



F 1000113117B



SUOMI - FINLAND
(FI)

PATENTTI- JA REKISTERIHALLITUS
PATENT- OCH REGISTERSTYRELSEN

(12) PATENTTIJULKAISU
PATENTSKRIFT

(10) FI 113117 B

(45) Patentti myönnetty - Patent beviljats

27.02.2004

(51) Kv.lk.7 - Int.kl.7

H04L 5/22, H04J 11/00

(21) Patenttihakemus - Patentansökning

933776

(22) Hakemispäivä - Ansökningsdag

27.08.1993

(24) Alkupäivä - Löpdag

27.02.1992

(41) Tullut julkiseksi - Blivit offentlig

27.08.1993

(86) Kv. hakemus - Int. ansökan

PCT/NL92/00039

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

28.02.1991 GB 9104241 P

(73) Haltija - Innehavare

1 •Koninklijke Philips Electronics N.V., Groenewoudseweg 1, 5621 BA Eindhoven, ALANKOMAAT, (NL)

(72) Keksijä - Uppfinnare

1 •Philips, Norbert Jeanne Louis, Pleinstraat 135, 3001 Leuven, BELGIA, (BE)

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

(54) Keksinnön nimitys - Uppfinningens benämning

Järjestelmä digitaalisen datan radiolähteykseen ja vastaanottoon, tällaisessa järjestelmässä käytettävä vastaanotin ja lähetin
System för radiosändning och -mottagning av digital data, mottagare och sändare som används i detta system

(56) Viitejulkaisut - Anförda publikationer

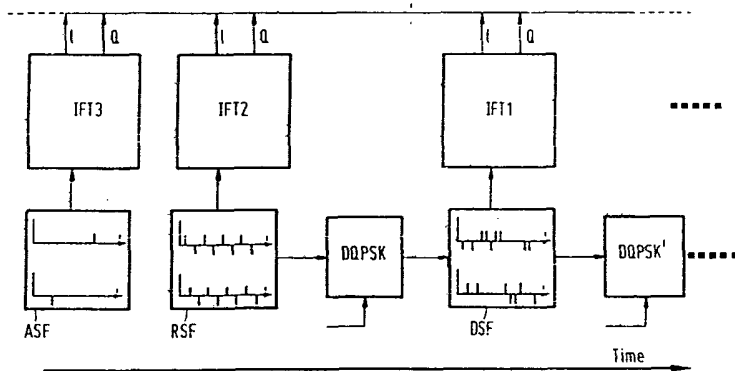
US 5228025 A, US 5191576 A, US 4621355 A, US 4301530 A

(57) Tiivistelmä - Sammandrag

Järjestelmä digitaalisen datan radiolähteykseen ja vastaanottoon aikajakaisilla monikanavilla, datan ollessa ryhmitettyinä kehyksinä jotka kaikki käsittävät monikantaaallosymboleja, mukaanlukien datasympolit ja järjestelmäsymbolit, jokaisen symbolin käsittäessä joukon ortogonaalisesti taajuusjakoisesti multipleksoituja kantaaltoa, jotka sijaitsevat tasavälein taajuusrasterin kantaallosijainneissa. Mahdollisuuden tarjoamiseksi tällaisessa järjestelmässä vastaanottimen paikallisen oskillaattorin dynaamiseen ja tarkkaan synkronointiin lähettimen oskillaattoriin, sallien vastaanottimen paikallisen oskillaattorin paljon laajemman vapaan toiminnan toleranssialueen kuin tunnetulla vastaanottimella, tunnettu siitä, että mainitut kehykset sisältävät taajuusreferenssi-symboleja, jokaisen sisältäessä informaatiota

tiota huippuarvon tuottamiseksi taajuusrasterin vähintään yhdessä referenssihuippusijainnissa vähintään yhden näennäiskantaaallon erottamana jokaisen tällaisen datakantaallosymboleja, kummastakin reunasta ja vähintään kahden näennäiskantaaallon erottamana jokaisen tällaisen datakantaallosymboleja, mahdollisen seuraavan referenssihuippusijainnin datakantaallosymboleja.

System för radiosändning och -mottagning av digital data i tidsindelade multiplexade kanaler, varvid datan grupperats i block, vilka alla omfattar flerbärvågssymboler inkluderande datasymboler och systemsymboler, varvid varje symbol omfattar en grupp av ortogonalt frekvensindelade multiplexade bärvågor belägna med jämna, mellanrum i frekvensrastrets bärvågspositioner. För att vid ett sådant system möjliggöra en dynamisk och exakt synkronisering av mottagarens lokaloscillator med sändarens oscillator tillåtande en frigångstoleransvidd i mottagarens lokaloscillator mycket större än i en bekant mottagare kännetecknas systemet av, nämnda block inkluderar frekvensreferenssymboler, var och en med information för generering av ett toppvärde i åtminstone en referensposition i frekvensrastret åtskild med åtminstone en bärvågsposition från frekvensrastrets vardera kanter och med åtminstone två, bärvågspositioner från en eventuell påföljande referensposition.



Järjestelmä digitaalisen datan radiolähetykseen ja vastaanottoon, tällaisessa järjestelmässä käytettävä vastaanotin ja lähetin

5 Tämä keksintö liittyy järjestelmään digitaalisen datan radiolähetykseen ja vastaanottoon aikajakaisilla monikanavilla, datan ollessa ryhmitettynä kehyksinä jotka kaikki käsittävät monikantoaaltosymboleja, mukaanlukien datasympolit ja järjestelmäsymbolit, jokaisen symbolin
10 käsittäessä joukon ortogonaalisesti taajuusjakoisesti multipleksoituja kantoaaltoja, jotka sijaitsevat tasavälein taajuusrasterin kantoaaltosijainneissa.

 Keksintö liittyy myöskin tällaisessa järjestelmässä käytettävään vastaanottimeen ja lähettimeen.

15 Tällainen järjestelmä kuten myös siinä käytettävä vastaanotin ja lähetin tunnetaan esimerkiksi B. Le Flochin et al kirjoituksesta "Digital Sound Broadcasting to Mobile Receivers" (Digitaaliset ääniradiolähetykset siirrettäviin vastaanottimiin), joka julkaistiin elokuussa 1989 julkaisun "IEEE Transactions on Consumer Electronics", Volume
20 35, numerossa 3.

 Yllä mainitun tunnetun järjestelmän jokaisessa symbolien sisäisessä kantoaaltosijainnissa on joko datakantoaalto tai näennäiskantoaalto, ikkunanpituuden ollessa
25 vähintään matalimman datakantoaaltotaajuuden jakson mittainen ja näennäiskantoaaltojen signaalitehon ollessa nol-la.

 Lähetettävä digitaalinen data moduloidaan mainittuihin datakantoaaltoihin käyttäen differentiaalista kvadratuurivaihesiirtomodulaatiota (DQPSK). Kantoaallot muutetaan sen jälkeen käänteisen FFT-prosessorin (nopea fouriermuunnos) avulla I- (samavaihe) ja Q- (kvadratuuri) aikasignaaleiksi, jonka jälkeen nämä signaalit kvadratuurimoduloidaan lähetyskantaaltoon. Tätä järjestelmää voidaan käyttää digitaalisten äänisignaalien radiolähetykseen
35 ja sitä sanotaan sen vuoksi OFDM DAB-järjestelmäksi (Ort-

hogonal Frequency Division Multiplex Digital Audio Broadcasting, Ortogonaalinen taajuusjakoisesti multipleksoitu digitaalinen ääniradiolähetys).

Vastaanottimessa toteutuu käännetty signaalinkäsittely: käyttämällä paikallista viritysoskillaattoria jota seuraa kvadratuuridemodulaattori yllämainitut kantataajuiset I- ja Q-aikasignaali johdetaan vastaanotetusta kvadratuurimoduloidusta lähetyskantaallosta. Analogidigitaalimuunnoksen jälkeen nämä kantataajuiset I- ja Q-aikasignaali syötetään FFT-prosessoriin, jota seuraa erotusdemodulaattori, piiri näytteiden limityksen purkamista ja virheenkorjausta varten, äänen dekodauslaite ja äänentoistovälineet.

Tyypillisessä suoritusmuodossa käytetään 512 pisteen FFT-prosessoria 448 datakantaallon moduloimiseen, jäljelle jäävien 64 kantaallon ollessa näennäiskantaalloja, joilla ei ole signaalitehoa eikä täten siirtokapasiteettia. Datakantaallot täyttävät taajuusrasterin keski-alueen näennäiskantaallojen sijaitessa kahdessa keskenään yhtä suuressa ryhmässä mainitun datakantaalloryhmän vieressä. Näennäiskantaallot täyttävät täten taajuusrasterin kummankin reunan taajuusalueet, jotka sijaitsevat suodat-timen ylimenokaistoissa, joita käytetään hyötysignaalin valitsemiseksi vastaanotinpuolella.

Jokaista symbolia edeltää huomiojakso monireitti-vaikutusten hoitamista varten. Jokainen kehys alkaa järjestelmäsymbolien joukolla käsittäen nollasymbolin, jota käytetään kehysten synkronointiin sekä kanavaominaisuuksien ja seuraavassa referenssisymboliksi kutsutun vaihereferenssisymbolin määräämiseen, vaiheen alkureferenssin luomiseksi.

Kantaalltovuotojen välttämiseksi FFT-ikkunan on oltava kantataajuisien signaalien jakson kokonaislukumoni-kerta. Tämä merkitsee että vastaanottimen paikallisen oskillaattorin taajuus saa poiketa lähettimen paikallisen

oskillaattorin taajuudesta vain hyvin vähän. Tyypillinen symbolijakson $T_s = 1\ 250$ mikrosekuntia omaavan yhden taajuuden verkon (SFN) poikkeama-arvo on 25 MHz, eli 0.2 ppm verrattuna taajuuteen 125 MHz.

5 Yllämainitun kirjoituksen järjestelmä käsittää AFC-järjestelmän (Automatic Frequency Control, automaattinen taajuuden säätö), joka perustuu DQPSK-signaalivektorin järjestelmällisen odotusarvosta poikkeamisen tunnistamiseen. Täten on mahdollista tunnistaa ja korjata enintään
10 ± 45 asteen vaihepoikkeamat. Erotusmodulaation käyttämisen takia tämä vastaa maksimitaajuuspoikkeamaa $\pm 1/8 T_s$.

Yllä selostetussa SFN:n esimerkissä paikallisen oskillaattorin vaadittu stabiliteetti tai vapaan toiminnan taajuustoleranssialaue on siten 100 Hz, eli 0,8 ppm verrattuna taajuuteen 125 MHz.
15

Keksinnön ensimmäisenä tarkoituksena on tarjota järjestelmässä digitaalisen datan radiolähetystä ja vastaanottoa varten mahdollisuus vastaanottimen paikallisen oskillaattorin dynaamiseen ja tarkkaan synkronointiin lähettimen oskillaattoriin, sallien vastaanottimen paikallisen oskillaattorin paljon laajemman vapaan toiminnan toleranssialueen kuin tunnetulla vastaanottimella. Tällaiset paikalliset oskillaattorit ovat suhteellisen halvat.
20

Keksinnön toisena tarkoituksena on tarjota AFC-piirillä varustettu vastaanotin käytettäväksi tällaisessa viimeksimainitussa järjestelmässä vastaanottimen paikallisen oskillaattorin taajuuden karkean virityksen suorittamiseksi lähettimen paikallisen oskillaattorin taajuuteen, vastaanottimen soveltuessa erityisesti käytettäväksi yhdistettynä AFC-hienosäätöpiiriin tämän tasakäyntialueen huomattavaksi laajentamiseksi ja salliessa suhteellisen halvan paikallisen oskillaattorin käytön vastaanottimessa.
30

Keksinnön kolmantena tarkoituksena on tarjota AFC-piirillä varustettu vastaanotin käytettäväksi viimeksi mainitussa järjestelmässä vastaanottimen paikallisen os-
35

5 killaattorin taajuuden hienovirityksen suorittamiseksi lähettimen paikallisen oskillaattorin taajuuteen, vastaanottimen tasakäyntialueen ollessa laajempi kuin tunnetussa vastaanottimessa ja sen sallien paljon halvemmän paikallisen oskillaattorin käytön kuin tunnettu vastaanotin.

Keksinnön neljäntenä tarkoituksena on tarjota lähettin joka soveltuu käytettäväksi kaikkien viimeksi mainittujen vastaanottimien kanssa.

10 Mainitun ensimmäisen tarkoituksen toteuttamiseksi keksinnön mukainen järjestelmä digitaalisen datan radiolähetykseen ja vastaanottoon aikajakoisilla monikanavilla, datan ollessa ryhmitettynä kehyksinä jotka kaikki käsittävät monikantoaaltosymboleja, mukaanlukien datasympolit ja järjestelmäsymbolit, jokaisen symbolin käsittäessä joukon ortogonaalisesti taajuusjakoisesti multipleksoituja
15 kantaaltoja, jotka sijaitsevat tasavälein taajuusrasterin kantaaltosijainneissa, on tunnettu siitä, että mainitut kehykset sisältävät taajuusreferenssisymboleja, jokaisen käsittäessä informaatiota huippuarvon tuottamiseksi taajuusrasterin ainakin yhteen referenssihuippukohtaan erotettuna vähintään yhdellä kantaaltovälillä taajuusrasterin kummastakin reunasta ja vähintään kahdella kantaaltovälillä mahdollisesta seuraavasta referenssihuippukohdasta.
20

25 Kuten jo edellä mainittiin, jokaisen symboliensäisen kantaaltosijainnin täyttää joko datakantaalto tai näennäiskantaalto, näennäiskantaaltojen ollessa vailla signaalitehoa.

30 On suositeltavaa että edellämäinittu keksinnön mukainen järjestelmä on tunnettu siitä, että jokainen taajuusreferenssisymboli käsittää huippusignaali-tehoisen kantaallon jokaisessa referenssihuippukohdassa, jokaisen tällaisen datakantaallon ollessa erotettuna taajuusrasterin kummastakin reunasta vähintään yhdellä näennäiskantaal-

lolla ja mahdollisen seuraavan referenssihuippukohdan datakantoaallostaa vähintään kahdella näennäiskantoaalloilla.

Keksinnön mainitun toisen tarkoituksen toteuttamiseksi, yllä mainitussa keksinnön mukaisessa järjestelmässä
5 käytettäväksi tarkoitettu vastaanotin on tunnettu siitä, että siinä on välineet vastaanotetun taajuusreferenssisymbolin taajuusrasterin jokaisen huippuarvon taajuussijainnin tunnistamiseen, välineet ensimmäisen AFC-signaalin johtamiseen viimeksimainitun sijainnin ja alkuperäisen referenssihuippusijainnin välisestä erotuksesta, syötet-
10 täessä mainittu ensimmäinen AFC-signaali taajuudenohjausvälineisiin mainitun taajuuseron pienentämiseksi.

Keksinnön kolmannen tarkoituksen toteuttamiseksi, keksinnön mukaisessa järjestelmässä käytettäväksi tarkoi-
15 tettu vastaanotin on tunnettu siitä, että siinä on välineet välittömästi huippusijainnin kummallakin puolella sijaitsevissa kantoaaltosijainneissa esiintyvien vuotokomponenttien suhteen määrittelyyn, välineet toisen AFC-signaalin johtamiseen tästä suhteesta signaalin vaihdel-
20 lessa riippuvaisena suhteesta, syötettävässä mainittu toinen AFC-signaali taajuudenohjausvälineisiin mainitun suhteen ja arvon yksi välisen eron pienentämiseksi.

On suositeltavaa että viimeksi mainittu keksinnön mukainen vastaanotin on tunnettu siitä, että mainittu toinen AFC-signaali vaihtelee välittömästi huippusijainnin kummallakin puolella sijaitsevissa kantoaaltosijainneissa esiintyvien vuotokomponenttien tehosuhteen mukaan.

Toinen viimeksi mainitun vastaanottimen suositeltava suoritusmuoto on tunnettu siitä, että vastaanotettuun taajuusreferenssisymboliin kohdistuu ikkunasiignaalikäsittely kantoaaltovuotokomponenttien tehon painottamiseksi
30 lisääntyvästi referenssihuippusijainnin suunnassa.

Keksinnön neljännen tarkoituksen toteuttamiseksi, keksinnön mukaisen ensimmäisen patenttivaatimuksen mukaisessa järjestelmässä käytettävä lähetin on tunnettu siitä,
35

että siinä on signaaligeneraattori mainitun taajuusreferenssisymbolin tuottamiseksi.

On suositeltavaa että tällainen lähetin on tunnettu siitä, että mainittu signaaligeneraattori käsittää väli-
5 neet huippusignaali-tehotason omaavan datakantoaallon tuottamiseksi jokaisen taajuusreferenssisymbolin jokaisessa referenssihuippukohdassa, vähintään yhden näennäiskantoaallon erottaessa jokaisen tällaisen datakantoaallon taajuusrasterin kummastakin reunasta ja vähintään kahden näennäiskantoaallon erottaessa jokaisen tällaisen datakantoaallon mahdollisen seuraavan referenssihuippusijainnin datakantoaallosta.
10

Seuraavassa selostetaan keksinnön esimerkki viitaten piirustukseen.

15 Kuvioissa 1a ja 1b on lineaarisella asteikolla esitetty keksinnön mukaisen vastaanotetun AFC-symbolin spektriteho, symbolin käsittäessä yhden datakantoaallon ilman taajuuspoikkeamaa ja taajuuspoikkeamalla 30 % mainitussa järjestyksessä.

20 Kuvioissa 2a ja 2b on esitetty vastaavat kaaviot Hanningin ikkunan käytön jälkeen.

Kuvion 3 vuokaavio esittää ensimmäisen eli karkean AFC:n yhdistettynä keksinnön mukaiseen hienosäädön AFC-signaalin johtamisalgoritmiin.

25 Kuviossa 4 on esitetty keksinnön mukaisen DAB-vastaanottimen lohko-kaavio.

Kuviossa 5 on esitetty DAB-lähettimessä tapahtuvan keksinnön mukaisen AFC-symbolin tuottaminen.

30 Kuviossa 6 on esitetty keksinnön mukaisen DAB-lähettimen lohko-kaavio.

Kuvio 1a esittää lineaarisella asteikolla keksinnön mukaisen, seuraavassa myös AFC-symboliksi kutsutun taajuusreferenssisymbolin FFT:llä (nopealla fouriermuunnoksella) ja suorakaideikkunalla lasketun spektritehon, symbolin käsittäessä yhden datakantoaallon. Tässä esimerkissä
35

esitetty AFC-symboli käsittää mainitun yhden datakantaal-
lon taajuudella esiintyvän yhden huippuarvon, josta seu-
raavassa myöskin käytetään nimitystä alkureferenssihuip-
pusijainti eli referenssihuippusijainti. Jos tällainen
5 AFC-symboli lähetetään ja vastaanotetaan ilman taajuus-
poikkeamaa, vastaanotetun AFC-symbolin FFT:llä (nopealla
fouriermuunoksella) ja suorakaideikkunalla laskettu taa-
juusspektri on identtinen kuviossa 1a esitetyn taajuus-
spektrin kanssa.

10 Jos kuitenkin siirron aikana tapahtuu 30,0 % taa-
juuspoikkeama, vastaanotetun AFC-symbolin FFT:llä (nopeal-
la fouriermuunoksella) ja suorakaideikkunalla laskettu
taajuusspektri on lineaarisella asteikolla kuvion 1b mu-
kainen. Johtuen taajuuspoikkeamasta esiintyy signaalitehon
15 hajontaa, jonka tuloksena on epäsymmetriset vuotokomponen-
tit referenssihuippusijainnin viereisillä taajuuksilla.
Taajuuspoikkeaman suunta on johdettavissa näiden vuotokom-
ponenttien tasojen suhteesta, ja taajuuspoikkeaman amplitu-
di on johdettavissa tästä suhteesta ja näiden tasojen amp-
litudeista suhteessa referenssihuippusijainnin huippuar-
20 voon.

Kuviossa 2a on lineaarisella asteikolla esitetty
yhden datakantaalla kohdalla huippuarvon käsittävän AFC-
symbolin spektriteho, vastaanoton tapahtuessa ilman taa-
juuspoikkeamaa ja käyttäen FFT:tä ja Hanningin ikkunaa.
25

Kuviossa 2b on lineaarisella asteikolla esitetty
yhden datakantaalla kohdalla huippuarvon käsittävän AFC-
symbolin spektriteho, vastaanoton tapahtuessa taajuuspoik-
keamalla ja käyttäen FFT:tä ja Hanningin ikkunaa.

30 Kuvissa 2a ja 2b on esitetty vuotokomponenttien
valikoiva vahvistus, joka on aikaansaataavissa käyttämällä
näiden vuotokomponenttien laskennassa FFT-algoritmia ja
Hanningin ikkunaa.

35 Kuviossa 6 on esitetty keksinnön mukaisen DAB-lä-
hettimen lohkoakaavio, joka käsittää rinnakkaiset DAB-kan-

vat a, b, ...n käsittäen äänikoodauslaitteet SCa...Scn ja niihin kytketyt virheenkoodauslaitteet ECa...ECn mainituissa järjestyksissä. Virheenkoodauslaitteiden ECa...ECn ulostulot on kytketty ensimmäiseen kanavointilaitteeseen

5 MUX1 DAB -kanavien a-n rinnakkaisulostulobittisekvenssien muuntamiseksi yhdeksi digitaalisten databittien sarjasekvenssiksi. Ensimmäinen kanavointilaitte MUX1 syöttää digitaalisten databittien sarjan erotusmodulaattoriin DM. DM:n yksi ulostulo on kytkettynä yhden symbolin viiveyksikön D

10 kautta toisen kanavointilaitteen MUX2 tuloon, tämän toisen kanavointilaitteen MUX2 ollessa kytkettynä DM:n tuloon. DM, D ja MUX2 toimivat taajuusalueen differentiaalisena kvadratuurivaihesiirtomodulaattorina (DQPSK). Alku- eli referenssivaihe syötetään kanavointilaitteeseen MUX2 generaattorista RSF taajuusalueen referenssisymbolien tuottamiseksi siten että syntyy yksi referenssisymboli jokaista kehystä kohti. Kehyksen sisäisen datasympoolien sekvenssissä referenssisymbolia käytetään vaihereferenssinä referenssisymbolia seuraavan ensimmäisen datasympoolin erotusmodulaatiossa, kun taas toisen datasympoolin erotusmodulaatiossa käytetään ensimmäistä datasympoolia vaihereferenssinä jne.

DQPSK-modulaattorin ulostulo on kytketty ensimmäiseen käänteisfouriermuunnoksen suorittavaan laitteeseen

25 IFT1. IFT1 suorittaa DQPSK-modulaattorin ulostulosignaalin digitaalisen käänteisfouriermuunnoksen muuntaen täten nämä ulostulosignaalit taajuusalueelta aika-alueelle. IFT1:n aika-alue-signaaleihin lisätään generaattorin RSF referenssisymbolit sen jälkeen kun ne on muunnettu taajuusalueelta aika-alueelle toisessa käänteisfouriermuunnoksen suorittavassa laitteessa IFT2:ssa. Täten saadut aika-alueen referenssisymbolit ja datasympoolit ryhmitetään sen jälkeen kehyksiin kehystenmuodostuslaitteessa FB, jossa jokaiseen kehykseen lisätään nollasympooli siten että se

30 edeltää kaikki muut kehyksensisäiset symbolit (katso kuvi-

35

oita 5a ja 5b). Kehystenmuodostuslaite FB on kytketty digitaalialalogiamuunnin- ja suodinlaitteen DAC tuloon. DAC:n ulostulo on kytketty kvadratuurimodulaatioasteeseen QM digitaalialalogiamuunnin- ja suodinlaitteen DAC ulostulosignaalien kvadratuurimoduloimiseksi. QM on kytketty RF-modulaattoriin M DAB-signaalin moduloimiseksi radiotaajuiseen päälähetyskantaaltoon. Valikoivan suodatuksen jälkeen RF-moduloitu DAB-signaali lähetetään RF-antennilaitteen ANT kautta.

10 Edellä kuvattu DAB-lähetin on sinänsä tunnettu esimerkiksi M. Allardin et al kirjoituksesta "Principles of Modulation and Channel Coding for Digital Broadcasting for Mobile Receivers" (Moduloinnin ja kanavakoodauksen periaatteita siirrettäville vastaanottimille tapahtuvia digitaalisiä radiolähetystyksiä varten), joka julkaistiin elokuussa 1987 julkaisun "EBU Review Technical" numerossa 224. Keksinnön oikean ymmärtämisen takia ei ole tarpeen perehtyä seikkaperäisemmin esitetyn DAB-lähettimen eri lohkojen toimintoihin. Tämän tunnetun DAB-lähettimen tarkkaa ja seikkaperäistä selostusta varten viitataan viimeksimainittuun kirjoitukseen.

25 Keksinnön mukainen DAB-lähetin käsittää lisänä verrattuna edellämainittuun tunnettuun lähettimeen generaattorin AST taajuusreferenssisymbolien tuottamiseen, joita seuraavassa myöskin kutsutaan AFC-symboleiksi. Kuviossa 6 esitetyssä suoritusmuodossa yksi AFC-symboli lisätään jokaisen kehysten nollasymbolin jälkeiseen aika-alueeseen. AFC-symbolit sisältävät informaatiota ainakin yhden referenssihuippusijainnissa esiintyvän huippuarvon tuottamiseen erotettuna vähintään yhdellä kantaalto välillä taajuusrasterin kummastakin reunasta ja vähintään kahdella kantaalto välillä mahdollisesta seuraavasta referenssihuippukohdasta. Käytännössä AFC-symbolit voivat käsittää useamman kuin yhden huippuarvon. Kuvio 1a, joka esittää

yhden huippuarvon taajuusrasterissaan sisältävän AFC-symbolin spektrin, on esitetty ainoastaan esimerkin vuoksi.

Kuviossa 5a on aikaskaalassa toiminnallisina lohkoina esitetty miten lopullinen kantataajuinen DAB-signaali on muodostettu eri symboleista. AFC-symbolien tuottaminen aika-alueella toteutuu generaattorissa ASF, ja lohkoissa ASF on esitetty tällaisen AFC-symbolin esimerkin kompleksinen taajuusspektri. ASF yhdessä kolmannessa käänteisfouriermuunnoksen suorittavassa laitteessa IFT3 tapahtuvan käänteisfouriermuunnoksen kanssa tuottaa aika-alueen AFC-symboleja ja toimii sinänsä samoin kuin edellä mainittu generaattori AST. Kuviossa 5a on myöskin esitetty edellä mainitun generaattorin RSF toiminta taajuusalueen referenssisymbolien tuottamiseksi. Referenssisymbolin kompleksinen taajuusspektri voi olla esimerkiksi lohkoissa RSF esitetyn mukainen. Generaattori RSF on kytketty toiseen käänteisfouriermuunnoksen suorittavaan laitteeseen IFT2. Yllä mainitut taajuusalueen referenssisymbolit syötetään DQPSK-modulaattoriin yhdessä kanavointilaitteesta MUX1 tulevan digitaalisen bittivirran kanssa. Kuten jo edellä on mainittu nämä digitaaliset datat differentiaalikvadratuurivaihesiirtomoduloidaan DQPSK-modulaattorissa RSF:stä tulevan referenssisymbolin avulla. Referenssisymbolia seuraavan kehyksen ensimmäinen datasympoli erotusmoduloidaan referenssisymbolin osoittamalla vaihereferenssillä, tuloksena kuvion 5a lohkon DSF mukaisen kompleksisen taajuusspektrin omaava signaali. Tätä ensimmäistä datasympolia käytetään vaihereferenssinä lohkon DQPSK' edustaman toisen datasympolin erotusmoduloinnissa jne. Täten saadut DQPSK-mosuloidut digitaaliset datat käänteisfouriermuunnetaan yksikössä IFT1 ja muutetaan täten aika-alueelle. Yksiköiden IFT1, IFT2 ja IFT3 aika-alueen I- ja Q-ulostulosignaalit, se on aika-alueen datasympolit DS1...DSm, aika-alueen referenssisymbolit RS ja aika-alueen AFC-symbolit AS ryhmitetään sen jälkeen kehyksiksi kehystenmuodostuslaittees-

sa FB. Kuten jo edellä mainittiin niin sanottu nollasymboli lisätään FB:ssä jokaiseen kehykseen, tämän nollasymbolin edeltäessä kaikki muut kehyksen symbolit. Tuloksena on kuviossa 5b esitetty aika-alueen DAB-signaali, jokaisen kehyksen alkaessa nollasymbolilla ZS, jota seuraa AFC-symboli AS ja datasympolit DS1...DSm.

Kuviossa 4 on esitetty keksinnön mukaisen DAB-vastaanottimen lohkokaavio käsittäen RF-suotimen RF, jonka tulo on kytketty RF-antenniin A ja ulostulo ensimmäiseen ohjattuun vahvistimeen CA1. Vahvistimen CA1 yksi ulostulo on kytketty sekoittimeen M halutun radiotaajuuden DAB-vastaanottosignaalin muuttamiseksi keskitaajuiseksi (IF) DAB-signaaliksi. Tämä aikaansaadaan syöttämällä viritysoskillaattoritaajuus paikallisesta viritysoskillaattorista TO sekoittimeen M. TO voidaan sisällyttää taajuussyntetisaattoriin (ei esitettyinä). Sekoittimen M yksi ulostulo on kytketty keskitaajuuden suotimen IF kautta toiseen ohjattuun vahvistimeen CA2. Vahvistimien CA1 ja CA2 ohjaustuloihin syötetään automaattisen vahvistuksen säädön (AGC) signaali AGC-signaaligeneraattorista AGC. Toisen ohjatun vahvistimen CA2 yksi ulostulo on kytketty kvadratuuridemodulaattoriin keskitaajuuden DAB-signaalin demoduloimiseksi kantataajuisiksi kvadratuuriksi DAB-signaaleiksi, demodulaattorin käsittäessä samavaihe- (I) ja kvadratuurisignaali-
 25 äylissä (Q) samavaihe- ja kvadratuurisekoittimet MI ja MQ mainitussa järjestyksessä, joihin syötetään paikallisoskillaattorikvadratuuritaajuudet paikallisesta oskillaattorista LO. Sekoittimien MI ja MQ ulostulot on kytketty kantataajuisiin samavaihe- ja kvadratuurisuotimiin LP1 ja
 30 LPQ mainitussa järjestyksessä, jotka on kytketty samavaihe- ja kvadratuurianalogidigitaalimuuntimiin ADI ja ADQ. Muuntimien ADI ja ADQ ulostulot on kytketty digitaaliseen fouriermuunnoslaitteeseen DFT. DFT muuttaa aika-alueen kvadratuurisignaalit taajuusalueelle. DFT:n yksi ulostulo
 35 on kytketty erotusdemodulaattoriin DD, joka vuorostaan on

kytketty näytteiden limittäisyyden purku- ja virheenkor-
jauslaitteen SDI yhteen tuloon. SDI:n yksi ulostulo on
kytketty äänidekoodauslaitteeseen SD, joka syöttää signaa-
linsa äänivahvistimeen AMP. Äänivahvistin AMP on kytketty
5 välineisiin L äänentoistoa varten.

Kantataajuisten samavaihe- ja kvadratuurisuotimien
LPI ja LPQ ulostulot on kytketty aikakantapiiriin TC ja
myöskin edellä mainitun AGC-signaaligeneraattorin AGC tu-
loihin. Esimerkiksi aiakakantapiirin ja paikallisen viri-
10 tysoskillaattorin virityksen ohjaus toteutuu mikroproses-
sorista MP, joka vuorostaan on manuaalisesti ohjattavissa
näppäimistöä. Edellä selostettu DAB-vastaanottimen osa
on sinänsä tunnettu esimerkiksi Bernard Le Flochin kirjoi-
tuksen "Digital Sound Broadcasting to Mobile Receivers"
15 (Digitaaliset ääniradiolähetykset siirrettäviin vastaanot-
timiin) kuvioista 12, mikä kirjoitus julkaistiin elokuussa
1989 julkaisun "IEEE Transactions on Consumer Electro-
nics", Volume 35, numerossa 3. Tarkka ja seikkaperäinen
kuviossa 4 esitettyjen erillisten lohkojen selostus ei ole
20 tarpeen keksinnön ymmärtämiseksi ja se on johdettavissa
yllä mainitusta kirjoituksesta.

Kuviossa 4 esitetty keksinnön mukainen DAB-vastaan-
otin käsittää yllämainitun tunnetun DAB-vastaanottimen
lisäksi automaattisen taajuudensäätölaitteen AFC. Kuten
25 seuraavassa selvitetään johtaa AFC-laite AFC ensimmäisen
eli karkean AFC-signaalin ja toisen eli hienon AFC-signaa-
lin vastaanotetuista AFC-symboleista. AFC-laitteen AFC
yksi tulo on tämän vuoksi kytketty kvadratuurisignaali-
liin esimerkiksi kantataajuisten samavaihe- ja kvadratuu-
30 risuotimien LPI ja LPQ ulostuloissa. AFC-laitteen AFC
ulostulot on kytketty paikalliseen viritysoskillaattoriin
TO ja paikalliseen oskillaattoriin LO mainitun ensimmäisen
eli karkean AFC-signaalin ja mainitun toisen eli hienon
AFC-signaalin syöttämiseksi niihin mainitussa järjestyk-
35 sessä, vastaanotetun DAB-signaalin automaattista taajuus-

säätöä varten tai sen taajuuden synkronoimiseksi lähetetyn DAB-signaalin taajuuteen. Kuviossa 4 esitettyssä suoritusmuodossa oskillaattori(t) TO ja/tai LO toimii/toimivat taajuudensäätövälineinä mainitun taajuussynkronoinnin aikaansaamiseksi. On selvää että AFC-laitteen AFC molempia AFC-ulostulosignaaleja hyvin voidaan käyttää joko TO:n tai LO:n tai muiden tunnettujen vaihtoehtoisten taajuudensäätövälineiden ohjaukseen, ja että riippuen tavasta jolla AFC-symbolit erotetaan muista DAB-signaaleista AFC-laitteen AFC tulot voivat olla kytkettyinä DAB-vastaanottimen signaaliväylän muihin kohtiin.

Seuraavassa selostetaan mainitun ensimmäisen eli karkean ja mainitun toisen eli hienon AFC-signaalin johtaminen keksinnön mukaisen DAB-vastaanottimen automaattisessa taajuudensäätölaitteessa AFC.

Digitaalisten ääniradiolähetysten (DAB) ortogonaalisen taajuusjakomultipleksoidun (OFDM) vastaanottimen on toimittava oikein vaihtelevissa vastaanotto-olosuhteissa kuten eri nopeuksilla, eri lämpötiloissa ja eri ilmankosteuksissa, ja kohtuullisilla kustannuksilla. Koska DAB-demodulaatio on hyvin herkkä taajuuspoikkeamille, jonkinlainen automaattinen taajuudensäätö (AFC) on tarpeellinen.

Koska käytetään erotuskoodausta, vaiheenlukitus ei ole tarpeellinen, sillä tässä tapauksessa edellistä symbolia käytetään vaihereferenssinä. Ainoa vaatimus on että taajuuspoikkeama on riittävän pieni, siten että kahden peräkkäisen symbolin välinen vaihesiirto on merkityksetön suhteessa lukuun $\pi/4$. Oletamme että yhden kehyksen aikana tapahtuva paikallisen oskillaattorin (LO) taajuusryömintä on tarpeeksi pieni, jotta kehyksen toistotaajuudella tapahtuva takaisinkytkentä on riittävä pitämään oskillaattorin LO lukittuna vastaanotettuun signaaliin.

Oskillaattorin LO taajuuspoikkeama δf suhteessa tukahdettuun kantaaltaan johtaa vastaanotetun spektrin siirtymään δf . Tämä poikkeama on määrättävissä nopeaa

fouriermuunnostekniikkaa (FFT) käyttäen. Keksinnön ensimmäisen tarkastelun mukainen karkea tunnistaminen voidaan aikaansaada vertailemalla vastaanotettujen spektriviivojen sijainnit alkuperäisiin referenssihuippusijainteihin, joita seuraavassa myöskin kutsutaan oletetuiksi sijainneiksi. Tässä tapauksessa saavutetaan tarkkuus $\pm fs/2$, jossa fs on datakantoaaltojen taajuusväli.

Kuitenkin syntyy suuri määrä "vuoto"komponentteja (ei haluttuja harmonisia yliaaltoja) ellei FFT-ikkunaa ole sovitettu vastaanotetun signaalin jaksojen kokonaislukumäärään. Tämän takia tarvitaan hienosäätöä.

Seuraavassa selostetaan keksinnön toisen tarkastelun mukaisen dynaamisen hienosäätö-AFC:n soveltamismenetelmä. Lähettämällä huippuarvot kaukana toisistaan olevissa referenssihuippusijainneissa, esimerkiksi datakantoaaltoina joiden välissä on suuri määrä näennäiskantoaaltoja, jokaisen datakantoaallon läheisyyden vuotokomponenttien tehot ovat laskettavissa ja voidaan muodostaa algorytmi tämän vuototehon pienentämiseksi minimiarvoon. Koska tarvitaan vähintään kaksi näennäiskantoaaltoa peräkkäisten datakantoaaltojen välissä ja lisäksi taajuusrasterin reunojen vieressä tulee olla vähintään yksi näennäiskantoaalto, ylimääräinen AFC-symboli tarvitaan, mieluummin jokaista kehystä kohti. On osoitettu että kolmannen potenssin säätölaki aikaansaadaan normaalilla suorakaiteen muotoisella FFT-ikkunalla.

Jatkossa esitetään myöskin suositeltava algoritmi viimeksimainittua dynaamista hienosäädön AFC-yksikköä varten. Käytettäessä Hanningin ikkunaa vuotoenergia keskittyy enemmän datakantoaaltojen ympärille ja lähes lineaarinen AFC-yksikön säätölaki aikaansaadaan. Moninkertaiset taajuuskomponentit ovat käsiteltävissä, ja täten järjestelmä sietää taajuusselektiiviset häipymisilmiöt. AFC-symbolin datakantoaaltoja voidaan lisäksi käyttää muun hyö-

dyllisen informaation siirtämiseksi, ja se esimerkiksi vaihemoduloidaan näihin kanta-aaltoihin.

Jatkossa esitetään mahdollinen automaattisen taajuuden säädön soveltamisstrategia sekä keksinnön mukainen lähetin- ja vastaanotinkonsepti.

Karkea automaattisen taajuuden säädön algoritmi

Ensin mainitusta kirjoituksesta tunnetussa DAB-järjestelmässä tuotetaan kantataajuiset aikaisignaalit I ja Q kompleksisella FFT-algoritmillä lähtien annetusta kompleksisesta taajuusspektristä. Jos yksinkertaisuuden vuoksi oletetaan yhden taajuuden komponentti, jonka taajuus on Ω ja reaalisen ja imaginaarisen kanavan amplitudi yksi, kantataajuinen signaali $V_b(t)$ voidaan ilmaista seuraavasti:

$$V_b(t) = \cos\Omega t \pm j \sin\Omega t = e \pm j\Omega t \quad (1.1)$$

Lähettimessä tämä signaali kvadratuurimoduloidaan kanta-aaltotaajuudella Ω_h , jolloin tuloksena on lähetetty signaali $V_t(t)$:

$$V_t(t) = \cos\Omega_h t \cos\Omega t \pm \sin\Omega_h t \sin\Omega t = \cos(\Omega_h \pm \Omega)t \quad (1.2)$$

Normaalisti vastaanottimen taajuuspoikkeama taajuuden Ω_h suhteen on $\delta\Omega$. Oikealla skaalauskerroimella ja alipäästösuodatuksella suoritettuna kvadratuuridemodulaation jälkeen, tuloksena olevat kantataajuiset signaalit voidaan ilmaista seuraavasti:

$$I_r(t) = 2 \cos(\Omega_h + \delta\Omega)t \cos(\Omega_h \pm \Omega)t = \cos(\delta\Omega \pm \Omega)t \quad (1.3)$$

$$Q_r(t) = 2 \sin(\Omega_h + \delta\Omega)t \cos(\Omega_h \pm \Omega)t = \sin(\delta\Omega \pm \Omega)t \quad (1.4)$$

Eli kompleksisella kirjoitustavalla:

$$V_r(t) = I_r(t) + j Q_r(t) = e^{j(\delta\Omega \pm \Omega_1)t} \quad (1.5)$$

5

Verrattaessa lauseketta (1.5) lausekkeeseen (1.1) huomataan:

a. kuten on oletettu $\delta\Omega=0$ antaa oikean demodulaation.

10 b. jos $\delta\Omega < > 0$, koko spektri (positiiviset ja negatiiviset taajuudet) siirtyvät samaan suuntaan

c. taajuuspoikkeaman etumerkki määrää siirtymän suunnan

15 d. spektriviivojen sijainnin tarkastelu tuottaa tarpeeksi informaatiota AFC-algoritmin soveltamiseen.

DAB-järjestelmässä käytetään symboleja joiden pituus on NT , jossa T on näytteenottojakso ja N yhden symbolin näytteiden määrä. Tällaisen symbolin diskreetti fouriermuunnos (DFT) on ilmaistavissa seuraavasti:

20

$$V_r\left(\frac{n}{NT}\right) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} V_r(kT) e^{-j2\pi nk/N} \quad (1.6)$$

25

Käyttäen lauseketta (1.5) arvoilla $\Omega=2\pi f$ ja $f_s=1/NT$ saadaan:

30

$$V_r(nf_s) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi(N\delta f T \pm Nf_1 T - n)k/N} \quad (1.7)$$

Jos $\delta f=0$ ainoa kantaalto löytyy kohdasta $n = \pm Nf_1 T$. Jos $\delta f < > 0$ DFT:n ty pistysväli ei ole jaksojen kokonaislukumäärän pituinen ja energia leviää kaikkiin kantaaltoihiin.

35

Tämä vaikutus tunnetaan vuotona. Vain luvun $N\delta f T$ ollessa

kokonaisluku kaikki energia keskittyy taajuusviivaan $n = N\delta fT \pm Nf1T$.

5 Tämän vuoksi vastaanottimessa tapahtuva karkea tunnistaminen voidaan toteuttaa hakemalla vastaanotetun symbolin sisällä esiintyvä kantoaalto, jolla on suurin energia tai huippuenergia (olettaen että ainoastaan yksi kantoaalto lähetetään), ja vertailemalla sen taajuussijaintia oletettuun kantoaaltosijaintiin.

10 Syöttämällä paikalliseen oskillaattoriin oikea takaisinkytkentäsignaali suurimman energian kantoaalto on saatavissa taajuusrasterin oikeaan (oletettuun) sijaintiin.

15 Tällä myöskin karkeaksi AFC:ksi kutsutulla teknikalla tarkkuus $\pm fs/2$ on saavutettavissa. Tämä on luonnollisesti kaukana tavoitteesta. Taajuudelle $fs = 15625$ Hz se merkitsee erotusta ± 8 kHz tavoitteen ollessa korkeintaan ± 100 Hz ($\pm 3^\circ$ vaihe-ero $80 \mu s$). Tässä on vain tarkoitus osoittaa että on mahdollista korjata suuremmat taajuuspoikkeamat kuin fs . Maksimialue määräytyy kyseessä olevan symbolin datakantoaaltojen välisten näennäiskantoaaltojen (signaaliteho = 0) määrästä. Tämän vuoksi on suositeltavaa
20 ottaa käyttöön uusi referenssisymboli, jota myöskin kutsutaan AFC-symboliksi. Sen avulla on mahdollista aikaansaada tämän karkean automaattisen taajuuden säädön (AFC:n) tasa-
25 käyntialue, joka on paljon laajempi kuin edellämäinillä tunnetulla AFC-piirillä.

30 Tarkkuuden lisäämiseksi voidaan yrittää maksimoida vastaanotetun kanta-aallon energia. Tätä ei kuitenkaan voi suositella, koska vastaanotettu signaali on kohinainen ja huojuva.

Seuraavassa esitetään tarkka dynaaminen hienosäädön AFC-algoritmi, jota voi käyttää yksin tai yhdistettynä yllämainittuun karkeaan AFC-toimintaan, ja joka myöskin käyttää yllämainittua uutta AFC-symbolia.

Tarkka dynaaminen automaattisen taajuuden säädön algoritmi

Keksinnön mukaista tarkkaa AFC-toimintaa varten tutkitaan vastaanotetun datakantoaallon vasemmalla ja oikealla puolella sijaitsevien kantoaaltojen $\pm Nf1T-1$ ja $\pm Nf1T+1$ tehon käyttöä. Kuviossa 1 on esitetty sellaisen kantoaallon spektriviivat, jolla ei ole taajuusvirhettä (kuvio 1a) ja sellaisen kantoaallon spektriviivat, jolla on +30 % taajuusvirhe (kuvio 1b). Kuten on nähtävissä kuviossa 1b kahden sivukantoaallon tehot eroavat toisistaan erotuksen ollessa δP .

Käyttäen lauseketta (1.7) $\delta P:n$ ja $\delta f:n$ suhde on laskettavissa. Asettamalla $n=m\pm Nf1T$ lausekse (1.7) on kirjoitettavissa muotoon:

$$Vr[(m\pm Nf1T)fs] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi(N\delta fT - m)k/N} \quad (2.1)$$

$\delta f:n$ pienillä ja $N:n$ suurilla arvoilla yhteenlasku on likiarvostettavissa integraalin muodossa seuraavasti:

$$Vr[(m\pm Nf1T)fs] = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(\delta f - mfs)t} dt \quad (2.2)$$

Johtuen vastaanottimen siirtymisistä ja/tai lähetyskanavan vaihteluista signaaliampplitudi saattaa vaihdella jatkuvasti. Jotta virheentunnistus saataisiin riippumattomaksi signaaliampplitudista suositellaan suhteen $\delta P/P$ laskemista, jossa P on vastaanotetun pääkantoaallon teho ja δP ylemmän ja alemman vuotokantoaallon tehon erotus. Tämän vuoksi lauseke (2.2) on tutkittava arvoilla $m=0$ ja $m=\pm 1$.

Integraalin (2.2) yleinen ratkaisu on ilmaistavissa seuraavasti:

$$Vr[(m\pm Nf1T)fs] = K \frac{\delta f}{\delta f - mfs} \quad (2.3)$$

jossa

$$K = \frac{\sin(2\pi\delta f T_s) + j(1 - \cos(2\pi\delta f T_s))}{2\pi\delta f T_s} \quad (2.4)$$

Kummankin sivukantoaallon suhteellinen teho voidaan siten ilmaista seuraavasti:

$$\frac{P+}{P_0} = \frac{(\delta f)^2}{(\delta f - f_s)^2} \quad \frac{P-}{P_0} = \frac{(\delta f)^2}{(\delta f + f_s)^2} \quad (2.5)$$

suhteen $\delta P/P_0$ saadessa muodon:

$$\frac{\delta P}{P_0} = \frac{P+ - P-}{P_0} = \frac{4(\delta f/f_s)^3}{(1 - \delta f/f_s)^2(1 + \delta f/f_s)^2} \quad (2.6)$$

Tietokonesimulaatioilla suhteen $\delta P/P_0$ arvo lasketaan eri suhteen $\delta f/f_s$ arvoille. Taulukossa 2.1 nämä tulokset verrataan lausekkeesta (2.6) saatuihin arvioituihin arvoihin. Kuten on nähtävissä yhteenpitävyys on erinomainen kaikilla taajuuspoikkeamilla 50 % asti.

$\delta f/f_s$	$\pm 0,001$	$\pm 0,01$	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$	$\pm 0,3$	$\pm 0,4$	$\pm 0,5$
Simul.	$\pm 4,0E-9$	$\pm 4,0E-6$	$\pm 4,1E-3$	$\pm 3,5E-2$	$\pm 1,3E-3$	$\pm 3,6E-1$	$\pm 8,9E-1$
Simul. (2.6)	$\pm 4,0E-9$	$\pm 4,0E-6$	$\pm 4,1E-3$	$\pm 3,5E-2$	$\pm 1,3E-3$	$\pm 3,6E-1$	$\pm 8,9E-1$

Taulukko 2.1 : Suhteen $\delta P/P_0$ simuloitujen arvojen ja lausekkeella (2.6) avulla laskettujen arvojen erot.

Lausekkeen (2.6) ja taulukon 2.1 perusteella on tehtävissä seuraavat tärkeät johtopäätökset:

1. Tällä järjestelmällä tarkempi automaattinen taajuuden säätö (AFC) on toteutettavissa.

2. Suhteen $\delta P/P_0$ etumerkki on sama kuin δf :n etumerkki. Tämä on hyvin tärkeää sen toteamiseksi onko kantoaaltotaajuus oletettua arvoa matalampi vai korkeampi.

3. Tehoero on verrannollinen δf :n kolmanteen potenssiin. Sen vuoksi AFC:lle on vaikeaa aikaansaada lineaarinen säätölaki. Lisäksi virhesignaali muuttuu hyvin pieneksi δf :n pienillä arvoilla.

5 4. Suhteen $\delta P/P_0$ arvo ei ole f_1 :n funktio. Sen vuoksi voidaan käyttää useita kantoaaltoja ja suhteen $\delta P/P_0$ keskiarvo voidaan laskea. Täten algoritmi sietää taajuusselektiiviset häipymisilmiöt.

10 5. Eri kantoaaltojen välisten etäisyyksien on oltava tarpeeksi suuret jotta muiden kantoaaltojen kaukana olevat vuotokomponentit ovat merkityksettömiä suhteessa tehoihin P_+ ja P_- .

Suosittelava tarkka dynaaminen hienosäädön AFC-algoritmi

15 Vaikka edellä selostettua algoritmia voidaan käyttää tarkkaa automaattista taajuuden säätöä (AFC:tä) varten, sen haittana on δP :n ja δf :n kolmanteen potenssiin verrannollinen riippuvuus. Lisäksi suuri määrä korkeatehoisia vuotokomponentteja, kuten on esitetty kuviossa 2.1, häiritsee tätä riippuvuussuhdetta käytettäessä useita kantoaaltoja.

20 Eri vuotokomponenttien energian jakautuminen on muutettavissa oikealla aikaisignaalin ikkunoinnilla. Kuviossa 2 on esitetty kuvion 1 mukaisen symbolin spektriviivat Hanningin ikkunan käytön jälkeen. Kuten on nähtävissä kaksi samantehoista sivukantoaaltoa ilmestyy kun $\delta f=0$. Kuten aikaisemmassa menetelmässä $\delta f < > 0$ merkitsee myös nyt molempien kantoaaltojen välistä eroa δP , mutta kaukana olevien vuotokomponenttien energia on pienentynyt huomattavasti kuvioon 1 nähden. Lisäksi tietokonesimulaatiot osoittivat että suhteiden $\delta P/P_0$ ja $\delta f/f_s$ riippuvuus on lähes lineaarinen.

30 Suhteen $\delta P/P_0$ teoreettinen arvo on laskettavissa yllämainittujen kaavojen avulla.

Hanningin ikkunan soveltamista varten aikafunktio $V_r(t)$ kerrotaan seuraavalla "painotus"funktiolla $V_h(t)$:

$$5 \quad V_h(t) = 1 - \cos(\Omega s t) = 1 - \frac{e^{j\Omega s t} + e^{-j\Omega s t}}{2} \quad (3.1)$$

Lausekkeen (3.1) kertominen lausekkeella (1.5) antaa:

$$10 \quad V_{rh}(t) = e^{j(\delta\Omega \pm \Omega_1)t} - \frac{1}{2} e^{j(\delta\Omega \pm \Omega_1 + \Omega_s)t} - \frac{1}{2} e^{j(\delta\Omega \pm \Omega_1 - \Omega_s)t} \quad (3.2)$$

Tämä tulos osoittaa että kun $\delta f = 0$, syntyy kaksi sivukantoaaltoa joiden amplitudi on puolet pääkantaallon amplitudista. Tämä on odotettavissa, koska Hanningin ikkunan käyttö vastaa taajuuden f_s omaavan aikasignaalin amplitudimodulaatiota.

Lauseke (3.2) merkitsee lausekkeen (1.5) mukaista komponenttien yhteenlaskua, mutta eri eksponenteilla. Sen vuoksi ylläolevia kaavoja voidaan käyttää suhteiden $\delta P_h / P_0$ (Hanningin ikkunan kanssa) ja $\delta f / f_s$ riippuvuuden löytämiseen.

Kantoaaltojen amplitudi voidaan kirjoittaa samaan muotoon kuin lauseke (2.3), jolloin saadaan:

$$25 \quad V_{rh}[(m \pm N f_1 T) f_s] = \frac{K \delta f}{\delta f - m f_s} - \frac{1}{2} \frac{K \delta f}{\delta f + f_s - m f_s} - \frac{1}{2} \frac{K \delta f}{\delta f - f_s - m f_s} \quad (3.3)$$

30

Kummankin sivukantaaallon suhteellinen teho on ilmaistavissa seuraavasti:

$$35 \quad \frac{P_+}{P_0} = \frac{(V_{rh}[(1 \pm N f_1 T) f_s])^2}{(V_{rh}[(\pm N f_1 T) f_s])^2} \quad \frac{P_-}{P_0} = \frac{(V_{rh}[(-1 \pm N f_1 T) f_s])^2}{(V_{rh}[(\pm N f_1 T) f_s])^2} \quad (3.4)$$

Suhde $\delta P_h / P_0 = (P_+ + P_-) / P_0$ saadaan täten muotoon:

$$\frac{\delta Ph}{P_0} = 1,5 * \frac{\delta f}{fs} * \frac{(1 + 0,5 (\delta f/fs)^2) (1 - (\delta f/fs)^2)}{((1 + 0,5 (\delta f/fs)^2)^2 - 2,25 (\delta f/fs)^2)} \quad (3.5)$$

5

Pienillä taajuuspoikkeamilla neliötermit voidaan jättää huomioimatta, jolloin saadaan hyvin yksinkertainen tulos:

$$\frac{\delta Ph}{P_0} = 1,5 \frac{\delta f}{fs} \quad \text{kun } \delta f \ll fs \quad (3.6)$$

Taulukossa 3.1 δPh :n kaavoilla (3.5) ja (3.6) laskettuja teoreettisia arvoja verrataan tietokonelaskelmiin. Kuten nähdään kaavan (3.5) tapauksessa yhdenmukaisuus on erinomainen. Kaava (3.6) on hyvin hyödyllinen pienten taajuusvirheiden tapauksissa. Suurten taajuuspoikkeamien tapauksissa tarkkuus on huonompi suhteen $\delta f/fs$ maksimivirheen ollessa 30 % suhteen ollessa lähellä 0.5. Tämän vuoksi lauseketta (3.6) voidaan käyttää taajuusvirheen δf arvion tekemiseen käyttäen vuotokantoaaltojen suhteellista tehoeroa $\delta Ph/P_0$.

25

$\delta f/fs$	$\pm 0,001$	$\pm 0,01$	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$	$\pm 0,3$	$\pm 0,4$	$\pm 0,5$
Simul.	$\pm 1,5E-3$	$\pm 1,5E-2$	$\pm 1,5E-1$	$\pm 3,1E-1$	$\pm 4,9E-1$	$\pm 7,0E-1$	$\pm 9,6E-1$
Simul. (3.5)	$\pm 1,5E-3$	$\pm 1,5E-2$	$\pm 1,5E-1$	$\pm 3,1E-1$	$\pm 4,9E-1$	$\pm 7,0E-1$	$\pm 9,6E-1$
Simul. (3.6)	$\pm 1,5E-3$	$\pm 1,5E-2$	$\pm 1,5E-1$	$\pm 3,0E-1$	$\pm 4,5E-1$	$\pm 6,0E-1$	$\pm 7,5E-1$

30

Taulukko 2.1 : Hanningin ikkunan avulla lasketun suhteen $\delta Ph/P_0$ simuloitujen arvojen ja lausekkeilla (3.5) ja (3.6) avulla laskettujen teoreettisten arvojen erot.

35

Käytettäessä useita kantaaloja keskiarvo ($\delta Ph/P$)_{av} on laskettavissa huomioiden jokaisen kantaallon

i suhteellinen teho P_i . Lineaarisella painotuksella saadaan:

$$5 \quad (\delta Ph/P)_{av} = \frac{\sum \delta P_i}{\sum P_i} \quad (3.7)$$

Taajuusvirheen arvio saadaan täten seuraavasti:

$$10 \quad \boxed{|\delta f \approx 0,6667 f_s * (\delta Ph/P)_{av}|} \quad (3.8)$$

15 Soveltamalla Hanningin ikkunaa vältetään ensinmainitun hienosäädön AFC-menetelmän haitat säilyttäen kuitenkin sen edut. Tarvittavana lisätoimenpiteenä on $2N$ pisteen (reaalinen ja imaginaarinen aikasignaali) kertominen Hanningin ikkunalla (3.1). FFT-muunnoksen ja lähellä lähetettyjä kantaaltoja sijaitsevien kantaaltojen tehon laske-

20 misen jälkeen, saadaan virhesignaali joka on lähes verrannollinen paikallisen oskillaattorin taajuuspoikkeamaan, riippumaton signaaliamplitudista ja joka sietää taajuus-

25 selektiiviset häipymisilmiöt. Täten tarkka automaattinen taajuuden säätö on toteutettavissa.

Kuten jo aikaisemmin on mainittu ylimääräinen AFC-symboli on otettava käyttöön tämän AFC-algoritmin soveltamiseksi. Koska algoritmin on siedettävä taajuusselektiiviset häipymisilmiöt tämä vaikuttaa väistämättömältä. Kos-

30 ka ehdotettu AFC-algoritmi käsittelee vain tehoja, AFC-symbolin datakantaallot voivat kuitenkin kuljettaa hyödyllistä vaiheinformaatiota.

Mahdollinen soveltamisstrategia

Mahdollinen strategia automaattisen taajuuden säädön soveltamiseksi vastaanottimessa on havainnollistettu kuvion 3 vuokaavion avulla. Sen eri menetelmävaiheet luetellaan seuraavassa viitenumerokohtaisesti:

35

0. Aikakanta synkronoidaan kehykseen.
1. AFC-symbolin I- ja Q-kanava luetaan.
2. Hanningin ikkuna (3.1) sovelletaan funktioihin $I_r(t)$ ja $Q_r(t)$.
- 5 3. Funktion $I_{rh}(t) + j Q_{rh}(t)$ kompleksinen FFT-muunnos lasketaan.
4. Jokaisen taajuuskomponentin teho lasketaan.
5. Tietyn kynnsarvon ylittävien ja maksimienergian omaavien kantoaaltojen taajuussijainnin määrittäminen.
- 10 6. Sijainnin ollessa oletetun arvon mukainen siirrytään kohtaan 9. Ellei, siirrytään kohtaan 7.
7. Lasketaan keskimääräinen \pm poikkeama.
8. Onko tämä keskiarvo nolla? Jos se on siirrytään kohtaan 9 (karkean AFC-virityksen loppu). Ellei keskiarvo ole nolla siirrytään kohtaan 13.
- 15 9. Lasketaan jokaisen kantaallon i δPh .
10. Lasketaan painotettu keskiarvo $(\delta Ph/P)_{av}$ käyttäen (3.7).
11. Lasketaan toinen eli hienosäädön AFC-korjaus-signaali lausekkeella (3.8) saadun arvioidun taajuusvirheen δf funktiona ja sovelletaan se.
- 20 12. Käsitellään muut symbolit (referenssi-, data- ja nollasymbolit) ja siirrytään kohtaan 1 (haetaan uusi AFC-symboli tai aloitetaan datan käsittely kun $\delta f < \delta f_{max}$).
- 25 13. Lasketaan ensimmäinen eli karkea AFC-korjaus-signaali taajuussiirtymän funktiona (kantaaltosiirtymien määrä) ja sovelletaan se.
- Edellä selostettu OFDM DAB-järjestelmä on esitetty pelkästään esimerkkinä perusideasta, joka perustuu ennaltamäärätyt huippuarvosijainnit eli datakantaallot omaavan uuden AFC-symbolin lisäämiseen OFDM DAB-signaaliformaattiin, siten että yllä mainitun taajuusrasterin peräkkäiset huippuarvot eli datakantaallot erotetaan toisistaan ennaltamäärätyillä kantaaltosijaintien eli näennäiskantaal-
- 30
- 35

tojen määrällä, joka on suurempi kuin kaksi, vähintään yhden sellaisen kantoaaltosijainnin eli näennäiskantoaallon sijaitessa tällaisten huippuarvojen eli datakantoaaltojen ja taajuusrasterin reunojen välissä.

- 5 AFC-symbolin symbolipituus eli ikkuna voi poiketa datasympoliien pituudesta, se voi esimerkiksi olla niitä pienempi. On ilmeistä ettei keksintö rajoitu edellä esitettyihin esimerkkeihin ja että on hyvinkin mahdollista soveltaa keskintö esimerkiksi Hanningin ikkunaa käyttämättä tai toista ikkunasignaalikäsittelyä käyttäen, käyttämällä vain yhtä datakantoaaltoa AFC-symbolia kohti, ja käytettäessä useita epäsäännöllisin taajuusvälein sijaitsevia datakantoaaltoja. On lisäksi mahdollista yhdistää AFC-symboli nollasympoliin, lisätä se ennaltamäärätyllä
10 tavalla yhteen tai useampaan määrättyyn datasympoliin, tai käyttää toistaiseksi määrittelemätöntä symbolia AFC-symbolina.
15

Patenttivaatimukset:

1. Järjestelmä digitaalisen datan radiolähetykseen ja vastaanottoon aikajakoisilla monikanavilla, datan ollessa ryhmitettynä kehyksinä jotka kaikki käsittävät monikantaaaltosymboleja, mukaanlukien datasympolit ja järjestelmäsymbolit, jokaisen symbolin käsittäessä joukon ortogonaalisesti taajuusjakoisesti multipleksoituja kantaaltoja, jotka sijaitsevat tasavälein taajuusrasterin kantaaltosijainneissa, t u n n e t t u siitä, että mainitut kehykset sisältävät taajuusreferenssisymboleja, jokaisen käsittäessä informaatiota huippuarvon tuottamiseksi taajuusrasterin ainakin yhteen referenssihuippukohtaan erotettuna vähintään yhdellä kantaaltovälillä taajuusrasterin kummastakin reunasta ja vähintään kahdella kantaaltovälillä mahdollisesta seuraavasta referenssihuippukohdasta.

2. Patenttivaatimuksen 1 mukainen järjestelmä digitaalisen datan radiolähetykseen ja vastaanottoon aikajakoisilla monikanavilla jokaisen symbolin käsittäessä näennäiskantaaltoja ja/tai datakantaaltoja taajuusrasterin kantaaltosijainneissa, näennäiskantaaltojen ollessa vailla signaalitehoa, t u n n e t t u siitä, että jokainen taajuusreferenssisymboli käsittää huippusignaalihoisen kantaallon jokaisessa referenssihuippukohdassa, jokaisen tällaisen datakantaallon ollessa erotettuna taajuusrasterin kummastakin reunasta vähintään yhdellä näennäiskantaallolla ja mahdollisen seuraavan referenssihuippukohdan datakantaallosta vähintään kahdella näennäiskantaallolla.

3. Patenttivaatimuksen 1 tai 2 mukaisessa järjestelmässä käytettävä vastaanotin, t u n n e t t u siitä, että se käsittää välineet vastaanotetun taajuusreferenssisymbolin taajuusrasterin sisäisen jokaisen huippuarvon taajuussijainnin tunnistamiseen, välineet ensimmäisen AFC-

5 signaalin johtamiseksi viimeksimainitun sijainnin ja alkuperäisen referenssihuippusijainnin välisestä taajuuserosta, syötettäessä mainittu ensimmäinen AFC-signaali taajuudensäätövälineisiin mainitun taajuuseron pienentämiseksi.

10 4. Patenttivaatimuksen 1 tai 2 mukaisessa järjestelmässä käytettävä lähetin, t u n n e t t u siitä, että se käsittää välineet välittömästi huippusijainnin kummallakin puolella sijaitsevissa kantoaaltosijainneissa esiintyvien vuotokomponenttien suhteen määrittelymiseen, välineet toisen AFC-signaalin johtamiseen tästä suhteesta signaalin vaihdellessa riippuvaisena suhteesta, syötettäessä mainittu toinen AFC-signaali taajuudensäätövälineisiin mainitun suhteen ja arvon yksi välisen eron pienentämiseksi.

15 5. Patenttivaatimuksen 4 mukainen vastaanotin käytettäväksi patenttivaatimuksen 2 mukaisessa järjestelmässä, t u n n e t t u siitä, että mainittu toinen AFC-signaali vaihtelee huippukohdan kummallakin puolella sijaitsevissa kantoaaltosijainneissa esiintyvien kantoaaltojen vuotokomponenttien tehosuhteen mukaan.

20 6. Patenttivaatimuksen 5 mukainen vastaanotin, t u n n e t t u siitä, että vastaanotettuun taajuusreferenssisymboliin kohdistuu ikkunasignaalikäsittely kantoaaltovuotokomponenttien tehon painottamiseksi lisääntyvästi referenssihuippusijainnin suunnassa.

30 7. Patenttivaatimuksen 6 mukainen vastaanotin, t u n n e t t u siitä, että vastaanotettuun taajuusreferenssisymboliin kohdistetaan Hanningin ikkunan mukainen signaalinkäsittely.

8. Patenttivaatimuksen 1 mukainen lähetin, t u n n e t t u siitä, että se käsittää signaaligeneraattorin mainitun taajuusreferenssisymbolin tuottamiseksi.

35 9. Patenttivaatimuksen 8 mukainen lähetin, t u n n e t t u siitä, että mainittu signaaligeneraattori kä-

sittää välineet huippusignaali-
tehotason omaavan datakan-
toaallon tuottamiseksi jokaisen taajuusreferenssisymbolin
jokaisessa referenssihuippukohdassa, vähintään yhden näen-
näiskantoaallon erottaessa jokaisen tällaisen datakanto-
5 aallon taajuusrasterin kummastakin reunasta ja vähintään
kahden näennäiskantoaallon erottaessa jokaisen tällaisen
datakantoaallon mahdollisen seuraavan referenssihuippusi-
jainnin datakantoaallosta.

1
2
3
4
5
6
7
8
9
0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
0

Patentkrav:

1. System för radiosändning och mottagning av digitala data i tidsindelade multiplexade kanaler, grupperade i block, varje block omfattande flerbärvågssymboler inkluderande datasymboler och systemsymboler, varje symbol omfattande en grupp av ortogonalt frekvensindelade multiplexade bärvågor vid bärvågspositioner i ett frekvensraster med regelbundna bärvågsmellanrum, k ä n n e t e c k n a t därav att nämnda block inkluderar frekvensreferenssymboler, var och en med information för generering av ett toppvärde i åtminstone en referenstopposition inom frekvensrastret åtskild med åtminstone en bärvågsposition från vardera kanter i frekvensrastret och med åtminstone två bärvågspositioner från en eventuell påföljande referenstopposition.

2. System för radiosändning och -mottagning av digitala data, i tidsindelade multiplexade kanaler enligt patentkrav 1, varje symbol inkluderande virtuella bärvågor och/eller databärvågor vid bärvågspositionerna, i frekvensrastret, varvid de virtuella bärvågorna ej har signaleffekt, k ä n n e t e c k n a t därav, att varje frekvensreferenssymbol vid varje referenstopposition omfattar en databärvåg med en toppnivåsignaleffekt, varvid varje sådan databärvåg är åtskild med åtminstone en virtuell bärvåg från frekvensrastrets vardera kanter och med åtminstone två virtuella bärvågor från databärvågen i en eventuell påföljande referenstopposition.

3. Mottagare för användning vid system enligt patentkrav 1 eller 2, k ä n n e t e c k n a t därav att den har organ för detektering av frekvenspositionen för varje toppvärde i frekvensrastret för en mottagen frekvensreferenssymbol, organ för härledning av en första, AFC-signal från frekvensskillnaden mellan sistnämnda, position å ena sidan och den ursprungliga referenstoppositionen å andra

sidan, varvid nämnda första AFC-signal förs till frekvenskontrollorgan för reduktion av nämnda frekvensskillnad.

4. Mottagare för användning vid system enligt patentkrav 1 eller 2, k ä n n e t e c k n a d därav, att
5 den har organ för bestämning av proportionen för läckagekomponenter uppträdande i vardera närgränsade bärvågspositioner för en topposition, organ för härledning av en andra AFC-signal från nämnda, proportion, vilken varierar med
10 nämnda proportion, varvid nämnda andra AFC-signal förs till frekvenskontrollorgan för reduktion av skillnaden mellan nämnda proportion och värdet ett.

5. Mottagare enligt patentkrav 4 för användning vid ett system enligt patentkrav 2, k ä n n e t e c k n a d därav, att nämnda andra AFC-signal varierar med effektproportionen för bärvågsläckagekomponenterna, som förekommer vid vardera närgränsade bärvågspositioner för en
15 topposition.

6. Mottagare enligt patentkrav 5, k ä n n e t e c k n a d därav, att den har en fönstersignalprocessering av den mottagna frekvensreferenssymbolen för ökande
20 betoning av effekten hos bärvågsläckagekomponenterna i referenstoppositionens riktning.

7. Mottagare enligt patentkrav 6, k ä n n e t e c k n a d därav, att den har en Hanning-fönstersignalprocessering av den mottagna frekvensreferenssymbolen.
25

8. Sändare för användning vid ett system enligt patentkrav 1, k ä n n e t e c k n a d därav, att den har en signalgenerator för generering av nämnda frekvensreferenssymbol.
30

9. Sändare enligt patentkrav 8, k ä n n e t e c k n a t därav, att nämnda signalgenerator omfattar organ för att i varje frekvensreferenssymbol i varje referenstopposition generera en databärvåg med toppsignaleffektnivå varvid varje sådan databärvåg är åtskild med åtminstone en
35 virtuell bärvåg från frekvensrastrets vardera kanter och

med åtminstone två virtuella bärvågor från databärvågen i en eventuellt påföljande topposition.

1/5

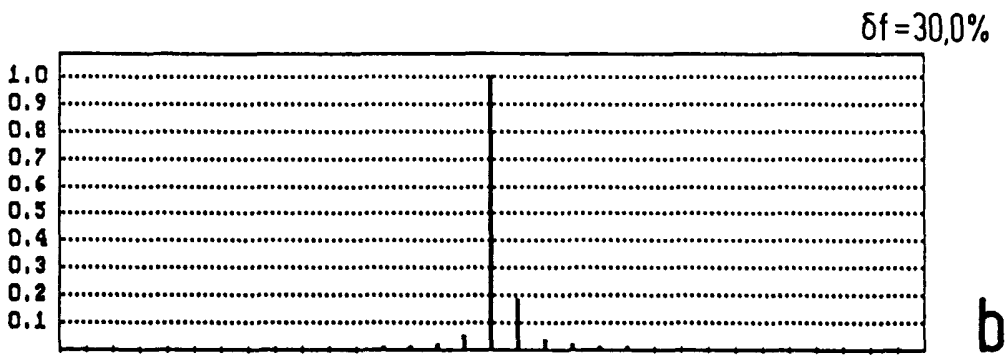
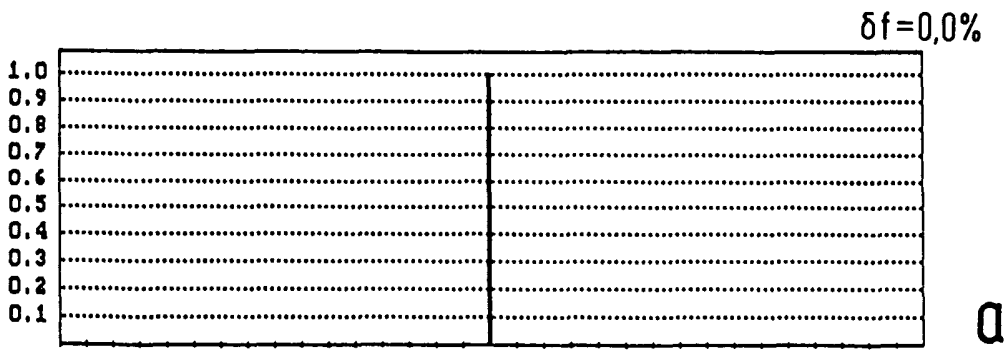


FIG.1

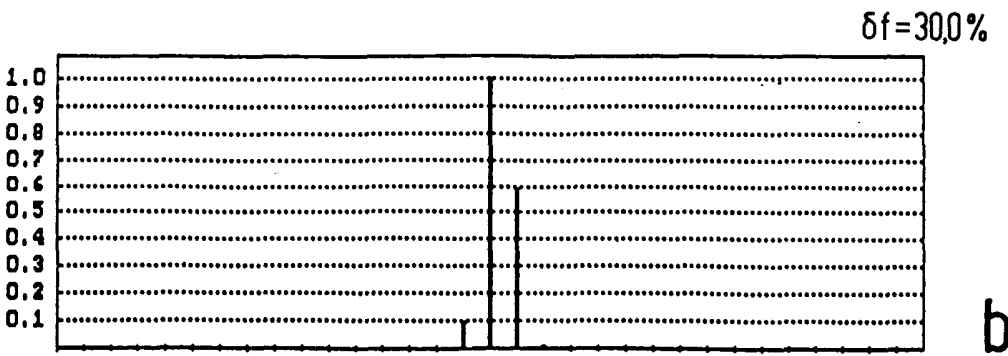
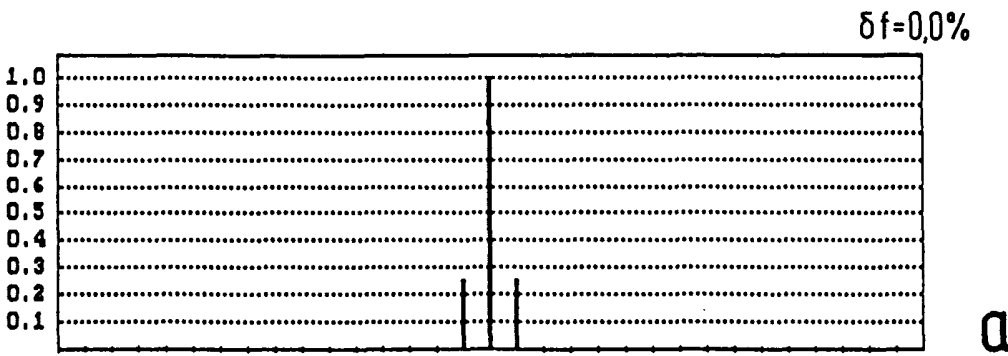


FIG.2

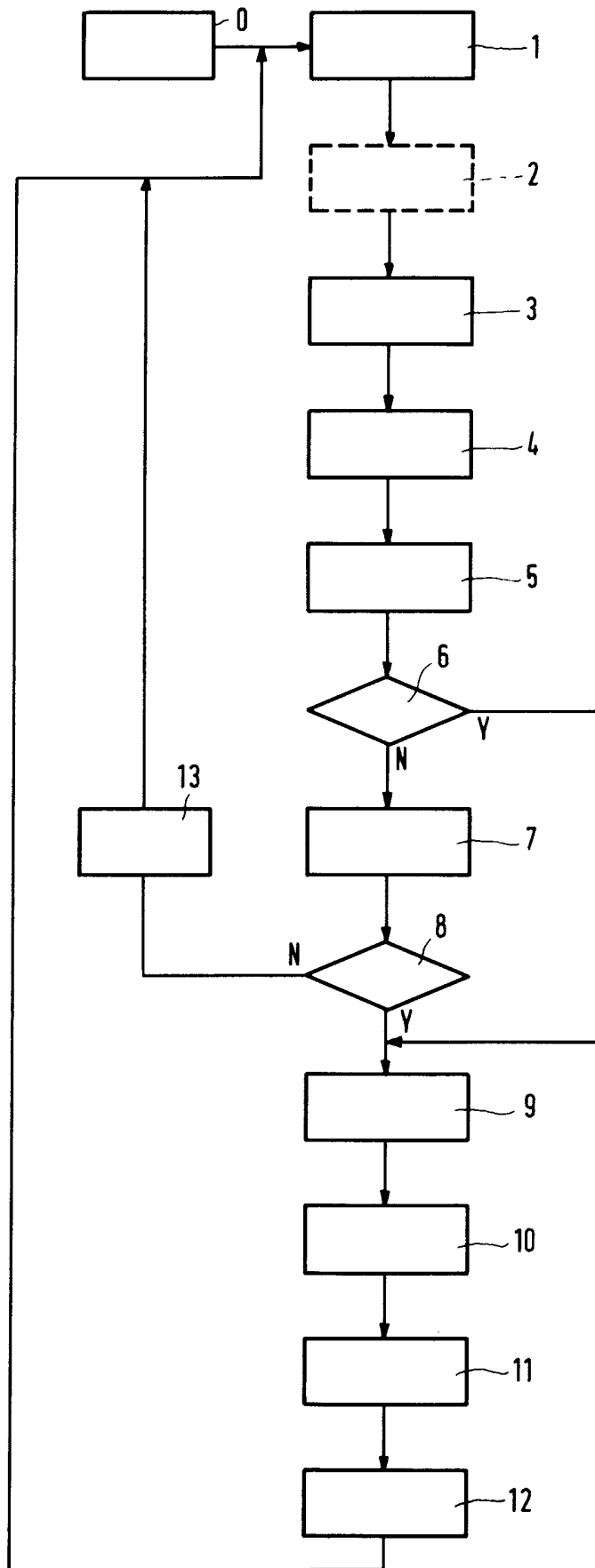


FIG.3

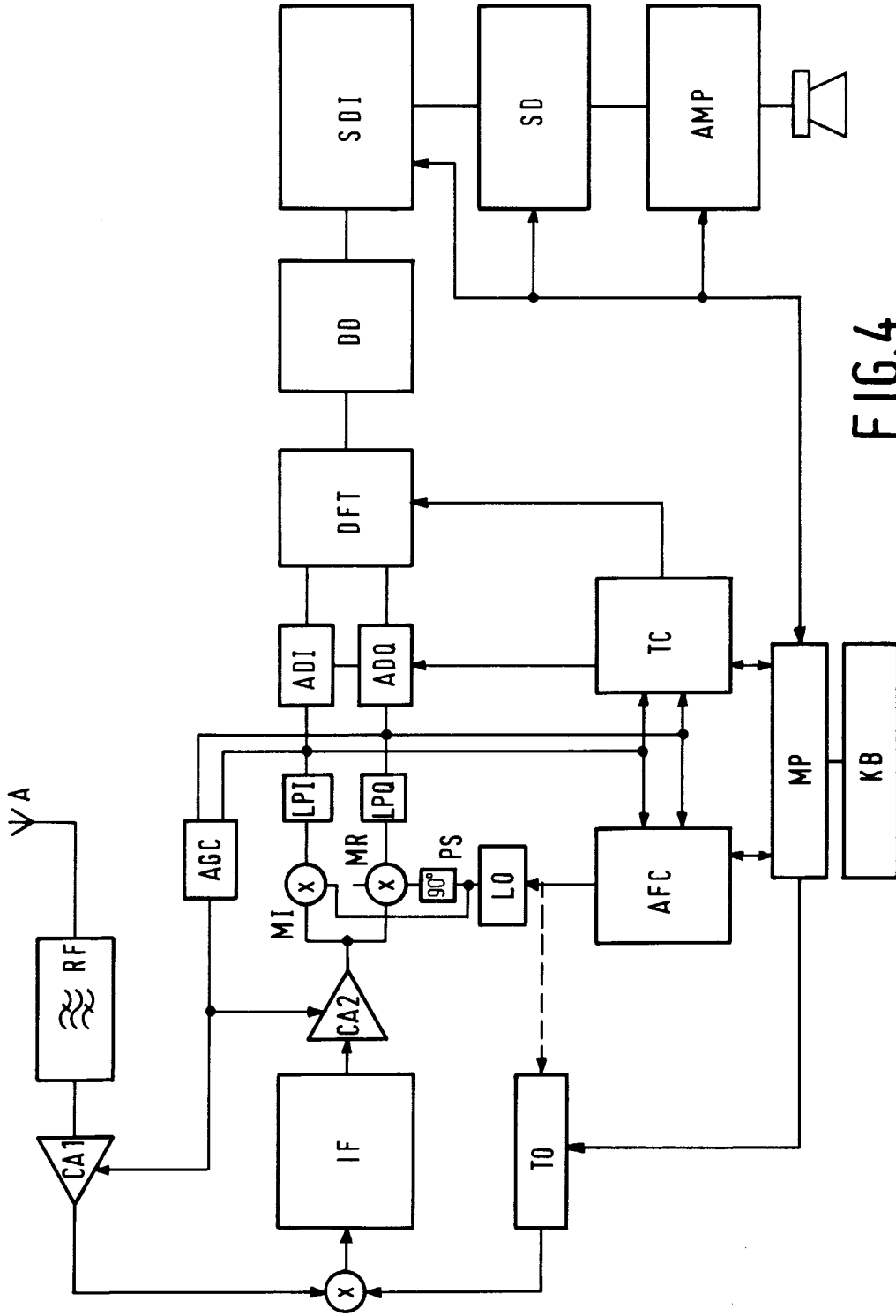


FIG. 4

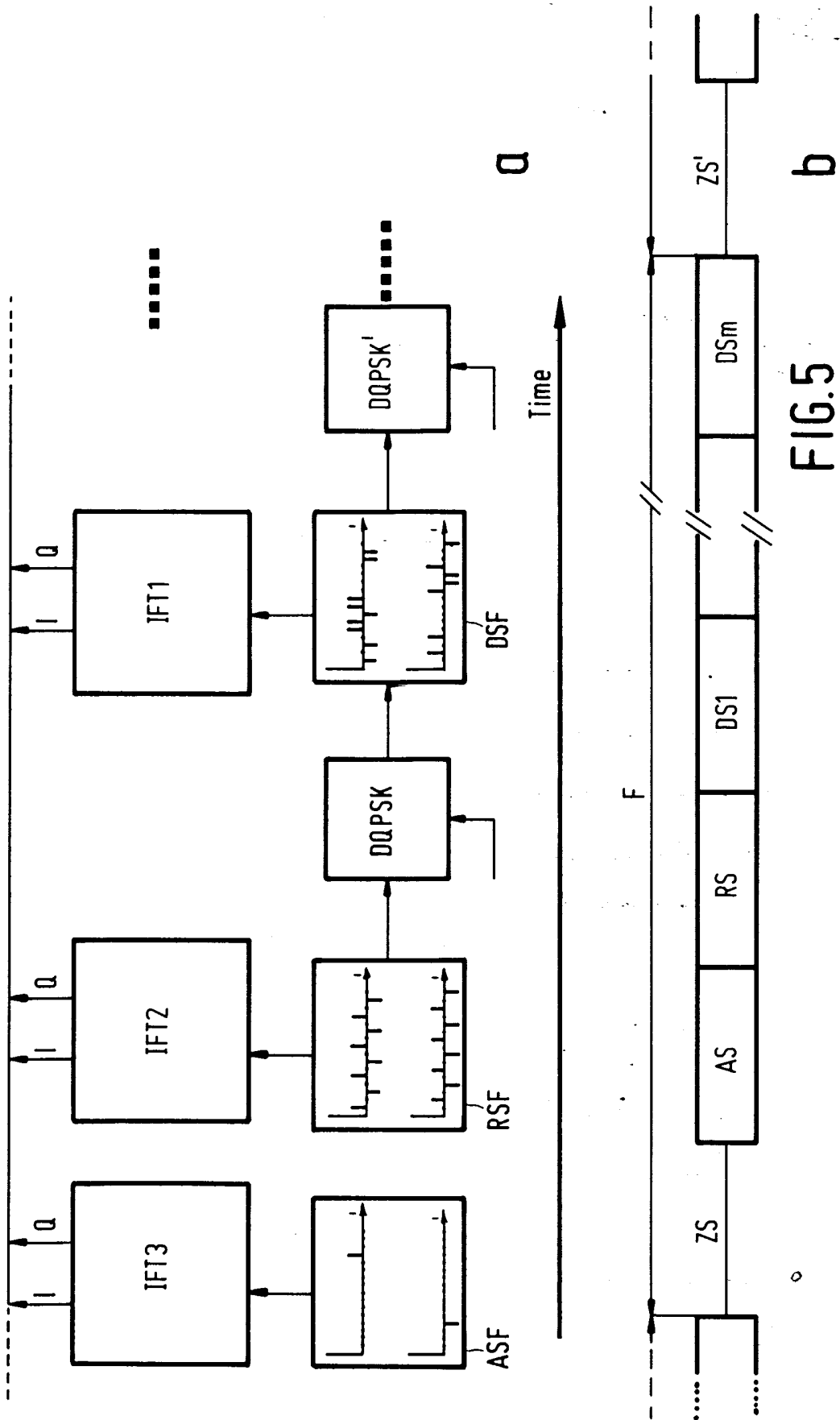


FIG.5

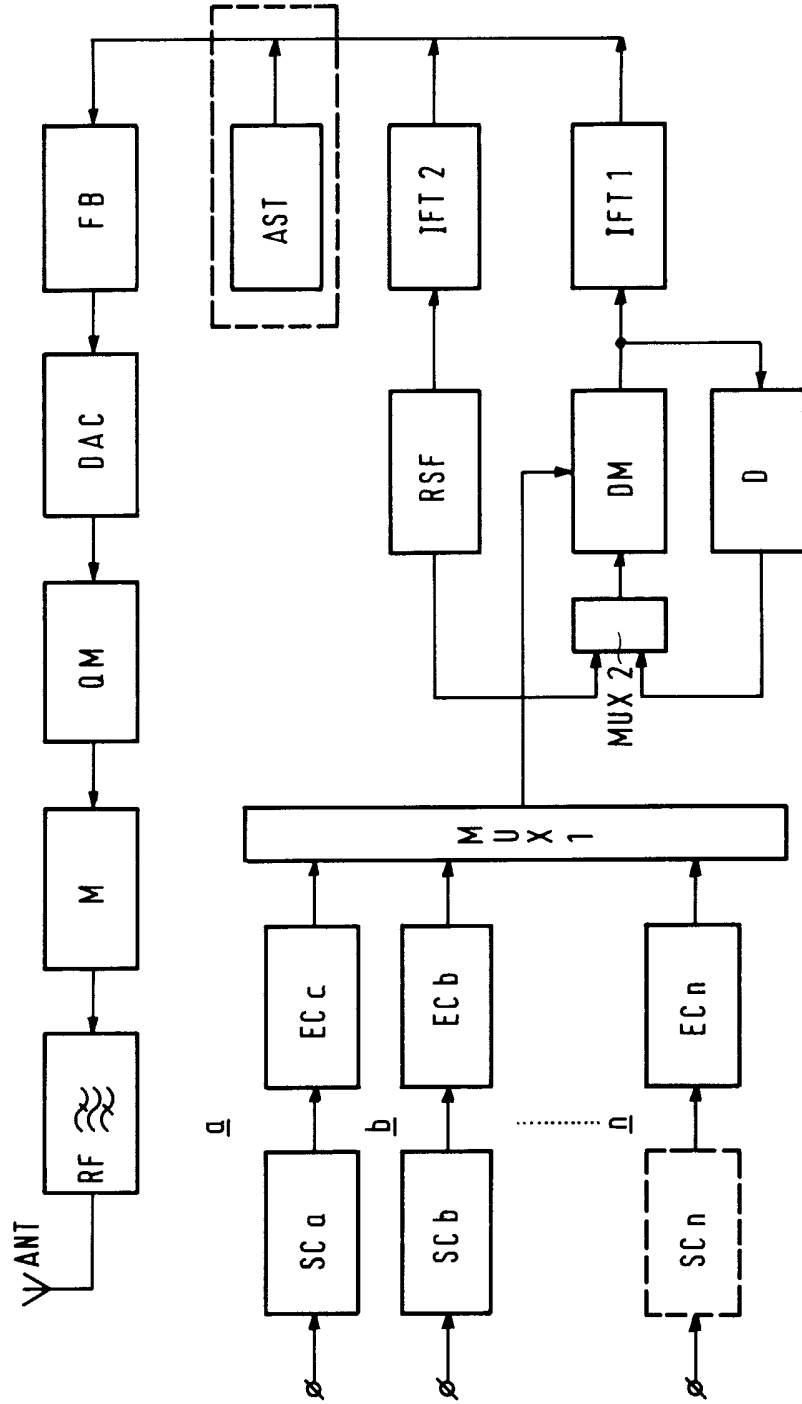


FIG. 6