

(19)



SUOMI - FINLAND

(FI)

PATENTTI- JA REKISTERIHALLITUS

PATENT- OCH REGISTERSTYRELSEN

FINNISH PATENT AND REGISTRATION OFFICE

(10) **FI 922956 A7**

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

(21) Patentihakemus - Patentansökan - Patent application 922956

(51) Kansainvälinen patenttiluokitus - Internationell patentklassifikation -
International patent classification
H03M 1/20

(22) Tekemispäivä - Ingivningsdag - Filing date 19.12.1990

(23) Saapumispäivä - Ankomstdag - Reception date 25.06.1992

(41) Tullut julkiseksi - Blivit offentlig - Available to the public 25.06.1992

(43) Julkaisupäivä - Publiceringsdag - Publication date 13.06.2019

(86) Kansainvälinen hakemus - 19.12.1990 PCT/EP1990/002253
Internationell ansökan - International
application

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

27.12.1989 DE 3943072

(71) Hakija - Sökande - Applicant

1 • AEG Mobile Communication GmbH, Wilhelm-Runge-Strasse 11, 7900 Ulm/Donau, SAKSA, (DE)

(72) Keksijä - Uppfinnare - Inventor

1 • Dressler, Hans-Joachim, Germany, SAKSA, (DE)

(74) Asiamies - Ombud - Agent

Berggren Oy Ab, Antinkatu 3 C, 00100 Helsinki

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

Interpolatiivinen analogia/digitaalimuunnin

Interpolativ analog/digitalomvandlare

Interpolatiivinen analogia/digitaalimuunnin

Keksintö kohdistuu patenttivaatimuksen 1 johdannon mukaiseen interpolatiiviseen analogia/digitaali (A/D)-muuntimeen, erikoisesti analogisten kanto- tai välitaajuusalueen kaistanpäästösignaalien muuntamiseen radiovastaanottimissa.

On tunnettua, että signaalien digitalisoinnilla ja digitaalisella edelleen käsittelyllä voidaan yksinkertaistaa kytkentöjä ja erikoisesti välttää epäideaalisten komponentt ominaisuuksien (kohina, vanheneminen, lämpötilaryömintä, DC-offset jne.) aiheuttamat haitat.

Esimerkiksi julkaisusta NTZ-Archiv, Band 5, Heft 12/1983, s. 353 alkaen tunnetaan radiovastaanotin, jossa radiovastaanottimen kaistarajoitetusta tulosaalialista otetaan näytteitä ja se muunnetaan digitaalisten arvojen jonoksi. Julkaisussa US-A 4 750 214 on esitetty vastaava radiovastaanotin, jossa tulosaalialia muunnetaan ennen digitalisointia vielä välitaajuustasolle. Molemmissa tapauksissa digitalisoituja arvoja käsitellään edelleen digitaalisella kvadratuurimuunnoksella ja digitaalisella demoduloinnilla. Julkaisussa US-A 4 888 557 kuvatussa vastaanottimessa on esitetty lisäksi analogisten kaistanpäästösignaalien digitalisointia ja digitaalista edelleen käsittelyä varten edullinen A/D-muuntimen näytteenottotaajuuden mitoitus kaistanpäästösignaalien keskitaajuuden suhteen sekä siitä johdettu digitaalinen sekoitustaajuus ja vaiheessa olevan komponentin ja kvadratuurikomponentin erottelusaalialia.

Tämän tunnetun ratkaisun haittana on, että analogia/digitaalimuunnin muuntaa kaistanpäästösignaalin jo A/D-rajapinnassa täydellä amplitudiresoluutiolla ja muunnin on tämän vuoksi toteutettava erittäin monimutkaisella tavalla useita tarkkuuselementtejä käyttäen. Tällä ratkaisulla on ensiinkin suuret kustannukset ja toiseksi A/D-muunnoksessa näyt-

teenottoajankohta on säilytettävä sitä tarkemmin mitä korkeampia käsiteltävät signaalikomponentit ovat ja mitä suurempaa tulosignaalin resoluutiota on käytettävä. Koska tällaisten piirielinten kytkentämenetelmässä ei voida täysin välttää tiettyjä hajontoja, nykyisillä menetelmillä saavutettavissa oleva amplitudiresoluutio tulee edellä olevan mukaisesti rajalliseksi.

Interpolatiiviset menetelmät ovat sellaisia signaalien analogia-digitaalimuunnosmenetelmiä, joissa analogia-digitaalirajapinnassa käytetään vain harvoja kvantisointiportaita mutta joilla on kuitenkin suuri resoluutio. Interpolatiivisessa analogia-digitaalimuunnosmenetelmässä näytearvojen amplitudikvantisointi suoritetaan kahdessa peräkkäin kytketyssä portaassa. Tällöin ensimmäinen porras (porras 1) sisältää varsinaisen analogia-digitaalirajapinnan, kun taas toisessa portaassa (portaassa 2) on puhtaasti digitaalisia toimintoja. Näytearvojen amplitudikvantisointi tapahtuu tässä toisin kuin ei-interpolatiivisissa menetelmissä, ei käyttämällä hienokvantisointielementtejä analogia-digitaalirajapinnassa, vaan ylisuurella näytteenotolla, kvantisointikohinan spektrin muotoilulla ensimmäisessä portaassa ja digitaalisella interpolaatiolla toisessa portaassa.

Interpolatiiviset analogia/digitaalimuuntimet ovat tunnettuja esim. julkaisusta IEEE Trans. Commun. Vol. Com 33, No. 3, s. 249 alkaen. Nämä muuntimet eivät kuitenkaan sovellu kaistanpäästösignaalien A/D-muuntamiseen, koska ne muuntavat halutulla resoluutiolla vain sellaiset signaalit, joiden spektrikomponentit ovat paljon näytteenottotaajuuden alapuolella. Kaistanpäästötapaukseen sovittamista varten julkaisussa Electronics Letters, Band 25, Nr. 23, 9. Nov. 1989, s. 1560 - 1561, ehdotetaan alipäästö-kaistanpäästömuunnosta, jossa karkeakvantisointi tapahtuu aikadiskreetillä silmukkasuotimella varustettuna modulaattorisilmukkana toteutetussa ensimmäisessä portaassa ja hienokvantisoin-

ti seuraavassa toisessa portaassa digitaalisen kaistanpäästösuotimen avulla.

Esillä olevan keksinnön tehtävänä on esittää edullinen patenttivaatimuksen 1 johdannossa mainitun tyyppinen A/D-muunnin.

Tämä tehtävä ratkaistaan patenttivaatimuksen 1 tunnusmerkien avulla. Epäitsenäiset vaatimukset sisältävät keksinnön edullisia toteutuksia ja kehitysmuotoja.

Keksintöä selitetään seuraavassa lähemmin piirustukseen liittyen.

Kaistanpäästösignaalien näytteenottoteorian mukaan analoginen kaistanpäästösignaali, jonka kaistanleveys on B , voidaan esittää näytearvoilla $T = 1/f_A$ informaatiota menettämättä, kun näytteenottotaajuuden f_A ja kaistanpäästösignaalin kaistanleveyden B välillä on voimassa riippuvuus

$$f_A > 2B \quad (1)$$

ja kaistanpäästösignaalin keskitaajuuden f_m ja näytteenottotaajuuden f_A välillä on voimassa riippuvuus

$$f_m = (2m+1) \cdot f_A/4, \quad (2)$$

jossa $m = 0, 1, 2, \dots$

Seuraavassa lukua m kutsutaan kaistanpäästöindeksiksi ja kaistanpäästösignaalien näytteenottoa kutsutaan kaistanpäästönäytteenotoksi.

Reaalisessa analogia-digitaalimuuntimella suoritettussa kaistanpäästönäytteenotossa suoritetaan kaistanpäästösignaalin näytteenoton (aikakvantisoinnin) lisäksi myös amplitudikvantisointi analogia-digitaalimuuntimen resoluutiota

vastaavasti. Keksinnön mukainen interpolatiivinen analogia-digitaalimuunnin muuntaa kaistanpäästösignaalit kahdessa peräkkäin kytketyssä portaassa, joita molempia käytetään kellotaajuudella

$$f_A > 2NB \quad (3)$$

missä N :n tulee olla paljon suurempi yksi (voimakkaasti ylisuurinäytteenotto). Lisäksi on voimassa yhtälö (2). Näytteenottotaajuudelle saadaan siten:

$$f_A = \frac{4}{2m+1} \quad f_m > 2NB \quad (4)$$

Kuvio 1 esittää keksinnön mukaisen A/D-muuntimen ensimmäistä porrasta. Se on säätöpiiri, joka muodostuu karkeasti kvantisovivasta A/D-muuntimesta (jolla on ääritapauksessa vain yhden bitin resoluutio), resoluutioltaan vastaavasta D/A-muuntimesta, vertailuelimistä, lineaarisista verkoista $H(p)$ ja kerroinelimistä a_1 ja b_1 . A/D- ja D/A-muuntimien kellotaajuus f_A on valittava yhtälön (4) mukaan. Kertoimet a_1 ja b_1 on valittava siten, että säätöpiiri on stabiili ja hyötytaajuusalueen kvantisointikohina on minimaalinen. Stabiilisuuskriteerit ratkaistaan yleisillä säätötekniillisillä menetelmillä, kuten esim. Bode-diagrammilla. Kohina minimoidaan valitsemalla kertoimet a_1 ja b_1 siten, että kytkentä reagoi likimain kuten puhdas n :nnen asteen järjestelmä, jolloin n edustaa käytettyjen verkkojen $H(p)$ lukumäärää.

Lineaariset verkot $H(p)$ ovat resonaattoreita, joiden resonanssitaajuus on viritetty keskitaajuudelle tai keskitaajuuden läheisyyteen. Resonaattoreiksi soveltuvat sellaiset verkot, joilla on samanlaiset tai samankaltaiset ominaisuudet kuin verkoilla, jotka saadaan alipäästö-kaistanpäästömuunnoksella integroivista tai lähes integroivista 1. asteen verkoista. Ne ovat esimerkiksi:

lineaarisia verkkoja, jotka ohjattuna sinivärähtelyllä, jonka taajuus on f_0 ja joka kytketään hetkellä $t = 0$, reagoivat antamalla lähtöön sinivärähtelyn, jonka amplitudi kasvaa aikaan t verrannollisesti,

5 tai

lineaarisia verkkoja, jotka ohjattuna sinivärähtelyllä, jonka taajuus on f_0 ja joka kytketään hetkellä $t = 0$, reagoivat antamalla lähtöön sinivärähtelyn, jonka amplitudi kasvaa äärellisellä aikavälillä $0 < t < t_0$ aikaan t verrannollisesti, t_0 :n tulee tällöin olla paljon pienempi kuin näytteenjakso,

10

tai

resonaattoreita, joiden resonanssitaajuus vastaa täsmälleen tai likimain tulosignaalin keskitaajuutta,

15 tai

resonaattoreita, joiden resonanssitaajuus vastaa täsmälleen tai likimain tulosignaalin keskitaajuutta ja joilla on samanlaiset tai samankaltaiset ominaisuudet kuin verkoilla, jotka saadaan alipäästö-kaistanpäästömuunnoksella integroivista tai likimain integroivista 1. asteen verkoista,

20

tai

tulosignaalin kaistanleveyteen verrattuna kapeakaistaisia kaistanpäästösuoitimia, joiden keskitaajuus vastaa täsmälleen tai likimain tulosignaalin keskitaajuutta,

25 tai

tulosignaalin kaistanleveyteen verrattuna kapeakaistaisia kaistanpäästösuotimia, joiden keskitaajuus vastaa täsmälleen tai likimain tulosignaalin keskitaajuutta ja joilla on samanlaiset tai samankaltaiset ominaisuudet kuin verkoilla, jotka saadaan alipäästö-kaistanpäästömuunnoksella likimain integroivista 1. asteen verkoista.

Resonanssitaajuuden lähellä olevia virhesignaalien signaalikomponentteja painotetaan tai muokataan spektraalisesti muihin signaalikomponentteihin verrattuna kytkemällä karkeasti kvantisoidut näytteenottoarvot takaisin ja vertaamalla niitä tulosignaaliin sekä verkkojen $H(p)$ lähdöissä oleviin signaaleihin. Verkkojen $H(p)$ lähtösignaalit summaataan painotuskertoimia a_i vastaavasti ja syötetään A/D-muuntimelle, joka suorittaa karkean amplitudikvantisoinnin. Takaisinkytkennän ansiosta A/D-muuntimen lähtöön syntyy karkeasti kvantisoitu näytteenottoarvojen jono siten, että se vastaa hyötytaajuusalueella jäännöskohinaa lukuunottamatta ideaalisella näytteenotolla saatua tulosignaalia.

Kuviossa 2 on esitetty kvantisointikohina 1 ja kaistanpäästösignaali 2, jossa on vielä vähäinen määrä jäännöskohinaa 3. Havaitaan, että kvantisointikohinan merkittävät osat ovat pääasiassa hyötytaajuusalueen ulkopuolella.

Keksinnön mukaisen kaistanpäästösignaalien A/D-muuntimen toisessa portaassa suoritetaan aikaisemmin karkeasti kvantisoitujen näytearvojen hienokvantisointi digitaalisella interpolaatiolla. Myös tätä porrasta käytetään samalla yhtälön (4) mukaisella kellotaajuudella kuin ensimmäistä porrasta. Tämän interpoloinnin suorittamiseen on periaatteessa kaksi mahdollisuutta, nimittäin joko digitaalinen interpolointi digitaalisella kaistanpäästösuotimella, jonka kaistan keskitaajuus ja kaistanleveys vastaavat tarkasti tai likimain ideaalisella kaistanpäästönäytteenotolla ilman amplitudikvantisointia saadun kaistanpäästösignaalin hyöty-

taaajuuskaistaa, tai digitaalinen interpolaatio digitaalisella kvadratuurimodulaattorilla.

Edellä esitetyssä digitaalisen kaistanpäästösuo-
 5 timen avulla suoritettussa digitaalisessa interpolaatiossa kvantisointikohinan merkittävät osat ovat hyötytaajuusalueen ulkopuolella. Tämän kaistanpäästösuo-
 timen lähdöstä saadaan siten hienokvantisoidut näytteenottoarvot.

Kuviossa 3 on esitetty digitaalinen kvadratuurimodulaattori keksinnön mukaista kaistanpäästösignaalin A/D-muunninta
 10 varten. Se muodostuu kvadratuurisekoittimesta 4, jossa on kaksi digitaalista kertojaa 5, 6 ja kaksi digitaalista alipäästösuodinta 7, 8. Digitaaliset alipäästösuo-
 timet 7, 8 on toteutettu siten, että niiden päästöalueet vastaavat tarkasti tai likimain ekvivalenttisen alipäästösignaalin
 15 hyötysignaaliauuetta (rajataajuus $f_g = B/2$). Koska kaistanpäästösignaalin informaationsisältö ei ole sen kantoaallon kohdalla (keskitaajuudella), vaan sen ekvivalenttisessa alipäästösignaali-
 ssa, voidaan suorittaa ekvivalenttisen alipäästösignaalin hienokvantisointi. Ensimmäisen portaan
 20 lähtösignaali kerrotaan digitaalisessa kvadratuurisekoittimessa 4 digitaalisen kertojan 5 avulla arvolla $\cos(\pi/2 \times K)$ ja se johdetaan tämän jälkeen alipäästösuo-
 timen 7 kautta, jonka lähdöstä saadaan ekvivalenttisen alipäästösignaalin hienokvantisoitu reaali-
 25 osia. Ensimmäisen portaan lähtösignaali kerrotaan samoin digitaalisessa kvadratuurisekoittimessa 4 digitaalisen kertojan avulla arvolla $-\sin(\pi/2 \times K)$ ja se johdetaan tämän jälkeen digitaalisen alipäästösuo-
 timen 8 kautta, jonka lähdöstä saadaan ekvivalenttisen alipäästösignaalin hienokvantisoitu imaginääriosia.

30 Näytteenottotaajuutta molempien alipäästösuo-
 timien 5, 6 lähdössä voidaan pienentää digitaalisen interpolaatiosuo-
 timen kaistanleveyttä vastaavasti kertoimella 2 N.

Kuviossa 4 on esitetty digitaalinen kvadratuurisekoitin 4 ja sen rinnalla yksinkertaistettu digitaalinen kvadratuurisekoitin 9. Koska molemmat digitaaliset kantoaaltojonot $\cos(k \times \pi/2)$ ja $\sin(k \times \pi/2)$ voivat saada arvoja vain joukosta $\{-1, 0, 1\}$, digitaalisen kvadratuurisekoittimen 4 realisoinnissa digitaaliset kertojat 5 ja 6 voidaan jättää pois. Niiden tilalla käytetään kytkimiä 10, 11, jotka kulkevat synkronisesti näytteenottotaajuuteen f_s nähden jaksollisesti kytkentäasentojen 0, 1, 2, 3 läpi, ja digitaalisia elementtejä, jotka suorittavat triviaalikertolaskun kertoimilla 0, 1 ja -1.

Kuviossa 5 on esitetty eräs verkon $H(p)$ piiritekniillinen toteutus. Se muodostuu kondensaattorin 12 ja kelan 13 rinnakkaisresonanssipiiristä, jota syöttää jänniteohjattuna virtalähteenä yhteisemitterikytketty transistori 14. Toimintapisteiden asetukseen käytettäviä ohmisia vastuksia ei ole esitetty.

Kuvio 8 esittää ensimmäisen portaan piiritekniillistä toteutusta, jossa on vain yksi lineaarinen verkko $H(p)$. Tämä toteutus muodostuu kondensaattorin 16 ja kelan 17 rinnakkaisresonanssipiiristä, komparaattorista 18, kiikusta 19, transistoreista 20, 21 ja jänniteohjattusta virtalähteestä 22. Kiikkua 19 ohjataan taajuudella f_s ja se asettuu tällöin komparaattorin 18 kytkentätilaan. Tätä puolestaan ohjaa kondensaattorin 16 ja kelan 17 rinnakkaisresonanssipiiri. Molempien transistorien kollektorivirtoja ohjaa jännitteiden U_x ja U_y ero. Transistoreista 20, 21 ja vakiovirtalähteestä 22 muodostuva differentiaalivahvistin toimii siten samalla vertailuelimenä ja jänniteohjattuna virtalähteenä, joka syöttää kondensaattorista 16 ja kelasta 17 ja vakiovirtalähteestä 22 muodostuvaa rinnakkaisresonanssipiiriä. Vakiovirtalähde 22 voi olla toteutettu esim. ohmisen vastuksen tai transistorikytkennän avulla.

Patenttivaatimukset

1. Interpolatiivinen analogia/digitaalimuunnin, jossa on ensimmäinen porras, joka kvantisoi tulosaalalin amplitudin karkeasti ylisuurella näytteenotolla näytteenottotaajuudella f_A ja joka muodostaa karkean amplitudikvantisoinnin kehittämän kvantisointikohinan sellaiseksi, että merkittävät kohinakomponentit ovat hyötytaajuusalueen ulkopuolella, ja toinen porras, joka interpoloi ensimmäisessä portaassa karkeasti kvantisoidun signaalin, t u n n e t t u siitä, että tulosaali on kaistanpäästösignaali, jonka kaistanleveys on B ja keskitaajuus f_m , että näytteenottotaajuus on

$$f_A = \frac{4}{2m+1} f_m$$

jossa $m = 0, 1, 2, \dots$, ja lausekkeen $f_A > 2 NB$, jossa $N \gg 1$, mukaisesti oleellisesti suurempi kuin tulosaalin kaistanleveys, ja että karkeasti kvantisoitu signaali toisessa portaassa aluksi kvadratuurisekoitetaan digitaalisesti ja interpoloidaan kahdella digitaalisella alipäästöelimellä, joiden lähdöistä saadaan tulosaalin vaiheessa olevan komponentin ja kvadratuurikomponentin näytearvot.

2. Patenttivaatimuksen 1 mukainen muunnin, t u n n e t t u siitä, että digitaalisten alipäästöelinten päästöalue vastaa täsmälleen tai likimain kaistanpäästösignaaliin nähden ekvivalenttista alipäästösignaalia.

3. Patenttivaatimuksen 1 tai 2 mukainen muunnin, t u n n e t t u siitä, että kvadratuurisekoitin muodostuu kahdesta, edullisesti elektronisesta kytkimestä, jotka kulkevat jaksollisesti kytkinasentojen 0, 1, 2, 3 läpi ja joihin kytkinasentoihin on liitetty digitaaliset elementit, jotka suorittavat kertolaskun arvoilla 0, 1 ja -1.

4. Patenttivaatimuksien 1 - 3 mukainen muunnin, t u n -
n e t t u siitä, että ensimmäisen portaan rakenne muodos-
tuu A/D-muuntimesta, jolla on vastaava resoluutio, ainakin
yhdestä verkosta $H(p)$, kerroinelimistä a_i ja b_i , jotka myös
5 voivat saada arvot 0 ja 1, sekä vertailuelimistä.
5. Patenttivaatimuksen 4 mukainen muunnin, t u n n e t t u
siitä, että kertoimet a_i ja b_i valitaan siten, että ensim-
mäisen portaan kytkentä on stabiili ja että kvantisointiko-
hina muodostuu optimaaliseksi.
- 10 6. Patenttivaatimuksen 4 tai 5 mukainen muunnin, t u n -
n e t t u siitä, että verkko $H(p)$ tai verkot $H(p)$ muodos-
tuvat resonaattoreista, joiden resonanssitaajuuudet vastaa-
vat täsmälleen tai likimain tulosignaalin keskitaajutta
 f_0 .

FIG. 1

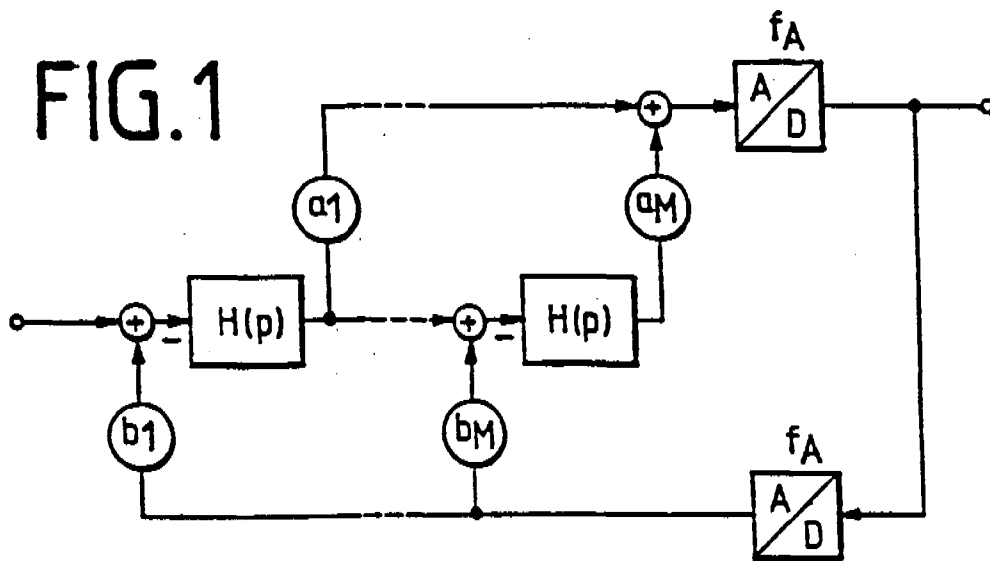


FIG. 2

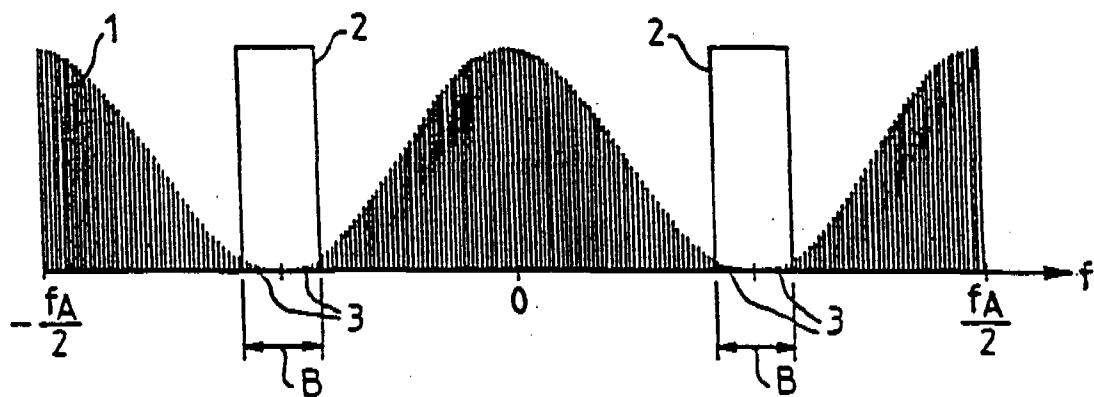
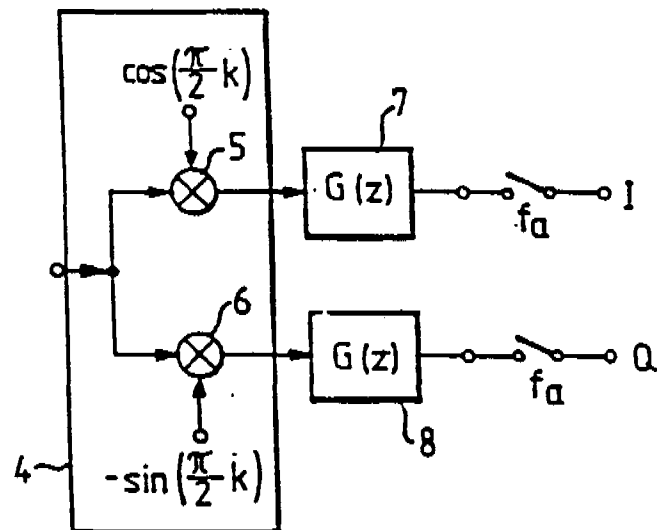


FIG. 3



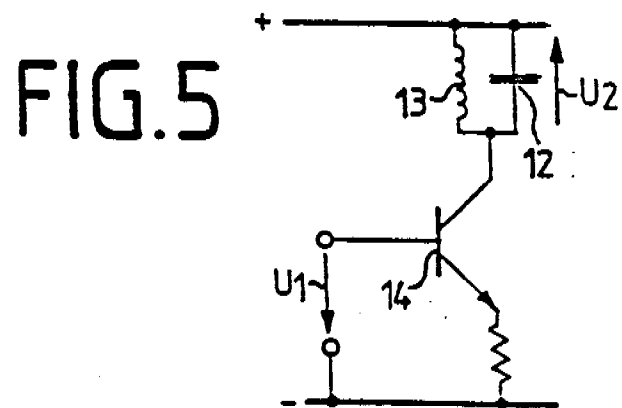
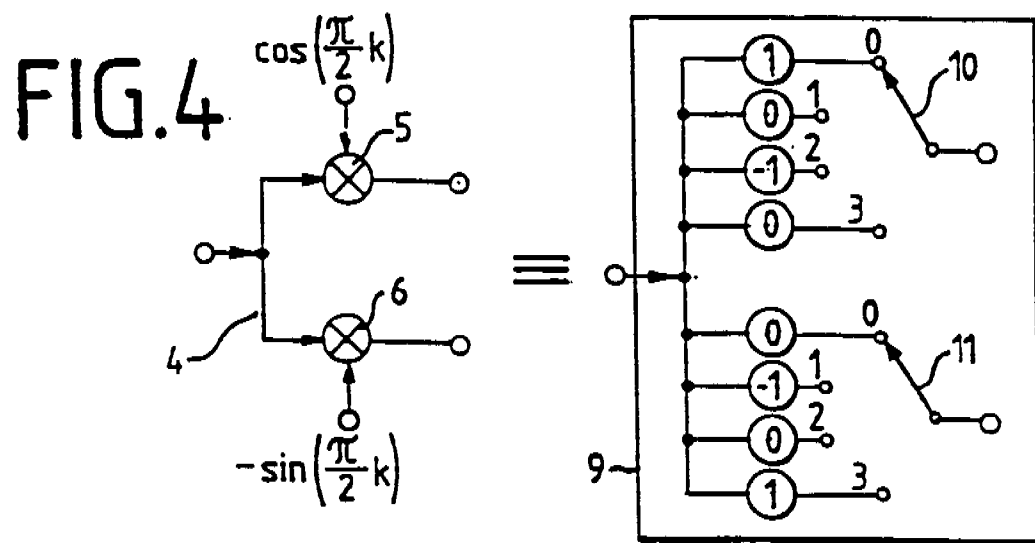


FIG. 6

