

(19)



SUOMI - FINLAND

(FI)

PATENTTI- JA REKISTERIHALLITUS

PATENT- OCH REGISTERSTYRELSEN

FINNISH PATENT AND REGISTRATION OFFICE

(10) **FI 955196 A7**

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

(21) Patentihakemus - Patentansökan - Patent application 955196

(51) Kansainvälinen patenttiluokitus - Internationell patentklassifikation -
International patent classification
H04L 27/227

(22) Tekemispäivä - Ingivningsdag - Filing date 31.10.1995

(23) Saapumispäivä - Ankomstdag - Reception date 31.10.1995

(41) Tullut julkiseksi - Blivit offentlig - Available to the public 02.05.1996

(43) Julkaisupäivä - Publiceringsdag - Publication date 13.06.2019

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

01.11.1994 US 332680

(71) Hakija - Sökande - Applicant

1 • **Motorola Inc.**, Delaware, 1303 East Algonquin Road, Schaumburg, IL 60196, AMERIKAN YHDYSVALLAT, (US)

(72) Keksijä - Uppfinnare - Inventor

1 • **Blasiak, Dariusz A.**, USA, AMERIKAN YHDYSVALLAT, (US)

2 • **Arens, John W.**, USA, AMERIKAN YHDYSVALLAT, (US)

(74) Asiamies - Ombud - Agent

Seppo Laine Oy, PL 339, 00181 Helsinki

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

Ehdolliset päätökset tekevä digitaalinen viestintämenetelmä ja -laite

Digitalt kommunikationsförfarande och digital kommunikationsanordning för villkorliga beslut

Ehdolliset päätökset tekevä digitaalinen viestintämenetelmä ja -laite

Esillä oleva keksintö liittyy yleisesti FEC:tä (Forward Error Correction; myötäsuuntainen virheenkorjaus) käyttäviin digitaalisiin viestintäjärjestelmiin ja erityisesti menetelmään ja laitteeseen vastaanotettujen koherenttien, differentiaalisesti koodattujen MPSK-moduloitujen (Multi-level Phase-Shift Keying; monitasoinen vaiheavainnus) signaalien dekoodaamiseksi ehdollisen päätöksen vertauslukujen avulla.

Matkapuhelinalan nopean kasvun vuoksi digitaaliset viestintäjärjestelmät ovat alkaneet olla laajalti käytettyjä monien nykyisten ja tulevaisuuden järjestelmien esikuvina johtuen niiden eduista järjestelmän kapasiteetin ja suorituskyvyn suhteen. Eräs digitaalisissa viestintäjärjestelmissä yleisesti käytettävä menetelmä BER:n (bit error rate; bittivirhesuhde) parantamiseksi on FEC (forward error correction; myötäsuuntainen virheenkorjaus), jota käytettäessä lähetettyyn signaaliin lisätään redundanssia, jotta parannettaisiin lähetettyjen signaalien immuunisutta kanavakohinan suhteen. FEC-dekoodausmenetelmät vaihtelevat suuresti, ja usein ne riippuvat käytetystä modulointimenetelmästä.

Digitaalisissa viestintäjärjestelmissä on valinnaisesti käytettävissä eri modulointimenetelmiä. Eräs sellainen modulointimenetelmä on monitasoinen vaiheavainnus (MPSK, multi-level phase-shift keying), jota käytetään yleisesti sen spektritehokkuuteen ja bittivirhesuhteeseen (BER, bit error rate) liittyvän suorituskyvyn vuoksi. MPSK on modulointistrategia, jossa informaatio tallennetaan lähetetyn signaalin vaiheeseen. Kunkin lähetetyn symbolin vaihe voi saada yhden 2^M mahdollisesta arvosta, missä M tarkoittaa

moduloinnin kertalukua. Esimerkkejä MPSK:n eri kertalu-
 vuista ovat binaarinen vaiheavainnus (BPSK, binary phase-
 shift keying) ($M=2$) ja kvadratuuri-vaiheavainnus (QPSK,
 quadrature phase-shift keying) ($M=4$). Kaksi yleistä meto-
 5 dologiaa MPSK-moduloitujen signaalien ilmaisemiseksi ovat
 koherentti ilmaisu ja ei-koherentti ilmaisu. Koherenttilla
 ilmaisulla tarvitaan keinot, joilla saadaan estimaatti
 vastaanotetun signaalin vaihereferenssille. Ei-koherenttil-
 la ilmaisulla ei tarvita tällaista vaihereferenssiä, vaik-
 10 kakin keinot, joilla lähetetty signaali tehdään suhteelli-
 sen tunteettomaksi vaihesiirroille, ovat olennaiset. Ylei-
 simmät keino, joilla tämä saadaan aikaan, on lähetetyn
 signaalin differentiaalinen koodaus lähettimessä ja vas-
 taanotetun signaalin myöhempi differentiaalinen dekodaus
 15 vastaanottimessa. Differentiaalinen koodaus on käsittely,
 jossa informaatio kuvataan kahden vierekkäisen symbolin
 vaihe-eroon sen sijaan, että informaatio kuvattaisiin
 kunkin symbolin absoluuttiseen vaiheeseen kuten MPSK:n
 tapauksessa. MPSK-järjestelmää, joka käyttää differentiaa-
 20 lista koodausta ja vastaanottimessa ei-koherenttia ilmai-
 sua, kutsutaan differentiaaliseksi vaiheavainnukseksi
 (DPSK, differential phase-shift keying), mistä M on jätet-
 ty pois mukavuussyistä. Vaihtoehtoisesti MPSK-järjestel-
 mää, joka käyttää differentiaalista koodausta ja vastaan-
 25 ottimessa koherenttia ilmaisua, kutsutaan differentiaali-
 sesti koodatuksi vaiheavainnukseksi (DEPSK, differentially
 encoded phase-shift keying).

Erilaiset digitaaliset viestintäjärjestelmät, kuten maal-
 30 liset solukkojärjestelmät (esim. United States Digital
 Cellular eli USDC), käyttävät yleisesti DPSK-modulointia
 pääasiallisesti ei-koherentin vastaanotinrakenteen yksin-
 kertaisuuden vuoksi. Toiset digitaaliset viestintäjärjes-
 telmät, kuten matalalla maan kiertoradalla sijaitsevat
 35 (LEO, low earth orbit) satelliittijärjestelmät, käyttävät

DEPSK-modulointia sellaista syistä kuten satelliiteissa vallitsevien tiukkojen tehorajoitusten vuoksi ja siksi että on tarpeen pystyä hoitamaan olennaiset Doppler-taajuussiirtymät.

5

Kuvio 1 on lohkokkaavio, joka kuvaa tunnettua laitetta DEPSK-moduloitujen signaalien dekoddaamiseksi. Kuvion 1 laite on sovitettu koodaamaan QPSK-moduloituja signaaleja. QPSK-modulointimenetelmässä lähetin moduloi kantaaltosignaalin, jolla on samavaiheinen (I, in-phase) ja 90° vaihe-erokomponentti (Q, quadrature), signaaliin koodattujen symbolien määrittelemällä tavalla. Kukin symbolien bitti moduloi joko I- tai Q-komponentin siten, että lähettimessä I- ja Q-komponentin välillä on olemassa vain yksi neljästä vaihesuhteesta. Siirron aikana QPSK-moduloidun kantaallon sisältämä informaatio vääristyy kohinan, kuten esimerkiksi summautuvan valkoisen Gauss-kohinan (AWGN, additive white Gaussian noise) vaikutuksesta. Järjestelmissä, jotka siirtävät informaatiota radiotaajuuksien (RF, radio frequency) avulla, kuten solukkojärjestelmissä, siirrettävä signaali pyrkii myös häipymään vastaanotetun monitiesignaalin konstruktiivisen ja destruktiivisen häiriön vuoksi. Häipymisellä on se vaikutus, että se vääristää sekä vastaanotetun signaalin amplitudia että vaihetta.

25

Koherentti vastaanotin 101 vastaanottaa QPSK-moduloidun signaalin, ja se demoduloidaan ja näytteitetään symbolinopeudella (symbol rate) vastaanotetun symbolisekvenssin I- ja Q-komponenttien digitaalisten näytteiden muodostamiseksi. Vastaanotetut symbolit kytketään kvantisoijan 103 kautta, joka suorittaa kvantisoinnin eli suorittaa dekodausalgoritmin, joka tekee symbolipäätöksen. Se toisin sanoen päättää, mikä symboli oli lähetetty, huolimatta siitä, että vastaanotettu symboli poikkeuksetta on kohinan vääristämä. Kvantisoinnin jälkeen symbolipäätökset kytke-

35

tään differentiaalisen dekooderin 105 kautta myötäsuuntaisen virheenkorjauksen suorittavaan dekooderiin (FEC-dekooderiin) 107. FEC-dekooderi 107, joka voi käyttää Viterbi-algoritmia, dekodaa vastaanotetun symbolisekvenssin koodatun datan kvantisoitujen symbolien mukaan. Koska vastaanotettujen symbolien kvantisointi (so. symbolipäätökset) on suoritettu ennen FEC-dekooderia, niin tällainen strategia on ennestään tunnettu ehdottomana päätöksenteoketekniikkana.

10

Ehdottoman päätöksen tekevä FEC-dekoodausalgoritmi on sellainen, jonka syötteinä ovat vastaanotetut symbolit ja joka operoi näillä vastaanotetuilla symboleilla, jotka on kvantisoitu yhdeksi mahdollisista lähetetyistä symboleista. QPSK:lla tällainen kvantisointi kuvaa kunkin vastaanotetun symbolin I- ja Q-komponentin vektoriksi I- ja Q-akselien määrittelemään kaksiulotteiseen vektoriavaruuteen (joka vastaa kompleksitasoa). Lähetin moduloi kantoaallon (QPSK-modulointia käyttäen) vain yhden neljästä mahdollisesta lähetettävästä symbolista mukaan. Kukin näistä neljästä mahdollisesta symbolista kuvataan lisäksi vektorina pisteeseen, joka sijaitsee keskeisesti vastaavassa yhdessä I-Q-vektoriavaruuden neljästä kvadrantista. Kvantisoija 103 laskee kunkin vastaanotetun symbolin I- ja Q-komponentteja kuvaavan vektorin ja kunkin yhden neljästä mahdollisia lähetettyjä symboleita kuvaavan vektorin välillä. Tällaisten symbolipäätösten tekemisestä aiheutuu kvantisointikohinaa siirrettäessä kunkin vastaanotetun symbolin I- ja Q-komponentteja kuvaavat vektorit lähimmän yhden kohdalle mahdollisia lähetettyjä symboleja kuvaavista neljästä vektorista.

30

Ehdolliseen päätökseen perustuva FEC-algoritmi on sellainen, joka käyttää mitä tahansa vertauslukua (metric) tai mittalukua (measure), joka yhdistää symbolipäätökseen var-

35

muusasteen, jolloin tällaiseen varmuusarvon luotettavuus on suurempi kuin ehdottomaan päätökseen perustuvasta kvantisoinnista saadun. Ehdolliseen päätökseen perustuva FEC-dekoodaus tuottaa tyypillisesti paremmat BER-suoritusarvot verrattuna ehdottomaan päätökseen perustuvan FEC-dekoodauksen aikaansaamiin BER-suoritusarvoihin.

DEPSK-moduloituja signaaleja dekoodaavat tunnetut laitteet kvantisoiivat eli tekevät symbolipäätökset dekoodausprosessissa liian varhaisessa vaiheessa. Kuviossa 1 esitetty laite tekee symbolipäätökset ennen differentiaalista dekooderia 105. Vaikka myöhempi käsittely voidaan tehdä helpommaksi, koska näytteitä ei esimerkiksi tarvitse tallentaa tarkkuusmuistiin, niin BER-suoritusarvot huononevat. Kvantisoinnissa siis menetetään se ehdollinen päätösinformaatio, jota voitaisiin käyttää FEC-dekooderin 107 suorituskyvyn parantamiseksi.

Mainituista syistä tarvitaan sellainen laite DEPSK-moduloitujen signaalien dekoodaamiseksi, joka kytkee ehdollisen päätösinformaation FEC-dekooderiin suoraan.

Kuvio 1 on lohkokaavio, joka kuvaa tunnettua laitetta koherenttien, differentiaalisesti koodattujen MPSK-moduloitujen signaalien dekoodaamiseksi,

kuvio 2 on lohkokaavio, joka kuvaa laitetta koherenttien, differentiaalisesti koodattujen MPSK-moduloitujen signaalien dekoodaamiseksi esillä olevan keksinnön mukaan, ja

kuvio 3 on lohkokaavio, joka kuvaa kuvion 2 esillä olevan keksinnön mukaista vertauslukulaskinlohkoa.

Tässä esitetty keksintö käsittää laitteen koherentin, differentiaalisesti koodatun monitasoisen vaihevainnuksen

(DEPSK, differentially-encoded multi-level phase shift keying) mukaan moduloidun (DEPSK-moduloidun) signaalin dekoddaamiseksi. Dekoodauslaite käsittää koherentin vastaanottimen koherentin DEPSK-moduloidun signaalin vastaanottamiseksi. Dekoodauslaite käsittää lisäksi vertauslukulaskimen, joka on kytketty koherenttiin vastaanottoimeen, koherenttia DEPSK-moduloitua signaalia vastaavien ehdollisen päätöksen vertauslukujen kehittämiseksi. Dekoodauslaite käsittää lisäksi myötäsuuntaisen virheenkorjauksen suorittavan dekodderin (FEC-dekodderin; forward error correction decoder), joka on kytketty vertauslukulaskimeen, koherentin DEPSK-moduloidun signaalin dekoddaamiseksi koherenttia DEPSK-moduloitua signaalia vastaavien mainittujen ehdollisen päätöksen vertauslukujen mukaan.

15

Kuvio 2 on lohkokkaavio, joka kuvaa viestintäjärjestelmän dekoddauslaitetta 200 koherenttien DEPSK-moduloitujen signaalien dekoddaamiseksi esillä olevan keksinnön mukaan. Vaikka tämä dekoddauslaite 200 on mieluummin tarkoitettu käytettäväksi satelliittiviestintäjärjestelmän tilaajalaitteissa ja satelliiteissa, niin dekoddauslaite 200 voi muodostaa osan minkä tahansa DEPSK-modulointia hyväksikäyttävän digitaalisen vastaanottimen vastaanottopiireistä. Dekoodauslaite 200 käsittää koherentin vastaanottimen 101 ja myötäsuuntaisen virheenkorjauksen suorittavan dekodderin (FEC-dekodderin) 107, joka on esitetty edellä kuvion 1 yhteydessä. Sen sijaan että käytettäisiin kuvion 1 kvantisoijaa 103 ja differentiaalista dekodderia 105, dekoddauslaitteessa 200 koherentin vastaanottimen 101 ja FEC-dekodderin 107 välille on kytketty vertauslukulaskin 201.

30

Koherentti vastaanotin 101 vastaanottaa lähettimen lähettämän koherentin DEPSK-moduloidun signaalin. Lähetettävä data koodataan ensin, ennen lähettämistä, FEC-kooderilla

35

ja kuvataan symboleiksi, missä eri symbolien lukumäärä riippuu viestintäjärjestelmässä käytettävästä modulaatiotyypistä. Esimerkiksi monitasoinen vaiheavainnusmodulointi (MPSK, multi-level phase shift keying) käyttää M eri symbolia, kun taas kvadratuuri-vaiheavainnusmodulointi (QPSK, quadrature phase shift keying modulation) käyttää vain 4 eri symbolia. Seuraavaksi symbolikoodattu data koodataan differentiaalisesti taisteltaessa ei-haluttua symbolien välistä taajuuskiertoa (frequency rotation) ja mahdollisista Doppler-taajuussiirtymistä johtuvaa "sektoriliukumaa" ("sector slip") vastaan. Tuloksena oleva differentiaalisesti koodattu signaali, jonka lähetin lähettää koherentille vastaanottimelle 101, voidaan esittää seuraavalla lausekkeella:

15

$$\sqrt{2P}d(n)$$

jossa

n edustaa diskreettiä aikaväliä,

P edustaa keskimääräistä tehoa ja

20

$d(n)$, differentiaalisesti koodattu sekvenssi, määritellään seuraavalla funktionaaliyhtälöllä:

25

$$d(n) = \begin{cases} 1 & \text{kun } n = 0 \\ s(n)d(n-1) & \text{kun } 1 \leq n \leq N \end{cases} \quad (1)$$

jossa

N edustaa vastaanotetun signaalin pituutta, ja

30

$s(n)$ edustaa todellista (FEC-koodattua) lähetettyä symbolia, joka voi olla mikä tahansa seuraavan joukon ilmaisemista mahdollisista symboleista:

$$s(n) \in \{e^{-j(\frac{2\pi}{M})k} : k \in \{0, 1, \dots, M-1\}\}.$$

Koherentin vastaanottimen 101 suorittaman vastaanottamisen jälkeen differentiaalisesti koodattu lähetetty signaali kytketään suotimen ja siihen sisältyvän alinäytteittimen (downsampler) kautta. Koska vastaanotettu differentiaalisesti koodattu lähetetty signaali alinäytteitetään symbolinopeudella, niin alinäytteitin tulostaa yhden ainoan vastaanotetun symbolin kunkin erillisen aikavälin aikana. Tätä yhtä ainoata vastaanotettua symbolia voidaan kutsua kyseessä olevaksi vastaanotetuksi symboliksi $r(n)$, joka voidaan esittää seuraavalla yhtälöllä:

$$r(n) = \sqrt{2P}d(n) + w(n) \quad (2)$$

jossa

15 $w(n)$ edustaa siirron aikana saatua Gauss-kohinaa.

Ennen kyseessä olevan vastaanotetun symbolin $r(n)$ tulostamista koherentti vastaanotin 101 kompensoi kyseessä olevan vastaanotetun symbolin $r(n)$ Doppler-taajuussiirtymien suhteen estimoimalla ensin kyseessä olevan symbolin $r(n)$ sekä vaihe- että taajuussiirtymän vaihe-estimaattorin avulla ja sekoittamalla kyseessä olevan vastaanotetun symbolin $r(n)$ vaihe-estimaattorista saatavalla konjugoidulla ulostulolla. Lyhytaikaisen kanavahäipymän vuoksi voidaan suorittaa myös lisäkompensointi. Kyseessä oleva vastaanotettu symboli $r(n)$, nyt kompensoituna, tulostetaan vertauslukulaskimelle 201.

Vertauslukulaskin 201 yleisesti ottaen vertaa kyseessä olevaa vastaanotettua symbolia $r(n)$ kaikkien mahdollisten lähetettyjen symbolien joukkoon yrittäen erottaa todellisen lähetetyn symbolin $s(n)$. Tämän vertailun tekemiseksi vertauslukulaskin 201 suorittaa laskennan useita kertoja kunkin erillisen aikavälin aikana. Se kuinka monta kertaa vertauslukulaskin 201 suorittaa laskennan, riippuu vies-

tintäjärjestelmässä käytettävästä modulointityypistä. MPSK-moduloiduilla signaaleilla, missä on kaikkiaan M mahdollista lähetettyä symbolia, vertauslukulaskimen 201 täytyy suorittaa laskenta M kertaa kutakin erillistä aikaväliä kohti. QPSK-moduloinnissa käytettävillä 4 eri symbolilla vertauslukulaskimen 201 täytyy suorittaa laskenta vain 4 kertaa kutakin erillistä aikaväliä kohti.

Yhteensopivuuden säilyttämiseksi tunnettujen FEC-dekooderien, kuten FEC-dekooderin 107, ja siinä mahdollisesti käytettävän Viterbi-dekoodausalgoritmin kanssa vertauslukulaskin 201 tulostaa ehdollisen päätösinformaation mahdollisten lähetettyjen symbolien ja todellisen lähetetyn symbolin $s(n)$ välisen vastaavuuden mukaan. Tarkemmin sanoen kutakin yhtä mahdollisista lähetetyistä symboleista kohti vertauslukulaskin 201 tulostaa todennäköisyysarvon, joka kuvastaa varmuusastetta sille, että kyseessä olevan vastaanotetun symbolin $r(n)$ käsittämä todellinen lähetetty symboli $s(n)$ on tämä erityinen symboli mahdollisten lähetettyjen symbolien joukosta. Siksi kyseessä olevan vastaanotetun symbolin $r(n)$ diskreetin aikavälin lopussa, jolla aikavälillä vertauslukulaskin 201 on suorittanut laskennan käytettävän modulointityypin mukaan useita kertoja, joukko mahdollisia lähetettyjä symboleja vastaavia todennäköisyysarvoja tulostetaan vaakarivinä tai pystyrivinä lähtömatriisiin $\hat{\Lambda}(\hat{s}(n))$.

Esimerkiksi QPSK-modulointimenetelmässä, jossa mahdolliset lähetetyt symbolit muodostavat joukon $\{1, -j, -1, j\}$, kyseessä olevan vastaanotetun symbolin $r(n)$ mainittu lähtömatriisi $\hat{\Lambda}(\hat{s}(n))$ voidaan esittää 1×4 dimensioisella todennäköisyysarvojen matriisilla kuten $[4 \ 2 \ 5 \ 7]$. Tämän 1×4 dimensioisen matriisin $[4 \ 2 \ 5 \ 7]$ pystyrivit määritellään kullakin joukon $\{1, -j, -1, j\}$ symbolilla siten, että ne suoraan liittyvät vastaavaan todennäköisyyteen sille, että

todellinen lähetetty symboli $s(n)$ vastaa kutakin mahdollisista lähetetyistä symboleista $\{1, -j, -1, j\}$. Toisin sanoen 1×4 dimensioisen matriisin alkio $(1,1)$ vastaa symbolia 1, alkio $(1,2)$ vastaa symbolia $-j$, alkio $(1,3)$ vastaa symbolia -1 ja alkio $(1,4)$ vastaa symbolia j . FEC-dekooderi 107 voi silloin tulkita tämän lähtömatriisin $\hat{A}(\hat{s}(n))$, $[4 \ 2 \ 5 \ 7]$, siten että j on todennäköisimmin todellisen lähetetyn symbolin $s(n)$ vastine, -1 on vähemmän todennäköisesti sen vastine, 1 on vielä vähemmän todennäköisesti ja $-j$ on vähiten todennäköisesti todellisen lähetetyn symbolin $s(n)$ vastine.

Edellinen esimerkki ilmaisee lähtömatriisin $\hat{A}(\hat{s}(n))$ osan, joka on muodostettu kyseessä olevan vastaanotetun symbolin $r(n)$ mukaan yhden erillisen aikavälin aikana. Kaikkien diskreettien aikavälien lopussa lähtömatriisi $\hat{A}(\hat{s}(n))$ sisältää todennäköisyysarvot kaikille vastaanotetun signaalin symboleille. Lähtömatriisi kokonaisuudessaan ilmaisee ehdolliset päätöksen vertausluvut.

FEC-dekooderin 107 tulostaman lähtömatriisin $\hat{A}(\hat{s}(n))$ koko määräytyy koherentille vastaanottimelle 101 lähetetyn ja sen vastaanottaman differentiaalisesti koodatun signaalin $\sqrt{2Pd(n)}$ sisältämien symbolien lukumäärän mukaan. Esimerkiksi jos differentiaalisesti koodattu signaali $\sqrt{2Pd(n)}$ on moduloitu MPSK-moduloinnin mukaan ja jos sen pituus on 100 symbolia, niin 100 erillisen aikavälin päätyttyä lähtömatriisin $\hat{A}(\hat{s}(n))$ dimensiot olisivat $100 \times M$. Vastaavasti QPSK-moduloinnilla differentiaalisesti koodattu signaali $\sqrt{2Pd(n)}$, jossa on 100 symbolia, johtaisi dimensioihin 100×4 .

Kuten edellä on mainittu, vertauslukulaskimen 201 toteuttama ehdollinen päätösalgoritmi kytkee lähtömatriisin $\hat{A}(\hat{s}(n))$ FEC-dekooderiin 107 todellisen lähetetyn symbolin

s(n) mukaan. Tämä sallii sen, että vertauslukulaskin 201 on yhteensopiva useimpien Viterbi-algoritmeja käyttävien FEC-dekooderien kanssa. Kuvion 2 dekodauslaite 200 saa aikaan parannuksia tunnettuihin dekodauslaitteisiin, kuten esimerkiksi kuviossa 1 esitettyyn, verrattuna sikäli että se ei tarvitse differentiaalista dekooderia, kuten differentiaalista dekooderia 105, joka syöttää vastaanotetun signaalin todellisen lähetetyn symbolin $s(n)$ mukaan, mikä on välttämätöntä yhteensopivuuden vuoksi FEC-dekooderin 107 kanssa. Tämän johdosta, toisin kuin kuvion 1 tunnettu laite, esillä olevan keksinnön mukainen kuvion 2 laite 200 pystyy parantamaan FEC-dekooderin dekoodauksen suorituskykyä antamalla ehdollisen päätösinformaation sille suoraan.

15

Kuvio 3 on lohkokkaavio, joka kuvaa esillä olevan keksinnön mukaisen vertauslukulaskimen 201 toimintaa yksityiskohtaisemmin. Kuvion 2 vastaanottimen 101 tulostama kyseessä oleva vastaanotettu symboli $r(n)$ kytketään sekoittimeen 301. Sekoitin 301 sekoittaa kyseessä olevan vastaanotetun symbolin $r(n)$ lukumuistista (ROM, read-only memory) 303 saadun, kyseessä olevan yhden mahdollisista lähetetyistä symboleista konjugaatin kanssa. ROM 303 sisältää kaikkien mahdollisten lähetettävien symbolien ennalta määrätyn joukon viestintäjärjestelmän käyttämällä erityisellä modulointimenetelmällä. MPSK-modulointimenetelmällä ROM:iin 303 tallennetaan M mahdollista lähetettyä symbolia, kun taas QPSK:lla ROM:iin 303 tallennetaan vain 4 mahdollista lähetettyä symbolia. ROM 303 kytkee kyseessä olevan yhden mahdollisista lähetetyistä symboleista $\hat{s}(n)$ vertauslukulaskimessa 201 olevaan kompleksiseen konjugaattimuuntimeen 305. Kompleksinen konjugaattimuunnin 305 tulostaa kyseessä olevan yhden mahdollisista lähetetyistä symboleista konjugaatin $\hat{s}^*(n)$ sekoittimelle 301. Sekoitin 301 sekoittaa kyseessä olevan vastaanotetun symbolin $r(n)$ kyseessä olevan

yhden mahdollisista lähetetyistä symboleista konjugaatin $s^*(n)$ kanssa kierretyn vastaanotetun symbolin $s^*(n)r(n)$ kehittämiseksi, joka kytketään edelleen summaimelle 307.

- 5 Kyseessä oleva vastaanotettu symboli $r(n)$ syötetään myös viivästimelle 309, joka on kytketty sekoittimen 301 ja summaimen 307 välille. Viivästimen 309 tarkoituksena on viivästää kyseessä olevaa vastaanotettua symbolia $r(n)$ yhden erillisen aikavälin verran. Yhden erillisen aikavälin päätyttyä viivästin 309 kytkee edellisen vastaanotetun symbolin $r(n-1)$ summaimelle 307.

- Perusteena kyseessä olevan vastaanotetun symbolin $r(n)$ ja kyseessä olevan yhden mahdollisista lähetetyistä symboleista konjugaatin $s^*(n)$ sekoittamiselle kierretyn vastaanotetun symbolin $s^*(n)r(n)$ muodostamiseksi sekoittimessa 301 on muodostaa edellisen vastaanotetun symbolin $r(n-1)$ käyttökelpoinen approksimaatio. Edellä mainittu yhtälö (2) esittää, että kyseessä oleva vastaanotettu symboli $r(n)$ on suorassa suhteessa differentiaalisesti koodattuun sekvenssiin $d(n)$. Lisäksi yhtälö (1) ilmaisee, että differentiaalisesti koodattu sekvenssi $d(n)$ on yhtä kuin $s(n)d(n-1)$ kaikilla diskreeteillä aikaväleillä ensimmäisen aikavälin jälkeen (pantakoon merkillä, että ensimmäisellä erillisellä aikavälillä ($n=0$) ei lähetetä mitään symbolia). Tästä seuraa näin ollen, että

$$r(n) \approx s(n)r(n-1)$$

- 30 ja siten, että

$$r(n)s^*(n) \approx r(n-1).$$

- 35 Siksi jos kyseessä olevan yhden mahdollisista lähetetyistä symboleista konjugaatti $s^*(n)$ vastaa todellisen lähetetyn

symbolin konjugaattia $s^*(n)$, niin kierretty vastaanotettu symboli $\tilde{s}^*(n)r(n)$ vastaa likimäärin edellistä vastaanotettua symbolia $r(n-1)$. Samoin, jos kyseessä oleva yksi mahdollisista lähetetyistä symboleista $\tilde{s}(n)$ vastaa todellista lähetettyä symbolia $s(n)$, niin kierretty vastaanotettu symboli $\tilde{s}^*(n)r(n)$ vastaa edellistä vastaanotettua symbolia $r(n-1)$ likimäärin.

Ensimmäinen vaihe määritettäessä, vastaako kierretty vastaanotettu symboli $\tilde{s}^*(n)r(n)$ edellistä vastaanotettua symbolia $r(n-1)$ likimäärin, käsittää kierretyn vastaanotetun symbolin $\tilde{s}^*(n)r(n)$ ja edellisen vastaanotetun symbolin $r(n-1)$ summaamisen summaimella 307. Kierretyn vastaanotetun symbolin $\tilde{s}^*(n)r(n)$ sekä edellisen vastaanotetun symbolin $r(n-1)$ summaus muodostaa vastaanotetun tulossymbolin $\tilde{s}^*(n)r(n)+r(n-1)$. Sekä kierretty vastaanotettu symboli $\tilde{s}^*(n)r(n)$ että edellinen vastaanotettu symboli $r(n-1)$ voidaan toteuttaa vektoreina. Kahden likimäärin samanlaisen vektorin, jotka osoittavat samaan suuntaan, vektoriyhteenlasku antaa tulosvektorin, joka on likimäärin kaksi kertaa alkuperäisten vektorien pituinen. Tämän johdosta vastaanotetun tulossymbolin $\tilde{s}^*(n)r(n)+r(n-1)$ itseisarvo eli toisin sanoen sen vektorin pituus on suorassa suhteessa oikeellisuusasteeseen tunnistettaessa, antaako kyseessä oleva yksi mahdollisista lähetetyistä symboleista $\tilde{s}(n)$ parhaan estimaatin todelliselle lähetetylle symbolille $s(n)$. Sekoitin 301, viivästin 309 ja summain 307 voivat yhdessä muodostaa yhdistinpiirin. Toisin kuin tunnetut ehdolliset päätösalgoritmit, jotka analysoivat tyypillisesti vain kyseessä olevaa symbolia, vertauslukulaskimen 201 ehdollinen päätösalgoritmi käyttää sekä kyseessä olevaa vastaanotettua symbolia $r(n)$ ja edellistä vastaanotettua symbolia $r(n-1)$ määritettäessä, mikä on todellinen lähetetty symbolin $s(n)$.

Vastaanotettu tulossymboli $\tilde{s}^*(n)r(n)+r(n-1)$ kytketään seuraavaksi vaiheenkiertimeen 311. Vaiheenkierin 311 kiertää vastaanotettua tulossymbolia $\tilde{s}^*(n)r(n)+r(n-1)$ kaikkien mahdollisten lähetettyjen symbolien yli. Vaiheenkierin 311 voidaan toteuttaa rinnankytkettyjen sekoittimien ryhmällä, jotka sekoittavat vastaanotetun tulossymbolin $\tilde{s}^*(n)r(n)+r(n-1)$ kaikilla mahdollisilla lähetetyillä symboleilla kierrettyjen vastaanotettujen tulossymbolien kehittämiseksi. Jos käytetään MPSK-modulointia, niin kehitetään M kierrettyä vastaanotettua tulossymbolia. Nämä M kierrettyä vastaanotettua tulossymbolia voidaan määritellä seuraavalla yhtälöllä:

$$[r(n)\tilde{s}^*(n)+r(n-1)]e^{-j\frac{2\pi k}{M}}, \quad k \in \{0,1,\dots,M-1\}$$

15

jossa

$e^{-j\frac{2\pi k}{M}}$, kun $k=0,1,\dots,M-1$, edustaa kaikkia M:ää mahdollisista lähetetyistä symboleista.

20

Kierretyt vastaanotetut tulossymbolit, jotka ovat eripituisia vektoreita, edustavat todennäköisyyksiä sille, että kyseessä oleva yksi mahdollisista lähetetyistä symboleista $\tilde{s}(n)$ on todellinen lähetetty symboli $s(n)$. Kierretty vastaanotettu tulossymboli, joka on vektoriavaruudessa lähinnä yhtä kaikista mahdollisista lähetetyistä symboleista, edustaa parasta valintaa sille, mikä on todellinen lähetetty symboli $s(n)$ suhteessa ainoastaan kyseessä olevaan yhteen mahdollisista lähetetyistä symboleista $\tilde{s}(n)$. Kierretyt vastaanotetut tulossymbolit tulostetaan reaalioperaattorille 313 ensimmäisen väylän kautta, jolla on ainakin M:n kapasiteetti.

30

Reaaliasaoperaattori 313 erottaa kunkin kierretyn vastaanotetun tulossymbolin reaaliasan eli samavaiheisen komponentin. Tätä voidaan esittää seuraavalla yhtälöllä:

$$5 \quad \operatorname{Re}\{[r(n)\hat{s}^*(n)+r(n-1)]e^{-j\frac{2\pi k}{M}}\}, \quad k \in \{0,1,\dots,M-1\}$$

Reaaliasaoperaattori 313 tulostaa kunkin kierretyn vastaanotetun tulossymbolin reaaliasan maksimoijaan 315 toisen väylän kautta, jolla on ainakin M:n kapasiteetti.

10

Maksimoija 315 tunnistaa, millä kierretyistä saaduista vastaanotetuista symboleista on suurin reaaliasa ja, kuten edellä on määritelty, on paras valinta sille, mikä on todellinen lähetetty symboli $s(n)$ suhteessa ainoastaan kyseessä olevaan yhteen mahdollisista lähetetyistä symboleista $\hat{s}(n)$. Maksimoijan 315 toiminta voidaan esittää seuraavalla yhtälöllä:

$$15 \quad \max_k \{\operatorname{Re}\{[r(n)\hat{s}^*(n)+r(n-1)]e^{-j\frac{2\pi k}{M}}\}\}, \quad k \in \{0,1,\dots,M-1\}$$

20

Suurin kierretty vastaanotettu tulossymboli tulostetaan vaakarivin ensimmäiseen paikkaan lähtömatriisissa $\hat{\Lambda}(\hat{s}(n))$. Vaiheenkierrin 311 ja reaaliasaoperaattori 313 voivat muodostaa monivaihekulmapiirin (multiple phase angle circuit), ja monivaihekulmapiiri ja maksimoija 315 voivat yhdessä muodostaa maksimivaiheilmaisimen (maximum phase detector).

25

30

Paitsi että vertauslukulaskin 201 suorittaa laskennan jokaisella koherentin vastaanottimen 101 kunkin erillisen aikavälin aikana alinäytteityksellä muodostamalla kyseessä olevalla vastaanotetulla symbolilla $r(n)$, vertauslukulaskin 201 suorittaa laskennan useita kertoja saman erillisen aikavälin kuluessa, mikä sallii vertaamisen jokaiseen kaikista mahdollisista lähetetyistä symboleista. Ehdollisen

35

päätöksen vertauslukuja, jotka tulostetaan FEC-dekooderille 107 lähtömatriisissa $\hat{A}(\hat{s}(n))$, voidaan parhaiten kuvata parhaiden valintojen joukkona kaikkien todellisten vastaanotettujen symbolien ja kaikkien mahdollisten lähetettyjen symbolien väliselle vastaavuudelle tai vastaavuuden todennäköisyyksille.

Yhteenvedona todettakoon, että edellä selitetty keksintö käsittää sovitelman ja menetelmän DEPSK-moduloituun signaaliin sisältyvien todellisten lähetettyjen symbolien dekoodaamiseksi. Sovitelma käsittää koherentin vastaanottimen koherentin DEPSK-moduloidun signaalin vastaanottamiseksi ja myöhemmäksi alinäytteittämiseksi (symbolinopeudella) yhden ainoan kyseessä olevan vastaanotetun symbolin tulostamiseksi kunkin aikavälin aikana. Koherenttiin vastaanottoon on kytketty vertauslukulaskin, joka kehittää todellisia lähetettyjä symboleja vastaavat ehdollisen päätöksen vertausluvut koherentin vastaanottimen kunkin aikavälin aikana syöttämistä vastaanotetuista symboleista.

Vertauslukulaskin sekoittaa yhden ainoan kyseessä olevan symbolin kyseessä olevan yhden kaikista mahdollisista lähetetyistä symboleista konjugaatin kanssa kierretyn symbolin muodostamiseksi. Lisäksi viivästin on vielä kytketty vertauslukulaskimen sisäänmenoon yhden ainoan kyseessä olevan vastaanotetun symbolin viivästämiseksi yhden aikavälin verran koherentin DEPSK-moduloidun signaalin yhden ainoan edellisen vastaanotetun symbolin tulostamiseksi. Tämä yksi ainoa edellinen vastaanotettu symboli ja kierretty symboli summataan sen jälkeen sellaisen tulossymbolin muodostamiseksi, joka voidaan samastaa kyseessä olevaksi yhdeksi todelliseksi lähetetyksi symboliksi. Tulossymboli viedään sen jälkeen vaiheenkiertimeen, joka kiertää tulossymbolia yli jokaisen kaikista mahdollisista lähetetyistä symboleista sellaisen todennäköisyyksien joukon muodostamiseksi, joka tarkemmin määrittelee toden-

näköisyyden sille, että kyseessä oleva yksi kaikista mahdollisista lähetetyistä symboleista on kyseessä oleva yksi todellisista lähetetyistä symboleista. Tämä todennäköisyyksien joukko kytketään reaalioperaattorille, joka erottaa niiden reaaliosan, ja maksimoijaan maksimitodennäköisyyden määrittämiseksi mainitusta todennäköisyyksien joukosta. Tämä maksimitodennäköisyys muodostaa osan ehdollisen päätöksen vertausluvusta. Vertauslukulaskin suorittaa laskennan useita kertoja jokaisella aikavälillä yhden ainoan kyseessä olevan vastaanotetun symbolin vertaamiseksi kaikkiin mahdollisiin lähetettyihin symboleihin. Kaikkien koherentin DEPSK-moduloidun signaalin sisältämien näytteitettujen symbolien vertailun päätyttyä ehdollisen päätöksen vertausluvut tulostetaan FEC-dekooderiin sellaisen matriisin muodossa, joka sisältää todennäköisyydet sille, että kukin mahdollisista lähetetyistä signaaleista vastaa kutakin todellista lähetettyä symbolia.

Vaikka keksintö on selitetty ja kuvattu edellä esitetyssä selityksessä ja piirustuksissa, niin on ymmärrettävää, että tämä selitys on vain esimerkinomainen ja että alan asiantuntijat voivat tämän keksinnön hengestä ja piiristä poikkeamatta tehdä monia vaihtoksia, muutoksia ja muunnoksia kuten vaiheenkiertimen, reaalioperaattorin ja maksimoijan korvaamisen rinnan toimivilla reaalioperaattorilla ja imaginaarioperaattorilla, maksimoijalla ja itseisarvo-operaattorilla maksimitodennäköisyyden kehittämiseksi.

Patenttivaatimukset:

1. Sovitelma (200) koherentin differentiaalisesti koodatun monitasoisen vaiheavainnuksen (DEPSK, differentially encoded multi-level phase shift keying) mukaan moduloidun (DEPSK-moduloidun) signaalin dekoddaamiseksi, joka signaali edustaa todellisia lähetettyjä symboleja,
 5 t u n n e t t u :
- 10 koherentista vastaanottimesta (101) koherentin DEPSK-moduloidun signaalin vastaanottamiseksi, -
- vertauslukulaskimesta (metric computer) (201), joka on kytketty mainittuun koherenttiin vastaanottimeen (101),
 15 todellisia lähetettyjä symboleja vastaavien ehdollisen päätöksen vertauslukujen (soft decision metric) kehittämiseksi, sekä
- myötäsuuntaisen virheenkorjauksen (FEC, forward error correction) suorittavasta dekodderista (107), joka on kytketty mainittuun vertauslukulaskimeen (210), koherentin DEPSK-moduloidun signaalin dekoddaamiseksi ehdollisen päätöksen vertauslukujen mukaan.
- 20
- 25 2. Patenttivaatimuksen 1 mukainen sovitelma (200),
 t u n n e t t u siitä, että mainittu vertauslukulaskin (201) käsittää lisäksi:
- yhdistinpiirin (301, 307, 309), joka on toiminnallisesti
 30 kytketty mainittuun koherenttiin vastaanottimeen (101), yhdistetyn symbolin kehittämiseksi, sekä
- maksimivaiheilmaisimesta (311, 313, 315), joka on toiminnallisesti kytketty mainittuun yhdistinpiiriin (301, 307,

309) maksimitodennäköisyyden määrittämiseksi yhdistetyn symbolin eri vaihekulmien joukosta.

3. Patenttivaatimuksen 2 mukainen sovitelma (200),
 5 t u n n e t t u siitä, että mainittu yhdistinpiiri (301, 307, 309) käsittää:

sekoittimen (301), joka on toiminnallisesti kytketty mainittuun koherenttiin vastaanottimeen (101), koherentin
 10 DEPSK-moduloidun signaalin kyseessä olevan symbolin yhdistämiseksi kyseessä olevan ennalta määrätyn symbolin kanssa ennalta määrättyjen symbolien joukosta,

viivästimen (309), joka on toiminnallisesti kytketty mainittuun koherenttiin vastaanottimeen (101), koherentin
 15 DEPSK-moduloidun signaalin kyseessä olevan symbolin viivästämiseksi yhden aikavälin verran ja koherentin DEPSK-moduloidun signaalin edellisen symbolin kehittämiseksi, sekä

20 summaimen (307), joka on toiminnallisesti kytketty mainittuun sekoittimeen (301) ja mainittuun viivästimeen (309) koherentin DEPSK-moduloidun signaalin kyseessä olevan symbolin ja kyseessä olevan ennalta määrätyn symbolin summaamiseksi koherentin DEPSK-moduloidun signaalin edellisen symbolin kanssa yhdistetyn symbolin muodostamiseksi.

4. Patenttivaatimuksen 2 mukainen sovitelma (200),
 30 t u n n e t t u siitä, että mainittu maksimivaiheilmaisin (311, 313, 315) käsittää:

monivaihekulmapiirin (multiple phase angle circuit) (311, 313), joka on toiminnallisesti kytketty mainittuun yhdistinpiiriin (301, 307, 309), yhdistetyn symbolin monivaihekulmaesitysten aikaansaamiseksi yli kunkin yhden ennalta
 35

määrättyjen symbolien joukosta todennäköisyyksien joukon kehittämiseksi sille, että kyseessä oleva ennalta määrätty symboli on kyseessä oleva yksi todellisista lähetetyistä symboleista, sekä

5

maksimoijan (315), joka on toiminnallisesti kytketty mainittuun monivaihekulmapiiriin (311, 313), maksimitodennäköisyyden määrittämiseksi mainitusta todennäköisyyksien joukosta, joka maksimitodennäköisyys muodostaa osan ehdollisen päätöksen vertausluvuista.

10

5. Patenttivaatimuksen 4 mukainen sovitelma (200),
t u n n e t t u siitä, että mainittu monivaihekulmapiiri (311, 313) käsittää:

15

vaiheenkiertimen (311), joka on toiminnallisesti kytketty mainittuun yhdistinpiiriin (301, 307, 309) yhdistetyn symbolin kiertämiseksi yli kunkin yhden ennalta määrättyjen symbolien joukosta todennäköisyyksien joukon kehittämiseksi sille, että kyseessä oleva ennalta määrätty symboli on kyseessä oleva yksi todellisista lähetetyistä symboleista, sekä

20

reaalioperaattorin (313), joka on toiminnallisesti kytketty mainittuun vaiheenkiertimeen (311) ja mainittuun maksimoijaan (315), kunkin yhden mainitusta todennäköisyyksien joukosta reaaliosan erottamiseksi.

25

6. Menetelmä koherentin differentiaalisesti koodatun monitasoisen vaiheavainnuksen (DEPSK, differentially encoded multi-level phase shift keying) mukaan moduloidun (DEPSK-moduloidun) signaalin dekodeamiseksi, joka signaali edustaa todellisia lähetettyjä symboleja, t u n n e t t u seuraavista vaiheista:

30

35

(a) vastaanotetaan mainittu koherentti DEPSK-moduloitu signaali koherentisti (101),

5 (b) kehitetään (201) ehdollinen päätöksen vertausluvut, jotka vastaavat koherentin DEPSK-moduloidun signaalin sisältämiä todellisia lähetettyjä symboleja, ja

10 (c) tulostetaan (201) ehdollinen päätöksen vertausluvut myötäsuuntaisen virheenkorjauksen (FEC, forward error correction) suorittavalle dekooderille (107).

7. Patenttivaatimuksen 6 mukainen menetelmä, t u n -
n e t t u siitä, että mainittu kehittämisvaihe (b) käsittää lisäksi seuraavat alavaiheet:

15 (b1) yhdistetään (301, 307) koherentin DEPSK-moduloidun signaalin kyseessä oleva symboli ja koherentin DEPSK-moduloidun signaalin edellinen symboli yhdistetyn symbolin muodostamiseksi, ja

20 (b2) määritetään (311, 313, 315) maksimitodennäköisyys yhdistetyn symbolin eri vaihekulmien joukosta.

25 8. Patenttivaatimuksen 7 mukainen menetelmä, t u n -
n e t t u siitä, että mainittu vaihe (b1) käsittää lisäksi seuraavat alavaiheet:

30 (bli) sekoitetaan (301) koherentin DEPSK-moduloidun signaalin kyseessä oleva symboli kyseessä olevan ennalta määrätyn symbolin kanssa ennalta määrättyjen symbolien joukosta,

35 (blii) viivästetään (309) koherentin DEPSK-moduloidun signaalin kyseessä olevaa symbolia koherentin DEPSK-moduloidun signaalin edellisen symbolin kehittämiseksi, ja

(b1111) summataan (307) koherentin DEPSK-moduloidun signaalin kyseessä oleva symboli ja kyseessä oleva ennalta määrätty symboli koherentin DEPSK-moduloidun signaalin edellisen symbolin kanssa yhdistetyn symbolin muodostamiseksi.

9. Patenttivaatimuksen 7 mukainen menetelmä, t u n - n e t t u siitä, että mainittu vaihe (b2) käsittää lisäksi seuraavat alavaiheet:

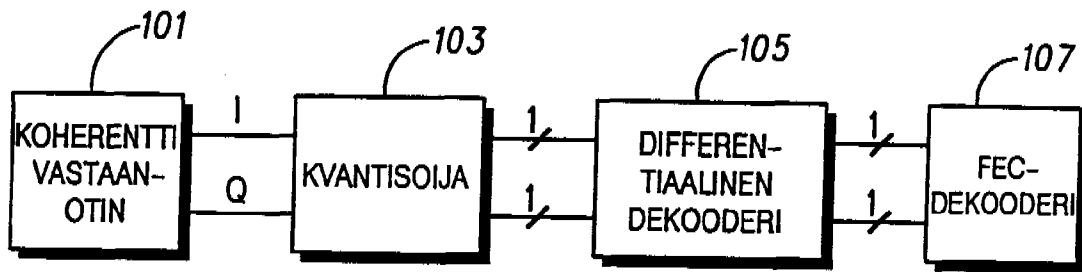
(b2i) kehitetään (311, 313) yhdistetyn symbolin monivaihekulmaesitykset yli kunkin yhden ennalta määrättyjen symbolien joukosta todennäköisyyksien joukon kehittämiseksi sille, että kyseessä oleva ennalta määrätty symboli on kyseessä oleva yksi todellisista lähetetyistä symboleista, ja

(b2ii) määritetään (315) mainitusta todennäköisyyksien joukosta maksimitodennäköisyys, joka muodostaa osan ehdollisen päätöksen vertausluvusta.

10. Patenttivaatimuksen 9 mukainen menetelmä, t u n - n e t t u siitä, että mainittu vaihe (b2i) käsittää seuraavat alavaiheet:

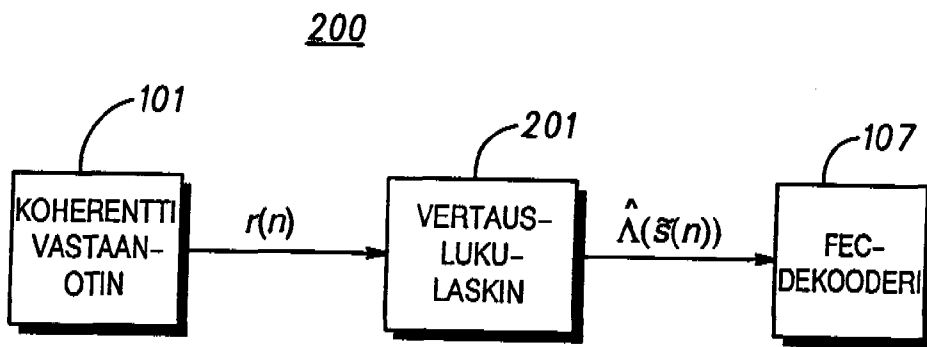
(b2ia) kierretään (311) yhdistetty symboli yli kunkin yhden ennalta määrättyjen symbolien joukosta todennäköisyyksien joukon kehittämiseksi sille, että kyseessä oleva ennalta määrätty symboli on kyseessä oleva yksi todellisista lähetetyistä symboleista, ja

(b2ib) erotetaan (313) kunkin yhden mainitusta todennäköisyyksien joukosta reaali-osa.

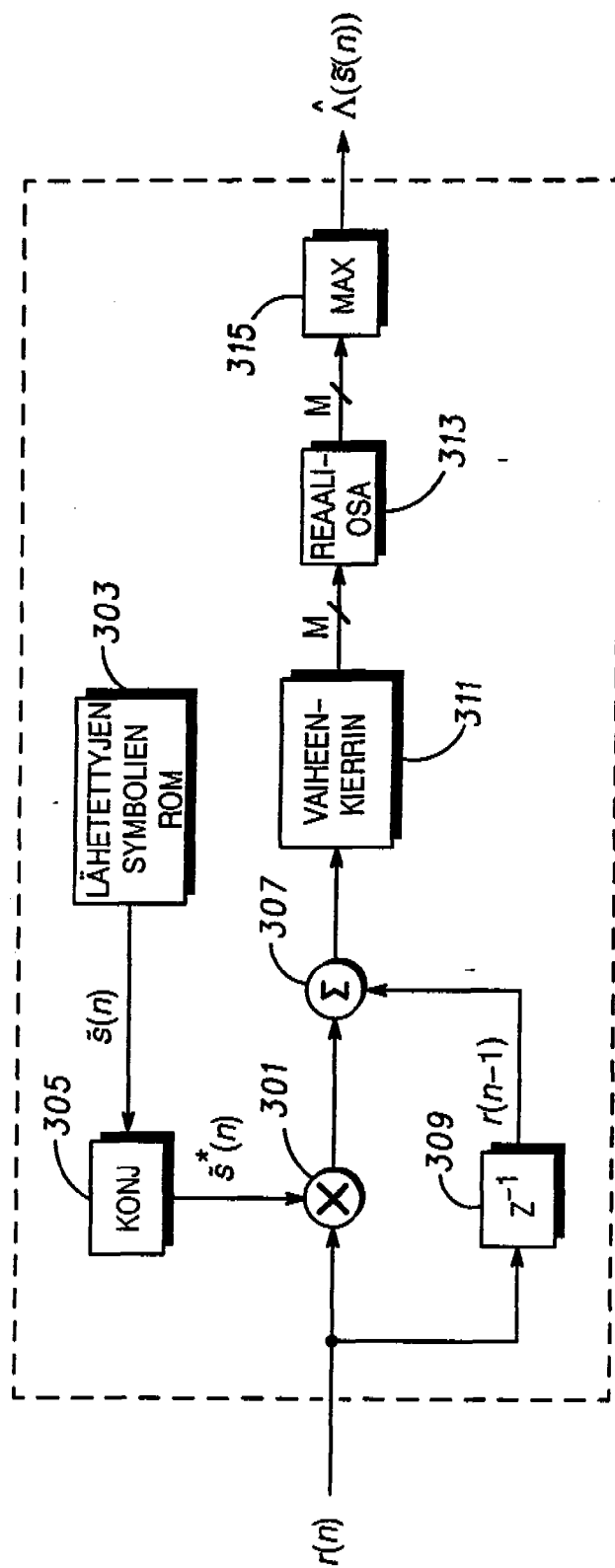


KUVIO 1

— TUNNETTU TEKNIikka —



KUVIO 2



KUVIO 3