FI000106748B

(12) **PATENTTIJULKAISU**
PATENTSKRIFT

(10) **FI 106748 B**

(45) Patentti myönnetty - Patent beviljats **30.03.2001**

(51) Kv.lk.7 - Int.kl.7
G01R 23/00, 25/00

(21) Patenttihakemus - Patentansökning **900040**

(22) Hakemispäivä - Ansökningsdag **04.01.1990**

(24) Alkupäivä - Löpdag **04.01.1990**

(41) Tullut julkiseksi - Blivit offentlig **14.07.1990**

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

13.01.1989 US 297357 P

SUOMI – FINLAND
(FI)

PATENTTI- JA REKISTERIHALLITUS
PATENT- OCH REGISTERSTYRELSEN

(73) Haltija - Innehavare

1 •Hewlett-Packard Company, 3000 Hanover Street, Palo Alto, CA 94304, AMERIKAN YHDYSVALLAT, (US)

(72) Keksijä - Uppfinnare

1 •Birgenheier,Raymond A., W 416 Jefferson Court, Spokane, WA 99203, AMERIKAN YHDYSVALLAT, (US)
2 •Ryan,Richard P., E 11412 25th Street, Spokane, WA 99206, AMERIKAN YHDYSVALLAT, (US)

(74) Asiamies - Ombud: Kolster Oy Ab
Iso Roobertinkatu 23, 00120 Helsinki

(54) Keksinnön nimitys - Uppfinningens benämning

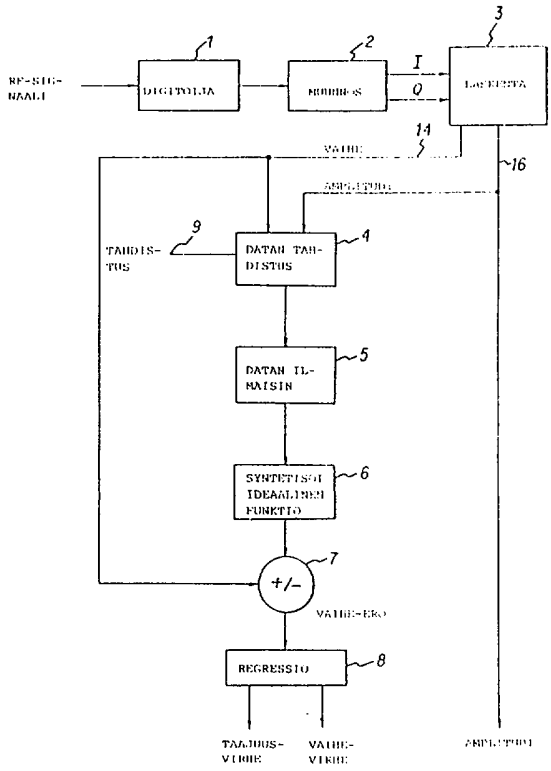
Menetelmä ja laite yhdenmukaisella vaiheella moduloidun signaalin vaihetarkkuuden ja amplitudiprofiilin mittaamiseksi
Förfarande och anordning för mätning av fasnoggrannheten och amplitudprofilen hos en med uniform fas modulerad signal

(56) Viitejulkaisut - Anförda publikationer

---

(57) Tiivistelmä - Sammandrag

Keksinnön kohteena on menetelmä ja laite vaihe- ja amplituditarkkuuden määrittämiseksi yhdenmukaisella vaiheella moduloiduille signaaleille. Lähettimen synnyttämä moduloitu RF-signaali alasmuunnetaan verrattain alhaiselle välitaajuudelle, joka suodatetaan ja jota näytteistetään suuren näytteistystaajuuden analogia-digitaalimuuntimella (1). Digitaalinen signaaliprosessori (3) prosessoi digitaalisia signaaleja moduloitua RF-signaalia vastaavan mitatun amplitudifunktion (14) ja mitatun vaihefunktion (16) saamiseksi. Mitatuista amplitudi- ja vaihefunktioista (14, 16) lasketaan ja syntesoidaan (6) moduloitua RF-signaalia vastaava ideaalinen vaihefunktio. Ideaalista vaihefunktiota verrataan (7) mitattuun vaihefunktioon vaihefunktion määrittämiseksi, josta moduloidun RF-signaalin vaihe-virhe ja taajuusvirhe lasketaan (8).



Uppfinningen avser förfarande och anordning för bestämning av fas- och amplitudprecisionen i med fortlöpande fas modulerade signaler. Den av en sändare åstadkomna modulerade RF-signalen nedkonverteras till en relativt låg mellanfrekvens, som filtreras och samplas medelst en analog-digitalomvandlare (1) med hög samplingsfrekvens. En digital signalprocessor (3) behandlar de digitala signalerna för åstadkommande av en uppmätt amplitudfunktion (14) och en uppmätt fasfunktion (16), som motsvarar den modulerade RF-signalen. Ur de uppmätta amplitud- och fasfunktionerna (14,16) beräknas och syntetiseras (6) den ideala fasfunktion, som motsvarar den modulerade RF-signalen. Den ideala fasfunktionen jämförs (7) med den uppmätta fasfunktonen för bestämning av den fasfunktion, ur vilken den modulerade RF-signalens fasavvikelse och frekvensavvikelse beräknas (8).

Menetelmä ja laite yhdenmukaisella vaiheella moduloidun signaalin vaihetarkkuuden ja amplitudiprofiilin mittaamiseksi

Esillä oleva keksintö liittyy yleisesti digitaalisiin radioihin ja tarkemmin yhdenmukaisella vaiheella moduloidun signaalin vaihe- ja amplitudivirheiden mittaamiseen.

Tällä hetkellä lukuisat valmistajat valmistavat ja markkinoivat viestinnässä käytettäväksi tarkoitettuja radioita, kuten solukkoradiot ja vastaavat. Tyypillisesti kullakin valmistajalla on omat spesifikaationsa tuotteelleen. Perinteisesti näiden spesifikaatioiden tarkkuutta on mitattu käyttämällä erillisiä, mahdollisesti epäsuoria menetelmiä. Lähetetyn signaalin vaihetarkkuus, esimerkiksi, määritellään tyypillisesti epäsuorasti mittaamalla hajasignaalit, vaihekohina, modulaatioindeksi, taajuuden asettumisnopeus, kantoaaltotaajuus ja datakellotaajuus. Edelleen, amplitudimittaukset aiheuttavat erityisiä ongelmia, koska amplitudi vastaan aika -profiili täytyy tahdistaa tyypillisesti ulkoisia laitteita käyttävään dataan.

On ehdotettu, että standardoitu digitaalinen matkaradiopuhelinjärjestelmä toteutettaisiin koko Euroopassa. Tällainen radiojärjestelmä edellyttäisi, että kaikki komponentit, esimerkiksi lähettimet ja vastaanottimet, valmistettaisiin yhteisellä menetelmällä mitattavien standardimääritysten mukaan. Ryhmä, joka tunnetaan nimellä Group Speciale Mobile (GSM) on ehdottanut erästä mittaustekniikkaa lähetetyn signaalin modulointiprosessin tarkkuuden mittaamiseksi. Ehdotetussa mittaustekniikassa suoritetaan lähetetyn vaihetrajektorian näytteistetty mittaus. Tätä mittausta verrataan matemaattisesti laskettuun ideaaliseen vaihetrajektoriaan vaihe-eron määrittämiseksi lähetetyn signaalin ja ideaalisen signaalin välillä. Tällä tavoin määritetyn vaihe-eron regressiosuora antaa

viitteen taajuusvirheestä ja regressiosuora vähennetään vaihe-erosta vaihevirheen saamiseksi. Standardimenetelmän, kuten tämä, hyväksikäyttö yksinkertaistaisi radioitten testausta ja valmistusta. Yksittäisen valmistajan tarvitsisi tällöin ainoastaan vakuuttaa, että toteuttaa standardoidut yleiset vaihevirhespesifikaatiot eikä useita toisiinsa liittyviä spesifikaatioita.

Esillä oleva keksintö antaa menetelmän ja laitteen lähetetyn signaalin ideaalisen vaihetrajektorian laskemiseksi, käytettäväksi edellä kuvatussa GSM-standardivaihevirhemittausmentelmässä. Tämä tarkoitus saavutetaan keksinnön mukaisella menetelmällä, jossa muunnetaan moduloitu RF-signaali vaihesignaali- ja kvadratuurivaihesignaalikomponenteikseen;

lasketaan moduloitua RF-signaalia vastaava vaihefunktio ja amplitudifunktio käyttämällä vaihesignaali- ja kvadratuurivaihesignaalikomponentteja, menetelmän käsittäessä lisäksi tunnusomaiset vaiheet, joissa

synkronoidaan databittisekvenssi tunnetun bittisekvenssin kanssa lähettimen datakellosignaalin ja databittisekvenssi aikavälisignaalin tuottamiseksi, mainitun databittisekvenssin edustaessa moduloituun RF-signaaliin sisältyvää bittisekvenssiä;

ilmaistaan mainittu databittisekvenssi;

lasketaan teoreettinen ideaalinen vaihefunktio käyttäen databittisekvenssi aikavälisignaalia, lähettimen datakellosignaalia ja databittisekvenssiä, teoreettisen ideaalisen vaihefunktion vastatessa mainittua moduloitua RF-signaalia; ja

verrataan teoreettista ideaalista vaihefunktiota vaihefunktioon moduloidun RF-signaalin vaihe-erofunktion määräämiseksi.

Lähetetyn signaalin vaihetrajektoria ja amplitudiprofiili lasketaan suodatetuista IF-signaalinäytteistä. Hilbert-muunninta käytetään luomaan kaksi komponenttisig-

naalia, jotka ovat vaihekvadratuurissa (90° -vaihesiirrossa) toisiinsa nähden. Signaalivaihetrajektoria saadaan laskemalla kvadratuurisignaalien arcustangentti ja amplitudi lasketaan kvadratuurisignaalien neliöitten summan neliöjuurena.

Signaalivaihetrajektoriaa käytetään sitten ilmaisemaan dataa ja määrittämään datakellotaajuus. Datan ilmaisu voitaisiin suorittaa käyttämällä Viterbi-dekooderia tai, suuren signaali-kohina -suhteen (SNR) ja alhaisen symbolien välisen interferenssi (ISI) -signaalin tapauksessa, derivoimalla vaihetrajektoria. Vaihetrajektorian derivointi antaa signaalin hetkellisen taajuuden, josta kantotaajuus voidaan vähentää signaalin taajuuspoikkeaman saamiseksi. Ajanhetkiä, jolloin taajuuspoikkeama kulkee nollan kautta käytetään sitten pienimmän neliösumman algoritmissä estimoimaan datakellovaihetta. Datakellon tarkka estimointi on kriittinen mitattaessa vaihevirheitä.

Taajuuspoikkeamafunktion nollan ylityksiä käytetään myös ilmaisemaan dataa. Datan tahdistus suoritetaan käyttämällä korrelaatiokaavioita ilmaistun datan ja datasekvensin tunnetun osan, kuten johdanto, välillä. Tahdistusinformaatiota käytetään sitten etsittäessä mittaustoimenpiteessä kiinnostavaa aikaväliä. Tahdistusinformaatiota käytetään myös tahdistamaan amplitudi vastaan aika -profiili datakellon kanssa.

Datakellovaihetta, ilmaistua datasekvenssiä ja kiinnostavaa aikaväliä käyttäen digitaalinen signaalisyntesoija generoi matemaattisesti ideaalisen, lähetettyä signaalia vastaavan vaihetrajektorian. Näin generoitu ideaalinen vaihetrajektoria vähennetään aikaisemmin mitatusta lähetetyn signaalin vaihetrajektoriasta, jolloin saadaan signaalivaihe-ero vastaan aika -mittaus. Vaihe-ero vastaan aika -mittaukselle suoritettu lineaarinen

regressioanalyysi antaa estimaatin taajuusvirheestä ja hetkellisestä vaihevirheestä.

Keksinnön kohteena on myös laite vaihevirheen määrittämiseksi lähettimen synnyttämässä moduloidussa RF-signaalissa, joka käsittää vastaanotinvälineet moduloidun RF-signaalin vastaanottamiseksi; digitointivälineet kytkettyinä vastaanotinvälineisiin moduloidun RF-signaalin muuntamiseksi digitaaliseksi signaaliksi, jolloin laitteelle on tunnusomaista se, että laite käsittää lisäksi digitaaliset signaalinprosessointivälineet, jotka on sovitettu prosessoimaan mainittua digitaalista signaalia moduloidun RF-signaalin vaihefunktiosignaalin tuottamiseksi ja databittisekvenssin synkronoimiseksi tunnetun bittisekvenssin kanssa lähettimen datakellosignaalin ja data-aikavälisignaalin tuottamiseksi, databittisekvenssin edustaessa moduloituun RF-signaaliin sisältyvää bittisekvenssiä, digitaalisten signaalinprosessointivälineiden hyödyntäessä lähettimen datakellosignaalia, data-aikavälisignaalia ja databittisekvenssiä moduloitua RF-signaalia vastaavan ideaalisen vaihefunktion laskemiseen ja muodostamiseen digitaalisten signaalinkäsittelyvälineiden vertaillessa vaihefunktiosignaalia ideaalin vaihefunktiosignaalin kanssa vaihe-erosignaalin tuottamiseksi, joka vaihe-erosignaali edustaa vaihe-eroa vaihefunktiosignaalin ja ideaalisen vaihefunktiosignaalin välillä.

Kuvio 1 on vuokaavio, joka havainnollistaa ensimmäistä toteutusta menetelmästä lähetetyn signaalin vaihevirheen mittaamiseksi esillä olevan keksinnön periaatteiden mukaisesti;

Kuvio 2 on käsitteellinen lohkokaavio laitteesta lähetetyn signaalin vaihevirheen mittaamiseksi esillä olevan keksinnön periaatteiden mukaisesti;

Kuvio 3 on vuokaavio menetelmästä vastaanotetun amplitudin ja lähetetyn signaalin vaihevirheen mittaamiseksi esillä olevan keksinnön periaatteiden mukaisesti;

Kuviot 4, 5 ja 6 ovat toiminnallisia lohkokaavioita, jotka havainnollistavat kolmea eri tekniikkaa IF-signaalin muuntamiseksi vaihesignaaliksi ja kvadratuurivaihesignaaliksi;

Kuvio 7 on taajuuskäyrä, joka esittää tyypillistä GMSK.3 -moduloidun signaalin taajuuspoikkeamaa;

Kuvio 8 on käyrä, joka esittää virhettä kuviossa 7 esitetyn taajuuspoikkeamakäyrän nollan ylityksissä;

Kuvio 9a on käyrä, joka esittää minivaihtoavainnusmodulaation modulaation vaihepulssivastetta;

Kuvio 9b on käyrä, joka esittää Gaussin minivaihtoavainnusmodulaation vaihepulssivastetta;

Kuvio 10 on käyrä, joka esittää hetkellistä vaiheeroa ja lineaarista regressiokäyrää;

Kuvio 11 on käyrä, joka esittää hetkellistä mitattua vaihevirhettä vastaan bittiluku;

Kuvio 12 on mitattua pulssiamplitudia esittävä käyrä;

Kuvio 13 on käyrä, joka esittää suurennettuna kuviossa 12 esitetyn pulssin nousuajan; ja

Kuvio 14 on käyrä, joka esittää suurennettuna kuviossa 12 esitetyn pulssin laskuajan.

Tarkastellaan kuviota 1, jossa on esitetty vuokaavio, joka havainnollistaa ensimmäistä ensisijaista toteutusta menetelmästä yhdenmukaisella vaiheella moduloidun RF-signaalin vaihevirheen mittaamiseksi. Lähettimen synnyttämä moduloitu RF-signaali vastaanotetaan ja muunnetaan digitaaliseen muotoon digitointipiirissä 1. Sitten digitoitu signaali konvertoidaan eli muunnetaan vaiheiseksi ja kvadratuurivaiheiseksi signaalikomponenteikseen muunnospiirissä (kuten kuvioissa 4, 5 ja 6 esitetty) ja lähetetyn signaalin amplitudi- ja vaihefunktiot lasketaan

laskimella 3 komponenttisignaaleista. Käyttämällä tunnettua tahdistussignaalia 9, joka voi muodostua tunnetusta databittisekvenssistä, johdannosta tai keskiosasta esimerkiksi, lähetettyä dataa edustava bittisekvenssi tahdistetaan, lohko 4, vaihe- ja amplitudifunktioista lähetindatakellon ja testidata-aikavälin saamiseksi. Datailmaisin 5 ilmaisee databittisekvenssin ja antaa kolme signaalia, lähetindatakellon, testidata-aikavälin ja databittisekvenssin syntesoijalohkoon lähetettyä signaalia vastaavan ideaalisen vaihefunktion syntesoimiseksi eli matemaattisesti laskemiseksi. Datailmaisin 5 voidaan toteuttaa Viterbi-algoritmia käyttävällä suurimman todennäköisyyden sekvenssin estimaattorilla. Mitattu vaihefunktio (t.s. lähetetty signaalivaihe) vähennetään näin lohkossa 7 syntesoidusta ideaalisesta vaihefunktiosta vaihe-eron saamiseksi. Vaihe-eron lineaarinen regressio lohkossa 8 antaa sitten taajuusvirheen, regressiosuoran 101 kaltevuuden ja vaihevirheen, käyrä 102 (kuvio 10).

Tarkastellaan nyt kuviota 2 jossa on esitetty käsitteellinen lohkokaavio laitteesta yhdenmukaisella vaiheella moduloidun RF-signaalin vaihevirheen ja vaiheamplitudin mittaamiseksi. Moduloitu RF-signaali vastaanotetaan vastaanottimessa 20 ja kytketään alaskonversiosekoittajapiiriin 11, joka vastaanottaa paikallisoskillaattorin 13 synnyttämän paikallisoskillaattorisignaalin linjalla 12 ja testisignaalin linjalla 15 ja antaa välitaajuus- (IF) signaalin, jolla on oleellisesti alhaisempi taajuus kuin testisignaalilla, esillä olevassa toteutuksessa IF-taajuus on kernaasti 700 kHz. IF-signaali suodatetaan analogisessa vastavaletoistosuodattimessa 17 paikallisoskillaattorisignaalin ja RF-signaalin läpikuulumisen ja hajasignaalien poistamiseksi. Suodatettu IF-signaali kytketään sitten digitoijaan 19 analogisen IF-signaalin muuntamiseksi aikadiskreetiksi datasekvenssiksi suurella näytteistystaajuudella, ker-

naasti 2.8 miljoonaa näytettä per sekunti (Msps). Tähän tarkoitukseen voidaan käyttää Hewlett-Packard Companyn valmistamaa HP70700A -digitoijaa tai digitoija 19 voidaan toteuttaa suurella nopeudella tapahtuvalla ADC-näytteistyksellä, kuten kuvioissa 4, 5 ja 6 esitetty. Muunnoksen jälkeen taajuudeltaan noin 700 kHz olevaksi IF-signaaliksi, testisignaali voidaan ilmaista

$$y(t) = \tilde{A}(t)\cos[(\omega_o+\delta\omega)t + \tilde{\phi}(t;\underline{a}) + \phi_o] \quad (1)$$

missä:

A(t) on vastaanotettu signaaliamplitudi;

$\omega_o = 2\pi(700\text{kHz})$ nimellinen IF-signaalitaajuus;

$\delta\omega$ on taajuuden epätarkkuus

$\phi(t;\underline{a})$ on vastaan otetun signaalin vaihemodulaatiofunktio;

ja ϕ_o on tuntematon vaiheen siirtymä.

Tällaisenaan ainoastaan $\tilde{\phi}(t;\underline{a})$ on datasekvenssin $\underline{a}$ funktio; kuitenkin yleisesti A(t) voi myös olla $\underline{a}$:n funktio.

Lähetetty RF-signaali tai RF-lähetetystä signaalista alaskonvertoitu, yhtälön (1) määrittelemä IF-signaali vastaanotetaan tyypillisesti pursteina, joiden toimintajakso on 0,125 ja ovat kestoltaan noin 0,5 millisekuntia (ms).

A(t) ja $\phi(t;\underline{a})$ ovat vastaavasti vastaanotetun signaalin (t.s. lähetetyn signaalin) amplitudimodulaatio ja vaihemodulaatio, jotka poikkeavat lähetetyn signaalin ideaalisesta modulaatiosta. Esillä oleva menetelmä määrittää eron signaalifunktioiden A(t) ja $\phi(t;\underline{a})$ vastaanotettujen arvojen ja näiden funktioiden ideaalisten arvojen välillä.

Digitoija 19 muuntaa yhtälön (1) määrittelemän IF-signaalin diskreettien aikanäytteiden sekvenssiksi. Jos näytteistyskohdat ovat $t=kT_s$, k=0, 1, 2, ... , missä

T_s on näytteiden välinen ajanjakso ja määrittelemme $\Omega_o = {}_oT_s$ ja $\Delta\Omega = \Delta T_s$, niin näytesekvenssi voidaan kirjoittaa

$$y[k] = A[k]\cos[(\Omega_o + \Delta\Omega)k + \phi(k;\underline{a}) + \phi_o] \qquad (2)$$
$$k = 0, 1, 2, \ldots$$

Yhtälön (2) kvantisoidut arvot muodostavat esillä olevan keksinnön toteutusta varten digitaaliseen signaaliprosessoriin 21 kytkettyjen binaarilukujen sekvenssin.

Digitaalisen signaaliprosessorin 21 lähdöt, vaihevirhe, taajuusvirhe ja amplitudiprofiili kytketään erilaisiin näyttövälineisiin kuten katodisädeputki (CRT) 22 ja kirjoitin 18. Näyttövälineet sisältävät tarvittavat piirit digitaalisen signaaliprosessorin 21 antaman informaation näytön muodostamiseksi. Tyypillisesti vaihe-, taajuus ja amplitudi-informaatio piirretään aikaa vasten käyttäen aikaväliä, jonka määrää lähetettyyn signaalipurskeeseen sisältyvien bittien lukumäärä. Kuviot 10 ja 11 ovat esimerkkejä vaihe-ero- ja taajuusvirhe- ja vaihevirhekäyristä kuvioiden 12, 13 ja 14 ollessa lähetetyn signaalin amplitudiprofiilikäyriä.

Kuvio 3 on vuokaavio, joka havainnollistaa toista ensisijaista toteutusta esillä olevan keksinnön mukaisesta menetelmästä vastaanotetun RF-signaaliamplitudin A[k] sekä vastaanotetun RF-signaalin mitatun vaihemodulaation $\phi(k;\underline{a})$ ja ideaalisen vaihemodulaation $\phi(k;\underline{a})$ välisen eron määrittämiseksi. Modulaatiofunktiot on diskretoitu korvaamalla "t" suureella kT_s, k=0, 1, 2, ... AA .

Ensimmäisenä askeleena vuokaaviossa on viedä digitaaliset IF-näytteet digitaalisen alipäästösuodattimen 23 läpi. Digitaalinen alipäästösuodatin 23 on kernaasti äärellisen impulssivasteen (FIR) suodatin, jonka vaihevaste on lineaarinen suodattimen 23 läpipäästämän signaalin vaihemodulaation vääristymisen estämiseksi. Alipäästösuodattimen 23 tarkoituksena on poistaa 700 kHz:n

IF-signaalin harmoniset taajuudet. Digitaalinen FIR-suodatin voi suorittaa tämän työn verrattain helposti ja vähemmin kustannuksin kuin muutoin vaadittava analoginen suodatin.

Aluksi tapahtuvan alipäästösuodatuksen jälkeen signaali muunnetaan kahdeksi komponenttisignaaliksi jotka ovat vaihekvadratuurissa toisiinsa nähden. Kolmea mahdollista tekniikkaa ehdotetaan mahdollisiksi menetelmiksi kvadratuurisignaalien tuottamiseksi.

Tarkastellaan nyt kuviota 4, ensimmäinen menetelmä vaihe- I[k] ja kvadratuurivaihe- Q[k] signaaleiksi muuntamiseksi (I-Q -muunnos) käyttää Hilbert-muuntajaa 31. RF-signaali alasmuunnetaan IF-signaaliksi sekoittamalla paikallisoskillaattorisignaalin kanssa sekoittajassa 39. Saatava IF-signaali kytketään ADC:hen 35 kaistanpäästösuodattimen 37 kautta. Suodatettu IF-signaali muunnetaan digitaaliseksi suuren näytteistystaajuuden ADC:ssä 35, jota kellottaa näytesignaali linjalle 36. Hilbert-muuntaja 31 sisältää suodattimen, jolla on vakio suuruusvaste ja -90 asteen vaihevaste positiivisille taajuuksille ja +90 asteen negatiivisille taajuuksille. Hilbert-muuntajan 31 aproksimaatio voidaan toteuttaa antisymmetrisellä FIR-suodattimella 31, jolla on ideaalinen vaihevaste ja amplitudivaste, joka on lähes ideaalinen signaalin taajuusalueella. Viivelinja 33 kompensoi vaihesignaalissa aikaviiveet, joita aiheutuu kvadratuurivaihesignaalille FIR-suodattimessa 31.

Tarkastellaan nyt kuviota 5, toinen menetelmä I-Q -signaalihajoitukseen sisältää digitoidun IF-signaalin sekoittamisen kvadratuurisignaaleihin sekoittajissa 41 ja 43 ja matalataajuisten komponenttien viemisen alipäästösuodattimien 45 ja 47 läpi. Jos yhtälön (2) signaali kerrotaan tekijöillä $2\cos(\Omega_0)$ ja $-2\sin(\Omega_0)$ ja kaksinkertaisen taajuuden termit poistetaan alipäästösuodatatuksella, niin alipäästösuodattimien lähdöt ovat

$$I[k]=A[k]\cos[\Delta\Omega k+\phi(k;\underline{a})+\phi_1]$$

ja (3)

$$Q[k]=A[k]\sin[\Delta\Omega k+\phi(k;\underline{a})+\phi_1] \;;\; k = 0, 1, 2, \ldots$$

Yhtälöt (3) edustavat toivottuja I-Q -signaaleja.

Kuviossa 5 esitetyn I-Q -sekoitusmenetelmän digitaalisella toteutuksella on merkittävä etu vastaavaan analogiseen toteutukseen nähden siinä, että voidaan ylläpitää tarkka kvadratuurivaihe- amplituditasapaino. Kvadratuurisignaalien tarkka tasapaino on kriittinen vaatimus tässä menetelmässä.

Tarkastellaan nyt myös kuviota 6, I-Q -signaalihajoitus sisältää Hilbert-muuntajan 51, viivelinjan 49 käytön ja neljän sekoittajan 53, 55 57 ja 59 käytön. Tämä kytkentä aproksimoi kahta yhden sivukaistan sekoittajaa, jotka ovat vaihekvadratuurissa. Tämän menetelmän etu kuviossa 5 esitettyyn menetelmään nähden on alipäästösuodattimien 45 ja 47 poistuminen, joita ei tarvita, koska kaksinkertaisen taajuuden tekijät poistuvat yhden sivukaistan sekoittajissa.

Kaikki kolme yllä kuvattua tekniikkaa sallivat I[k] ja Q[k] -näytteiden desimoinnin tekijällä neljä tai enemmän I[k]:n ja Q[k]:n tehokkaamman prosessoinnin mahdollistamiseksi. Kuviossa 5 esitetyn alipäästösuodatuksen etuna on digitoijan 19 aiheuttaman ADC-kvantisointikohinan väheneminen.

Sen jälkeen kun I[k] ja Q[k] ovat tuotettu, amplitudi- ja vaihefunktiot lasketaan ja viedään lähtönä linjoille 24 ja 26. Amplitudifunktio saadaan

$$A[k]=\mathrm{SQRT}[I^2[k]+Q^2[k]]$$

$$k=0, 1, 2, \ldots, K \qquad (4)$$

ja vaihefunktio saadaan

$$\theta[k]=\arctan\{\varnothing[k]/I[k]\} \quad (5)$$

$$k= 0, 1, 2, \ldots, K$$

K+1 on näytteiden lukumäärä purstissa, esimerkiksi, jos purstin kesto on 0,5 millisekuntia ja näytteistystaajuus on 2800 Ksps, niin K=1400.

Yhtälön (5) antamat vaihe näytteet viedään derivaattorin läpi taajuus vastaan aika -funktion näytteiden tuottamiseksi. Derivaattori 25 on kernaasti antisymmetrinen digitaalinen FIR-suodatin, jolla on lineaarinen suuruusvaste ja 90° -vaihesiirto testisignaalin taajuusalueella. Kuten Hilbert-muuntaja 31, derivaattori 25 on tunnettu digitaalinen suodatin, joka voidaan helposti ja tarkasti toteuttaa digitaalisella laitteistolla.

Tarkastellaan nyt myös kuvioita 7 ja 8, joissa on on esitetty tyypillinen poikkeamafunktio GMSK.3 -modulaatiolle, joka on digitaalisille matkaradioille Euroopassa esitetty modulaatiokaavio. Kuviossa 7 $(f-f_c)T_c$ on taajuuspoikkeama signaalin kantoaalto- (IF) taajuudesta f_c normalisoituna bittitaajuudella $f_b = 1/T_b$, missä T_b on bittiväli. Taajuuspoikkeama on esitetty 36 bitille kuviossa 7. Taajuuspoikkeaman positiivinen arvo bittivälillä edustaa yhtä binääristä tilaa ja negatiivinen arvo toista binääristä tilaa. Kuviossa 7 oleva taajuusfunktio edustaa bittisekvenssiä

$$101111000101110101011000110101000100 \quad (6)$$

tai tämän sekvenssin komplementtia.

Kuviosta 7 voidaan nähdä, että taajuuspoikkeama kulkee nollan kautta noin T_b:n monikerran välein, kuvio 8. Kuvioista 7 ja 8 voidaan nähdä, että jos bittikaavio tiedetään, niin virheet nollan ylityksissä T_b:n monikerroista ovat ennustettavissa. Esimerkiksi, jos bittiä 10 seuraa bitti 11, niin nollan ylityksellä bitin 10 ja bitin 11

välissä on virhe $0.0142T_b$. Nollan ylityksen virhe bitin 00 ja bitin 10 välillä on $0.0142T_b$ ja virhe nollan ylityksessä bitin 11 ja bitin 00 välillä on suunnilleen nolla jne.

Derivaattorin 25 lähtö ei ole jatkuva aikafunktio kuten kuviossa 7 esitetty, vaan todellisia taajuusfunktion näytteitä (arvoja). Esimerkiksi, jos bittitaajuus on 270 kbps ja näytteistystaajuus 2.8 Msps, saadaan 10.37 näytettä per bitti.

Tarkastellaan jälleen kuviota 3, derivaattorin 25 jälkeen IF-taajuus vähennetään (lohko 27) taajuusfunktiosta kuvion 7 esittämä taajuuspoikkeamafunktio. Seuraavassa askeleessa, lohko 29, ilmaistaan nollan ylitys, josta ilmaistaan vastaanotettu datasekvenssi, jota bittisekvenssi (6) havainnollistaa. Koska taajuuspoikkeaman erillisiä aikanäytteitä ei ole saatavilla, nollan ylityksen ilmaistaan käyttämällä interpolointialgoritmia. Ilmaistusta datasekvenssistä tehdään korjaus, lohko 31, eron nollan ylityksissä T_b:n monikerroista kompensoimiseksi. Nämä kompensoidut nollan ylitykset muodostavat datan, jota käytetään muodostamaan lähettimeen (ei kuviossa) tahdistettu datakello.

Lohkossa 33 lähettimen datakellon jakso ja vaihe täytyy estimoida hyvin tarkasti mitatun vaihevirheen virheiden minimoimiseksi. Esimerkiksi, 1 prosentin virhe datakellon vaiheessa saa aikaan niinkin suuren vaihemittausvirheen kuin 0.9 astetta, joka ei ole hyväksyttävissä. Vaikka mitatut nollan ylitykset kompensoidaan, mittauskohina saattaa aikaansaada epäluotettavan datakellon ellei datakelloa estimoida optimaalisella tavalla. Lähettimen datakello voidaan esittää

$$t_k = kT+b, \quad k=0, 1, 2, \ldots \qquad (7)$$

missä T on lähettimen datakellojakso ja b on tuntematon datakellovaihe.

A priori kellojakso T tunnetaan määrätyllä T:n tolanssilla. Päämääränä on saada T:n j b:n estimaatit $\hat{T}$ ja $\hat{b}$ mitatuista nollan ylityksistä.

Oletetaan, että s_i, i=1, 2, ..., N ovat taajuuspoikkeamafunktion mitatut ja kompensoidut nollan ylitykset. $\hat{T}$t^:n monikertojen välein olevien nollan ylitysten estimaatti voidaan kirjoittaa

$$\hat{S}_i = k_i\hat{T} + \hat{b} \qquad (8)$$

missä

$$k_i = INT[(s_i - \epsilon_1)/T + 0,5] \qquad (9)$$

ja ϵ_1 on aikavertailukohta, joka voi olla nollan ylitys lähellä signaalipurskeen keskikohtaa. $\hat{T}$:n ja $\hat{b}$:n arvot saadaan siten, että joukkojen s^i ja $\hat{s}_i$, i=1, 2, ... , N välinen juurikeskiarvovirhe, joka saadaan

$$\overline{\epsilon^2} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(s_i - k_i\hat{T} - \hat{b})^2 \qquad (10)$$

minimoituu. Saatavat estimaatit ovat

$$\hat{T} = \frac{\sum_{i=1}^{N} k_i s_i - \frac{1}{N}\left(\sum_{i=1}^{N} s_i\right)\left(\sum_{i=1}^{N} k_i\right)}{\sum_{i=1}^{N} k_i^2 - \frac{1}{N}\left(\sum_{i=1}^{N} k_i\right)^2} \qquad (11)$$

ja

$$\hat{b} = \frac{1}{N}\left[\sum_{i=1}^{N} s_i - \hat{T}\sum_{i=1}^{N} k_i\right] \qquad (12)$$

Lähettimen datakelloon tahdistettu vastaanottimen datakello saadaan

$$\hat{t}_k = k\hat{T}+\hat{b} \; ; \; k = 0, 1, 2, \ldots \qquad (13)$$

Jos kellojakso T tunnetaan a priori riittävällä tarkkuudella vaadittavaan mittaukseen tai vaaditaan, että mittaus sisältää T:n epätarkkuuksiin liittyvien vaihevirheiden mittauksen, T:tä ei estimoida. Tässä tapauksessa $\hat{T}$ = T yhtälöissä (12) ja (13) ja estimoidaan ainoastaan datakellovaihe yhtälön (12) mukaisesti.

Seuraava askel, lohko 35, on bittikaavioiden tahdistus signaalipurstin aktiivisen aikavälin määrittämiseksi, jonka aikana vaihe- ja amplitudivirheet määritetään ja näytetään. Jos tahdistuskaavio, kuten johdanto tai keskiosa on käytettävissä, t.s. sisältyvät lähetettyyn signaalipurstiin, niin tällöin yhtälön (4) A[k]:sta saadun purstin verhokäyrän johto- ja jättöreunoja käytetään muodostamaan alue, jolla johdanto tai keskiosa saattavat esiintyä. Suoritetaan ilmaistun bittikaavion diskreettiaikainen ristikorrelaatio tunnetun tahdistuskaavion kanssa kahden kaavion asettamiseksi kohdalleen ja aktiivisen aikavälin määräämiseksi. Jos tahdistuskaaviota ei olemassa, niin testin aktiivisen aikavälin keskus on purstin verhokäyrän johto- ja jättöreunojen välissä.

Kellovaiheen ja -jakson, datasekvenssin ja kiinnostavan aikavälin tunteminen antavat tarvittavan informaation ideaalisten amplitudi- ja vaihemodulointifunktioiden A[k] ja ø[k;a] matemaattiseksi laskemiseksi. Näitä laskettuja funktioita verrataan sitten lohkossa 38 vastaaviin amplitudin ja vaiheen mitattuihin arvoihin amplitudi- ja vaihevirheiden mittausten saamiseksi.

Esimerkkinä tarkastellaan yhdenmukaisella vaiheella moduloitujen signaalien (CPM) vaihefunktion synteesiä, lohko 37.

Vaihefunktio CPM:lle voidaan kirjoittaa

$$\phi(t;\underline{a}) = 2\pi\sum_{i=-\infty}^{\infty} h_i a_i q(t-iT_b) \qquad (14)$$

missä

$$\underline{a} = (\ldots, a_{-1}, a_0, a_1, a_2, \ldots)$$

kun $a_i = \pm 1, \pm 2, \ldots, \pm(2M-1)$
on datasekvenssi. Binäärimodulaatiolle M=1 ja $a_i = \pm 1$.

h_i on modulaatioindeksi, joka yleensä on ajan jaksollinen funktio. Monille tavallisille modulaatioille, kuten minimivaihtoavainnus (MSK) ja Gaussin minimivaihtoavainnus (GMSK), h = 1/2 (vakio). q(t) on vaiheen pulssimuotofunktio, jolla on ominaisuus että

$$q(t) = 0, \quad t < 0$$
$$= \tfrac{1}{2}, \quad t < LT_{Tb} \qquad (15)$$

missä L on positiivinen kokonaisluku. Modulaatiotyypin määrää q(t). Vaihepulssivastekäyrät MSK:lle ja GMSK.3:lle, L=5 on esitetty vastaavasti kuvioissa 9a ja 9b.

Sen jälkeen kun ideaalinen vaihefunktio $\phi[k;\underline{a}]$ on syntesoitu, se vähennetään mittausvaihefunktiosta

$$\theta[k] = \Delta\Omega k + \phi[k;\underline{a}] + \phi_1 \qquad (16)$$

ja saadaan vaihe-ero, joka on

$$\theta_\phi[k] = \theta[k] - \phi[k;\underline{a}]$$
$$= \Delta\Omega k + \phi[k;\underline{a}] - \phi[k;a] + \phi_1 \qquad (17)$$

Vaihevirhe määritellään

$$\epsilon_{\varnothing}[k] = \check{\varnothing}[k;a] - \varnothing[k;\underline{a}] \qquad (18)$$

t.s. vastaanotetun ja syntesoidun ideaalisen vaihefunktion välinen ero, siten että vaihe-ero on

$$\theta_{\varnothing}[k] = \Delta\Omega k + \epsilon_{\varnothing}[k] + \varnothing_1 \qquad (19)$$
$$k=1,2,\ldots,K$$

missä

$\Delta\Omega$ on taajuusvirhe ja $\varnothing^1$ on tuntematon vaihesiirtymä.

Vaihe-erolla $\theta_{\varnothing}[k]$ on lineaarinen termi $\Delta\Omega$, jonka kulmakerroin on $\Delta\Omega$ ja vakiotermi $\varnothing_1$, jotka voidaan estimoida sovittamalla yhtälön (19) antamat K-arvot lineaariseen regressiokäyrään

$$\hat{\theta}_{\varnothing}[k] = \Delta\Omega k + \hat{\varnothing}_1 \qquad (20)$$

Yhtälöiden (19) ja (20) välinen ero, joka on

$$\hat{\epsilon}_{\varnothing}[k] = \epsilon_{\varnothing}[k] + (\Delta\Omega - \Delta\Omega)k + (\varnothing_1 - \hat{\varnothing}\varnothing_1)$$
$$k=1,2,\ldots,K \qquad (21)$$

yhdessä $\hat{\epsilon}_{\varnothing}[k]$:n tilaston kanssa on menetelmän toivottu saantitieto.

Tarkastellaan nyt myös kuvioita 10, 11, 12, 13 ja 14, joissa on esitetty edellä kuvatulla menetelmällä määritetty vaihevirhe ja muuta informaatiota. Kuviossa 10 mitattu vaihe-ero bitti bitiltä on kuvattu aikaa vasten käyränä 103. Käyrä 103 esittää vaiheessa olevan eron ideaalisen vaihefunktion ja lähetetyn vaihefunktion välillä kullekin signaalipurstin databitille. Käyrä 101 on vaihe-eron lineaarinen regressiokäyrä piirrettynä datapurskeen databittien lukumäärää vasten. Lineaarisen regressiokäyrän 101 kaltevuus edustaa lähetetyn signaalin taajuusvirhettä. Kuviossa 11 käyrä 111 on käyrä hetkellisestä

vaihevirheestä vastaan aika (bittilukumäärä) signaalipurstin databiteille ja edustaa lähetetyn signaalin hetkellistä vaihevirhettä ideaaliseen signaaliin verrattuna. Kuviot 12, 13 ja 14 esittävät signaalipurstin mitattua signaaliamplitudia aikaa vasten. Käyrä 121 on signaalipurstin amplitudi. Käyrät 123 ja 125 ovat amplitudille sallitut ylä- ja alaraja. Käyrä 127 on levitetty käyrä lähetetyn signaalin amplitudin nousuajasta ja käyrä 129 on levitetty käyrä lähetetyn amplitudin laskuajasta.

Patenttivaatimukset:

1. Menetelmä vaihevirheen määrittämiseksi lähettimen synnyttämässä moduloidussa RF-signaalissa menetelmän käsittäessä vaiheet, joissa:

muunnetaan (2) moduloitu RF-signaali vaihesignaali- ja kvadratuurivaihesignaalikomponenteikseen;

lasketaan (3) moduloitua RF-signaalia vastaava vaihefunktio ja amplitudifunktio käyttämällä vaihe-signaali- ja kvadratuurivaihesignaalikomponentteja;

t u n n e t t u siitä, että menetelmä käsittää lisäksi vaiheet, joissa

synkronoidaan (4) databittisekvenssi tunnetun bittisekvenssin kanssa lähettimen datakellosignaalin ja databittisekvenssin aikavälisignaalin tuottamiseksi, mainitun databittisekvenssin edustaessa moduloituun RF-signaaliin sisältyvää bittisekvenssiä;

ilmaistaan (5) mainittu databittisekvenssi;

lasketaan (6) teoreettinen ideaalinen vaihefunktio käyttäen databittisekvenssin aikavälisignaalia, lähettimen datakellosignaalia ja databittisekvenssiä, teoreettisen ideaalisen vaihefunktion vastatessa mainittua moduloitua RF-signaalia; ja

verrataan (7) teoreettista ideaalista vaihefunktiota vaihefunktioon moduloidun RF-signaalin vaihe-erofunktion määräämiseksi.

2. Patenttivaatimuksen 1 menetelmä, t u n n e t t u siitä, että se lisäksi sisältää askelen, jossa suoritetaan (8) lineaarinen regressio vaihe-erofunktiolle moduloidun RF-signaalin taajuusvirheen määrittämiseksi.

3. Patenttivaatimuksen 1 menetelmä, t u n n e t t u siitä, että se lisäksi sisältää askelen, jossa sekoitetaan (39) moduloitu RF-signaali paikallisoskillaattorisignaalin kanssa ennalta määrätyn taajuuden omaavan moduloidun välitaajuussignaalin aikaansaamiseksi.

4. Patenttivaatimuksen 3 menetelmä, t u n n e t t u siitä, että se lisäksi sisältää askelen, jossa digitoidaan (35) moduloitu välitaajuussignaali diskreettien aikanäytteiden sekvenssin saamiseksi välitaajuussignaalista.

5. Patenttivaatimuksen 4 menetelmä, t u n n e t t u siitä, että se lisäksi sisältää askelen, jossa suodatetaan (45,47) digitoitu välitaajuussignaali ennalta määrätyn välitaajuuden ei-toivottujen harmonisten taajuuksien poistamiseksi.

6. Patenttivaatimuksen 1 menetelmä, t u n n e t t u siitä, että askel, jossa ilmaistaan data, sisältää Viberti-algoritmin toteutuksen.

7. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä t u n n e t t u siitä, että se käsittää lisäksi vaiheet, joissa derivoidaan (25) laskettu vaihefunktio moduloitua RF-signaalia vastaavan taajuusfunktion saamiseksi;

vähennetään (27) moduloidun RF-signaalin taajuus taajuusfunktiosta moduloitua RF-signaalia vastaavan poikkeamafunktion saamiseksi;

ilmaistaan (29) taajuuspoikkeamafunktion nollan ylitykset;

ilmaistaan (29) datasekvenssi ilmaistuista nollan ylityksistä:

kompensoidaan (131) ilmaistut nollan ylitykset ilmaistun datasekvenssin mukaan virheiden korjaamiseksi ilmaistuissa dataylityksissä verrattaessa databittivälin kokonaislukumoninkertoihin, kun databittiväliarvo tunnetaan ennalta määrätyllä toleranssilla;

estimoidaan (133) lähettimen datakellosignaalin jakso ja vaihe kompensoiduista nollan ylityksistä;

tahdistetaan (135) ilmaistu databittisekvenssi estimoidun lähettimen datakellosignaalin kanssa aktiivisen mittausaikavälin muodostamiseksi ja;

lasketaan (137) moduloitua RF-signaalia vastaava

teoreettinen ideaalinen vaihefunktio.

8. Patenttivaatimuksen 7 menetelmä, t u n n e t t u siitä, että se lisäksi sisältää askelen, jossa suoritetaan (139) lineaarinen regressio vaihe-erofunktiolle moduloidun RF-signaalin taajuusvirheen määrittämiseksi.

9. Patenttivaatimuksen 7 menetelmä, t u n n e t t u siitä, että se lisäksi sisältää askelen, jossa verrataan amplitudifunktiota ennaltamäärättyyn joukkoon sallittuja ylä- ja alaraja-arvoja.

10. Laite vaihevirheen määrittämiseksi lähettimen synnyttämässä moduloidussa RF-signaalissa, joka käsittää;

vastaanotinvälineet (20) moduloidun RF-signaalin vastaanottamiseksi;

digitointivälineet (19) kytkettyinä vastaanotinvälineisiin moduloidun RF-signaalin muuntamiseksi digitaaliseksi signaaliksi; t u n n e t t u siitä, että laite käsittää lisäksi digitaaliset signaalinprosessointivälineet (21), jotka on sovitettu prosessoimaan mainittua digitaalista signaalia moduloidun RF-signaalin vaihefunktiosignaalin tuottamiseksi ja databittisekvenssin synkronoimiseksi tunnetun bittisekvenssin kanssa lähettimen datakellosignaalin ja data-aikavälisignaalin tuottamiseksi, databittisekvenssin edustaessa moduloituun RF-signaaliin sisältyvää bittisekvenssiä, digitaalisten signaalinprosessointivälineiden (21) hyödyntäessä lähettimen datakellosignaalia, data-aikavälisignaalia ja databittisekvenssiä moduloitua RF-signaalia vastaavan ideaalisen vaihefunktion laskemiseen ja muodostamiseen digitaalisten signaalinkäsittely-välineiden (21) vertaillessa vaihefunktiosignaalia ideaalin vaihe-funktiosignaalin kanssa vaihe-erosignaalin tuottamiseksi, joka vaihe-erosignaali edustaa vaihe-eroa vaihefunktiosignaalin ja ideaalisen vaihefunktiosignaalin välillä.

11. Patenttivaatimuksen 10 mukainen laite, t u n n e t t u siitä, että vastaanotinvälineet käsittävät

paikallisoskillaattorivälineet(13) paikallisoskillaattorisignaalin synnyttämiseksi;

sekoittajavälineet (11), jotka on kytketty paikallisoskillaattoriin ja toimivat moduloidun RF-signaalin ja paikallisoskillaattorisignaalin mukaan välitaajuussignaalin tuottamiseksi, jolla signaalilla on ennalta määrätty taajuus; ja

suodatinvälineet (17) kytkettyinä sekoittajavälineisiin RF-signaalin ja paikallisoskilaattorisignaalin läpikuulumisen ja hajakohinasignaalien poistamiseksi välitaajuussignaalista.

12. Patenttivaatimuksen 11 mukainen laite, t u n n e t t u siitä, että digitointivälineet (19) sisältävät analogia-digitaalimuuntimen, joka näytteistää välitaajuutta ennalta määrätyllä näytteistystaajuudella.

13. Patenttivaatimuksen 12 mukainen laite, t u n n e t t u siitä, että digitaaliset signaaliprosessointivälineet sisältävät välineet digitaalisen välitaajuussignaalin muuntamiseksi vaihe-signaali- ja kvadratuurivaihesignaalikomponenteikseen.

14. Patenttivaatimuksen 13 mukainen laite, t u n n e t t u siitä, että digitaaliset signaaliprosessointivälineet (21) lisäksi sisältävät välineet, joilla lasketaan amplitudifunktiosignaali ja vaihefunktiosignaali käyttämällä hyväksi ja vaihe- ja kvadratuurivaihesignaaleja, amplitudifunktio- ja vaihefunktio-signaalien vastatessa moduloitua RF-signaalia.

15. Patenttivaatimuksen 10 mukainen laite, t u n n e t t u siitä, että se sisältää lisäksi näyttövälineet (22,18) vaihe-erosignaalin näyttämiseksi.

Patentkrav:

1. Förfarande för att bestämma fasfelet i en modulerad RF-signal som en sändare åstadkommer, varvid förfarandet omfattar följande skeden, i vilka:

den modulerade RF-signalen omvandlas (2) till sina fassignal- och kvadraturfassignalkomponenter;

den mot den modulerade RF-signalen svarande fasfunktionen och amplitudfunktionen beräknas (3) medelst fassignal- och kvadraturfassignalkomponenterna; k ä n n e t e c k n a t av att förfarandet dessutom omfattar följande skeden, i vilka:

en databitsekvens synkroniseras (4) med en känd bitsekvens för att alstra sändarens dataklocksignal och databitsekvensens tidsluckesignal, varvid nämnda databitsekvens representerar den i den modulerade RF-signalen ingående bitsekvensen;

nämnda databitsekvens detekteras (5);

den teoretiska ideala fasfunktionen beräknas (6) medelst databitsekvensens tidsluckesignal, sändarens dataklocksignal och databitsekvensen, varvid den teoretiska ideala fasfunktionen motsvarar nämnda modulerade RF-signal; och

den teoretiska ideala fasfunktionen jämförs (7) med fasfunktionen för att bestämma den modulerade RF-signalens fasdifferensfunktion.

2. Förfarande enligt patentkrav 1, k ä n n e t e c k n a t av att det dessutom omfattar ett skede där en lineär regression utförs (8) på fasdifferensfunktionen för att bestämma frekvensfelet för den modulerade RF-signalen.

3. Förfarande enligt patentkrav 1, k ä n n e t e c k n a t av att det dessutom omfattar ett skede

där den modulerade RF-signalen blandas (39) med en signal från en lokaloscillator för att åstadkomma en modulerad mellanfrekvenssignal med en förutbestämd frekvens.

4. Förfarande enligt patentkrav 3, k ä n n e t e c k n a t av att det dessutom omfattar ett skede där den modulerade mellanfrekvenssignalen digiteras (35) för att erhålla en sekvens av diskreta tidssampel ur mellanfrekvenssignalen.

5. Förfarande enligt patentkrav 4, k ä n n e t e c k n a t av att det dessutom omfattar ett skede där den digiterade mellanfrekvenssignalen filtreras (45, 47) för att avlägsna icke-önskvärda harmoniska frekvenser på en förutbestämd mellanfrekvens.

6. Förfarande enligt patentkrav 1, k ä n n e t e c k n a t av att skedet där data detekteras inkluderar en implementering av en Viterbi-algoritm.

7. Förfarande enligt patentkrav 1, k ä n n e t e c k n a t av att det dessutom omfattar skeden i vilka den beräknade fasfunktionen deriveras (25) för att erhålla en frekvensfunktion som motsvarar den modulerade RF-signalen;

den modulerade RF-signalens frekvens subtraheras (27) från frekvensfunktionen för att erhålla en avvikelsefunktion som motsvarar den modulerade RF-signalen;

frekvensavvikelsefunktionens nollöverskridningar detekteras (29);

datasekvensen detekteras (29) ur de detekterade nollöverskridningarna;

de detekterade nollöverskridningarna kompenseras (131) enligt den detekterade datasekvensen för att korrigera felen i de detekterade dataöverskridningarna

vid en jämförelse med heltalsmultipler av ett databitintervall då värdet för databitintervallet är känt med en förutbestämd tolerans;

sändarens dataklocksignalperiod och -fas estimeras (133) ur de kompenserade nollöverskridningarna;

den detekterade databitsekvensen synkroniseras (135) med den estimerade sändardataklocksignalen för att åstadkomma ett aktivt mättidsintervall; och

den teoretiska ideala fasfunktionen som motsvarar den modulerade RF-signalen beräknas (137).

8. Förfarande enligt patentkrav 7, k ä n n e t e c k n a t av att det dessutom omfattar ett skede där en lineär regression utförs (139) på fasdifferensfunktionen för att bestämma frekvensfelet för den modulerade RF-signalen.

9. Förfarande enligt patentkrav 7, k ä n n e t e c k n a t av att det dessutom omfattar ett skede där amplitudfunktionen jämförs med en förutbestämd mängd tillåtna övre och undre gränsvärden.

10. Anordning för att bestämma fasfelet i en modulerad RF-signal som en sändare åstadkommer, omfattande:

mottagarorgan (26) för mottagning av en modulerad RF-signal;

digiteringsorgan (19) som har kopplats till mottagarorganen för att omvandla en modulerad RF-signal till en digital signal; k ä n n e t e c k n a d av att anordningen dessutom omfattar digitala signalprocesseringsorgan (21) vilka har anordnats att processera nämnda digitala signal för att alstra en fasfunktionssignal av den modulerad RF-signalen och för att sykronisera databitsekvensen med en känd bitsekvens för att alstra sändarens dataklocksignal och datatidslucke-

signal, varvid databitsekvensen representerar en bitsekvens som ingår i den modulerade RF-signalen, varvid de digitala signalprocesseringsorganen (21) utnyttjar sändarens dataklocksignal, datatidsluckesignal och databitsekvens för beräkning och bildande av den ideala fasfunktionen som motsvarar den modulerade RF-signalen varvid de digitala signalbehandlingsorganen (21) jämför fasfunktionssignalen med den ideala fasfunktionssignalen för att alstra en fasdifferenssignal, vilken fasdifferenssignal representerar fasdifferensen mellan fasfunktionssignalen och den ideala fasfunktionssignalen.

11. Anordning enligt patentkrav 10, k ä n n e t e c k n a d av att mottagarorganen omfattar lokaloscillatororgan (13) för att åstadkomma en lokaloscillatorsignal;

blandarorgan (11), vilka har kopplats till lokaloscillatorn och fungerar enligt den modulerade RF-signalen och lokaloscillatorsignalen för att alstra en mellanfrekvenssignal, vilken signal uppvisar en förutbestämd frekvens; och

filtreringsorgan (17) som har kopplats till blandarorganen för att avlägsna genomhöringen och spridda brussignaler i RF-signalen och i lokaloscillatorsignalen från mellanfrekvenssignalen.

12. Anordning enligt patentkrav 11, k ä n n e t e c k n a d av att digiteringsorganen (19) inkluderar en analog-digitalomvandlare som samplar mellanfrekvensen med en förutbestämd samplingsfrekvens.

13. Anordning enligt patentkrav 12, k ä n n e t e c k n a d av att de digitala signalprocesseringsorganen inkluderar organ för omvandling av den digitala mellanfrekvenssignalen till sina fassignal- och kvadraturfassignalkomponenter.

14. Anordning enligt patentkrav 13, k ä n n e t e c k n a d av att de digitala signalprocesseringsorganen (21) dessutom inkluderar organ med vilka amplitudfunktionssignalen och fasfunktionssignalen beräknas genom att utnyttja fas- och kvadraturfassignalerna, varvid amplitudfunktions- och fasfunktionssignalerna motsvarar den modulerade RF-signalen.

15. Anordning enligt patentkrav 10, k ä n n e t e c k n a d av att den dessutom inkluderar visningsorgan (22, 18) för visning av fasdifferenssignalen.

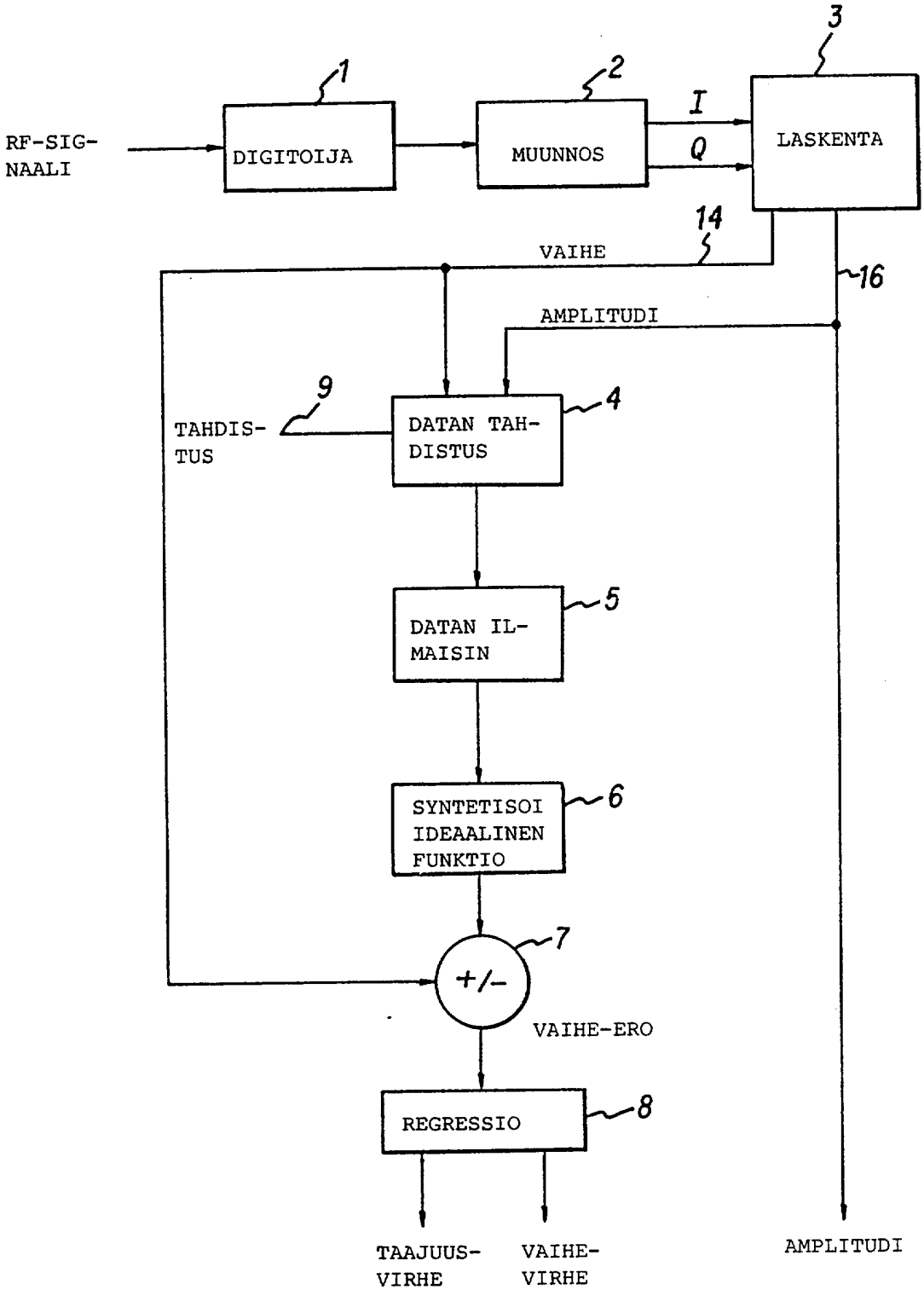

RF-SIG-
NAALI
DIGITOIJA
1
MUUNNOS
2
I
Q
LASKENTA
3
14
VAIHE
16
AMPLITUDI
TAHDIS-
TUS
9
DATAN TAH-
DISTUS
4
DATAN IL-
MAISIN
5
SYNTETISOI
IDEAALINEN
FUNKTIO
6
+/-
7
VAIHE-ERO
REGRESSIO
8
TAAJUUS-
VIRHE
VAIHE-
VIRHE
AMPLITUDI

FIG. 1

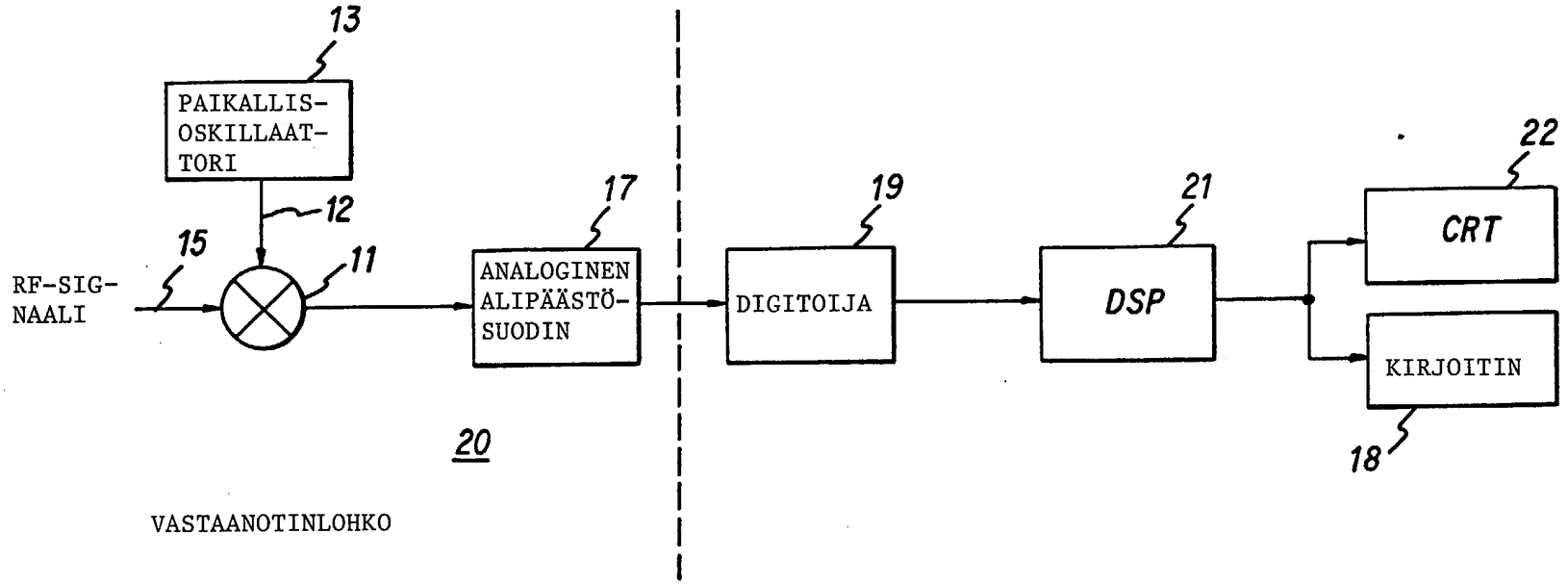

13
PAIKALLIS-
OSKILLAAT-
TORI
12
15
11
RF-SIG-
NAALI
17
ANALOGINEN
ALIPÄÄSTÖ-
SUODIN
19
DIGITOIJA
21
DSP
22
CRT
KIRJOITIN
18
20
VASTAANOTINLOHKO

FIG. 2

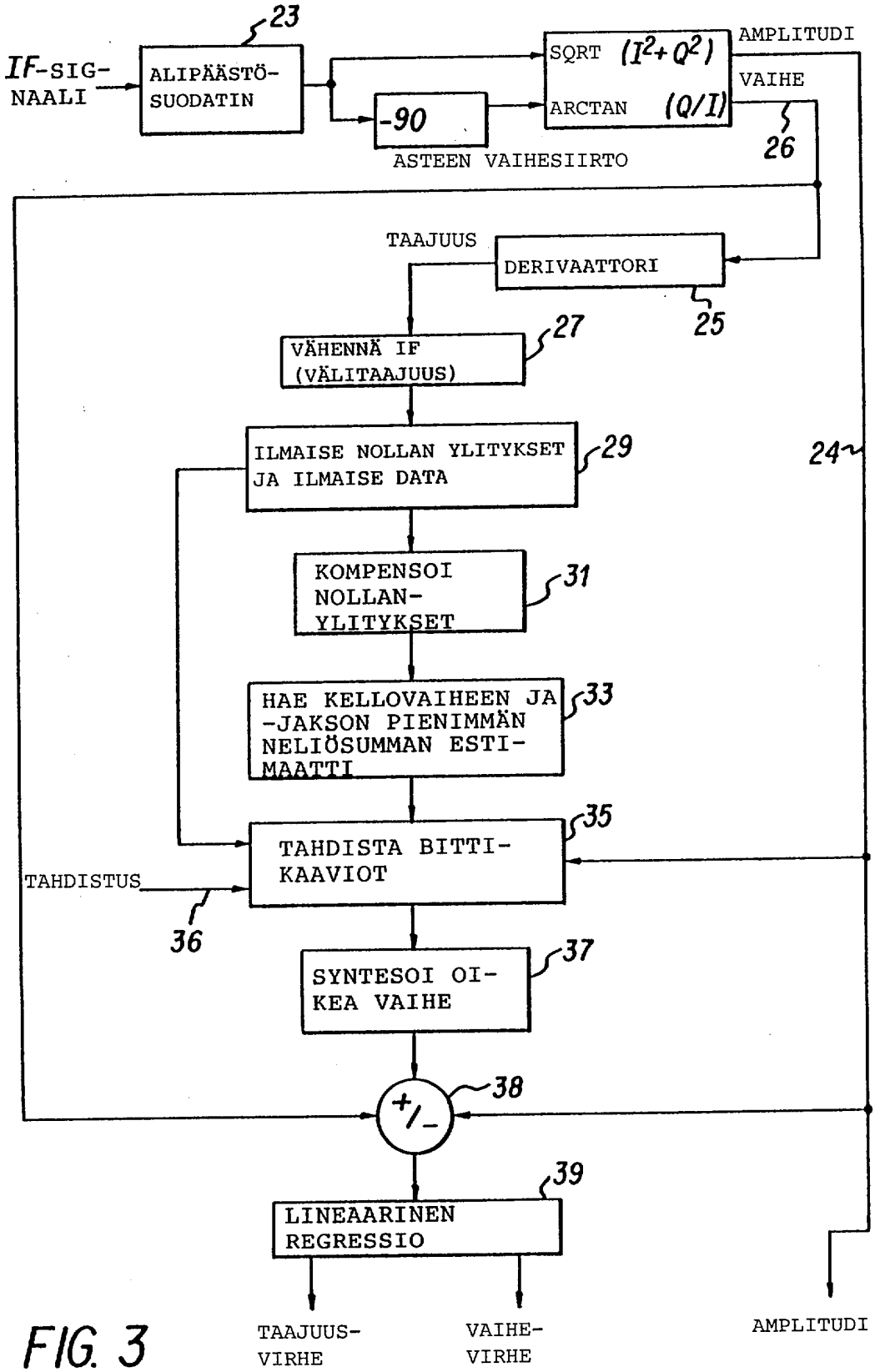

IF-SIG-
NAALI
23
ALIPÄÄSTÖ-
SUODATIN
-90
ASTEEN VAIHESIIRTO
SQRT (I²+Q²)
ARCTAN (Q/I)
AMPLITUDI
VAIHE
26
TAAJUUS
DERIVAATTORI
25
VÄHENNÄ IF
(VÄLITAAJUUS)
27
ILMAISE NOLLAN YLITYKSET
JA ILMAISE DATA
29
24
KOMPENSOI
NOLLAN-
YLITYKSET
31
HAE KELLOVAIHEEN JA
-JAKSON PIENIMMÄN
NELIÖSUMMAN ESTI-
MAATTI
33
TAHDISTA BITTI-
KAAVIOT
35
TAHDISTUS
36
SYNTESOI OI-
KEA VAIHE
37
+/-
38
LINEAARINEN
REGRESSIO
39
TAAJUUS-
VIRHE
VAIHE-
VIRHE
AMPLITUDI

FIG. 3

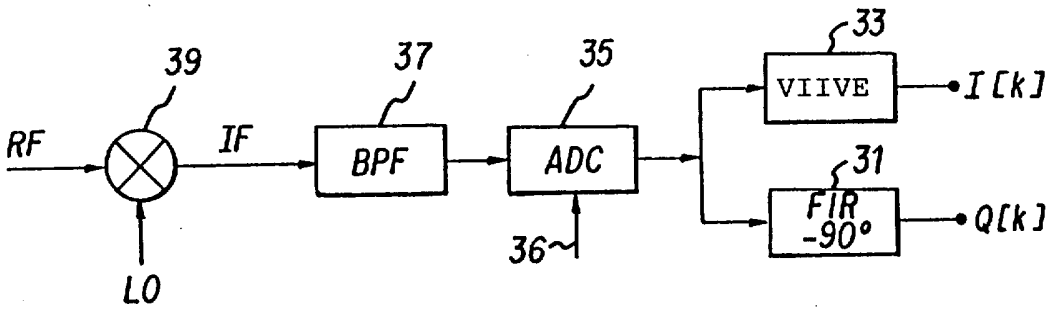


FIG. 4

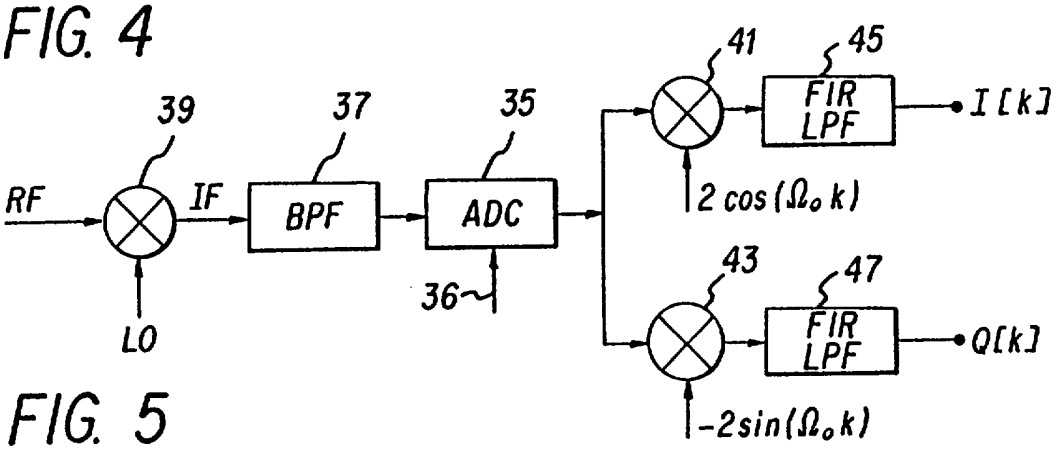


FIG. 5

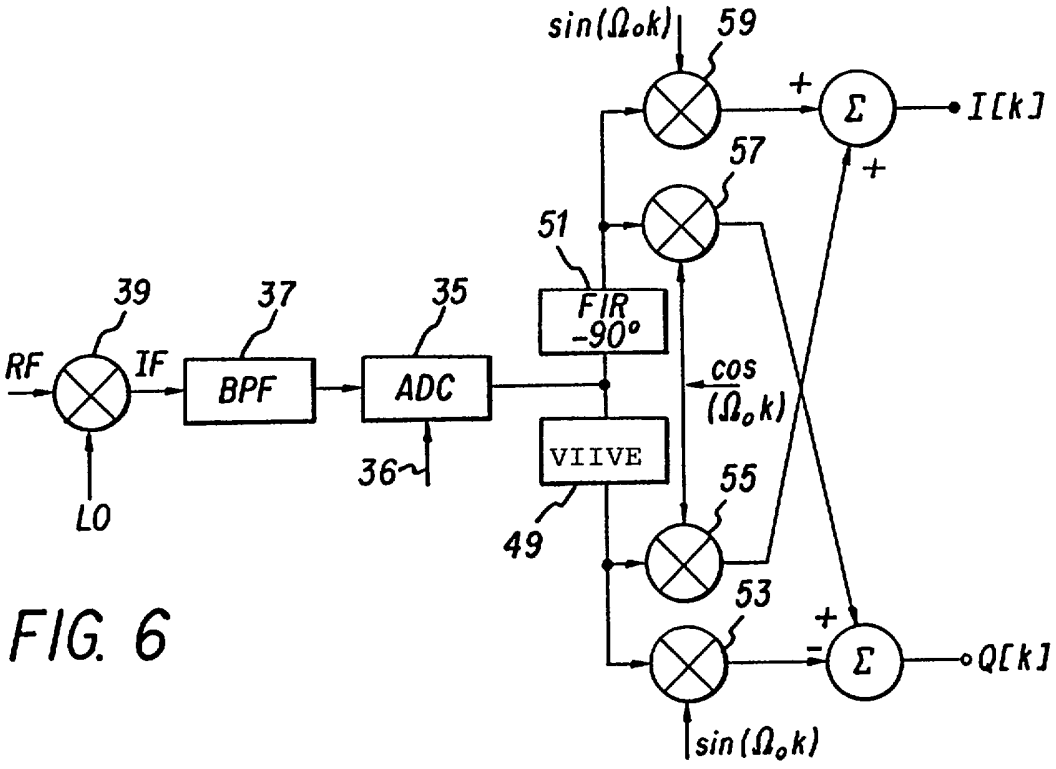


FIG. 6

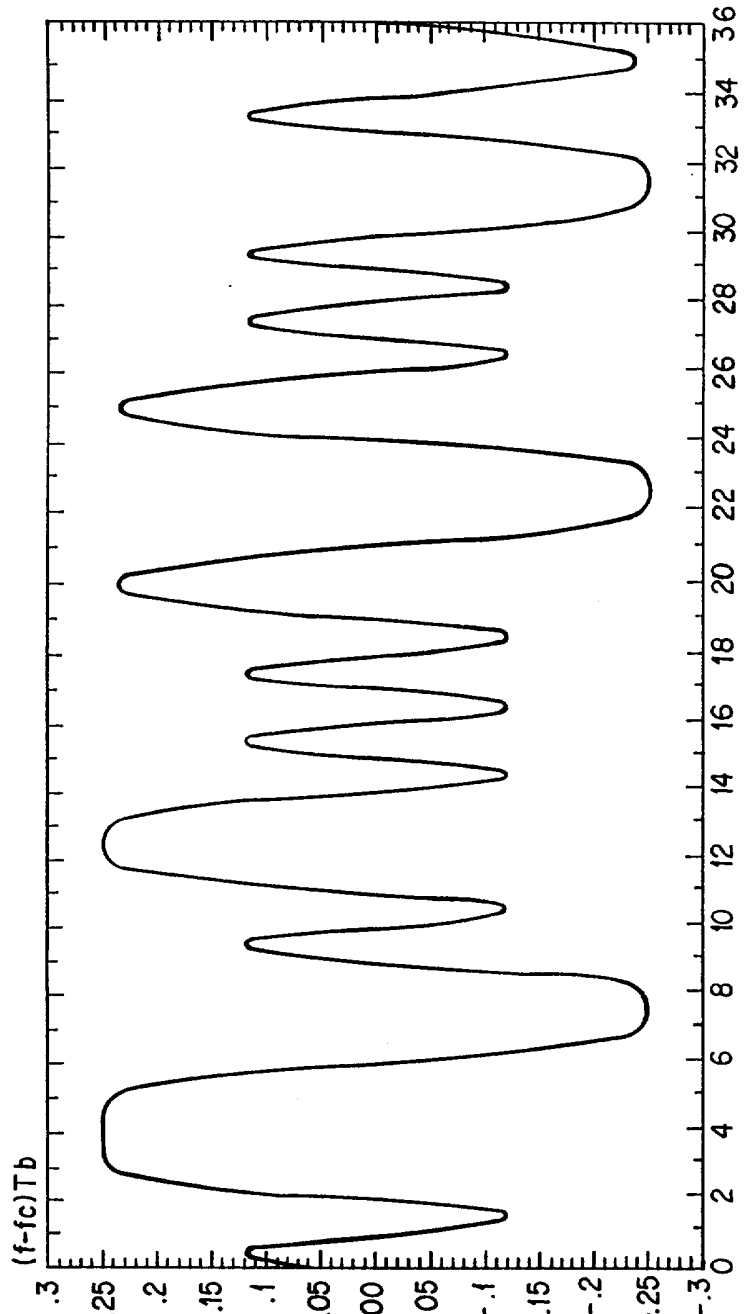

(f-fc)Tb
.3
.25
.2
.15
.1
.05
0.00
-.05
-.1
-.15
-.2
-.25
-.3
0
2
4
6
8
10
12
14
16
18
20
22
24
26
28
30
32
34
36
t/Tb

FIG. 7

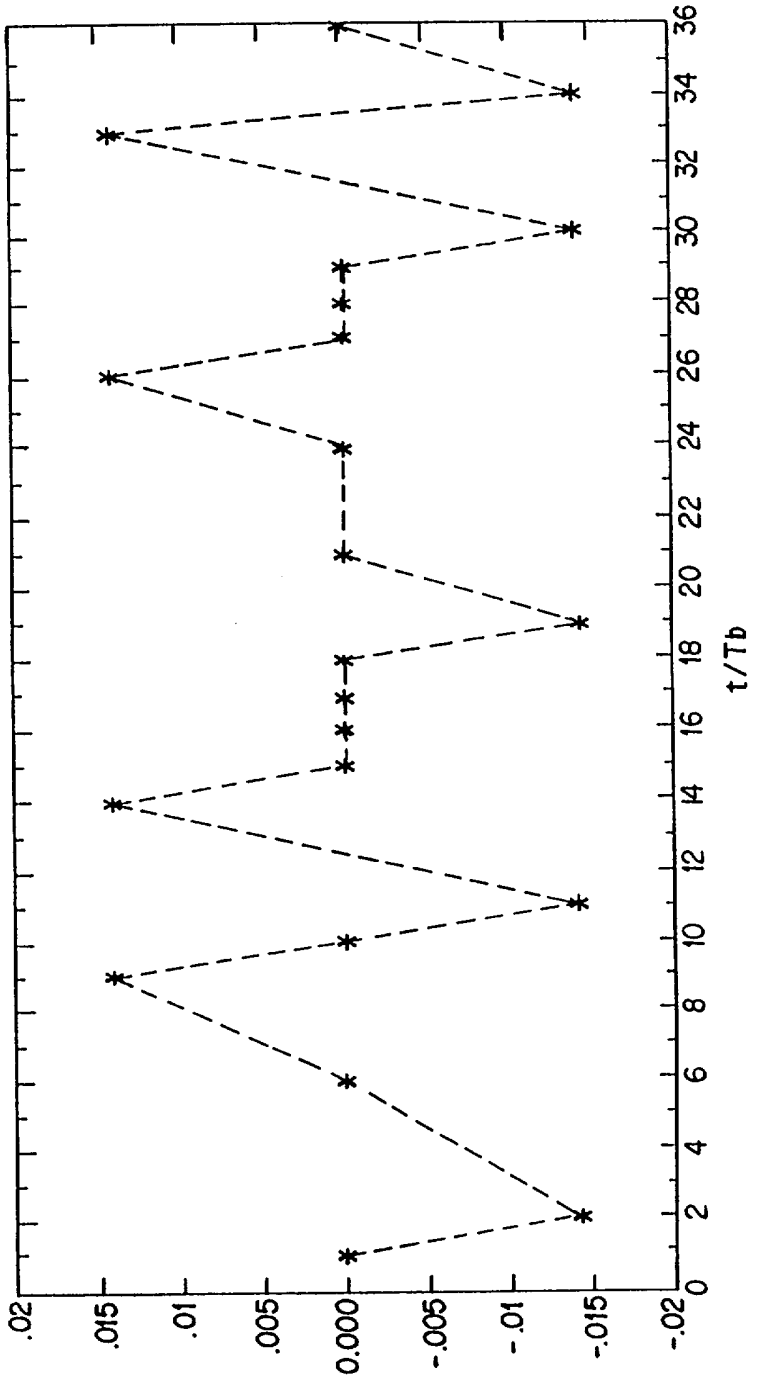

.02
.015
.01
.005
0.000
-.005
-.01
-.015
-.02
0
2
4
6
8
10
12
14
16
18
20
22
24
26
28
30
32
34
36
t/Tb

FIG. 8

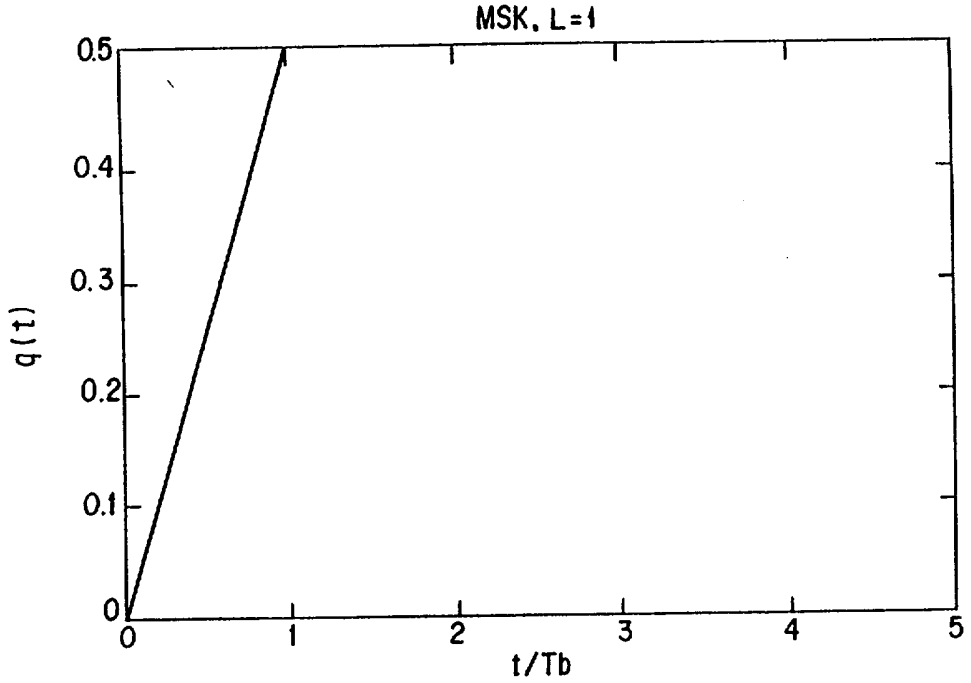

MSK, L=1
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
q(t)
0
1
2
3
4
5
t/Tb

FIG.9a

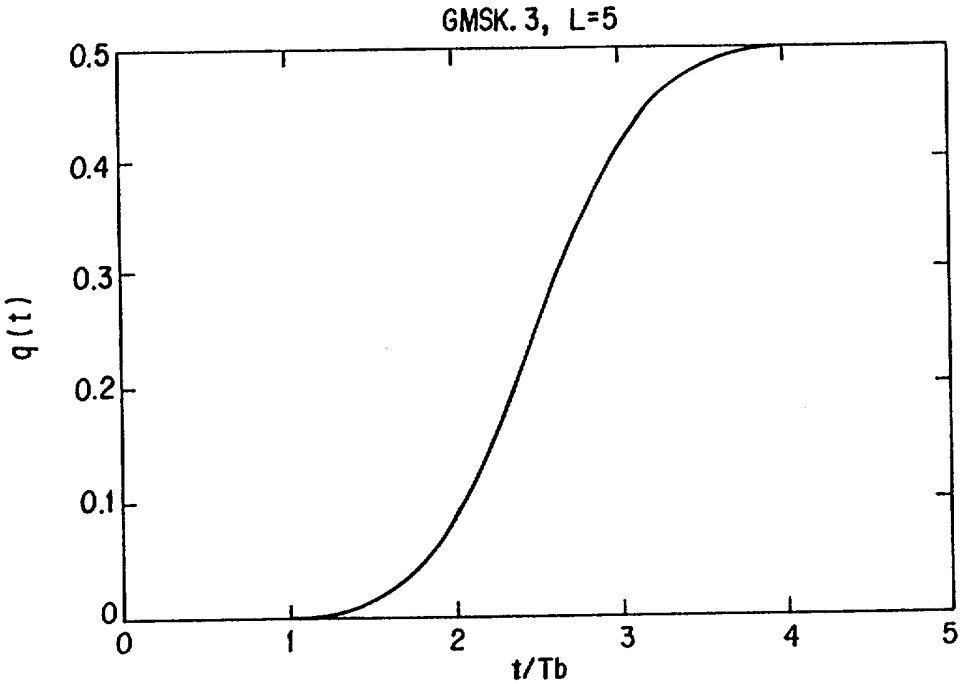

GMSK. 3, L=5
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
q(t)
0
1
2
3
4
5
t/Tb

FIG.9b

FIG. 10

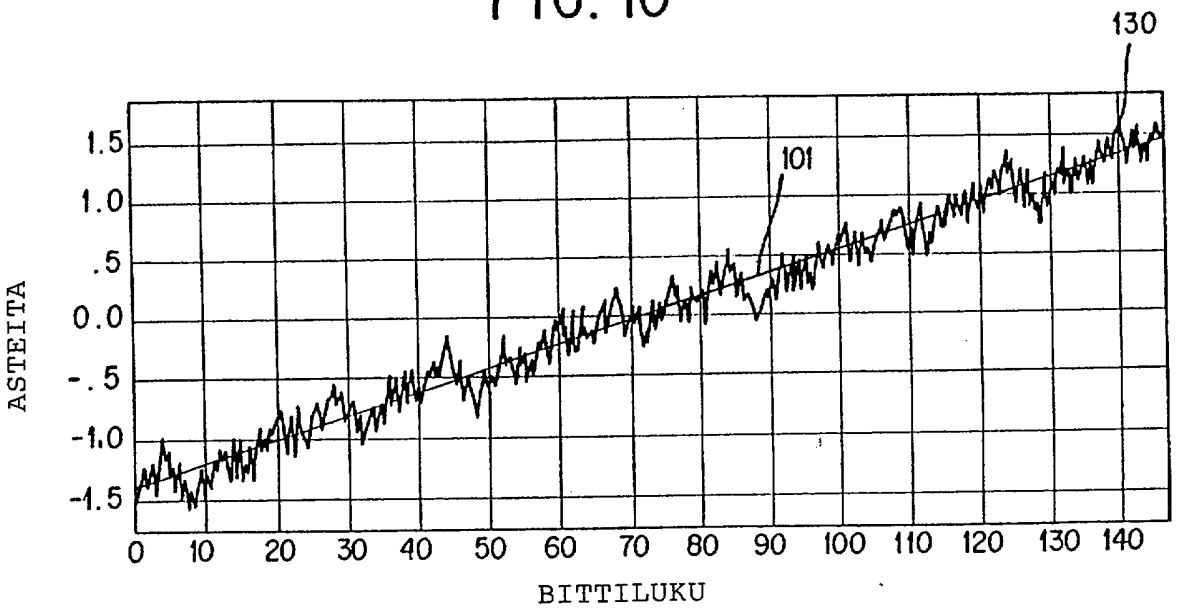
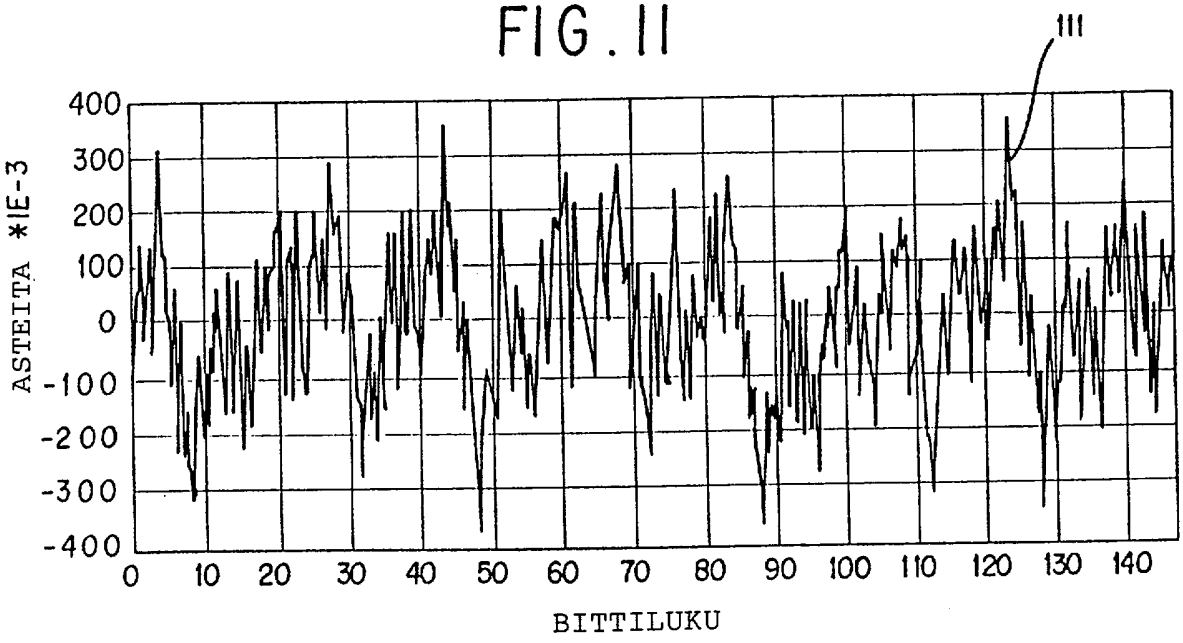

130
101
1.5
1.0
.5
0.0
-.5
-1.0
-1.5
ASTEITA
0 10 20 30 40 50 60 70 80 90 100 110 120 130 140
BITTILUKU

FIG. 11


111
400
300
200
100
0
-100
-200
-300
-400
ASTEITA *IE-3
0 10 20 30 40 50 60 70 80 90 100 110 120 130 140
BITTILUKU

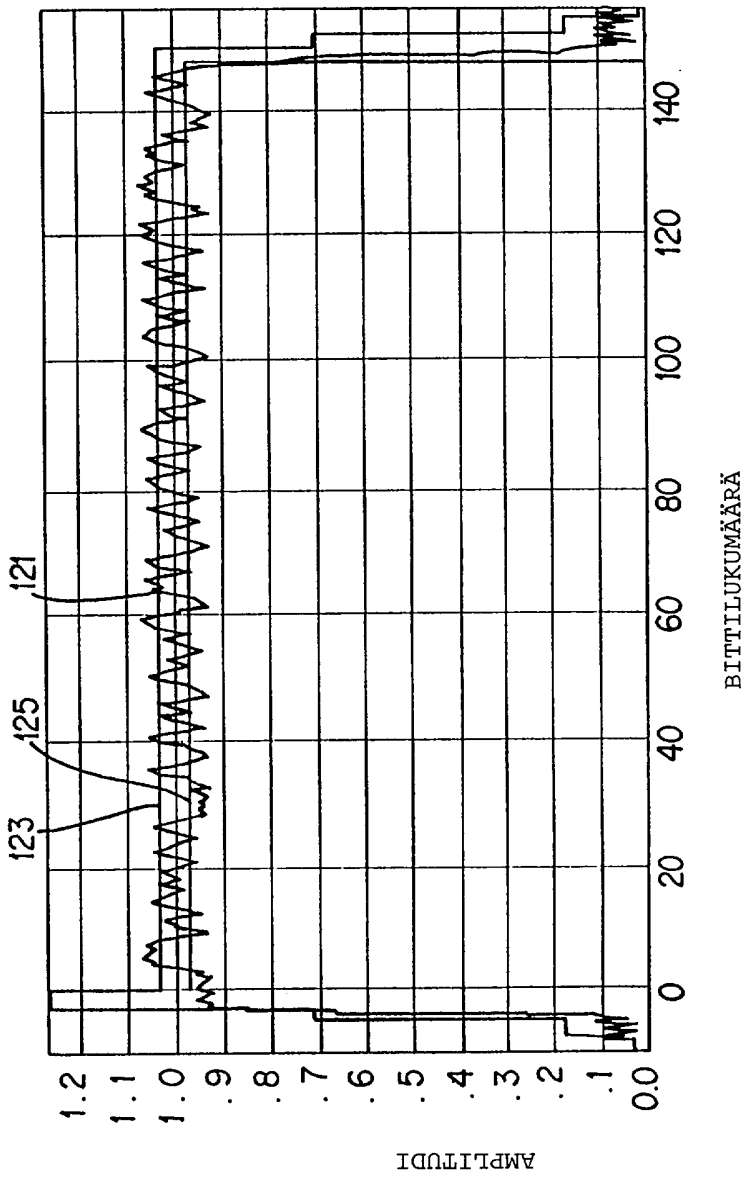

121
125
123
AMPLITUDI
BITTILUKUMÄÄRÄ
1.2
1.1
1.0
.9
.8
.7
.6
.5
.4
.3
.2
.1
0.0
0
20
40
60
80
100
120
140

FIG. 12

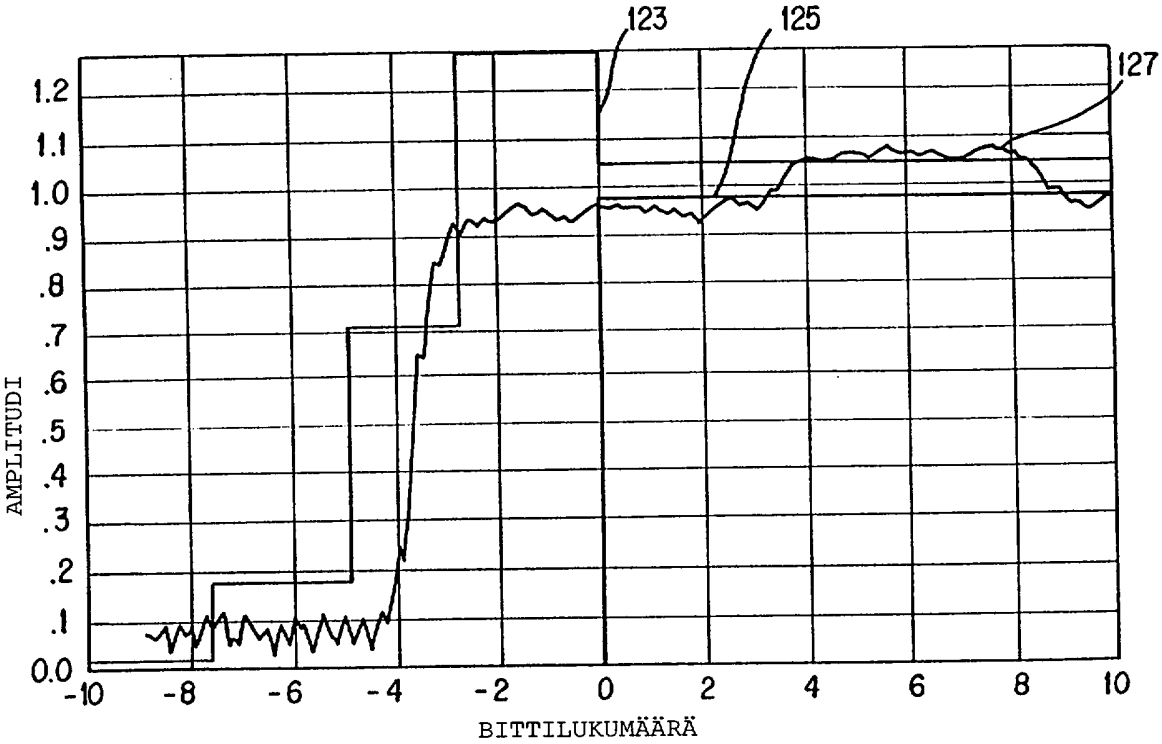
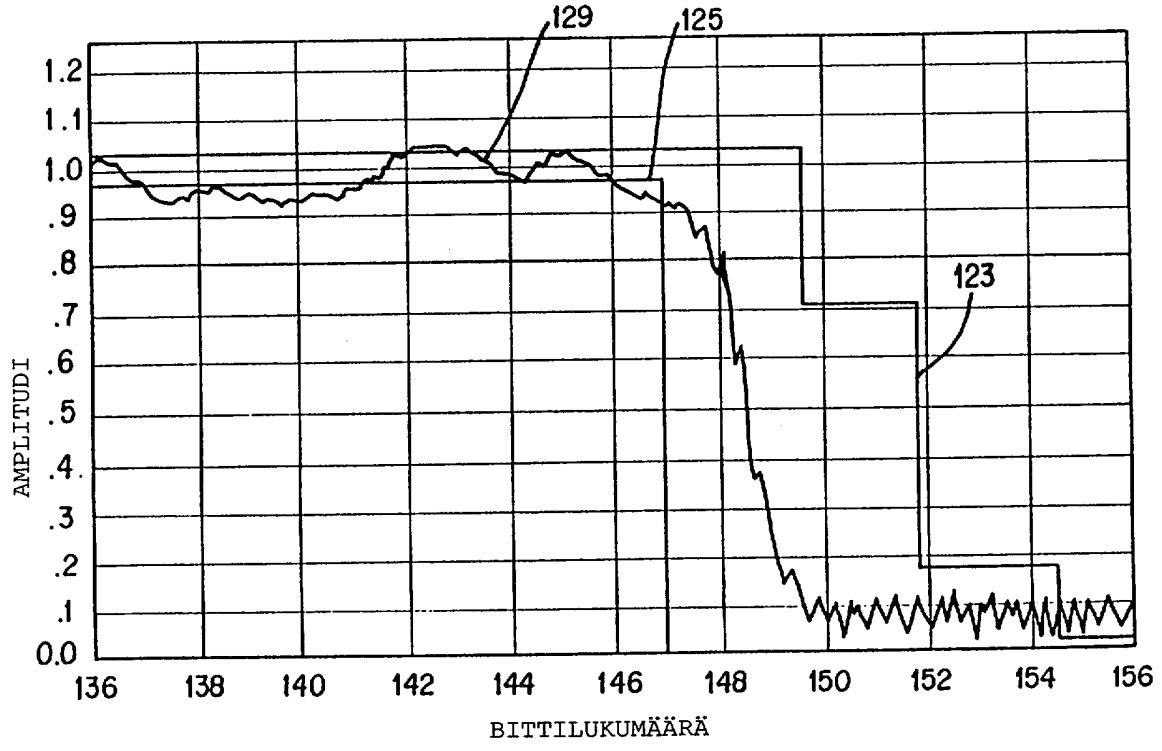

123
125
127
1.2
1.1
1.0
.9
.8
.7
.6
.5
.4
.3
.2
.1
0.0
AMPLITUDI
-10
-8
-6
-4
-2
0
2
4
6
8
10
BITTILUKUMÄÄRÄ

FIG. 13

FIG. 14


129
125
123
1.2
1.1
1.0
.9
.8
.7
.6
.5
.4
.3
.2
.1
0.0
AMPLITUDI
136
138
140
142
144
146
148
150
152
154
156
BITTILUKUMÄÄRÄ