi käsittävät:

wälineet mainittujen kompleksisten näytteiden muokkauksen poistamiseksi muokkaamattomien arvojen tuottamiseksi; ja

25 nopean Walshin muunnoksen suorittavat välineet mainittujen muokkaamattomien arvojen asettamiseksi vastavuussuhteeseen mahdollisten Walsh-Hadamard-koodisanojen kanssa.

30 14. Patenttivaatimuksen 10 mukainen vastaanotin, tunnettu siitä, että mainitut selektiivisesti suodattavat välineet käsittävät:

wälineet mainittujen korrelaatioarvojen suodattamista varten suodatuskertoimia käyttäen useiden suodatettujen arvojen tuottamiseksi symbolijaksoa ja sekvenssiä kohti; ja

välineet yhden suodatetun arvon valitsemista varten symbolijaksoa ja sekvenssiä kohti symbolien ajoitustietojen perusteella.

5 15. Menetelmä CDMA-signaalien vastaanottamista varten, t u n n e t t u siitä, että se käsittää seuraavat vaiheet:

yhdistelmäsignaalin vastaanottamisen ja kompleksisten näytteiden tuottamisen vastaanotetusta yhdistelmäsignaalista;

10 mainittujen kompleksisten näytteiden asettamisen vastaavuussuhteeseen tunnetun sekvenssin kanssa ja korrelaatioarvojen tuottamisen;

mainittujen korrelaatioarvojen selektiivisen suodattamisen käyttäen suodatuskertoimia yhden suodatetun arvon tuottamista varten symbolijaksoa kohti symbolien ajoitustietojen perusteella;

mainittujen suodatettujen arvojen vertailemisen mahdollisiin symboliarvoihin vastaanotinta varten tarkoitettun lähetetyn datasekvenssin määrittämiseksi; ja

20 mainittujen selektiivisten suodatusvälineiden suodatuskertoimien laskemisen mainittuja suodatusarvoja vastaavan signaali-kohinasuhteen maksimoimiseksi värilliset häiriöt huomioiden.

25 16. Patenttivaatimuksen 15 mukainen menetelmä, t u n n e t t u siitä, että se lisäksi käsittää:

ilmaistun signaalin asteittaisen poistamisen yhdistelmäsignaalista jäännösyhdistelmäsignaalin tuottamiseksi, jota käytetään muiden signaalien ilmaisussa.

30 17. Vastaanotin, t u n n e t t u siitä, että se käsittää:

välineet yhdistelmäsignaalin vastaanottamista varten ja kompleksisten näytteiden tuottamiseksi vastaanotetusta yhdistelmäsignaalista;

välineet mainittujen näytteiden suodattamista varten suodatuskertoimia käyttäen suodatettujen arvojen tuottamista varten;

5 välineet mainittujen suodatettujen arvojen asettamista varten selektiivisesti vastaavuussuhteeseen tunnetun sekvenssin kanssa yhden korrelaatioarvon tuottamista varten symbolijaksoa kohti symbolien ajoitustietojen perusteella;

10 välineet mainittujen korrelaatioarvojen vertailemista varten mahdollisiin symboliarvoihin vastaanotinta varten tarkoitetun datasekvenssin määrittämiseksi; ja

15 välineet mainittujen selektiivisten suodatusvälineiden suodatuskertoimien laskemista varten mainittuja korrelaatioarvoja vastaavan signaali-kohinasuhteen maksimoimiseksi värilliset häiriöt huomioiden.

18. Vastaanotin, t u n n e t t u siitä, että se käsittää:

20 välineet signaalin vastaanottamista varten ja kompleksisten näytteiden tuottamiseksi vastaanotetusta signaalista;

välineet mainittujen näytteiden suodattamista varten suodatuskertoimia käyttäen suodatettujen arvojen tuottamista varten;

25 välineet mainittujen suodatettujen arvojen asettamista varten selektiivisesti vastaavuussuhteeseen useiden tunnettujen sekvenssin kanssa ja useiden korrelaatioarvojen tuottamista varten jokaista tunnettua sekvenssiä kohti, yksi symbolijaksoa kohti, symbolien ajoitustietojen perusteella;

30 välineet mainittujen korrelaatioarvojen vertailemista varten toisiinsa vastaanotinta varten tarkoitetun lähetetyn datasekvenssin määrittämiseksi; ja

35 välineet mainittujen suodatusvälineiden suodatuskertoimien laskemista varten mainittuja korrelaatioarvoja vastaavan signaali-kohinasuhteen maksimoimiseksi värilli-

set häiriöt huomioiden mainittujen korrelaatioarvojen vastatessa lähetettyä sekvenssiä.

19. Vastaanotin, joka sisältyy CDMA-järjestelmän "alas-linkkiin", jossa vähintään yksi tukiasema lähettää
5 vähintään yhden datasekvenssin, t u n n e t t u siitä, että se käsittää:

välineet signaalin vastaanottamista varten ja kompleksisten näytteiden tuottamiseksi vastaanotetusta signaalista;

10 välineet mainittujen kompleksisten näytteiden asettamista varten vastaavuussuhteeseen tunnetun sekvenssin kanssa ja korrelaatioarvojen tuottamista varten;

välineet mainittujen korrelaatioarvojen selektiivistä suodattamista varten käyttäen suodatuskertoimia yhden suodatetun arvon tuottamista varten symbolijaksoa koh-
15 ti symbolien ajoitustietojen perusteella;

välineet mainittujen suodatettujen arvojen vertailemista varten mahdollisiin symboliarvoihin ilmaistun datasekvenssin määrittämiseksi; ja

20 välineet mainittujen selektiivisten suodatusvälineiden suodatuskertoimien laskemista varten sen todennäköisyyden maksimoimiseksi, että mainittu ilmaistu datasekvenssi on sama kuin yksi mainituista vähintään yhdestä lähetetystä datasekvenssistä.

25 20. Patenttivaatimuksen 19 mukainen vastaanotin, t u n n e t t u siitä, että mainitut laskentavälineet määrittävät mainitut suodatuskertoimet useiden tukiasemien kanavien väliottokertoimien ja kohinatehojen arvioiden perusteella.

30 21. Vastaanotin, joka sisältyy CDMA-järjestelmän "alas-linkkiin", jossa useita tukiasemia lähettää vähintään yhden samalle vastaanottimelle tarkoitetun datasekvenssin, t u n n e t t u siitä, että se käsittää:

välineet signaalin vastaanottamista varten ja kompleksisten näytteiden tuottamiseksi vastaanotetusta signaalista;

5 välineet mainittujen kompleksisten näytteiden asettamista varten vastaavuussuhteeseen tunnetun sekvenssin kanssa ja korrelaatioarvojen tuottamista varten;

10 välineet mainittujen korrelaatioarvojen selektiivistä suodattamista varten käyttäen suodatuskertoimia yhden suodatetun arvon tuottamista varten symbolijaksoa koh-
ti symbolien ajoitustietojen perusteella;

välineet mainittujen suodatettujen arvojen vertail-
lemista varten mahdollisiin symboliarvoihin ilmaistun da-
tasekvenssin määrittämiseksi; ja

15 välineet mainittujen selektiivisten suodatusväli-
neiden suodatuskertoimien laskemista varten sen todennä-
köisyyden maksimoimiseksi, että mainittu ilmaistu da-
tasekvenssi on sama kuin yksi mainituista vähintään yhdes-
tä lähetetystä datasekvenssistä.

Fig. 1
(TEKNIKAN TASO)

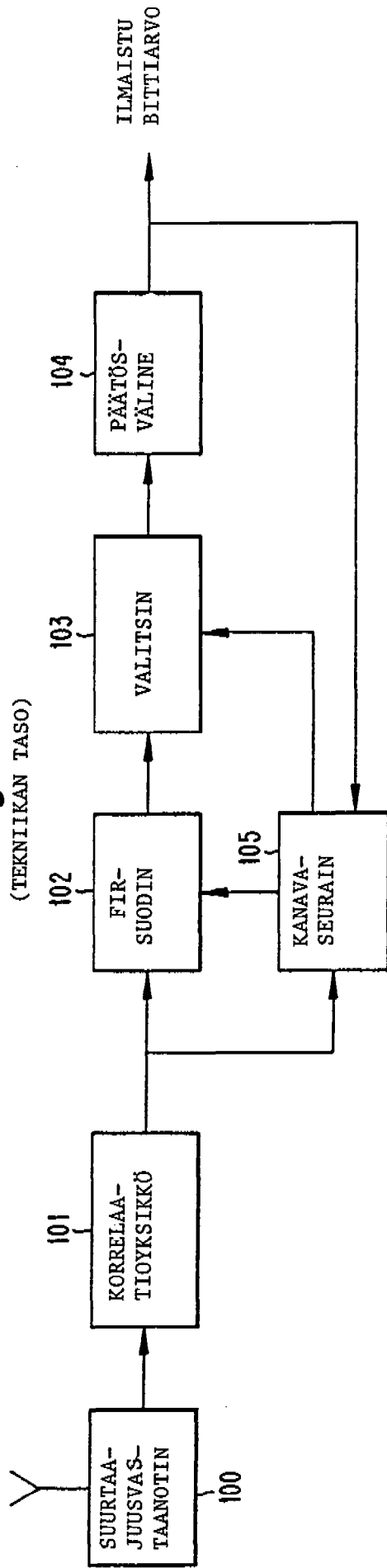


Fig. 2

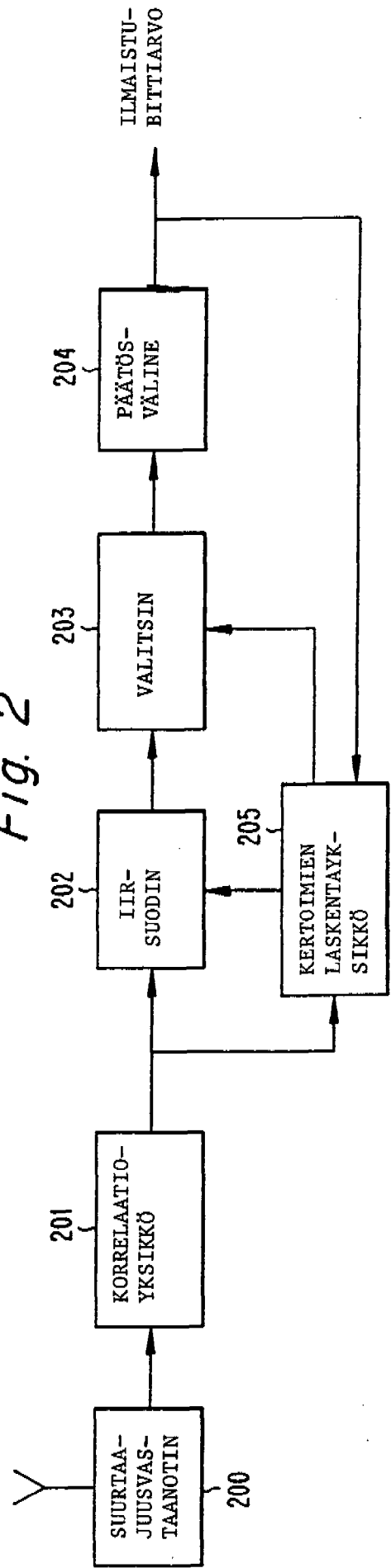


Fig. 3

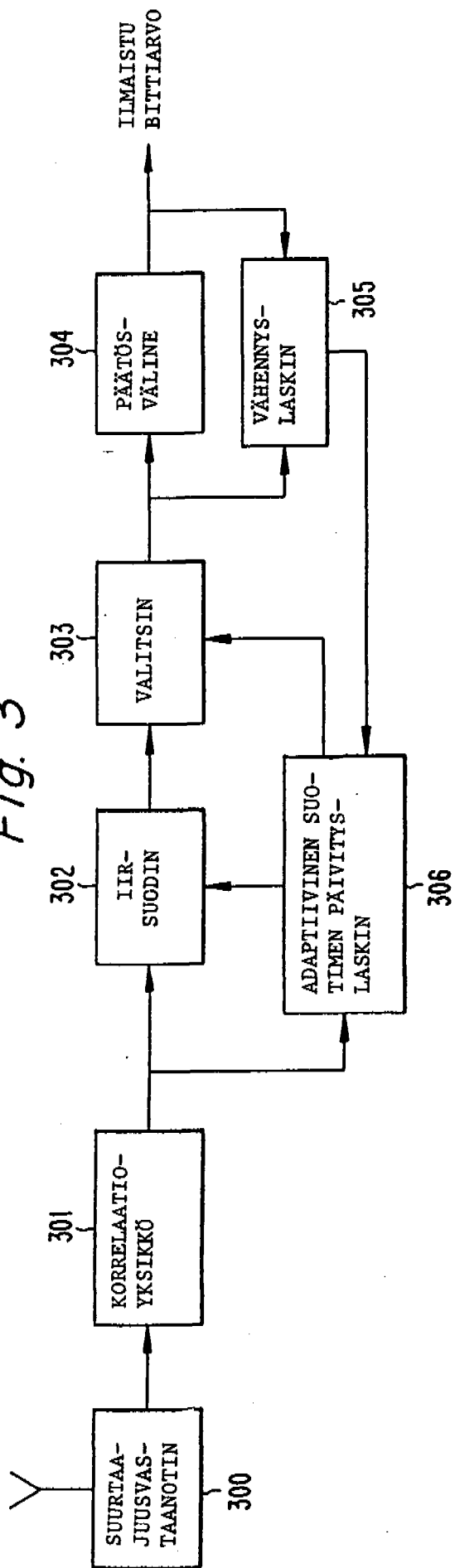


Fig. 4

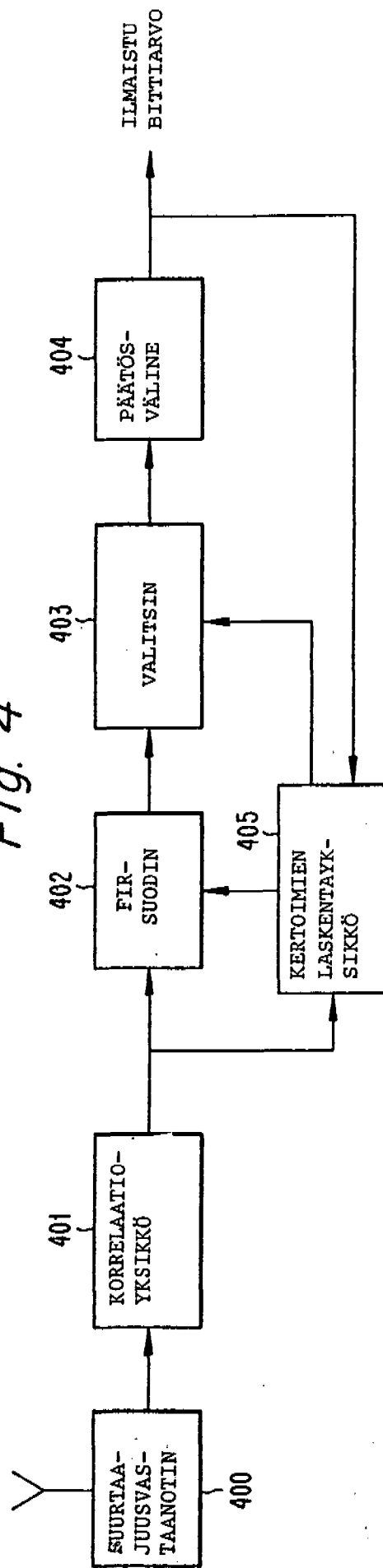


Fig. 5

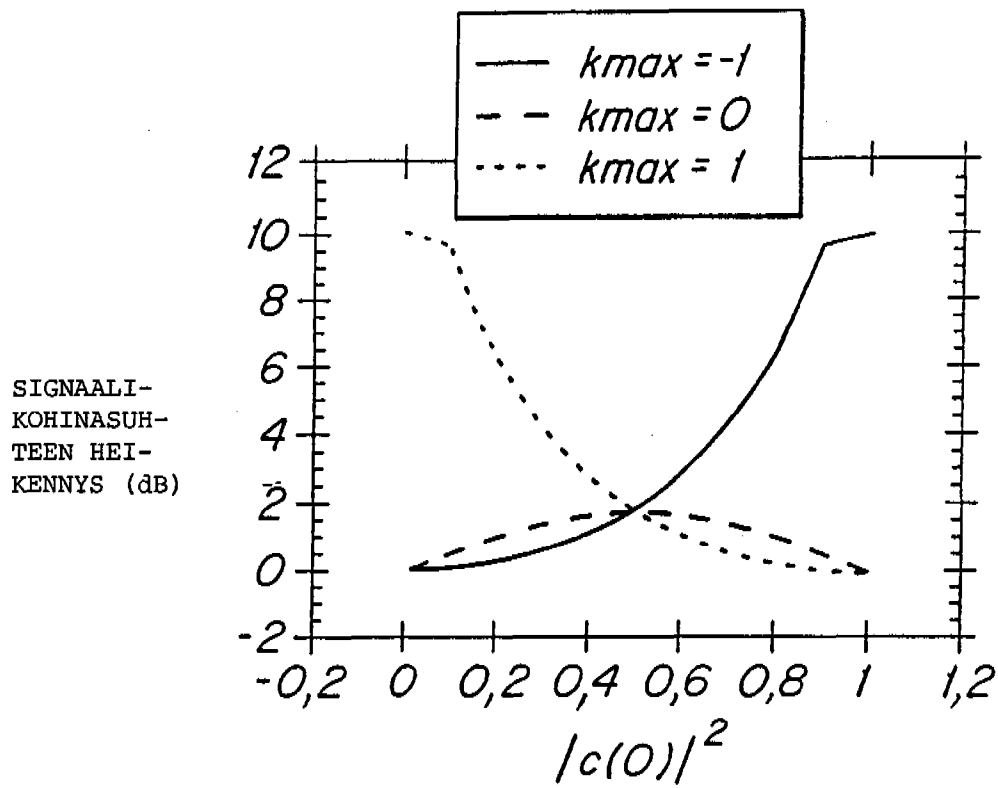


Fig. 6(a)

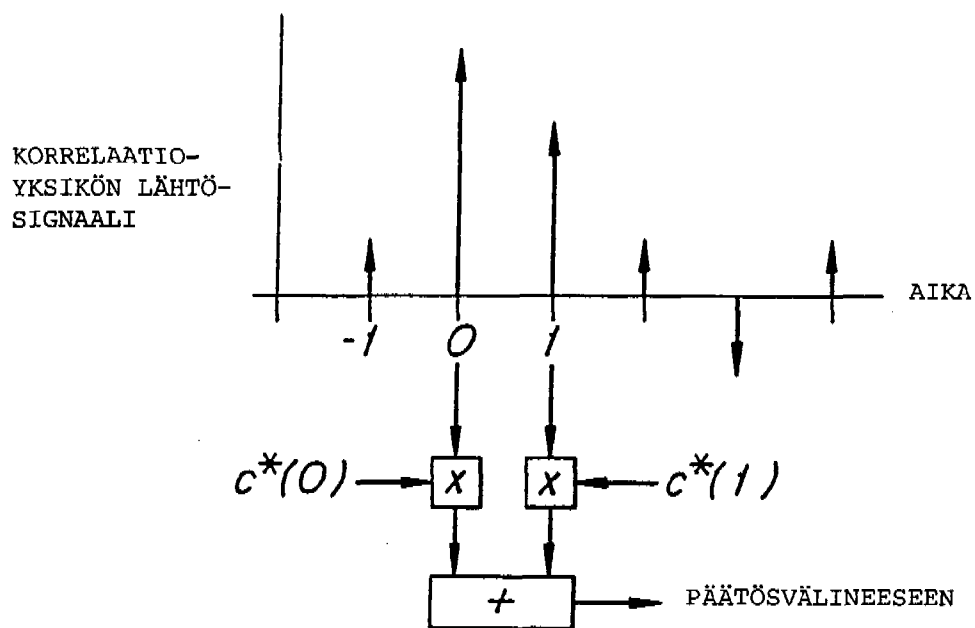


Fig. 6(b)

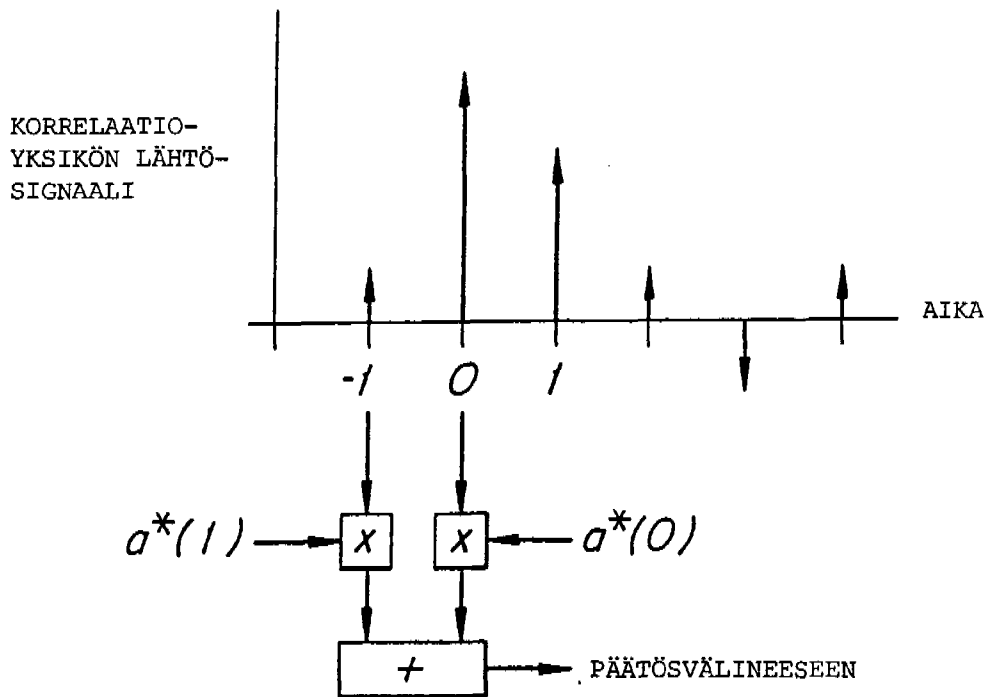


Fig. 7

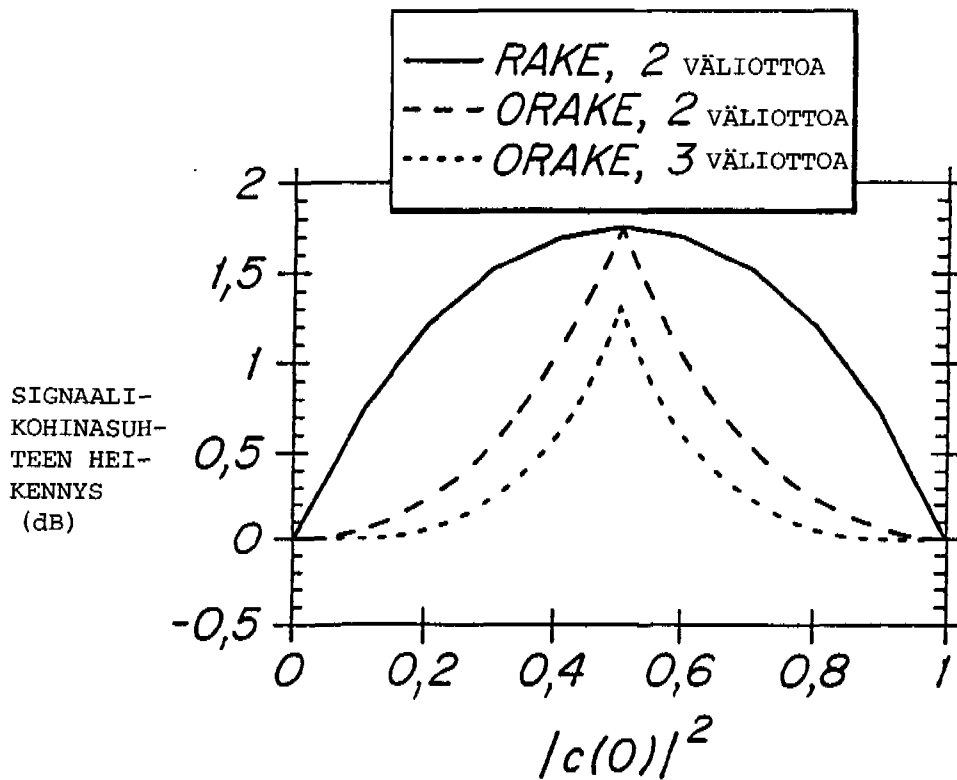


Fig. 8

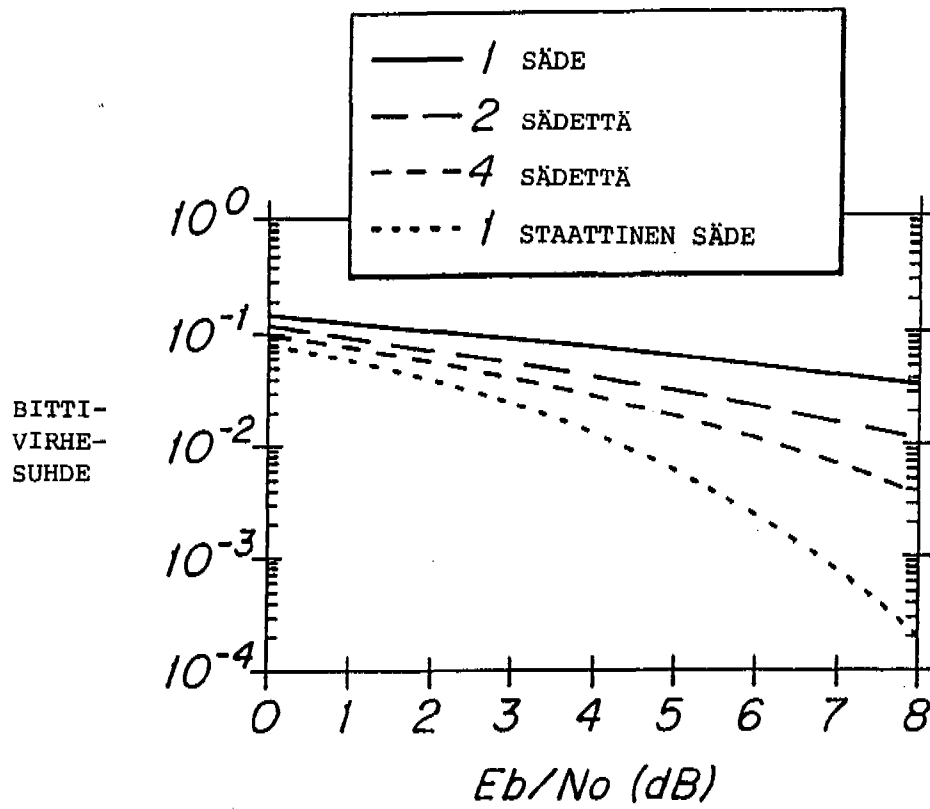


Fig. 9

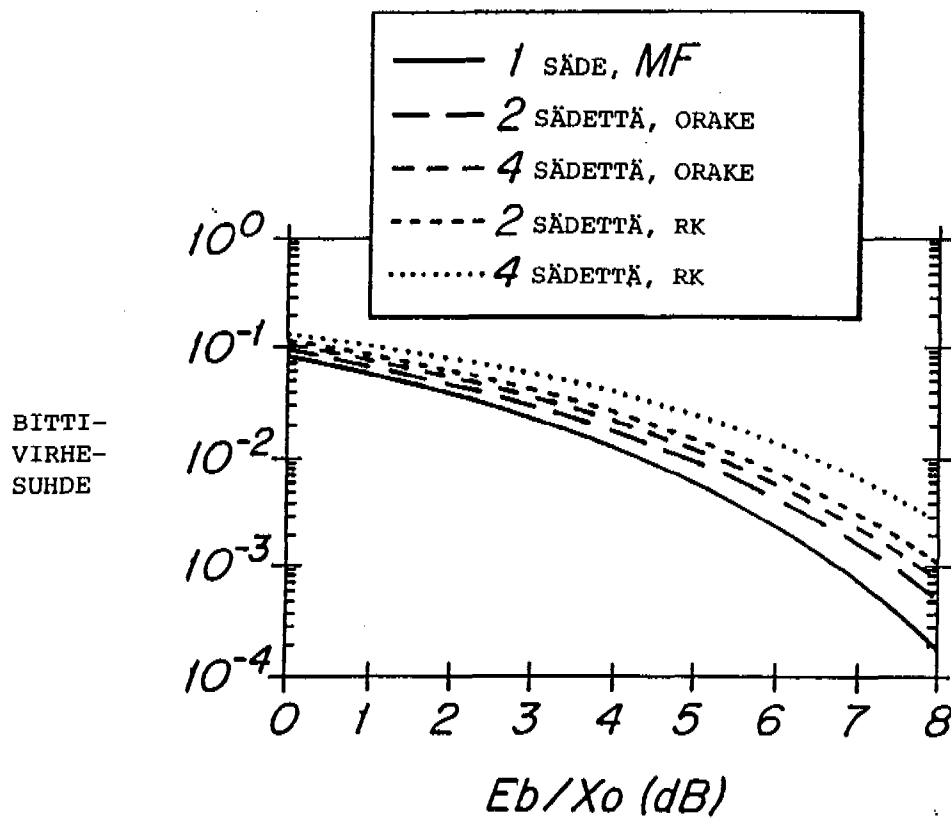


Fig. 10

