



F1000980208

(B) (11) KUULUTUSJULKAISU
UTLAGGNINGSSKRIFT

98020

C (45) Patentti myönnetty
Patent meddelat 25 03 1997

(51) Kv.1k.6 - Int.cl.6

H 04B 14/06, H 03M 1/66

SUOMI-FINLAND

(FI)

Patentti- ja rekisterihallitus
Patent- och registerstyrelsen

(21) Patenttihakemus - Patentansökning	952775
(22) Hakemispäivä - Ansökningsdag	06.06.95
(24) Alkuperä - Löpdag	06.06.95
(41) Tullut julkiseksi - Blivit offentlig	07.12.96
(44) Nähtäväksipanon ja kuul.julkaisun pvm. - Ansökan utlagd och utl.skriften publicerad	13.12.96

(71) Hakija - Sökande

1. Nokia Mobile Phones Ltd, PL 86, 24101 Salo, (FI)

(72) Keksijä - Uppfinnare

1. Pikkarainen, Juha, Torikatu 16 A 7, 90100 Oulu, (FI)
2. Kontas, Veijo, Mäkikuusentie 6 A 1, 90240 Oulu, (FI)

(74) Asiamies - Ombud: Johansson Folke c/o Nokia Mobile Phones

(54) Keksinnön nimitys - Uppfinningens benämning

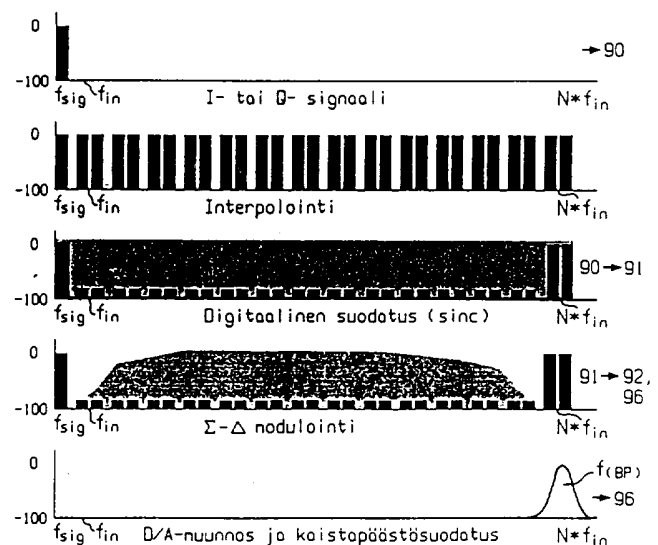
Digitaalisen signaalin modulointimenetelmä ja modulaattori
Moduleringsförfarande och modulator för en digital signal

(56) Viitejulkaisut - Anförda publikationer

DE A 3839919 (H 04L 27/36), EP A 458385 (H 04L 27/36), US A 5325396 (H 04L 27/18),
US A 5446423 (H 03C 1/60), US A 5313205 (H 03M 1/66), US A 5473280 (H 03D 3/00),
Morling, R.C.S. et al.: "The Design of a Sigma-Delta Codec for Mobile Telephone Applications",
Second International Conference on Advanced A-D and D-A Conversion Techniques and Their
Application, 6-8.7.1994, Cambridge, UK,
Lu A.K. et al.: "A High-Quality Analog Oscillator Using Oversampling D/A Conversion Techniques",
IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 41,
nro 7, p. 437-444, heinäkuu 1994, USA,
Stewart, R.W.: "An Overview of Sigma-Delta ADCs and DAC Devices",
IEE Colloquium on Oversampling and Sigma-Delta Strategies for DSP (Digital Signal Processing),
(Digest Nro 1995/217) p. 1/1-9, 23.11.1995, London, UK

(57) Tiivistelmä - Sammandrag

Keksintö koskee menetelmää ja modulaattoria digitaalisen signaalin moduloimiseksi analogiseksi välitaajuus-signaaliksi. Kantataajuinen digitaalinen signaali (I, Q) viedään digitaal-analogiamuuntimeen (71, 710), jossa siitä otetaan näytteitä määrättyllä näytetaajuudella (f_{in}) ja muunnetaan analogiseksi signaaliksi. Muunnoksen tuotteenä saadaan kantataajuinen signaali (f_{sig}) ja näytetaajuuden (f_{in}) monikerroilla olevia signaaleja ($N \cdot f_{in}$, f_{Ni}). Näytetaajuutta kasvatetaan, edullisesti sigma-delta D/A-muunnoksen mukaisesti ja lähtösignaaliksi (f_{IF}) valitaan jokin muunnoksen tuloksena saatavista näytetaajuuden (f_{in}) monikerroilla olevista signaaleista ($N \cdot f_{in}$, f_{Ni}), edullisesti suoraan välitaajuudella tai lähetystaajuudella oleva näytetaajuuden monikerta ($N \cdot f_{in}$, f_{Ni}).



Uppfinningen gäller ett förfarande och en modulator för modulering av en digital signal till en analog mellanfrekvenssignal. En digital basbandssignal (I, Q) förs till en digital-analogomvandlare (71, 710), där sampel av signalen tas på en bestämd samplingsfrekvens (f_{in}) och signalen omvandlas till en analog signal. Som resultat av omvandlingen fås basbandssignalen (f_{sig}) signaler ($N \cdot f_{in}$, f_{Ni}), vilka är multipler av samplingsfrekvensen (f_{in}). Samplingsfrekvensen höjs företrädesvis enligt sigma-delta D/A-omvandling och som utsignal (f_{IF}) väljs någon av de som resultat av omvandlingen erhållna signalerna ($N \cdot f_{in}$, f_{Ni}), vilka är multipler av samplingsfrekvensen (f_{in}), företrädesvis den direkt på mellanfrekvens eller sändningsfrekvens liggande multipeln av samplingsfrekvensen ($N \cdot f_{in}$, f_{Ni}).

Digitaalisen signaalin modulointimenetelmä ja modulaattori -
Moduleringsförfarande och modulator för en digital signal

- 5 Esillä oleva keksintö koskee menetelmää ja modulaattoria digitaalisen signaalin moduloimiseksi analogiseksi signaaliksi korkeammalle taajuudelle, jossa kantataajuinen digitaalinen signaali viedään digitaali-analogiamuuntimeen, jossa mainitusta digitaalisesta signaalista otetaan näytteitä määrättyllä näytetaajuudella ja muunnetaan analogiseksi signaaliksi ja muunnoksen tuotteena digitaali-analogiamuunnin tuottaa
- 10 kantataajuisen signaalin ja näytetaajuuden monikerroilla olevia signaaleja. Modulointi suoritetaan radiotaajuuksilla lähettävissä matkapuhelimissa kantataajuisen puhe- tai signalointi-informaation moduloimiseksi radiotaajuiseen kantaaltoon lähetytystä varten. Keksintö liittyy digitaalisissa matkapuhelimissa suoritettavaan modulointiin.
- 15 Yleisesti matkapuhelin voidaan jakaa toiminnan mukaan neljään osaan: käyttäjäosaan eli käyttöliittymään, ohjausosaan, audio-osaan ja radiotaajuusosaan, joista kolme viimeistä muodostavat matkapuhelimen radioyksikön. Matkapuhelimen 10 lohkokaaavio on yleisesti esitetty kuviossa 1, jossa näkyy matkapuhelimen eri osien sisältämiä lohkoja. Matkapuhelimen käyttäjä kommunikoi matkapuhelimen kanssa käyttäjäliittymän 20 kautta, johon kuuluu tavallisesti kaiutin 21, mikrofoni 22, näppäimistö 23 ja näyttö 24. Käyttäjäliittymä 20 voi sisältää myös muita rajapintoja, kuten modeemin tiedonsiirtoa varten, "kädet vapaana" -toiminnon (hands free) ja puheella aktiivoinnin. Radioyksikkö 30 muodostuu matkapuhelimen kantataajuisista
- 25 osista, johon kuuluu tavallisesti ohjausosa 40 ja audio-osa 50, sekä radiotaajuusosasta 60.
- Ohjausosassa 40 on tavallisesti keskusyksikkönä mikroprosessori 41, joka suorittaa puhelun muodostamiseen tarvittavat proseduurit ja ohjaa matkapuhelimen toimintaa
- 30 erilaisten ohjelmistojen avulla. Näitä ovat esim. solukko-ohjelmisto, käyttäjäliittymäohjelmisto sekä erityyppiset valvontaohjelmat (esim. akun varaustilan valvonta) ja huoltoa helpottavat testiohjelmat. Solukko-ohjelmisto huolehtii matkapuhelimen ja tukiaseman välisestä signaloinnista. Käyttäjäliittymäohjelmisto ohjaa käyttäjän ja muun ohjelmiston välistä kommunikointia, kuten näppäinpainallusten tulkitsemista, näytön ohjausta jne. Ohjausosaan 40 sisältyy myös matkapuhelimessa käytettäviä
- 35 muisteja 42, joihin on tallennettu esim. käyttäjärjestelmä, matkapuhelimen sarjanumero ja puhelinnumero ja käyttöoikeudet erilaisia palveluita varten ja joita käytetään myös työmuistina puhelun muodostamisen aikana.

Digitaalisen matkapuhelimen kantataajuusosa sisältää mm. puhe- ja kanavakoodauksen, informaation kompressoinnin purskeiksi ja purskeiden purkamisen jatkuvaksi signaaliksi sekä kanavakorjaimen. Audio-osa 50 voidaan toteuttaa esim. ohjelmallisesti signaaliprosessorilla 51.

5

Radiotaajuusosassa 60 kantataajuusosan tuottama puhe- ja signalointi-informaatio siirretään radiotielle ja vastaavasti vastaanotetaan radiotieltä. Kommunikointi matkapuhelimen kantataajuusosan kanssa tapahtuu erityisen radiotaajuusrajapinnan kautta, jossa suoritetaan mm. tarvittavat A/D- ja D/A-muunnokset. Radiotaajuusosa 10 60 sisältää mm. antennin 61 ja duplekserin 62 sekä lähettimen 63, vastaanottimen 64 ja taajuussynteesiosan 65.

15

Lähetinosassa 63 puhe- ja signalointi-informaatio moduloidaan radiotaajuiseen kantotaalton ja tehovahvistetaan. Useimmiten modulointi tapahtuu välitaajuudella (modulaattorissa), joka sekoitetaan halutulle lähetystaajuudelle (lähettimessä). Erilaisia modulointimenetelmiä käytetään riippuen signaalin tyypistä ja lähetykselle asetetuista vaatimuksista. Informaation siirtämiseksi analogisesti voidaan käyttää esim. FM-modulaatiota (Frequency Modulation) tai FSK-modulaatiota (Frequency Shift Keying) ja informaation siirtämiseksi digitaalisesti voidaan käyttää esim. $\pi/4$ -DQPSK -modulaatiota ($\pi/4$ -shifted Differential Quadrature Phase Shift Keying) tai GMSK-modulaatiota (Gaussian Minimum Shift Keying), joissa molemmissa signaalia käsitellään kompleksisena I/Q-signaalina.

20

25

Tässä hakemuksessa käsitellään lähinnä digitaalisen, edullisesti kompleksisen signaalin modulointia, jossa signaalia käsitellään kahtena toistensa suhteen vaihesiirrettynä signaalina, jotka moduloidaan ja lopuksi yhdistetään. Tavallisesti kyse on kahden 90° vaihesiirrosta olevan signaalin yhdistämisestä. Seuraavassa selostetaan tavallista kompleksisen signaalin modulointiin käytettyä menetelmää sekä modulaattoria viittaamalla kuvioihin 2 ja 3.

30

35

Kuviossa 2 on esitetty tekniikan tasosta tunnettu modulaattori, jossa aluksi käsitellään tuleva bittivirta a_n (esim. puhe- ja kanavakoodauksen tuloksena saatava bittivirta) digitaalisessa signaalinkäsittelylohkossa 70, jossa sarjamuotoinen bittivirta muunnetaan kahdeksi erilliseksi bittivirraksi ja koodataan I- ja Q-haaran signaaleiksi. I- ja Q-signaalit D/A-muunnetaan D/A-muuntimilla 71, jolloin muunnoksen tuloksena saadaan kuviossa 3 esitetyn kaltainen spektri, jossa f_{sig} esittää hyötysignaalin maksimitaajuutta, jolloin otettaessa D/A-muuntimeen näytteitä taajuudella f_{in} toistuu signaalin spektri tämän näytetaajuuden f_{in} monikerroilla, kuten kuviossa 3

on esitetty. Tavallisen D/A-muunnoksen tuloksena syntyvät monikerrat $f_{in}-f_{sig}$ ja niiden peilitaajuudet $f_{in}+f_{sig}$ ovat häiriötaajuuksia, jotka täytyy alipäästösuodataa, jotteivät ne häiritse muita (viereisiä) radiokanavia. Alipäästösuodatauksen tuloksena alipäästösuodataimesta 72 saadaan lähtönä pyöristetty analoginen kantataajuinen signaali f_{sig} . Alipäästösuodataimen 72 taajuusvaste on esitetty kuviossa 3 viitteellä f_{LP} . Alipäästösuodataimesta 72 saatavat kantataajuiset signaalit I_t ja Q_t moduloidaan kantaaltotaajuudelle kertomalla ne kantaaltotaajuisella paikallisoskillaattorisignaalin f_c , jolloin I_t - ja Q_t -signaali kerrotaan toistensa suhteen 90° vaihesiirteillä paikallisoskillaattorisignaaleilla, esim. kertomalla I_t -signaali signaalilla $\cos(2\pi f_c t)$ ja Q_t -signaali signaalilla $-\sin(2\pi f_c t)$. 90° :n vaihesiirto voidaan muodostaa vaiheensiirtimellä 76. Signaalien kertominen toteutetaan sekoittimilla 73 ja 74, jolloin sekoittimien lähdöistä saadaan analogisten I_t - ja Q_t -signaalien ja paikallisoskillaattorisignaalin f_c sekoitustuloksen sisältävä kantaaltotaajuinen eli tavallisesti välitaajuinen signaali. Sekoittimien 73, 74 lähtösignaalit summataan summaimessa 75, jolloin modulaattorin lähtösignaali f_{IF} saadaan summaimesta 75 sekoittimien lähtösignaalien summasignaalinä.

Vastaavanlainen ratkaisu on esitetty US-patentissa 5 325 396, jossa modulaattoriin tuodaan erillisen generaattorin generoimat kantaaltotaajuiset (välitaajuiset) sini- ja kosinisisignaalit I- ja Q-signaalien moduloimiseksi välitaajuudelle.

Tällaisten tekniikan tasosta tunnettujen moduloointimenetelmien ja modulaattoreiden haittana on niiden laitetoteutuksen vaatima suuri tila. Modulaattori sisältää niin paljon komponentteja alipäästösuodatauksesta ja sekoituksesta johtuen sekä eri taajuuksien signaalien käsittelystä johtuen, että sen toteutus vaatii yleensä ainakin kaksi integroitua piiriä: D/A-muuntimet ja alipäästösuodataimet yhdellä (esitetty kuviossa viitteellä IC1) ja sekoitukseen vaadittavat komponentit toisella piirillä IC2. Lisäksi ongelmana on usein alipäästösuodataimen 72 taajuuskaistan (ks. kuvio 3) sisältyvän DC-komponentin pääsy sekoittimille 73 ja 74, mikä aiheuttaa ei-toivottua kantaallon läpivuotoa. DC-komponenttia voidaan tosin suodattaa sijoittamalla I- ja Q-haaraan alipäästösuodataimen 72 ja sekoittimien 73, 74 väliin kondensaattori. Tässä on tosin ongelmana se, että koska signaali f_{sig} sijaitsee aivan nollataajuuden läheisyydessä, täytyy DC-suodatuskondensaattorin olla suuri (jotta saavutetaan ylipäästösuodataus, jossa päästökaistan rajataajuus jää lähelle nollataajuutta). Suuren kondensaattorin lataamiseen kuluu paljon aikaa, jolloin aikajakomonikäyttöjärjestelmissä ei päästä hyödyntämään järjestelmän aikajakoisuutta, jossa modulaattori kytkettäisiin pois päältä pusrakoiden välissä. Lisäksi johtuen kahden haaran signaalien käsittelystä joudutaan käyttämään kahta suurta kondensaattoria.

Esillä olevan keksinnön tarkoituksena on välttää edellä mainitut ongelmat ja esittää sellainen modulaatiomenetelmä ja modulaattori, jolla saadaan kompleksinen signaali moduloitua ja siirrettyä suoraan kantataajuudelta välitaajuudelle tai jopa suoraan kantataajuudelta lähetystaajuudelle. Tämä on mahdollista ottamalla tulevasta bittivirrasta näytteitä D/A-muuntimella, edullisesti sigma-delta -tyyppisellä D/A-muuntimella, ja valitsemalla lähdöksi suoraan jokin D/A-muuntimen antama näytetaajuuden monikerta. Edullisesti D/A-muuntimen lähdöstä valitaan sellainen monikerta, joka on toivotulla välitaajuudella tai lähetystaajuudella. Keksinnön mukainen modulaattori voidaan toteuttaa pienemmällä komponenttimäärällä ja siten saavutetaan kustannussäästöä ja keksinnön mukaisella menetelmällä ja modulaattorilla saavutetaan tekniikan tason ratkaisuihin nähden pienempi virrankulutus. Lisäksi koska signaali on jokin näytetaajuuden monikerta, jolloin se ei ole nollataajuuden läheisyydessä, DC-komponentin suodattamiseen riittää pieni kondensaattori (sillä DC-suodatuskondensaattorin toteuttaman ylipäästösuodatusfunktion päästökaistan rajataajuuden ei tarvitse olla nollataajuuden lähellä, eli siirtofunktion ei tarvitse nousta jyrkästi vaimennuskaistalta päästökaistalle nollataajuuden jälkeen, kuten tekniikan tasossa).

Keksinnön mukaiselle menetelmälle on tunnusomaista se, että lähtösignaaliksi valitaan jokin mainituista näytetaajuuden monikerroilla olevista signaaleista.

Vastaavasti keksinnön mukaiselle modulaattorille on tunnusomaista se, että se käsittelee välineet lähtösignaalin valitsemiseksi mainituista näytetaajuuden monikerroilla olevista signaaleista.

Keksinnön edullisessa suoritusmuodossa kompleksisen digitaalisen I/Q-signaalin modulointi välitaajuudelle tehdään suoraan sigma-delta-D/A-muuntimella. Sigma-delta D/A-muuntimen etuja ovat suuri tarkkuus, hyvä luotettavuus, hyvä stabiilius ja hyvä lineaarisuus.

Keksintöä selostetaan seuraavassa yksityiskohtaisemmin viittaamalla oheisiin piirustuksiin, joissa

- kuvio 1 esittää matkapuhelimen lohkoakaaviota yleisesti,
- kuvio 2 esittää tekniikan tasosta tunnettua modulaattoria,
- kuvio 3 esittää kuvion 2 mukaisen modulaattorin tuottamaa taajuusspektriä D/A-muuntimien lähdöissä,
- kuvio 4 esittää sigma-delta -modulaattorin toteutusta digitaalisesti,

- kuvio 5 esittää sigma-delta-D/A-muuntimen lohkokaaaviota,
 kuvio 6 esittää erästä toteutusta kuviossa 5 esitetystä sigma-delta -modulaattorista,
 kuvio 7 esittää erästä toteutusta kuviossa 5 esitetystä interpolaattorilohkosta,
 5 kuvio 8 esittää keksinnön mukaisen sigma-delta-D/A-muuntimen avulla toteutetun modulaattorin,
 kuvio 9 esittää keksinnön mukaisen modulaattorin tuottamaa taajuusspektriä ja lähtönä saatavaa taajuusvastetta,
 kuvio 10a esittää tunnettua Johnson-laskuria 90 asteen vaihesiirron toteuttamiseksi digitaalisti,
 10 kuvio 10b esittää kuviossa 10a esitetyn Johnson-laskurin signaalikaaviota,
 kuvio 11 esittää paikallistaajuuksien muodostamista lähetin-vastaanottimessa, ja
 kuvio 12 esittää vaihtoehtoisen toteutuksen kuvion 11 tyyppiselle lähetin-vastaanottimelle.

15

- Kuvio 4 esittää ns. sigma-delta -modulaattorin toteutusta digitaalisesti. Nimi "sigma-delta" tulee sigma-delta -modulaattorin rakenteesta, jossa on ensin summain 80 (summauspiste), jota yleisesti kuvataan kreikkalaisella kirjaimella "sigma" (Σ), ja integroinnin toteuttava lohko 81, jonka jälkeen tulee ns. delta-modulaattori, johon 20 kuuluu kvantisoija 82, joka perustuu peräkkäisten näytteiden erotuksen kvantisointiin, siitä nimitys "delta" (Δ). Lohko 81 voi toteuttaa esim. siirtofunktion $H(z) = \frac{1}{1-z}$. Sigma-delta-D/A-muuntimissa näytetaajuus nostetaan ensin e.sim. interpoloimalla ja sen jälkeen näytteiden bittimäärää vähennetään, jolloin esim. useita bittejä käsittävien sanojen virta voidaan muuttaa 1-bittisten sanojen virraksi eli bittivirraksi. 25 Näytetaajuuden nostamisen jälkeen ja ennen bittien määrän vähentämistä kohinaa suodatetaan. Käytännössä muokataan kvantisointikohinaa (valkoista kohinaa) siten, että suurin osa kohinasta jää signaalikaistan ulkopuolelle. Kuvassa 4 esitetty takaisinkytketty silmukka toimii tulosignaalin alipäästösuodattimena ja kvantisoijan aiheuttaman kohinan ylipäästösuodattimena, mitä ominaisuutta kutsutaan kohinan 30 muokkaukseksi (noise shaping).

- Kuviossa 5 on esitetty esimerkki sigma-delta-tyyppisen D/A-muuntimen lohkokaa-
 viosta. Taajuudella f_{1n} sisään tuleva n-bittinen signaali, jossa n on jokin kokonais-
 luku, viedään aluksi interpolaattoriin 90, joka toteuttaa näytetaajuuden nostamisen
 35 monikertaiseksi, eli N-kertaiseksi N:n ollessa jokin kokonaisluku, esim. luku 64, jol-
 loin lähtönä saadaan n-bittinen signaali näytetaajuudella $64 \cdot f_{1n}$. Interpolaattorista
 90 saatava interpoloitu digitaalinen signaali viedään kohinan muokkauslohkoon 91
 (sigma-delta -modulaattoriin), joka suorittaa kuvion 4 tyyppisen sigma-delta -modu-

loinnin sisältäen n -bittisen signaalin kvantisoinnin 1-bittiseksi signaaliksi. Kohinan muokkauslohkon 91 lähtönä saadaan 1-bittinen signaali näytetaajuudella $64 \cdot f_{in}$, joka D/A-muunnetaan 1-bittisellä D/A-muuntimella 92 analogiseksi signaaliksi. D/A-muuntimesta 92 saatava analoginen signaali viedään alipäästösuodattimeen 93, joka pyöristää signaalia sekä suodattaa pois signaalin monikerrat päästäen läpi maksimissaan taajuudella f_{sig} olevat signaalit, jolloin lähtönä saadaan halutulle taajuudelle suodatuksella valittu analoginen signaali.

Interpolaattori on sinänsä tunnettu alan ammattimiehelle. Kuviossa 7 on kuitenkin esitetty eräs esimerkki interpolaattorin toteuttamiseksi, jota voidaan käyttää kuvion 5 mukaisessa sigma-delta-D/A-muuntimessa. Kuviossa 7 esitetty interpolaattori sisältää yksinkertaisimmillaan n_s sinc-tyyppisen digitaalisen suodattimen, joka tässä toteuttaa kolmannen asteen sinc-suodatuksen eli sinc^3 -funktion ja jossa interpolointisuhde on tässä esimerkissä 64, jolloin näytetaajuus nousee taajuudesta f_{in} taajuuteen $64 \cdot f_{in}$. Kolmannen asteen sinc-funktio toteutuu peräkkäin kytketyillä derivaattoreilla 901, 902, 903 ja integraattoreilla 904, 905, 906, jossa interpolointilohkolla 907 interpoloidaan loogisia "0"-näytteitä derivaattoreista tulevien näytteiden väliin.

Kohinan muokkauslohkona 91 voidaan kuviossa 5 käyttää esim. kuviossa 6 esitettyä viidennen asteen kohinan muokkauslohkoa. Kohinan muokkauslohko suorittaa n_s sigma-delta -moduloinnin eli se on toiminnaltaan ja rakenteeltaan samankaltainen kuin kuviossa 4 esitetty ensimmäisen asteen sigma-delta -modulaattori. Kuten kuviossa 6 voidaan nähdä siinä esitetyssä viidennen asteen kohinan muokkauslohkossa on viisi integraattoria ja kvantisoija 82, joka on yksinkertaisesti etumerkin ilmaisimena. Kuvion 6 muokkauslohkon tulon saadaan n -bittinen signaali D_{in} ja lähtöön saadaan kylläkin kaikki n -bittiä (n -bits), mutta lähtöön D_{out} valitaan esim. pelkästään n -bittisen sanan eniten merkitsevä bitti msb (most significant bit) 1-bittisen signaalin antamiseksi lähtönä.

Kuviossa 8 on esitetty keksinnön mukaisen modulaattorin toteutus sigma-delta -periaatteeseen perustuvaa D/A-muunninta 710 soveltaen. Kuvion 8 mukaisessa esimerkissä käsitellään kompleksista I/Q-signaalia, jota varten modulaattorissa on erilliset haarat I- ja Q-signaaleja varten ja molemmissa haaroissa digitaaliset I- ja Q-signaalit syötetään aluksi digitaaliseen interpolointi-/suodatinlohkoon 90, esim. kuviossa 5 ja 7 esitetynlaiseseen sinc-suodatinfunktion ja interpoloinnin suorittavaan interpolaattoriin 90, jossa näytetaajuudella f_{in} sisään tulevan n -bittisen signaalin, jossa n on jokin kokonaisluku, näytetaajuus nostetaan N -kertaiseksi, jolloin lähtönä saadaan n -bittinen signaali näytetaajuudella $N \cdot f_{in}$ ja sen monikertoja (jossa kaikkia lähtöjä

voidaan siten merkitä viitteellä $f_{Ni}=i*N*f_{in}$, jossa $i=0,1,2,3,\dots$, jolloin $f_{Ni}=N*f_{in}$, $2N*f_{in}$, $3N*f_{in}$, jne). Selvyyden vuoksi todettakoon, että $N*f_{in}$ on jo näytetaajuuden f_{in} monikerta.

- 5 Interpolaattoreista/sinc-suodattimista 90 saatavat signaalit viedään edelleen sigma-delta -modulaattoreihin 91 (kohinan muokkauslohkoihin), joista lähtöinä saadaan 1-bittiset signaalit näytetaajuudella $f_{Ni}=i*N*f_{in}$, jolloin signaalin näyteväli on $T=1/i*N*f_{in}$. Tässä vaiheessa monikertoja $f_{Ni}=N*f_{in}$, $2N*f_{in}$, $3N*f_{in}$, $4N*f_{in},\dots$ (joiden näytevälit ovat vastaavasti $T=1/2N*f_{in}$, $1/3N*f_{in}$ jne) ei ole suodatettu pois, joten sigma-delta -muuntimien 91 lähdöksi voidaan valita näistä sopiva välitaajuudella tai lähetystaajuudella oleva signaali.

- 15 Sigma-delta -modulaattorin 91 jälkeen Q-haaraan lisätään 90° :n vaiheensiirrin 76, joka voi olla esim. logiikkapiireillä toteutettu viive-elin. 90° :n vaiheensiirto saadaan aikaan jakajalla viivästämällä Q-haaran signaalin näyteväli neljänneksellä, jolloin Q-haaran signaalin näyteväli pysyy samana ($T=1/f_{Ni}$) viivästyksen ollessa $T=1/4*f_{Ni}$. Tämä jakaminen voidaan tehdä esimerkiksi ns. Johnson-laskurilla, joka on esitetty kuviossa 10a ja jossa kahden D-kiikun avulla saadaan kellosignaalista CLK muodostettua kaksi toistensa suhteen 90° vaihesiirrettyä lähtöä A ja B sekä niiden invertoidut myös toistensa suhteen 90° vaihesiirretyt lähdöt XA ja XB. Nämä signaalit ja niiden vaiheet on esitetty kuviossa 10b.

- 25 Toistensa suhteen 90° vaihesiirretyt 1-bittiset I- ja Q-signaalit viedään tämän jälkeen omissa haaroissaan 1-bittisiin D/A-muuntimiin 92, joista saatavat analogiset lähtösignaalit summataan summaimessa 95. Vaihtoehtoisesti I- ja Q-signaalit voidaan summata digitaalisesti ennen muuntamista analogiseksi, jolloin toistensa suhteen 90° vaihesiirroissa olevat digitaaliset I- ja Q-signaalit viedään ensin digitaaliselle summaimelle. Sen jälkeen yhdistetty digitaalinen signaali muunnetaan yhdessä D/A-muuntimessa, jonka tosin tällöin täytyy olla 2-bittinen D/A-muunnin. Tällöin kuitenkin vältettäisiin kahden D/A-muuntimen käyttö.

- 35 Summaimesta 95 (tai mahdollisesta 2-bittisestä D/A-muuntimesta) saatava analoginen signaali kaistanpäästösuodatetaan kaistanpäästösuodattimessa 96, josta saadaan välitaajuudelle moduloitu modulaattorin lähtösignaali f_{IF} . Kuviossa 9 on esitetty kuvion 8 mukaisen sigma-delta-D/A-muuntimen signaalispektrin käyttäytymistä eri vaiheissa ja kuvion oikeaan reunaan on merkitty viitenumeroin signaali, joka viedään/saadaan sigma-delta-D/A-muuntimen eri lohkoihin/lohkoista. Kuvion 9 alimmainen käyrä esittää esimerkin vuoksi monikertataajuuden $N*f_{in}$ ($= f_{Ni}$) valitsemi-

sen lähtösignaaliksi kaistanpäästösuodattimella, jossa f_{BP} on sen taajuusvaste. Kuvion 9 toiseksi alimmaisessa käyrässä on esitetty harmaana alueena signaalikaistan f_{sig} ja sen monikerran $N \cdot f_{in}$ välille (mutta ei niiden kohdalle) sigma-delta -moduloinnissa muokattu kvantisointikohina. Vastaavasti sen yläpuolella olevassa käyrässä on harmaana alueena esitetty taajuusalueen yli tasaisesti jakautunut kvantisointikohina sinc-suodatuksen jälkeen (ennen sigma-delta -modulointia).

Ennen kaistanpäästösuodatinta 96 voidaan sijoittaa kondensaattori suodattamaan pois DC-komponentit ja siten varmistaa, ettei DC-komponentti pääse modulaattorin lähtöön OUT. Tekniikan tasoon verrattuna keksinnön etuja on tällöin se, että DC-komponentti on helpompi suodattaa, koska lähtösignaali valitaan kaistanpäästösuodattimella suoraan näytetaajuuden välitaajuisesta tai lähetystaajuisesta monikerrasta eli kaukaa DC-komponentista. Tällöin DC-komponentin suodattamiseen riittää pieni kondensaattori (sillä DC-suodatuskondensaattorin toteuttama ylipäästösuodatus-

funktion päästökaistan rajataajuuden ei tarvitse olla nollataajuuden lähellä eli siirtofunktion ei tarvitse nousta jyrkästi vaimennuskaistalta päästökaistalle nollataajuuden jälkeen, kuten tekniikan tasossa). Pieni kondensaattori latautuu nopeammin, jolloin aikajakoisuutta voidaan paremmin hyödyntää. Mikäli suoraan välitaajuuden suuruisista monikerroista ei löydy sopivia taajuuksia, voidaan summaimen 95 jälkeen järjestää alipäästösuodatin tai kaistanpäästösuodatin 97 ja sekoitin 98, jolloin jostakin alemmasta taajuudesta, esim. pienemmästä näytetaajuuden f_{in} monikerrasta $N \cdot f_{in}$ (N valitaan pienemmäksi) sekoittamalla saadaan sopiva välitaajuus lähtösignaaliksi f_{IF} . Tämä on esitetty kuviossa 8 viivoitetulla alueella, johon on piirretty myös edellä mainittu DC-suodatuskondensaattori 99, joka voitaisiin myös sijoittaa ennen sekoitajaa 98 tai vasta kaistanpäästösuodattimen 96 jälkeen. Vaikka keksinnön mukaisessa ratkaisussa käytettäisiin sekoitinta 98, säästetään kuitenkin komponentteja tekniikan tasoon nähden, sillä sekoitus tehdään vain yhdelle signaalille. Tällaisella ratkaisulla saavutetaan tällöin se etu, että sigma-delta-D/A-muunninta voidaan kelloittaa pienemmällä kelloaajuudella $N \cdot f_{in}$, millä saavutetaan esim. tehonsäästöä.

Vertaamalla kuviota 8 ja kuviota 2 ja niissä esitettyjä ratkaisuja nähdään, että esillä olevan keksinnön mukaisella ratkaisulla säästetään huomattavasti komponentteja ja toimenpiteitä, jolloin modulaattori voidaan toteuttaa ainoastaan yhdellä integroidulla piirillä. Kuviossa 2 on D/A-muuntimet 71 ja alipäästösuodattimet 72 omissa haaroissaan omalla integroidulla piirillä IC1 sekä sekoituksen suorittavat lohkot omalla toisella integroidulla piirillä IC2, kun taas keksinnön mukaisessa kuviossa 8 esitetyssä ratkaisussa tarvitaan ainoastaan molemmissa haaroissa omat D/A-muuntimet 710 ja yksi vaiheensiirrin 76. Lisäksi I- ja Q-signaalien yhdistämiseksi tarvitaan

summain 95, mutta suodatukseen riittää pelkästään yksi yhteinen suodatin 96, joka voi olla esim. dielektrinen, helix- tai vastaavanlainen RF-suodatin. Näin ollen moduloimalla digitaalinen signaali suoraan välitaajuudelle keksinnön mukaisesti saadaan modulaattorin toteutuksessa huomattava komponenttisäästö. Lisää komponentteja voidaan säästää matkapuhelimen lähetinosassa valitsemalla modulaattorista suoraan lähetystaajuinen signaali. Tällöin lähettimessä ei tarvitse enää sekoittaa välitaajuista signaalia lähetystaajuudelle, vaan riittää, kun modulaattorista saatava signaali vahvistetaan ja suodatetaan lähetystä varten.

10 Seuraavassa esitetään esimerkki keksinnön soveltamisesta matkapuhelimessa viittaamalla kuvioihin 11 ja 12. Esimerkki käsittelee menetelmää ja kytkentää, jolla erityisesti heterodyne-periaatteella toimivan matkapuhelimen paikallistaajuudet voidaan muodostaa yksinkertaisella taajuussyntesiojarakenteella. Esillä olevaa keksintöä voidaan käyttää kuvioiden 11 ja 12 mukaisessa lähetin-vastaanottimessa lähettimen ensimmäisen välitaajuuden muodostamiseksi. Seuraavassa esitettävän esimerkin mukaisesti voidaan toteuttaa toimiva analogisen, digitaalisen tai kaksitoimisen matkapuhelimen taajuussyntesointi, jota voidaan käyttää esim. samanaikaiseen lähetykseen ja vastaanottoon perustuvassa TDMA-matkapuhelinjärjestelmissä, joka voi olla käytössä tulevaisuudessa, sekä CDMA-matkapuhelinjärjestelmässä.

20 Seuraavan sovellusesimerkin paikallistaajuuksien muodostaminen perustuu siihen, että kahden välitaajuuden jatkuvatoimisessa lähetin/vastaanottimessa eli ns. kaksois-super-rakenteessa vastaanottimen ensimmäisestä välitaajuudesta ja lähettimen toisesta välitaajuudesta toisen ollessa kaksinkertainen duplex-väliin nähden ja vastavasti toisen duplex-välin suuruinen, lähettimen ja vastaanottimen UHF-paikallistaajuuksien lisäksi voidaan myös VHF-paikallistaajuudet muodostaa yhdellä taajuussyntesiojalla. Tämä toteutuu valitsemalla lähettimen ensimmäiseksi välitaajuudeksi vastaanottimen toiseen välitaajuuteen nähden 2-kertainen taajuus, jos lähettimen toinen välitaajuus on vastaanottimen ensimmäistä välitaajuutta suurempi, tai vastavasti valitsemalla vastaanottimen toiseksi välitaajuudeksi lähettimen ensimmäiseen välitaajuuteen nähden 2-kertainen taajuus, jos vastaanottimen ensimmäinen välitaajuus on lähettimen toista välitaajuutta suurempi. VHF-paikallistaajuudet saadaan joko suoraan taajuussyntesioijan lähdöstä tai ne muodostetaan jakamalla tai kertomalla syntesioijan lähtötaajuus sopivasti 2:lla. Edullisesti vastaanottimen toiseksi välitaajuudeksi valitaan vastaanotettavan signaalin symbolitaajuuden monikerta ja lähettimen ensimmäinen välitaajuus muodostetaan keksinnön mukaisella modulaattorilla. Käytännön matkapuhelinjärjestelmissä vastaanottokanavan taajuusalue on yleensä lähetyiskanavan taajuusalueen yläpuolella duplex-välin verran. Tällöin käytettäessä

vastaanottimen ja lähettimen UHF-paikallistaajuuksien muodostamiseen yhteistä taajuussyntesoijaa ja vastaanottimen ensimmäisessä sekoitinasteessa yläpuolista UHF-injektiota, lähettimen toinen välitaajuus on vastaanottimen ensimmäistä välitaajuutta suurempi. Kuviossa 11 esitetty toteutus valaisee asiaa.

5

Vastaanottimen toiseksi välitaajuudeksi valitaan tyypillisesti digitaalisen järjestelmän symbolitaajuuden monikerta, jolloin signaalin näytteistäminen A/D-muuntimilla digitaalista ilmaisua varten on yksinkertaista. Näytteistyskellotaajuus on tunnetusti symbolitaajuuden monikerta ja vähintään kaksinkertainen symbolitaajuuteen nähden. Myös analogisen järjestelmän mukainen vastaanotettava FM-signaali voidaan ilmaista edellä kuvatulla tavalla näytteistämällä.

10

Kuvion 11 mukaisessa esimerkissä vastaanottimen taajuusalue on 869 - 894 MHz ja lähettimen taajuusalue 824 - 849 MHz. Taajuusjako noudattaa USDMR-spesifikaation mukaisia taajuuksia. Aiemmin esitetyn mukaisesti vastaanottimen ensimmäiseksi välitaajuudeksi f_{RXIF1} valitaan duplex-välin suuruinen 45MHz:n taajuus ja lähettimen toiseksi välitaajuudeksi f_{TXIF2} duplex-väliin nähden 2-kertainen taajuus 90 MHz. UHF-taajuinen syntesoija 101 muodostaa sekä lähettimen että vastaanottimen UHF-paikallistaajuuden f_{LOUHF} , joka on tässä tapauksessa välillä 914 - 939 MHz. Paikallistaajuus sekoitetaan lähettimen toisen välitaajuuden f_{TXIF2} kanssa sekoittimessa 103 yläpuolista injektiota käyttäen ja kantoaaltoaajuuden vastaanotinsignaalin f_{RX} kanssa sekoittimessa 104. Syntesoijan referenssioskillaattorina toimii esimerkiksi 19.44 MHz kideoskillaattori 105, jota säädetään AFC-jännitteellä, Automatic Frequency Control.

25

Vastaanottimen toiseksi välitaajuudeksi f_{RXIF2} valitaan 2.43 MHz, joka on vastaanotettavan signaalin symbolitaajuuden monikerta. Vastaanottimen VHF-paikallistaajuudeksi f_{LORX} , joka johdetaan sekoittimeen 112 toisen välitaajuuden muodostamiseksi, saadaan siten 42.57 MHz. Vastaanotetun signaalin näytteistys suoritetaan AD-muuntimella 106, jonka kellotaajuudeksi f_{CLK} valitaan tässä tapauksessa vastaanottimen toiseen välitaajuuteen nähden kaksinkertainen taajuus eli 4.86 MHz.

30

Lähettimen ensimmäinen välitaajuus f_{TXIF1} ja vastaanottimen toinen välitaajuus f_{RXIF2} ovat keskenään kahdella jaollisia. Lähettimen ensimmäiseksi välitaajuudeksi f_{TXIF1} on tässä tapauksessa valittu näytteistyskellotaajuuden f_{CLK} suuruinen taajuus eli 4.86 MHz. Lähettimen VHF-paikallistaajuus f_{LOTX} 85.14 MHz voidaan muodostaa vastaanottimen VHF-paikallistaajuudesta f_{LORX} kertomalla se 2-kertojalla 107. Eräs vaihtoehto on myös halutun välitaajuuden f_{TXIF2} suodattaminen

35

suoraan lähettimen sekoittimen 108 lähdöstä. Kahdella kertominen voidaan toteuttaa myös käyttämällä sekoittimena 108 aliharmonista sekoitinta, engl. subharmonic mixer.

- 5 Toteutuksen kannalta on edullista, että myös lähettimen ensimmäinen välitaajuus f_{TXIF1} ja näytteistyskellotaajuus f_{CLK} ovat keskenään jaollisia. Tällöin modulaatio voidaan toteuttaa suoraan lähettimen ensimmäiselle välitaajuudelle f_{TXIF1} esillä olevan keksinnön mukaisella rf-modulaattorilla, jota kuvaa lohko 109.
- 10 Jänniteohjatun oskillaattorin (VCO:n) 111 resonaattorina voidaan käyttää 42.57 MHz kidettä, sillä VCO:lta ei vaadita laajaa säätöaluetta kuten tunnetuissa ratkaisuissa, joissa lähtötaajuutta joudutaan vaihtamaan. Kiteen etuna on pieni vaihekohina verrattuna diskreeteillä komponenteilla toteutettuun LC-resonaattoriin. Tästä johtuen kiteellä saavutetaan hyvä häiriöiden sieto, mikä on erityisen edullista pyritäessä häiriösietoisempiin rakenteisiin.
- 15

Kiteen käyttö sallii myös vaihelukkosilmukan sammuttamisen virrankulutuksen pienentämiseksi. Tämä on mahdollista, sillä kiteellä muodostetun paikallistaajuuden taajuusstabiilius on riittävä vastaanotossa ilman vaihelukitustakin. Tätä ominaisuutta voidaan edullisesti käyttää esimerkiksi kaksitoimisessa DAMPS-verkossa puhelimen ollessa valmiustilassa, jolloin tukiasema lähettää analogisella kontrollikanavalla signaalointisanomia.

20

VHF-taajuiseksi kideoskillaattoriksi voidaan kuvion 12 rakenteen mukaisesti valita myös 85.14 MHz:n yliaaltokideoskillaattori 211, jolloin kuvion 11 mukainen 2-kertoja 107 voidaan poistaa ja lisätä kytkentään vastaavasti 2-jakaja 207 vastaanottimen VHF-paikallistaajuuden f_{LORX} muodostamiseksi. Jakajaa voidaan edullisesti soveltaa kvadratuuridemodulaation vaatimien balansoitujen paikallistaajuuksien muodostamisessa. Muilta osin kuvion 12 lähetin-vastaanotin on identtinen kuvion

30 11 lähetin-vastaanottimen kanssa, vaikka kuviossa 11 viitenumerot ovat 100-alkuisia ja kuviossa 12 200-alkuisia.

Yleisesti, radiopuhelimen välitaajuuksien lukumäärästä riippumatta, voidaan todeta, että kun lähettimen signaalitiellä olevan sekoittimen lähdöstä saadaan lähettimen

35 $(k+1)$:s välitaajuus ja vastaanottimen signaalitiellä olevaan sekoittimeen johdetaan vastaanottimen k :s välitaajuus ja välitaajuuksista toinen on duplex-välin suuruinen ja toinen duplex-väliin nähden kaksinkertainen, voidaan mainituille sekoittimille johdetut lähettimen ja vastaanottimen paikallistaajuudet muodostaa yhdellä taajuus-

syntesoijalla ilman taajuushyppyä. Tällöin valitaan lähettimen sekoittimelle johdetun k :nen välitaajuuden ja vastaanottimen sekoittimen lähdöstä saadun $(k+1)$:nnen välitaajuuden lukuarvot siten, että ne ovat keskenään 2:lla jaollisia. Tässä k on positiivinen kokonaisluku. Sovellettuna edellä esitettyyn kaksoissuper-ratkaisuun, k saa arvon 1.

Edellä on esitetty kuinka voidaan yksinkertaisella rakenteella toteuttaa radiopuhelimen taajuussyntesointi, joka soveltuu analogiseen, digitaaliseen ja kaksitoimiseen radiopuhelimeen ja jossa voidaan käyttää keksinnön mukaista modulaattoria.

10 Esitetty taajuussyntesointi soveltuu käytettäväksi myös yhtäaikaiseen lähetykseen ja vastaanottoon perustuvassa vaihelukitusessa TDMA- ja CDMA-järjestelmässä. Käyttämällä syntesoijan VCO:n resonaattorina kidettä, voidaan paikallistaajuuden vaihekohinaa ja häiriöherkkyyttä pienentää tunnettuihin ratkaisuihin nähden. Virrankulutusta voidaan edelleen pienentää sammuttamalla vaihelukkopiiri puhelimen

15 ollessa valmiustilassa kuuntelemassa analogista kontrollikanavaa.

Esillä olevan keksinnön mukaisesti digitaalinen signaali, edullisesti kompleksinen I/Q-signaali, moduloidaan suoraan välitaajuudelle tai lähetystaajuudelle ottamalla lähtösignaaliksi jokin näytetaajuuden monikerroista. Edullisesti moduloinnissa käytetään näytetaajuutta monikerroisesti nostavaa modulaattoria. Keksinnön edullisessa suoritusmuodossa kompleksisen digitaalisen I/Q-signaalin modulointi välitaajuudelle tai lähetystaajuudelle tehdään suoraan sigma-delta-D/A-muuntimella tai vastaavan tyyppisellä D/A-muuntimella.

Patenttivaatimukset

1. Menetelmä digitaalisen signaalin moduloimiseksi analogiseksi signaaliksi korkeammalle taajuudelle, jossa kantataajuinen digitaalinen signaali (I, Q) viedään digitaal-analogiamuuntimeen (71, 710), jossa mainitusta digitaalisesta signaalista (I, Q) otetaan näytteitä määrätyllä näytetaajuudella (f_{IN}) ja muunnetaan analogiseksi signaaliksi ja muunnoksen tuotteena digitaal-analogiamuunnin (71, 710) tuottaa kantataajuuden signaalin (f_{sig}) ja näytetaajuuden (f_{IN}) monikerroilla olevia signaaleja (f_{Ni}), **tunnettu** siitä, että lähtösignaaliksi (f_{IF}) valitaan jokin mainituista näytetaajuuden (f_{IN}) monikerroilla olevista signaaleista (f_{Ni}).
2. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että lähtösignaaliksi (f_{IF}) valitaan välitaajuudella sijaitseva digitaal-analogiamuuntimen tuottama näytetaajuuden (f_{IN}) monikerralla oleva signaali (f_{Ni}).
3. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että lähtösignaaliksi (f_{IF}) valitaan lähetystaajuudella sijaitseva digitaal-analogiamuuntimen tuottama näytetaajuuden (f_{IN}) monikerralla oleva signaali (f_{Ni}).
4. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että lähtösignaalin valinta tapahtuu suodattamalla.
5. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että ennen lähtösignaalin valitsemista mainitun digitaalisen signaalin näytetaajuutta (f_{IN}) kasvatetaan digitaal-analogiamuuntimessa (90).
6. Patenttivaatimuksen 5 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että näytetaajuutta (f_{IN}) kasvatetaan interpoloimalla.
7. Patenttivaatimuksen 5 tai 6 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että mainitun digitaalisen signaalin näytetaajuuden (f_{IN}) kasvattamisen jälkeen signaalia käsitellään sigma-delta -moduloinnilla (91).
8. Patenttivaatimuksen 7 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että mainittu digitaalinen signaali on kompleksinen I-komponentin ja Q-komponentin käsittävä digitaalinen signaali ja ennen digitaalisen signaalin muuntamista analogiseksi signaaliksi mainitun Q-komponentin vaihetta muutetaan 90 asteen vaihesiirtoon mainitun I-komponentin suhteen.

9. Jonkin patenttivaatimuksen 1 - 8 mukaisen menetelmän käyttö matkapuhelimessa.
10. Modulaattori digitaalisen signaalin moduloimiseksi analogiseksi signaaliksi korkeammalle taajuudelle, joka käsittää digitaali-analogiamuuntimen (71, 710) kantataajuisen digitaalisen signaalin (I, Q) näytteistämiseksi määrättyllä näytetaajuudella (f_{IN}) ja muuntamiseksi analogiseksi signaaliksi, joka digitaali-analogiamuunnin (71, 710) tuottaa lähtönä kantataajuisen signaalin (f_{sig}) ja näytetaajuuden (f_{IN}) monikerroilla olevia signaaleja (f_{Ni}), **tunnettu** siitä, että se käsittää välineet (90, 96) lähtösignaalin (f_{IF}) valitsemiseksi mainituista näytetaajuuden (f_{IN}) monikerroilla olevista signaaleista (f_{Ni}).
11. Patenttivaatimuksen 10 mukainen modulaattori, **tunnettu** siitä, että digitaali-analogiamuunnin (71, 710) käsittää välineet (90) näytetaajuuden (f_{IN}) kasvattamiseksi.
12. Patenttivaatimuksen 11 mukainen modulaattori, **tunnettu** siitä, että mainitut välineet (90) näytetaajuuden (f_{IN}) kasvattamiseksi käsittävät interpolaattorin.
13. Patenttivaatimuksen 10 mukainen modulaattori, **tunnettu** siitä, että mainitut välineet lähtösignaalin (f_{IF}) valitsemiseksi mainituista näytetaajuuden (f_{IN}) monikerroilla olevista signaaleista (f_{Ni}) käsittävät suodatinvälineet (90, 96).
14. Patenttivaatimuksen 10 mukainen modulaattori, **tunnettu** siitä, että mainitut suodatinvälineet (90, 96) käsittävät digitaalisen suodattimen (90).
15. Patenttivaatimuksen 14 mukainen modulaattori, **tunnettu** siitä, että mainittu digitaalinen suodatin (90) on sinc-suodatin.
16. Jonkin patenttivaatimuksen 10 - 15 mukaisen modulaattorin käyttö matkapuhelimessa.

Patentkrav

1. Förfarande för omvandling av en digital signal till en analog signal vid en högre frekvens, varigenom en digital basbandssignal (I, Q) föres till en digital-analogomvandlare (71, 710), där sampling av den nämnda digitala signalen (I, Q) sker vid en bestämd samplingsfrekvens (f_{in}) och omvandlas till en analog signal, varvid digital-analogomvandlaren (71, 710) som resultat av omvandlingen alstrar signal (f_{sig}) av basfrekvens och signaler (f_{Ni}), vilka är multipler av samplingsfrekvensen (f_{in}), **kännetecknat** därav, att som utsignal (f_{iF}) väljs en av de nämnda signalerna (f_{Ni}), vilka är multipler av samplingsfrekvensen (f_{in}).
2. Förfarande enligt patentkravet 1, **kännetecknat** därav, att som utsignal (f_{iF}) väljs en på mellanfrekvens liggande signal (f_{Ni}), vilken är en av digital-analogomvandlaren alstrad multipel av samplingsfrekvensen (f_{in}).
3. Förfarande enligt patentkravet 1, **kännetecknat** därav, att som utsignal (f_{iF}) väljs en på sändningsfrekvensen liggande signal (f_{Ni}) vilken är en av digital-analogomvandlaren alstrad multipel av samplingsfrekvensen (f_{in}).
4. Förfarande enligt patentkravet 1, **kännetecknat** därav, att valet av utsignal sker genom filtrering.
5. Förfarande enligt patentkravet 1, **kännetecknat** därav, att före valet av utsignal höjs den nämnda digitala signalens samplingsfrekvens (f_{in}) i en digital-analogomvandlare (90).
6. Förfarande enligt patentkravet 5, **kännetecknat** därav, att samplingsfrekvensen (f_{in}) höjs genom interpolation.
7. Förfarande enligt patentkravet 5 eller 6, **kännetecknat** därav, att efter höjningen av den nämnda digitala signalens samplingsfrekvens (f_{in}) hanteras densamma genom sigma-deltamodulering (91).

8. Förfarande enligt patentkravet 7, **kännetecknat** därav, att den nämnda digitala signalen är en komplex digital signal som omfattar en I-komponent och en Q-komponent och att den nämnda Q-komponentens fas, innan den digitala signalen omvandlas till en analog signal, förskjuts 90 grader i förhållande till I-komponenten.
9. **Användning** av ett förfarande enligt något av patentkraven 1 - 8 i en mobiltelefon.
10. Modulator för modulering av en digital signal till en analog signal vid en högre frekvens, vilken omfattar en digital-analogomvandlare (71, 710) för sampling av en digital basbandssignal vid en bestämd samplingsfrekvens (f_{in}) och för omvandling till en analog signal, vilken digital-analogomvandlare (71, 710) som utprodukt alstrar en signal (f_{sig}) av basfrekvens och signaler (f_{Ni}) som är multipler av samplingsfrekvensen (f_{in}), **kännetecknad** därav, att den omfattar medel (90, 96) för val av utsignalen (f_{IF}) bland nämnda signaler (f_{Ni}), vilka är multipler av samplingsfrekvensen (f_{in}).
11. Modulator enligt patentkravet 10, **kännetecknad** därav, att digital-analogomvandlaren (71, 710) omfattar medel (90) för höjning av samplingsfrekvensen (f_{in}).
12. Modulator enligt patentkravet 11, **kännetecknad** därav, att nämnda medel (90) för höjning av samplingsfrekvensen omfattar en interpolator.
13. Modulator enligt patentkravet 10, **kännetecknad** därav, att nämnda medel för val av utsignal (f_{IF}) bland nämnda signaler (f_{Ni}), vilka är multipler av samplingsfrekvensen (f_{in}), omfattar filtreringsmedel (90, 96).

14. Modulator enligt patentkravet 10, **kännetecknad** därav, att nämnda filteringsmedel (90, 96) omfattar ett digitalt filter (90).
15. Modulator enligt patentkravet 14, **kännetecknad** därav, att nämnda digitala
5 filter (90) är ett sinc-filter.
16. **Användning** av modulator enligt något av patentkraven 10 - 15 i en mobiltelefon.

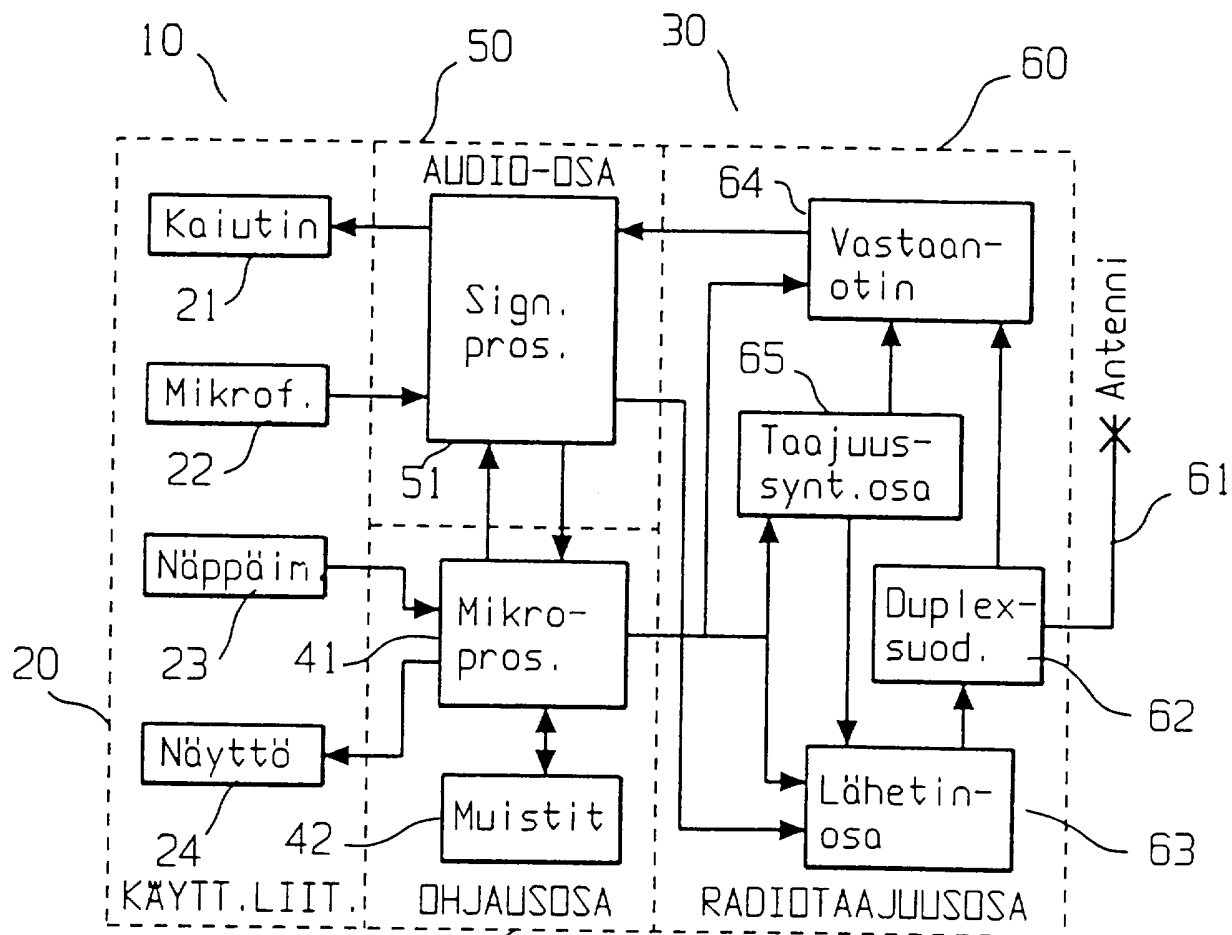


Fig.1

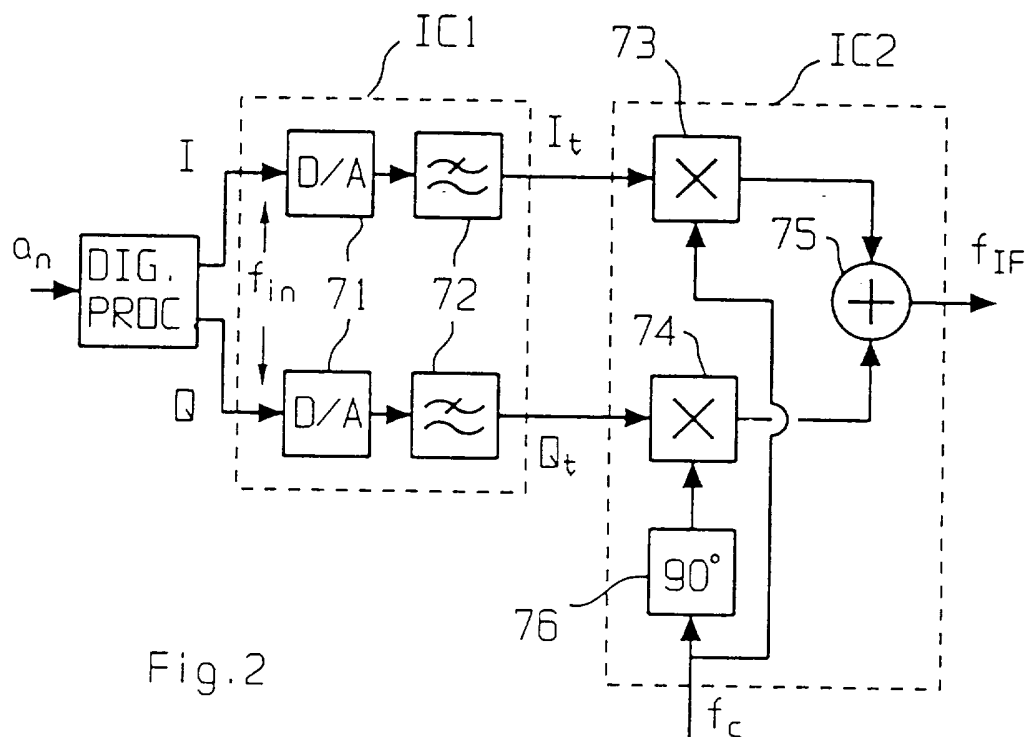


Fig.2

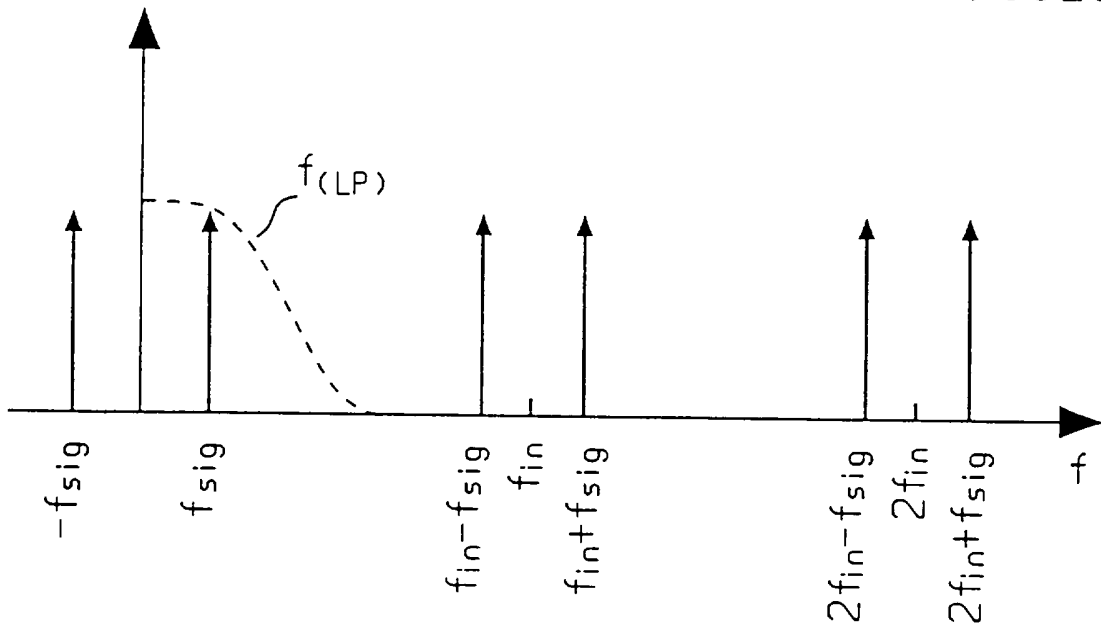


Fig.3

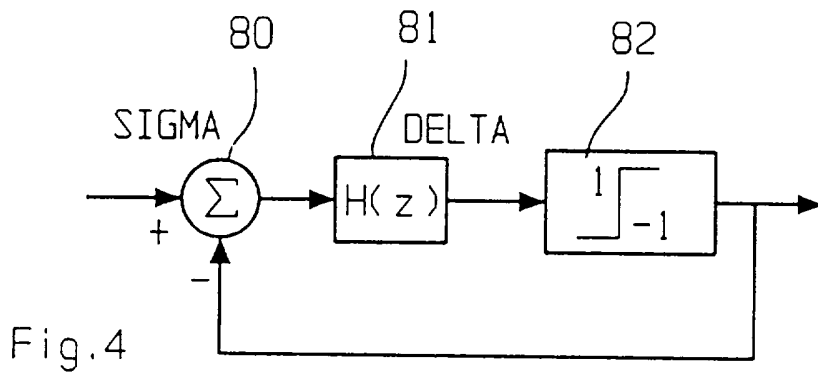


Fig.4

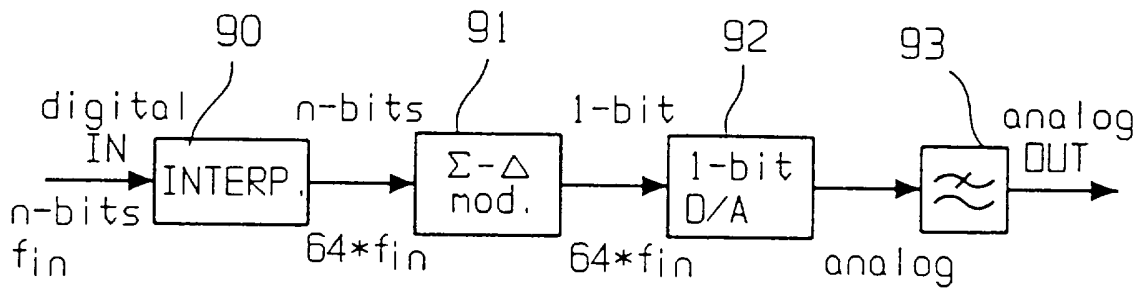


Fig.5

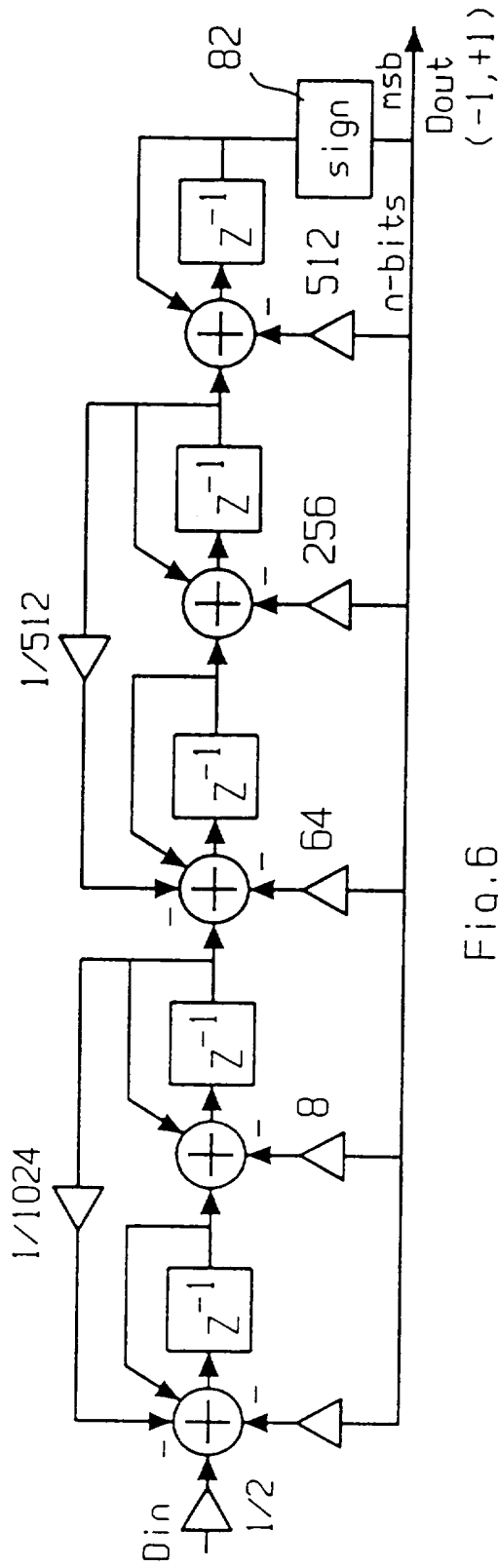


Fig. 6

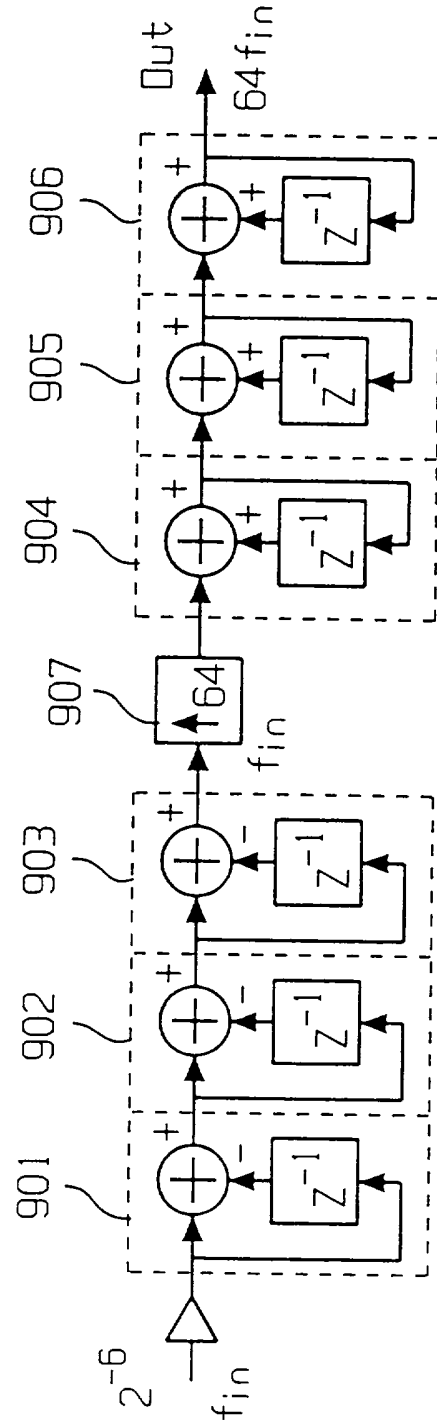


Fig. 7

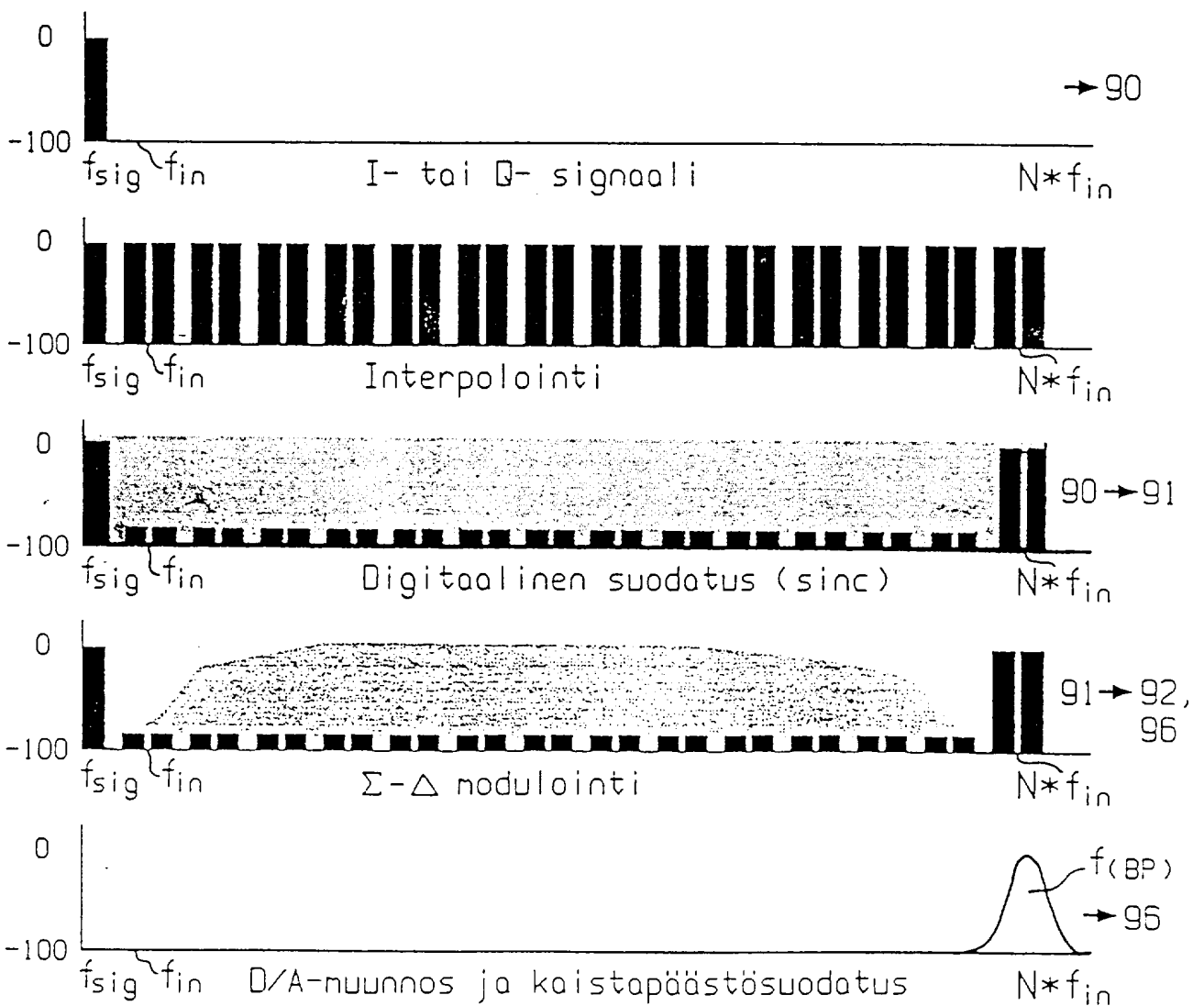
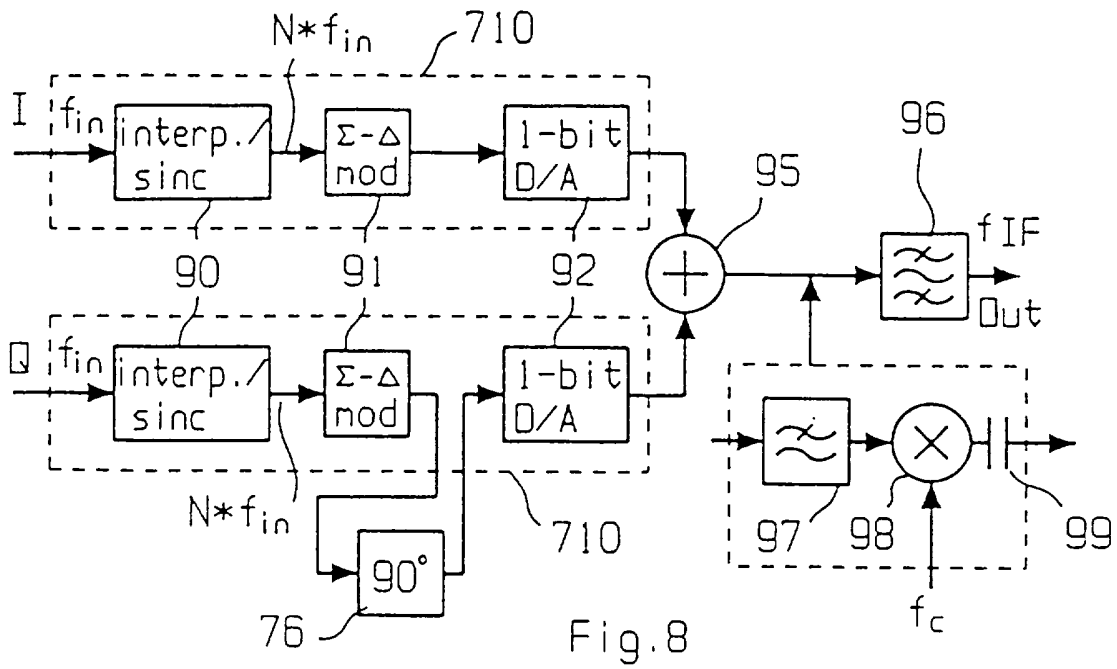


Fig. 9

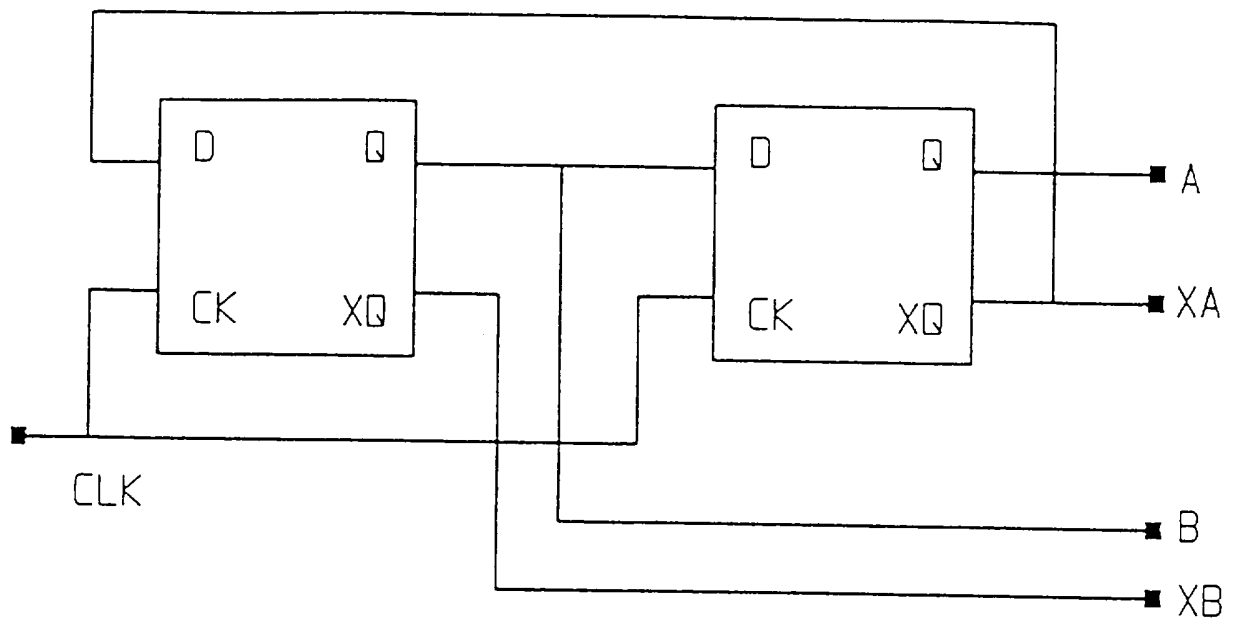


Fig. 10 a

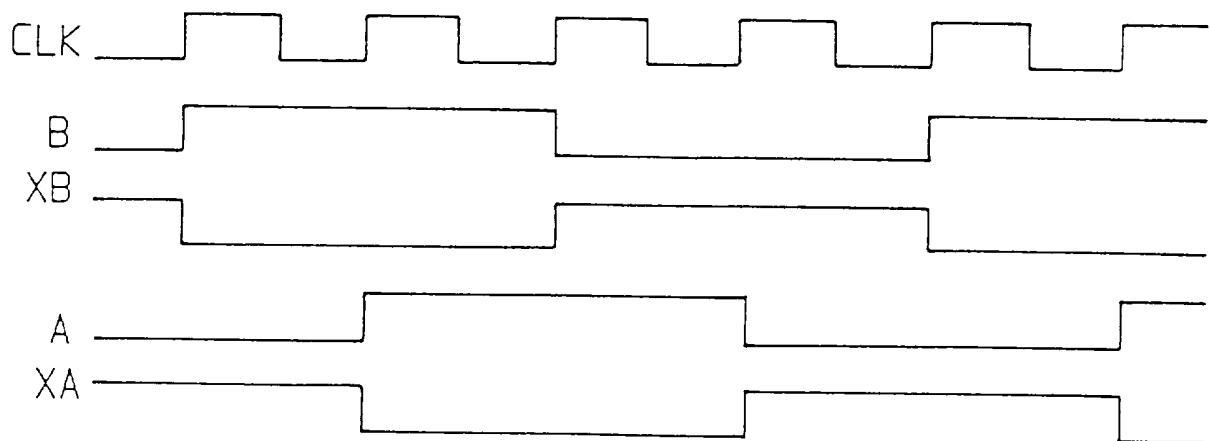


Fig. 10 b

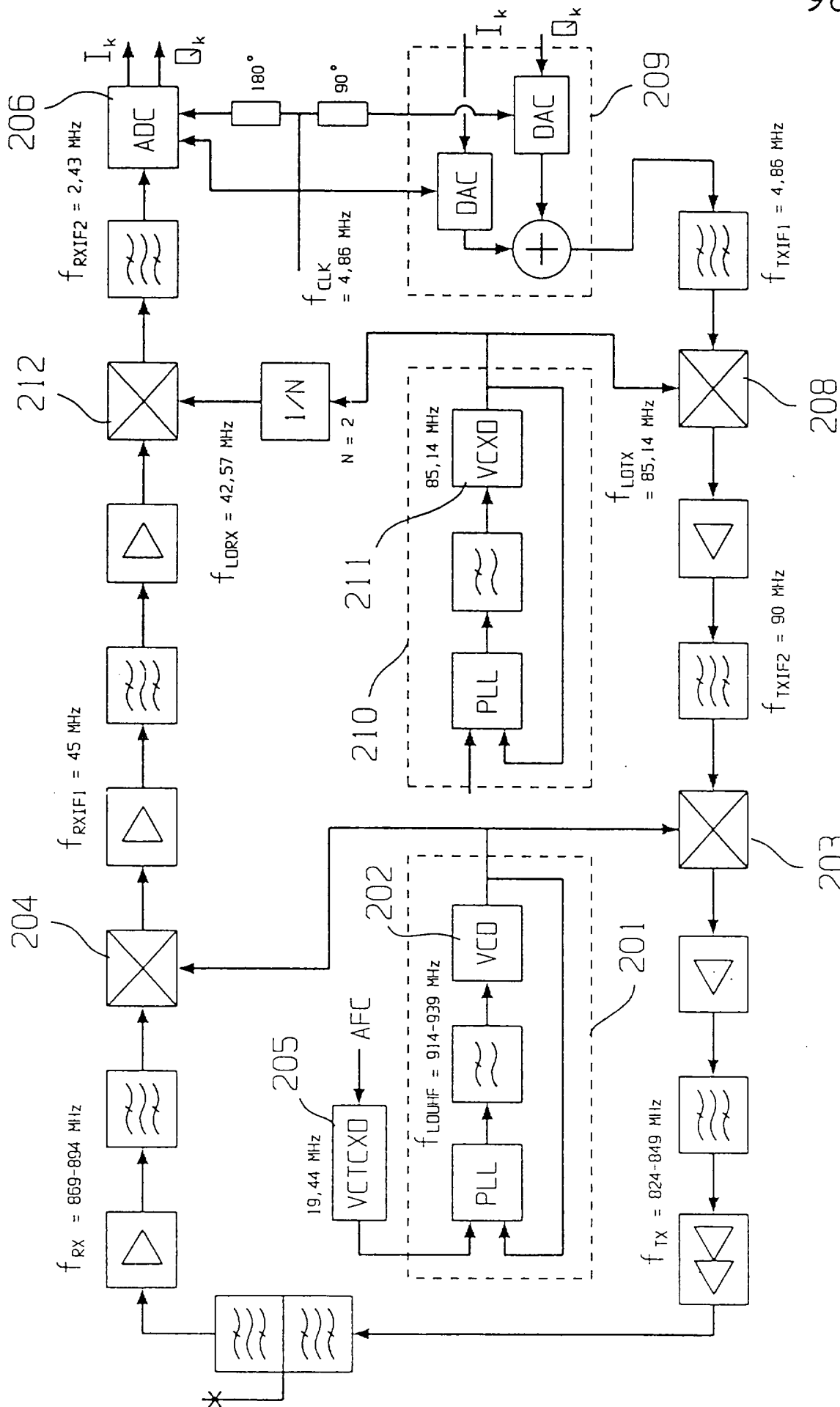


FIG.12