(19)

SUOMI - FINLAND
(FI)

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

(10) **FI 905571 A7**

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

(21) Patenttihakemus - Patentansökan - Patent application 905571

(51) Kansainvälinen patenttiluokitus - Internationell patentklassifikation - International patent classification
H03L 7/00

(22) Tekemispäivä - Ingivningsdag - Filing date **20.02.1990**

(23) Saapumispäivä - Ankomstdag - Reception date **09.11.1990**

(41) Tullut julkiseksi - Blivit offentlig - Available to the public **09.11.1990**

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

(86) Kansainvälinen hakemus - Internationell ansökan - International application **20.02.1990 PCT/US1990/000822**

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

31.03.1989 US 331557

(71) Hakija - Sökande - Applicant

1 • **Motorola Inc.,** Corporate Offices, 1303 East Algonguin Road, Schaumburg, IL 60196, AMERIKAN YHDYSVALLAT, (US)

(72) Keksijä - Uppfinnare - Inventor

1 • **Borth, David E.,** Palatine, IL 60067, AMERIKAN YHDYSVALLAT, (US)
2 • **Kepler, James F.,** Northbrook, IL 60062, AMERIKAN YHDYSVALLAT, (US)

(74) Asiamies - Ombud - Agent

Seppo Laine Oy, PL 339, 00181 Helsinki

(54) Keksinnön nimitys - Uppfinningens benämning - Title of the invention
Digitaalisessa radiovastaanottimessa käytettävä taajuudensäätölaite ja -menetelmä
Frekvensregleringsanordning och -förfarande för en digital radiomottag are

Digitaalisessa radiovastaanottimessa käytettävä taajuudensäätölaite ja -menetelmä

Keksinnön tausta

Tämä keksintö liittyy yleisesti digitaalisiin radiojärjestelmiin ja erityisesti taajuusvirheen nopeaan korjaamiseen digitaalisessa radiovastaanottimessa, joka vastaanottaa viestejä lähettimeltä, joka lähettää viestejä pursteina.

Radiovastaanottimet käyttävät usein piiriä, joka automaattisesti korjaa vastaanotettavan signaalin taajuuden ja supervastaanottimessa käytetyn paikallisoskillaattorin taajuuden väliset poikkeamat. Tämä paikallisoskillaattori muuntaa vastaanotetun signaalin kantoaaltotaajuuden ja siihen liitetyt informaatiota välittävät sivukaistat sopivalle välitaajuudelle. Tyypillinen taajuudenkorjausmenettely suoritetaan suhteellisen pitkän aikavälin kuluessa ja se olettaa että (vastaanotetun signaalin) kantoaaltotaajuus on jatkuvasti olemassa. Kantoaaltotaajuutta voidaan seurata amplitudi-ilmaisimien, taajuusilmaisimien tai muiden sellaisten avulla taajuudensäätösignaalin kehittämiseksi. Jotkin järjestelmät voivat käyttää kantoaaltotaajuuteen moduloitua ohjaussignaalia vertaussignaalin aikaansaamiseksi vastaanottimessa taajuudensäätösignaalin kehittämistä varten. (Tällainen ohjaussignaaliin perustuva säätö on lähemmin selitetty US-patentissa n:o 4,541,118.)

Taajuudensäätösignaali ohjaa seuraavaksi paikallisoskillaattorin sen alkuperäiseltä taajuudelta taajuudelle, joka muuntaa vastaanotetun kantoaaltotaajuuden välitaajuudeksi, joka on optimaalisesti sijoitettu välitaajuusvahvistus- ja -suodatusasteiden selektiivisyyskaistalle.

Digitaaliset vastaanottimet tuottavat joukon ongelmia tällaisissa tavanomaisissa automaattisissa taajuudensäätöpiireissä. Eräs ratkaisu digitaalisessa vastaanottimessa käytettävään nopeaan vastaanottimen taajuudensäätöön on paljastettu US-patenttihakemuksessa n:o 285,147, "Digital Automatic Frequency Control on Pure Sine Waves", joka on jätetty joulukuun 16 päivänä 1988 Borthin ym. nimissä.

Tavallisesti digitaalisten vastaanottimien täytyy käsitellä vastaanotettu kantoaaltotaajuinen signaali lineaarisella tavalla. Tällainen lineaarinen käsittely sallii vastaanotetun signaalin amplitudin vaihteluiden kehittää lisää virheitä taajuuspoikkeaman ilmaisussa. Lisäksi digitaalinen viestintä usein suoritetaan käyttäen purstilähetystekniikkaa, kuten aikajakokanavointia (TDMA, time division multiple access). Purstilähetykset eivät anna jatkuvasti käytettävissä olevaa kantoaaltoa tai kantoaaltoa ja ohjaussignaalia, joita tavanomaiset taajuudensäätötekniikat voivat käyttää.

Keksinnön yhteenveto

Esillä olevan keksinnön tavoitteena siten on nopeasti korjata vastaanotetun signaalin ja vastaanottimen viritystaajuuden väliset taajuusvirheet digitaalisessa radiovastaanottimessa.

Esillä olevan keksinnön eräänä toisena tavoitteena on korjata nopeasti vastaanottimen oskillaattorin nimellistaajuuden ja halutun taajuuden väliset taajuusvirheet.

Esillä olevan keksinnön eräänä toisena tavoitteena on korjata vastaanotetun signaalin ja vastaanottimen paikallisoskillaattorin oikean taajuuden väliset taajuusvirheet yhden vastaanotettujen tietojen kehyksen aikana.

Esillä olevan keksinnön tavoitteena lisäksi on

määrittää taajuusvirhe korjauspurstista ja suoraan korjata paikallisoskillaattorin taajuus.

Piirustusten lyhyt selitys

Kuvio 1 on sellaisen TDMA-vastaanottimen lohkokaavio, joka voi käyttää esillä olevaa keksintöä.

Kuvio 2 esittää vaiheenkierron poistoprosessia sekä nousevalla vaihetrajektorilla että laskevalla vaihetrajektorilla.

Kuvio 3 esittää tietokonesimuloinnin tulosta.

Kuvio 4 esittää TDMA-purstilähetyksiin liittyvää ajoitusdiagrammaa esillä olevan keksinnön taajuudensäädölle.

Parhaana pidetyn suoritusmuodon yksityiskohtainen selitys

Kuviossa 1 on esitetty sellaisen TDMA-vastaanottimen lohkokaavio, joka voi käyttää esillä olevaa keksintöä. Tällainen vastaanotin voi tietyllä aikavälillä vastaanottaa TDMA-lähettimestä 103 pursteina lähetetyt, antenniin 104 vastaanotetut ja neliölliseen ilmaisimeen 105 signaalina x(t) syötetyt viestintäsignaalit. Neliöllinen ilmaisin 105 tuottaa kaksi toisiinsa nähden 90° vaiheerossa olevaa alassekoitettua signaalia, jotka syötetään tavanomaisiin analogi-digitaalimuuntimiin 107 ja 109, jotka digitalisoivat kummankin näistä keskenään 90° vaihe-erossa olevasta signaalista ennen digitalisoitujen 90° vaihe-erossa olevien signaalien syöttämistä digitaaliseen signaaliprosessoritoimintoon (DSP, digital signal processor) 111. Parhaana pidetyssä suoritusmuodossa DSP on toteutettu käyttäen DSP56001:tä, jota on saatavissa Motorola, Inc.:stä (tai vastaavaa). DSP-toiminto 111 palauttaa viestintäsignaalin ennalleen käyttäen tavanomaisia TDMA-tekniikoita viestintäsignaalin palautustoiminnossa 113. Tällaiset signaalin palautustoiminnot käsittävät kanavan

estimoinnin, kanavan taajuuskorjauksen ja tietojen ilmaisun. DSP-toimintoon 111 sisältyy myös taajuudensäätösignaalin palautus, joka sallii neliöllisessä ilmaisimessa 105 olevan jänniteohjatun oskillaattorin 115 nopean säätämisen siten, että TDMA-vastaanotin voidaan nopeasti saattaa sellaiseen tilaan, jossa x(t):n kantoaaltotaajuuden ja jänniteohjatun oskillaattorin 115 taajuuden välillä käytännöllisesti katsoen ei ole taajuusvirhettä. Koska säätönopeus on tärkeä, niin esillä olevan keksinnön tärkeä piirre on, että jänniteohjatun oskillaattorin 115 taajuudensäätö suoritetaan olennaisesti yhdessä vaiheessa ilman oskillaattorin taajuuden huojuntaa tai peräkkäisiä approksimointeja oskillaattorin lopullista taajuutta kohti.

Oletetaan että taajuudenkorjauspurstia vastaavaa lähetettyä signaalia (eli puhdasta siniaaltoa (PSW, pure sine wave)) esittää

$$x(t) = A \cos[\omega_c t + \omega_o t] \qquad (1)$$

jossa:

A on signaalin amplitudi,

$\omega_c = 2\pi f_c$ on signaalin kantoaaltotaajuus, jonka yksikkönä on radiaani/s;

$\omega_o = 2\pi f_o$ on kantataajuskaistan PSW-signaalin taajuus, jonka yksikkönä on radiaani/s

$= 2\pi(67,708...kHz)$.

Monitiekohinan, Rayleigh-häipymän jne. poissaollessa (1) antaa vastaanotetun signaalin. Yleisesti jänniteohjatun oskillaattorin 115 (VCXO) taajuuden ilman taajuudensäätöä antaa $(\omega_c + \Delta\omega)$, jossa $\Delta\omega$ vastaa taajuuspoikkeaman virhettä (yksikkönä radiaani/s). Oletetaan että VCXO:n lähtösignaalia tästä syystä esittää

$$v_I(t) = \cos[(\omega_C + \Delta\omega)t]. \quad (2)$$

Sen jälkeen kun $v_I(t)$:tä on vaiheensiirtimessä 117 siirretty -90°, tulokseksi saatavaa signaalia esittää

$$v_Q(t) = \sin[(\omega_C + \Delta\omega)t]. \quad (3)$$

Samanvaiheisen (I) sekoittajan 117 ulostuloa (tasavirtasiirtymien poissaollessa) esittää

$$I_A(t) = x(t)v_I(t) = A\cos[\omega_C t + \omega_O t]\cos[(\omega_C + \Delta\omega)t]$$
$$= 1/2\ A\{\cos[(\omega_C - \Delta\omega)t] + \cos[2\omega_C t + \omega_O + \Delta\omega)t]\} \quad (4)$$

josta kaistanleveyden noin $4\omega_O$ radiaania/s omaavalla suotimella 121 suoritetun alipäästösuodatuksen jälkeen saadaan

$$I_B(t) = 1/2\ A\cos[(\omega_O - \Delta\omega)t]. \quad (5)$$

Samaten 90° vaihe-erossa (Q) olevan sekoittajan 123 ulostuloa (tasavirtasiirtymien poissaollessa) esittää

$$Q_B(t) = x(t)v_Q(t) = A\cos[\omega_C t + \omega_O t]\sin[(\omega_C + \Delta\omega)t]$$
$$= 1/2\ A\{\sin[(2\omega_C t + \omega_O + \Delta\omega)t] - \sin[(\omega_O + \Delta\omega)t\} \quad (6)$$

josta suotimella 125 suoritetun alipäästösuodatuksen jälkeen saadaan

$$Q_B(t) = -1/2\ A\sin[(\omega_O - \Delta\omega)t]. \quad (7)$$

Mainitut kaksi AD-muunninta (107, 109) muuntavat $I_B(t)$:n ja $Q_B(t)$:n niitä vastaaviksi kvantisoiduiksi, näytteitetyiksi vastineiksi $I_B(k)$ ja $Q_B(k)$. Tasavirtasiir-

tymien poissaollessa: $I_B(k) = I_C(k)$ ja $Q_B(k) = Q_C(k)$. Huomattakoon että taajuuspoikkeaman $\Delta\omega$ suora mittaus sellaisen taajuuslaskurin avulla, joka laskee yhtälön (5) ja (7) antamien signaalien nollatason ylitykset, tuottaa mittausepätarkkuuden siten, että

$$\text{mittausepätarkkuus} = 1/\text{mittausaikaväli} = 1/\text{aikaväli} = 1/0{,}58\ \text{ms} = \pm\ 1724\ \text{Hz} \qquad (8)$$

joka vastaa ± 1,9 miljoonasosan epätarkkuutta 900 MHz:llä. Tietyissä radiojärjestelmissä, esimerkiksi Euroopassa käytettävässä radiopuhelinjärjestelmässä, joka on määritelty GSM-dokumenteissa GSM 05.01/3.1.0, "Physical Layer on the Radio Path: General Description" ja GSM 5.10/3, "Radio Sub-System Synchronization", VCXO:n 115 vaaditun stabiilisuuden täytyy olla rajoissa ± 0,1 miljoonasosaa tukiasemalta tulevasta vastaanotetusta signaalista. Tästä syystä taajuusvirheiden mittaamiseksi täytyy sen sijaan käyttää sellaista ratkaisua, joka ei laske nollatason ylityksiä. Esillä olevan keksinnön menetelmä:

(1) muuntaa yhtälöiden (5) ja (7) esittämät I- ja Q-signaalit 67,7 kHz:stä tasavirralle (ts. poistaa (5):ssä ja (7):ssä ilmenevän ω_o-termin);

(2) laskee muunnetun signaalin vaiheen säännöllisin välein olevina aikaväleinä;

(3) konstruoi vaihenäytteistä vaihetrajektorin; ja

(4) laskee taajuussiirrettyjen signaalien hetkellisen taajuuden estimaatin vaihetrajektorin aikaderivaatasta.

Tasavirtasiirtymän kompensointi

DSP-toiminto 111 ottaa vastaan kvantisoidut I/Q-signaalit ja käsittelee sekä I- että Q-signaalin tasavirran (DC, direct current) vähennysprosessin 129 avulla.

Korjaamaton tasavirtasiirtymä aiheutuu epäsovitetuista I- ja Q-kanavista ja paikallisoskillaattorin vuodosta. $I_B(k)$:n tasavirtasiirtymän määritys tehdään tasavirtasiirtymän määritystoiminnolla 131, joka keskiarvoittaa tulosignaalin ja jonka ulostulo vähennetään $I_B(k)$:sta digitaalisessa summaimessa 133, joka tuottaa $I_C(k)$:n, neliöllisen I-signaalin, josta tasavirta on poistettu. Samaten tasavirtasiirtymän määritystoiminto 135 tekee signaalin $Q_B(k)$ tasavirtasiirtymän määrityksen, ja se vähennetään digitaalisessa summaimessa 137, joka tuottaa $Q_C(k)$:n, neliöllisen Q-signaalin, josta tasavirtasiirtymä on poistettu.

Esillä olevan keksinnön mukaisen edellä mainitun taajuudensäädön toteuttamiseksi kiinteän pilkun murtoluvuilla laskevalla yleiskäyttöisellä digitaalisella signaaliprosessorilla (DSP), kuten DSP56001, on tarpeen suorittaa useita erityisvaiheita. Neliöllisen ilmaisimen 105 toteutuksen epätäydellisyydet johtavat välttämättä neliöllisen ilmaisimen ulostulossa tasavirtasiirtymiin, jotka täytyy kompensoida taajuudensäädössä.

Tasavirtasiirtymien olemassaolo neliöllisen ilmaisimen 105 ulostulossa voi suuresti rajoittaa taajuudensäädön suorituskykyä. Jotta nähdään, miksi asia on näin, oletetaan $I_B(t)$:n ja $Q_B(t)$:n yhtälöissä (5) ja (7) sisältävän tasavirtasiirtymätermit, joiden suuruudet ovat vastaavasti C ja D. Tällöin

$$I_B'(k) = 1/2\ A \cos[(\omega_o - \Delta\omega)k] + C \qquad (5a)$$

$$Q_B'(k) = -1/2\ A \sin[(\omega_o - \Delta\omega)k] + D \qquad (7a)$$

Täten taajuudemuunnoksen $e^{j\omega_o k}$:lla jälkeen, kuten jäljempänä selitetään

$$I_D'(k) = \mathrm{Re}\ \{[S_B(k) + C + jD]e^{j\omega_o k}\}$$
$$= \mathrm{Re}\ \{[1/2\ A\ e^{-j(\omega_o-\Delta\omega)k} + C + jD]e^{j\omega_o k}\}$$
$$= 1/2\ A \cos \Delta\omega k + C \cos \omega_o k - D \sin\omega$$

$$Q_D'(k) = \mathrm{Im}\ \{[S_B(k) + C + jD]e^{j\omega_o k}\}$$
$$= \mathrm{Im}\ \{[1/2\ A\ e^{-j(\omega_o-\Delta\omega)k} + C + jD]e^{j\omega_o k}\}$$
$$= 1/2\ A \sin \Delta\omega k + C \sin \omega_o k + D \cos \omega_o k.$$

Näiden kahden 90° vaihe-erossa olevan komponentin olemassaolo taajuudella ω_o estää lisäksi alinäytteityksen (eli desimoinnin) ilman valetoistovirheiden tuottamista ja voi aiheuttaa merkittäviä virheitä laskettaessa lausekkeen $\arctan(Q_E(k)/I_E(k))$ arvo (13):ssa alempana. Kahden ei-toivottavan taajuuskomponentin poistaminen (17):ssä alempana voidaan suorittaa kahdella menetelmällä:

(1) Alipäästösuodattamalla $I_D'(k)$ ja $Q_D'(k)$ $\sin \omega_o k$- ja $\cos \omega_o k$ -komponenttien poistamiseksi; tai

(2) Poistamalla tasavirtakomponentit ennen taajuuden muuntamista $e^{j\omega_o k}$:lla.

Ensimmäinen lähestymistapa vaatii alipäästösuotimen, jonka kaistanleveys on pienempi kuin $f_0/10$ = 6,7 kHz, esimerkiksi, ja jolla impulssivasteen kestoaika siten on suurempi kuin 5/6,7 kHz = 0,73 ms, esimerkiksi, joka impulssivasteen kestoaika on suurempi kuin yhden aikavälin kestoaika. Tämä selvästikin on ratkaisu, jota ei voida hyväksyä.

Toinen ratkaisu yksinkertaisesti laskee mainittujen kahden 90° vaihe-erossa olevan haaran keskimääräisen tasavirta-arvon erikseen ja vähentää nämä arvot vastaavien haarojen signaaleista:

$$I_C(k) = I_B(k) - 1/J \sum_{k=1}^{J} I_B(k)$$

$$Q_C(k) = Q_B(k) - 1/J \sum_{k=1}^{J} Q_B(k)$$

Taajuudensiirto 67,7 kHz:n verran

TDMA-vastaanotin, joka on yhdenmukainen GSM-määritysten, kuten edellä mainittujen määritysten kanssa, käyttää taajuudenkorjaussignaalia, joka lähetetään tarkalleen 67,7 kHz suuruisena kantoaallon siirtymänä TDMA-lähetyksen yhden aikavälin aikana. 90° vaihe-erossa olevien I- ja Q-kanavasignaalien taajuuden siirto 67,7 kHz verran aikaansaa seuraavan tuloksen. Signaali siirretään taajuudelle 0 Hz ± $\Delta\omega/2\pi$, jolla tavoin pienennetään informaation siirtonopeutta ja sallitaan lisäksi desimointi. Tämä aikaansaadaan 67,7 kHz oskillaattorin 139 kehittämän neliöllisen 67,7 kHz signaalin avulla.

Muunnoksen suorittaa kompleksinen neliöllinen sekoittaja 141, joka muunnos on DSP:ssä toteutettu kompleksinen kertolasku.

Olkoon

$$S_C(k) \equiv I_C(k) + jQ_C(k) = 1/2\ Ae^{-j(\omega_o - \Delta\omega)k} \qquad (9)$$

jossa $I_C(k)$ ja $Q_C(k)$ on annettu edellä. $S_C(k)$:n $e^{j\omega_o k}$:lla kertomisen jälkeen saadaan

$$S_D(k) \equiv I_D(k) + jQ_D(k) = 1/2\ A\{e^{j\Delta\omega k}\} = 1/2\ A \cos \Delta\omega k + j\ 1/2\ A \sin \Delta\omega k \qquad (10)$$

toisin sanoen

$$I_D(k) = 1/2\ A \cos \Delta\omega k$$
$$Q_D(k) = 1/2\ A \sin \Delta\omega k. \qquad (11)$$

Parhaana pidetyssä suoritusmuodossa lähetin käsittelee TDMA-modulaation tavanomaisesti GMSK:na tunnetulla tavalla, joka rajoittaa lähetetyn signaalin varaaman kaistanleveyden. Koska $\Delta\omega$ tavallisesti on pieni verrattuna lähetetyn GMSK-signaalin informaatiokaistanleveyteen satunnaistiedoilla (so. normaali pursti taajuudenkorjauspurstin sijasta), $S_D(k)$ voidaan desimoida kertoimella M taajuudensäätöön tarvittavan signaalinkäsittelyn mutkikkuuden vähentämiseksi alentamatta säätötarkkuutta. Desimoitu signaali $S_E(k)$ saadaan $S_D(k)$:sta seuraavalla operaatiolla

$$S_E(k) = S_D(Mk) \qquad (12)$$

joka suoritetaan toiminnossa 143, tavanomaisessa desimaattorissa. Täten S(k):n pätevien näytteiden välissä olevat $S_D(k)$:n näytteet yksinkertaisesti poistetaan.

Desimoidun siirretyn signaalin vaiheen laskenta

Tunnettujen trigonometristen yhtälöiden mukaan VCXO:n 115 ulostulosignaalin ja x(t):n välisen vaihesuhteen laskenta voidaan suorittaa käyttäen desimoituja ja taajuussiirrettyjä I- ja Q-signaalinäytteitä. Tämä vaihesuhde voidaan ilmaista suureella $\theta(k)$ k:nnella desimoidulla näytejaksolla. Vaihenäytteet $\theta(k)$ lasketaan $S_E(k)$:sta operaatiolla

$$\begin{aligned}\theta(k) &= \arctan(Q_E(k)/I_E(k)) \\ &= \arctan(\sin\Delta\omega k/\cos\Delta\omega k) \\ &= \arctan(\tan(\Delta\omega k)) \\ &= \Delta\omega k\end{aligned} \qquad (13)$$

jossa aikavälin k ymmärretään olevan desimoitu jakso.

Laskettaessa arctan($Q_E(k)/I_E(k)$):a yhtälössä (13) ilmenee kolme ongelmaa:

1. $Q_E(k)$:n jakaminen $I_E(k)$:lla kiinteän pilkun murtolukuja käyttävässä koneessa on rajoitettu tapaukseen, jossa $I_E(k) > Q_E(k) \geq 0$.

2. arctan(x) on transkendenttinen käänteisfunktio, joka vaatii joko Taylorin sarjakehitelmän tai taulukkohakumenetelmän.

3. Lausekkeen arctan($Q_E(k)/I_E(k)$) pätevä arvoalue menee ±180°:n ulkopuolelle vaiheenkierron jälkeen, ja siten arcustangenttifunktio täytyy skaalata sopivasti kiinteän pilkun konetta varten.

Kaikki nämä kolme ongelmaa voidaan ratkaista seuraavasti:

(a) Käytetään pientä (256 sanan) ROM:issa olevaa arcustangenttitaulua alueella [0, 45°]. Taulun käyttämiseksi tarvitaan lyhyt (8 käskyjaksoa käsittävä) $Q_E(k)$:n jakaminen $I_E(k)$:lla ROM-taulun 8-bittisen osoitteen saamiseksi. Huomattakoon että ROM-taulussa käytetyllä arcustangentin alueella epäyhtälö $I_E(k) > Q_E(k) \geq 0$ on voimassa.

(b) Laajennetaan arcustangenttitaulun alue ±180°:ksi

(i) säilyttämällä $Q_E(k)$:n ja $I_E(k)$:n etumerkki ennallaan;

(ii) havaitsemalla onko $|I_E(k)| > |Q_E(k)|$ tai kääntäen; ja

(iii) käyttämällä etukäteen laskettua trigonometristen funktioiden taulua arcustangenttifunktion laskemiseksi kussakin neljässä kvandrantissa.

(c) Skaalataan ROM-taulun arvot suurimmalle mahdolliselle vaiheen $\theta_O(k)$ alueelle, josta vaiheenkierto on poistettu. Tämä alue saadaan yhtälöstä ±V = ±[suurin sallittu taajuusvirhe (Hz) · yhden aikavälin kestoaika (s) · 360° + 180°]. Esimerkiksi VCXO:n 115 stabiilisuuden

ollessa ±2,5 miljoonasosaa 1 GHz:llä, suurin sallittu taajusvirhe on ±2,5 kHz ja vaihealueeksi $\theta_O(k)$ saadaan

$\pm[(2{,}5\ \text{kHz})(0{,}58\ \text{ms})360° + 180°]$

$= \pm 702° = \pm V.$

Kaikki arvot on tästä syystä skaalattava määrällä V=702° ylivuodon estämiseksi vaiheenkierron poistoalgoritmissa.

Vaihetrajektorin konstruointi vaihenäytteistä

Edellyttäen että signaalien $I_E(k)$ ja $Q_E(k)$ etumerkit säilyvät ennallaan, $\arctan(Q_E(k)/I_E(k))$ on määritelty vain välillä $[-\pi, \pi]$ eli ekvivalenttisesti vain välillä [-180°, 180°]. Koska vaiheen itseisarvo ei ole tunnettu taajuudensäätöprosessissa, mikä tahansa tietty $S_E(k)$:n näyte tuottaa vaihenäytteen $\theta(k)$ tällä välillä. Jos esimerkiksi $\theta(k)$:n vaiheenlaskennan ulostuloa käytetään suoraan vaihetrajektorina ja jos $\theta(1) = 179°$, $\theta(2) = -179°$, $\theta(3) = -177°$, ..., niin hetkellisen taajuuspoikkeaman määritys vaihetrajektorin $\theta(k)$ aikaderivaatan avulla tuottaisi moniarvoiset tulokset johtuen ilmeisestä -358° vaihehypystä $\theta(1)$:n ja $\theta(2)$:n välillä. Itse asiassa jos vaiheenkierto poistettaisiin tässä esimerkissä sallimalla vaihenäytteiden saada arvoja ±180° alueen ulkopuolella, käy ilmeiseksi että vaihenäytteet suurenevat +2° joka vaihenäytteellä.

Vaihenäytteiden vaiheenkierron poistamiseksi esillä olevan keksinnön DSP:ssä käytetään vaiheenkierron poistoprosessia 147. Vaiheenkierron poistoprosessin ajatus on esitetty kuviossa 2 sekä nousevalle vaihetrajektorille että laskevalle vaihetrajektorille, ja se aikaansaadaan seuraavien vaiheiden avulla, jotka esillä olevan keksinnön DSP 111 suorittaa:

```
Initialisointi:  θ(k), k = 1, ..., N vaiheesta 2
                 Edellinen = θ(1)
                 Vaihesumma = 0
                 Kynnys = 90°
DO k = 2 to N
                 Viimeisin = θ(k) + Vaihesumma
              IF (|(Viimeisin - Edellinen)| < Kynnys) THEN
                 θ_o(k) = θ(k)
                 Edellinen = θ_o(k)   (Ei vaihehyppyä)
              ELSE IF ((Viimeisin - Edellinen) < -Kynnys) THEN
                 Vaihesumma = Vaihesumma + 360°
                 θ_o(k) = Viimeisin + 360°
                 Edellinen = θ_o(k)   (-360° vaihehyppy)
              ELSE
                 Vaihesumma = Vaihesumma - 360°
                 θ_o(k) = Viimeisin - 360°
                 Edellinen = θ_o(k)   (+360° vaihehyppy)
              END IF   END DO
```

Vaihepisteiden $\theta_o(k)$, $k \in [1, N]$, joista vaiheenkierto on poistettu, taulukkoa käytetään seuraavaksi suoritettavassa hetkellisen taajuuspoikkeaman laskennassa. Huomattakoon että vaihenäytteet $\theta_o(k)$, joista vaiheenkierto on poistettu, ovat juuri (13):n antamat $\Delta\omega k$:n arvot, jossa $\Delta\omega k$ voi nyt saada minkä tahansa arvon (mukaalukien välin [-180°, 180°] ulkopuolella olevat arvot).

Taajuussiirrettyjen signaalien hetkellisen taajuuden laskeminen vaihetrajektorin aikaderivaatasta

Kohinan, kvantisoinnin tai taajuuden epästabiilisuuden poissaollessa hetkellinen taajuusvirhe voidaan laskea (13):sta käyttäen vain minkä tahansa kahden vaihenäytteen erotusta. Käytännössä kaikki nämä huonontavat

tekijät aiheuttavat mittausvirheitä käytettäessä vain kahta näytettä. Sen sijaan vaihetrajektorille käytetään pienimmän neliösumman lineaarista sovitusta. Tällaisen pienimmän neliösumman lineaarisesti sovitetun käyrän kulmakerroin on tällöin verrannollinen hetkelliseen taajuuteen. Kirjan M. Schwartz ja L. Shaw, Signal Processing: Discrete Spectral Analysis, Detection, and Estimation, McGraw-Hill, 1975, ss. 14-15, mukaan pienimmän neliösumman menetelmällä 2N+1 datapisteeseen $\theta_o(-N)$, ..., $\theta_o(0)$, ..., $\theta_o(N)$ sovitetun suoran kulmakerroin (S) saadaan toiminnon 149 suorittamasta seuraavasta laskutoimituksesta:

$$S = \frac{\sum_{n=-N}^{N} n\theta_o(n)}{\sum_{n=-N}^{N} n^2} \qquad (14)$$

Oletetaan että $\theta_o(n)$:n yksikköinä ovat asteet. Hetkellisen taajuusvirheen antaa tällöin

$$f_{error}\ (Hz) = d\theta/dt = S/360N \cdot L \cdot 270{,}833x10_3 \qquad (15)$$

jossa L on AD-muuntimien 107 ja 109 käyttämä ylinäytteitystekijä, so. AD-näytteitystaajuus on $L \cdot 270{,}833x10^3$ näytettä/s. On tärkeätä huomata, että taajuusvirhe riippuu (a) sisäänmenoamplitudista A ja (b) voidaan kalibroida suoraan Hz:iksi (katso (15)).

Sen jälkeen kun yhtälöstä (15) saatu taajuusvirhe on kerrottu silmukan vahvistusvakiolla α vahvistintoiminnossa 151 ja kun tämä tulos on integroitu tavanomaisessa integraattorissa 153, DA-muunnin 155 muuntaa integraattorin ulostulon analogiajännitteeksi $V_c(t)$. DA-muuntimen

155 antama analogiajännite $V_c(t)$ ohjaa VCXO:ta 115 ja sulkee siten taajuudensäätösilmukan.

Kun silmukan vahvistusvakio α on valittu sopivasti ja kun tunnetaan VCXO:n Hz/voltti -vahvistusvakio, on mahdollista lukita silmukka tarkalleen TDMA-signaalin yhden aikakehyksen aikana, koska (15):n antama taajuusvirhe voidaan suoraan kalibroida hertzeiksi.

Yleisesti puhuen, mitä suurempi on pienimmän neliösumman lineaarisessa sovitusalgoritmissa käytettyjen vaihenäytepisteiden lukumäärä, sitä pienempi on laskettu taajuusmittauksen virhe. Suuri datapisteiden lukumäärä kuitenkin vaatii myös suuren määrän laskutoimituksia. Mutkikkuuden ja taajuusmittauksen tarkkuuden välisen ristiriidan tutkimiseksi ajettiin joukko tietokonesimulointeja, joissa (a) taajuuspoikkeamaa muutettiin ±500 Hz välillä 1,95 Hz:n portain yhdellä tietoaikavälillä kullakin taajuusportaalla, (b) desimointikertoimen (M) ja pienimmän neliösumman lineaarisen sovitusalgoritmin käyttämien mitattujen datapisteiden lukumäärää muutettiin pitäen tulo $(2N+1)(M) \approx 800$, joten samaa datapisteiden väliä käytettiin jokaisessa tapauksessa.

Yhteenveto näistä simuloinneista esitetään seuraavassa.

Simulointi	M	N	2N+1	Absoluuttinen taajuusvirhe
1.	1	398	797	1 Hz
2.	20	19	39	11 Hz
3.	40	9	19	27 Hz

Koska taajuudensäätösilmukassa käytetään tavanomaista 8-bittistä DA-muunninta 155 ja koska VCXO:n 115 stabiilisuus on ±2,5 miljoonasosaa 1 GHZ:llä, joka merkitsee virheaske-

leen suuruutta 19,5 Hz, niin simuloinnissa 2 käytetyt N:n ja M:n arvot aiheuttavat taajuudenmittausvirheen, joka on noin 1/2 DA-muuntimen 155 LSB:stä verrattuna VCXO:n 115 stabiilisuuteen. Simuloinnin 2 tulos on esitetty kuviossa 3, jossa $V_C(t)$ on esitetty taajuuspoikkeaman funktiona.

Huomattakoon että sen jälkeen kun N on valittu, (14):ssä käytetty nimittäjä voidaan laskea etukäteen. Tarkoituksenmukaisuussyistä (14):ssä käytetty nimittäjä voidaan valita taajuudenmittausprosessin nopeuttamiseksi valitsemalla nimittäjä W siten, että se on 2:n potenssi, so. valitsemalla

$$S' \equiv \sum_{n=-N}^{N} n^2 S/W.$$

Käyttäen edellä määriteltyjä vakioita (15):ssä hetkellisen taajuusvirheen lauseke mitatun parametrin S' avulla esitettynä on

$$f_{error(Hz)} = \frac{S'/360 \cdot N \cdot L \cdot 270{,}8333 \times 10^3 \cdot WV}{\sum_{n=-N}^{N} n^2}$$

Parhaana pidetyssä suoritusmuodossa

$M = 20$ $\quad W = 512$

$L = 8$ $\quad V = 2048$

$N = 19$ $\quad \sum_{n=-N}^{N} n^2 = 4940$

ja siten

$$f_{error}(Hz) = 63,875 \cdot S'.$$

Esillä olevaa keksintöä käyttävää vastaanotinta käyttävä järjestelmä voi olla edellä mainituissa GSM-dokumenteissa määritelty yleiseurooppalainen järjestelmä. Kuviossa 4 esitetty ajoituskaavio liittää TDMA-purstilähetykset esillä olevan keksinnön taajuudensäätöön. Kuviossa 4 esitetyissä lähetysesimerkissä yksi lähetyskehys ja osa toisesta lähetyskehyksestä on esitetty tiedonsiirtolohkoina, jotka siirretään taajuuspoikkeamina keskellä olevan kantoaaltoaajuuden (f_c) suhteen. Kaikki nämä tietolohkot ovat tavanomaisia TDMA-aikavälejä, jotka kukin siirtävät tietoja valitulle eri vastaanottimelle. Parhaana pidetyssä suoritusmuodossa kukin kehys kestää 4,6 ms pituisen ajan, ja kukin aikaväli kestää 0,58 ms pituisen ajan.

Taajuudenkorjaussignaalin siirtämiseksi lähettimeltä eri vastaanottimille parhaana pidetty suoritusmuoto käyttää erillistä kantoaaltoaajuuden siirtoa ennalta määrätyn aikavälin, kuten esimerkiksi 401:llä esitetyn aikavälin aikana. (Tätä siirrettyä kantoaaltoa kutsutaan "puhtaaksi siniaalloksi" (PSW)). Kantoaallon siirtymä on yhtäsuuri kuin 13 MHz/192 ≈ 67,708 kHz (toleranssialueella ±0,05 miljoonasosaa = ± 0,00338 Hz). Säännöllinen TDMA-liikenne voi tapahtua seuraavina aikaväleinä, kuten on esitetty. PSW:tä ei tarvitse lähettää jokaisen kehyksen aikana; parhaana pidetty suoritusmuoto lähettää PSW:n noin 21 kertaa sekunnissa.

Esillä olevan keksinnön taajuudensäätö käsittelee PSW:n edellä selitetyllä tavalla. Kun PSW on vastaanotettu, luetaan arvo käyrältä, joka esittää taajuuspoikkeaman (hertzeinä) ja tarvittavan taajuudensäätösignaalin (millivoltteina) välistä riippuvuutta, perustuen vaihetrajekto-

rin laskennan määrittämän taajuuspoikkeaman arvoon. Määritetään se yksittäinen säätösignaalin ($V_C(t)$) arvo, joka vastaa taajuuspoikkeamaa. Tämä yksittäinen säätösignaalin arvo syötetään VCXO:n 115 sisäänmenoon yhtenä vaiheena, joka asettaa VCXO:n taajuuden 0,03 miljoonasosan tarkkuudella samaksi kuin lähetetyn TDMA-signaalin kantoaaltotaajuus. Tämä yksittäinen säätösignaalin arvo pidetään ennallaan signaalin kehysten ajan, kunnes seuraava PSW vastaanotetaan. Tällä tavoin saadaan lähetetyn kantoaaltotaajuuden ja vastaanottotaajuuden välinen nopea ja tarkka taajuuden korjaus.

Patenttivaatimukset:

1. Taajuudensäätölaite purstimoodia käyttävälle radioliikennejärjestelmälle, joka käyttää purstina lähetettävää taajuudenkorjaussignaalia seuraavan viestintäpurstin radiokantoaallon ja radiovastaanottimen vastaanottotaajuuden välisten taajuuserojen korjauksen suorittamiseksi, t u n n e t t u siitä, että tämä taajuudensäätölaite käsittää:

elimen, joka sisältää säädettävän taajuuden omaavan oskillaattorin ja joka vastaanottaa taajuudenkorjaussignaalipurstin ja jossa säädettävän taajuuden omaavan oskillaattorin ja viestintäpurstin radiokantoaaltotaajuuden välillä on taajuusero; sekä

elimen, joka on kytketty taajuudenkorjaussignaalin purstin vastaanottavaan elimeen ja joka kehittää yksittäisen säätösignaalin arvon ja joka syöttää tämän yksittäisen säätösignaalin arvon säädettävän taajuuden omaavaan oskillaattoriin mainitun taajuuseron korjaamista varten.

2. Patenttivaatimuksen 1 mukainen taajuudensäätölaite, t u n n e t t u siitä, että mainittu kehittävä elin lisäksi käsittää elimen, joka laskee ainakin yhden mainittuun taajuuseroon liittyvän vaihearvon, ja että elin, joka käsittelee viestintäpurstin, lisäksi käsittää elimen, joka muuntaa taajuudenkorjaussignaalipurstin keskenään 90° vaihe-erossa oleviksi taajuudenkorjauspurstisignaaleiksi I ja Q.

3. Patenttivaatimuksen 2 mukainen taajuudensäätölaite, t u n n e t t u siitä, että mainittu kehittävä elin lisäksi käsittää:

elimen, joka muuntaa ainakin joidenkin 90° vaihe-erossa olevien taajuudenkorjauspurstisignaalien I ja Q taajuutta ennalta määrätyn taajuuden verran;

elimen, joka näytteittää 90° vaihesiirrossa olevat taajuudenkorjauspurstisignaalit I ja Q ja kehittää I- ja Q-korjaussignaalinäytteet;

elimen, joka kehittää vaihetrajektorin ainakin jostakin I- ja Q-korjaussignaalinäytteistä; sekä

elimen, joka kompensoi tasavirtasiirtymän.

4. Patenttivaatimuksen 3 mukainen taajuudensäätölaite, t u n n e t t u siitä, että elin, joka laskee ainakin yhden vaihearvon, lisäksi käsittää elimen, joka laskee I-korjaussignaalinäytteellä jaetun Q-korjaussignaalinäytteen arcustangentin, ja että elin, joka kehittää vaihetrajektorin, lisäksi käsittää elimen, joka laskee arcustangentin ensimmäisen laskennan arcustangentin toiseen laskentaan sovittavan pienimmän neliösumman lineaarisen sovituskäyrän tuottaen siten taajuuseron ja säätösignaalin arvon välisen riippuvuuden, josta yksittäinen säätösignaalin arvo johdetaan kullakin taajuuserolla.

5. Patenttivaatimuksen 1 mukainen taajuudensäätölaite, t u n n e t t u siitä, että kehittävä elin lisäksi käsittää elimen, joka tuottaa taajuuseron ja säätösignaalin arvon välisen riippuvuuden, josta yksittäinen säätösignaalin arvo johdetaan kullakin taajuuserolla, ja että elin, joka kehittää ja syöttää mainitun yksittäisen säätösignaalin arvon taajuuseron korjaamiseksi, syöttää tämän yksittäisen säätösignaalin arvon useiden viestintäpurstien yhden kehyksen puitteissa.

6. Radiossa käytettävä automaattinen taajuudensäätöpiiri, t u n n e t t u siitä, että se käsittää:

oskillaattorielimen, joka kehittää signaalin ennalta määrätyllä nimellistaajuudella,

elimen, joka vastaanottaa viestintäsignaalin olennaisesti oskillaattorielimen taajuudella ja vertaussignaalin, jolla viestintäsignaalin taajuuteen nähden on kiinteä taajuuspoikkeama, sekä

digitaalisen elimen, joka reagoi vertaussignaaliin ja kehittää oskillaattorielimelle korjaussignaalin, joka saa oskillaattorielimen kehittämään signaalin viestintäsignaalin taajuudella.

7. Patenttivaatimuksen 6 mukainen automaattinen taajuudensäätöpiiri, t u n n e t t u siitä, että elin, joka kehittää korjaussignaalin, käsittää elimen, joka kehittää digitaalisesti korjausarvon kalibroidun S-käyrän taajuuspoikkeaman funktiona ja joka on olennaisen epäherkkä vertaussignaalin amplitudin vaihteluille.

8. Patenttivaatimuksen 6 mukainen automaattinen taajuudensäätöpiiri, t u n n e t t u siitä, että korjaussignaali saa oskillaattorielimen kehittämään signaalin, joka on enintään yhden miljoonasosan päässä viestintäsignaalin taajuudesta, yhdessä vaiheessa kymmenen järjestelmäkehyksen aikana.

9. Menetelmä vastaanottimen taajuuden säätämiseksi purstimoodia käyttävässä radioliikennejärjestelmässä, joka käyttää purstina lähetettävää taajuudenkorjaussignaalia seuraavan viestintäpurstin radiokantoaallon ja radiovastaanottimen vastaanottotaajuuden välisten taajuuserojen korjaamisen mahdollistamiseksi,
t u n n e t t u siitä, että menetelmä käsittää seuraavat vaiheet:

taajuudenkorjaussignaalipurstin vastaanottaminen ja viestintäpurstin käsitteleminen, jolla viestintäpurstilla on säädettävän taajuuden omaavan oskillaattorin ja viestintäpurstin radiokantoaallon välinen taajuusero; sekä

yksittäisen säätösignaalin arvon kehittäminen vastauksena taajuudenkorjaussignaalipurstiin sekä yksittäisen säätösignaalin arvon syöttäminen säädettävän taajuuden omaavaan oskillaattoriin taajuuseron korjaamiseksi.

10. Patenttivaatimuksen 9 mukainen menetelmä,

t u n n e t t u siitä, että viestintäpurstin käsittelyvaihe lisäksi käsittää vaiheen, jossa taajuudenkorjaussignaalipursti muunnetaan 90° vaihe-erossa oleviksi I- ja Q-taajuudenkorjauspurstisignaaleiksi, ja että ainakin yhden vaihearvon laskentavaihe on tunnettu vaiheista, joissa lasketaan I-korjaussignaalin näytteellä jaetun Q-korjaussignaalinäytteen osamäärän arcustangentti, sekä

lasketaan arcustangentin ensimmäisen laskennan arcustangentin toiseen laskentaan sovittava pienimmän neliösumman lineaarinen sovituskäyrä ja tuotetaan siten taajuuseron ja säätösignaalin arvon välinen riippuvuus, josta yksittäinen säätösignaalin arvo johdetaan kullakin taajuuserolla; ja että

mainittu kehitysvaihe käsittää lisäksi seuraavat vaiheet:

(a) lasketaan ainakin yksi taajuuserosta riippuva vaihearvo,

(b) muunnetaan ainakin joidenkin 90° vaihe-erossa olevien I- ja Q-taajuudenkorjauspurstisignaalien taajuutta ennalta määrätyn taajuuden verran,

(c) näytteitetään 90° vaihe-erossa olevat I- ja Q-taajuudenkorjauspurstisignaalit I- ja Q-korjaussignaalinäytteiden kehittämiseksi,

(d) kehitetään ainakin joistakin I- ja Q-korjaussignaalinäytteistä vaihetrajektori, ja

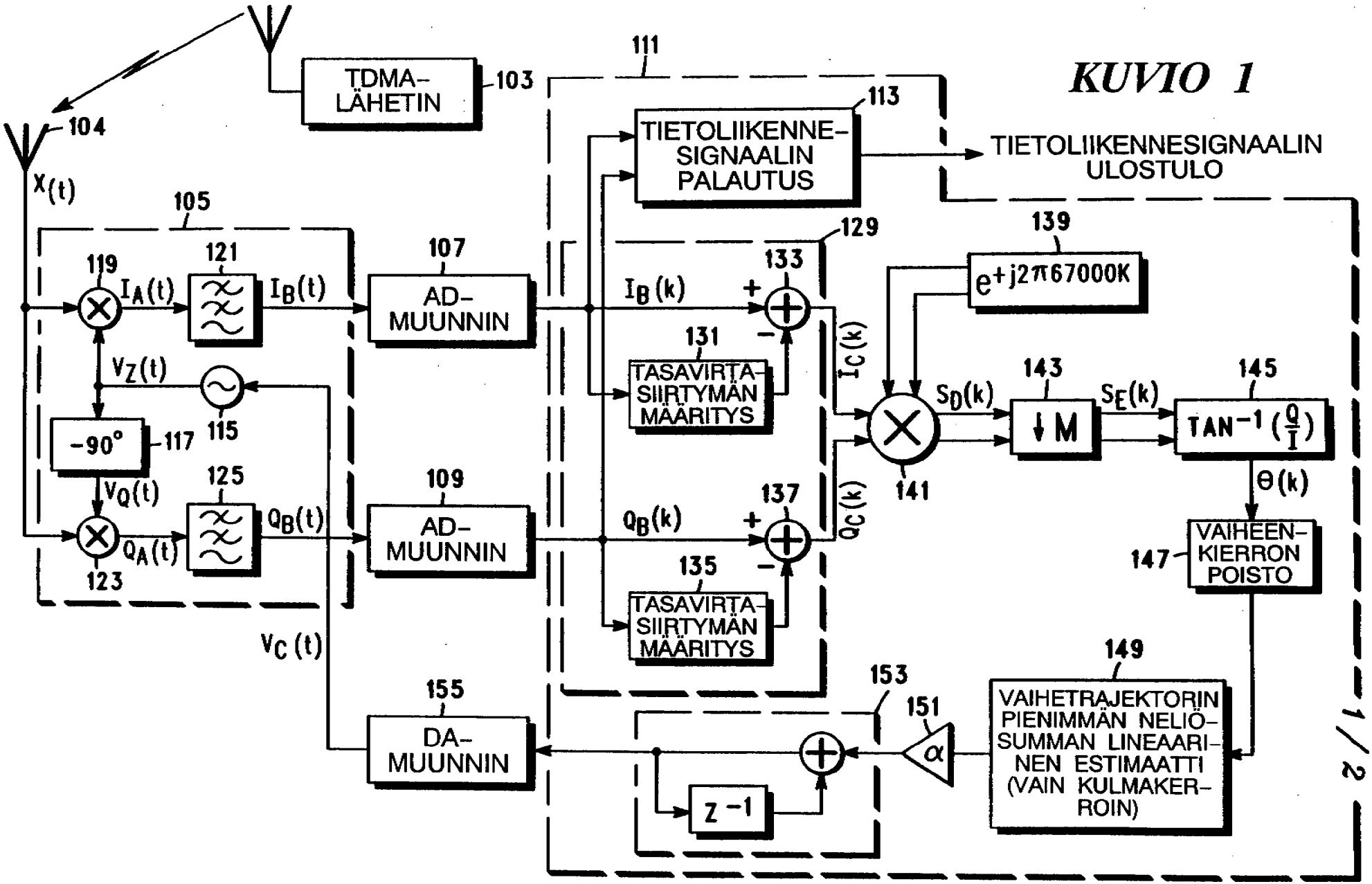
(e) kompensoidaan tasavirtasiirtymä.

(57) Tiivistelmä:
Esitys koskee taajuudensäätölaitetta ja -menetelmää, jossa digitaalisen vastaanottimen vastaanottaman signaalin ja paikallisoskillaattorin (115) taajuuden välinen taajuuspoikkeama korjataan olennaisesti yhdessä vaiheessa.

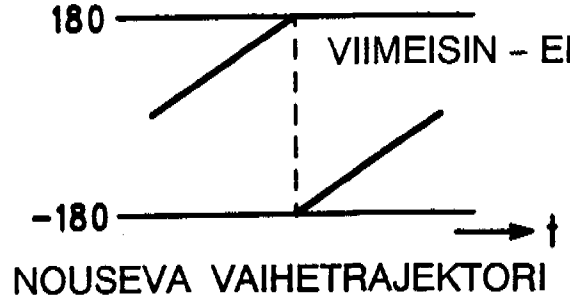
(kuvio 1)

(57) Sammandrag
Ansökningen avser en anordning och ett förfarande för frekvensreglering, där en frekvensförskjutning mellan en mottagen signal och den lokala oscillatorns (115) i en digital mottagare korrigeras väsentligen i ett steg.

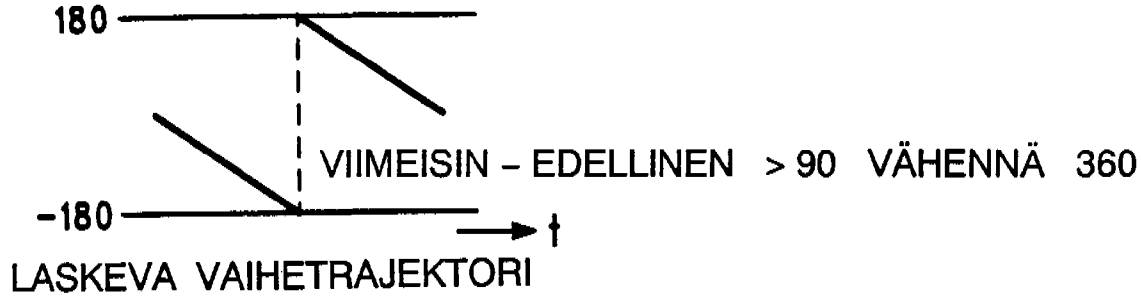
KUVIO 1



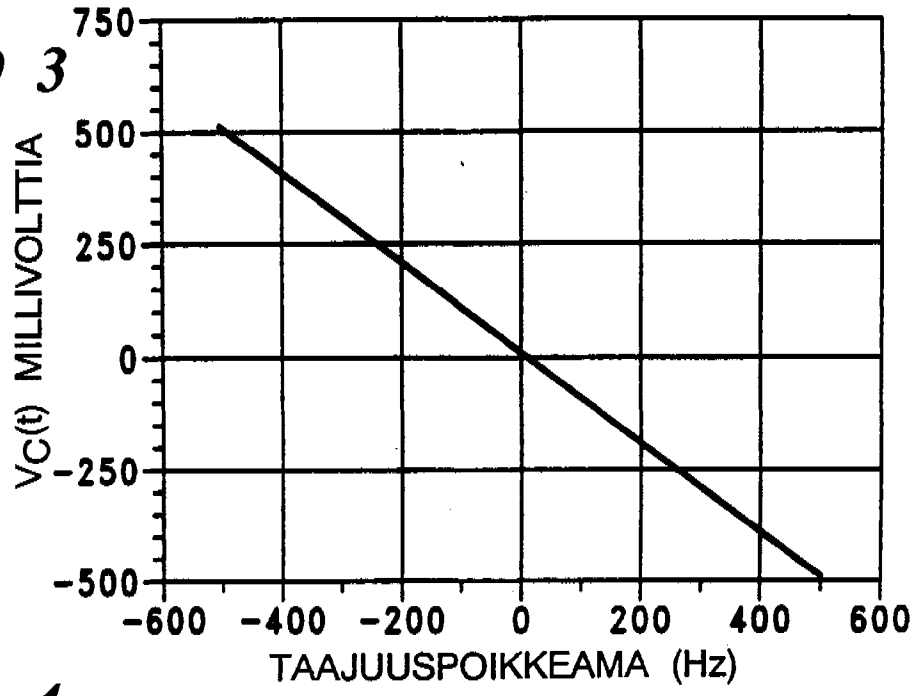
TDMA-LÄHETIN
103
104
X(t)
105
119
121
$I_A(t)$
$I_B(t)$
$V_Z(t)$
115
-90°
117
$V_Q(t)$
125
$Q_B(t)$
$Q_A(t)$
123
107
AD-MUUNNIN
109
AD-MUUNNIN
$V_C(t)$
155
DA-MUUNNIN
111
113
TIETOLIIKENNE-SIGNAALIN PALAUTUS
TIETOLIIKENNESIGNAALIN ULOSTULO
129
133
$I_B(k)$
131
TASAVIRTA-SIIRTYMÄN MÄÄRITYS
$I_C(k)$
137
$Q_B(k)$
135
TASAVIRTA-SIIRTYMÄN MÄÄRITYS
$Q_C(k)$
139
$e^{+j2\pi 67000K}$
141
$S_D(k)$
143
↓M
$S_E(k)$
145
$TAN^{-1}(\frac{Q}{I})$
$\Theta(k)$
147
VAIHEEN-KIERRON POISTO
149
VAIHETRAJEKTORIN PIENIMMÄN NELIÖ-SUMMAN LINEAARI-NEN ESTIMAATTI (VAIN KULMAKER-ROIN)
151
α
153
z^{-1}



KUVIO 2



KUVIO 3



KUVIO 4

