(19)

SUOMI - FINLAND
(FI)

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

(10) **FI 922042 A7**

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

(21) Patenttihakemus - Patentansökan - Patent application 922042

(51) Kansainvälinen patenttiluokitus - Internationell patentklassifikation - International patent classification
H03H 17/06

(22) Tekemispäivä - Ingivningsdag - Filing date **06.05.1992**

(23) Saapumispäivä - Ankomstdag - Reception date **06.05.1992**

(41) Tullut julkiseksi - Blivit offentlig - Available to the public **11.11.1992**

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

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

10.05.1991 EP 91201136

(71) Hakija - Sökande - Applicant

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

(72) Keksijä - Uppfinnare - Inventor

1 • **Therssen, Dieter Ernest Michel,** Belgium, BELGIA, (BE)

(74) Asiamies - Ombud - Agent

Kolster Oy Ab, Salmisaarenaukio 1, 00180 Helsinki

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

Näytteenottotaajuuden muunnin

Keksintö koskee näytteenottotaajuuden muunninta, jolla aikadiskreetin signaalin taajuus muunnetaan ensimmäisestä taajuudesta toiseksi taajuudeksi, sisältäen:

- ensimmäisen kellopulssigeneraattorin ensimmäisten kellopulssien muodostamiseksi, jotka esiintyvät ensimmäisellä taajuudella,
- toisen kellopulssigeneraattorin toisten kellopulssien muodostamiseksi, jotka esiintyvät toisella taajuudella,
- valintalaitteen aikadiskreetin signaalin valittujen näytteiden syöttämiseksi kolmansien kellopulssien tahdissa, jotka esiintyvät kolmannella taajuudella,
- valintasignaaligeneraattorin kolmansien kellopulssien muodostamiseksi.

Tämän tyyppinen muunnin tunnetaan artikkelista "A Universal Digital Sampling Frequency Converter For Digital Audio", Proceedings IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing 1981 (ICASSP 81), Vol. 2, ss. 595 - 598, kuvio 1B. Näytteenottotaajuuden muuntimia käytetään kun digitoidun signaalin näytteenottotaajuutta tulee muuttaa. Tämä tapahtuu erityisesti digitaalisilla audiosignaaleilla. Compact Disc -järjestelmässä näytteenottotaajuus on 44.1 kHz, satelliittilähetyksissä 32 kHz ja ammattinauhoitteissa 48 kHz. Jos näytteenottotaajuuksiltaan erilaisia digitaalisia signaalilähteitä tulee yhdistää, jonkin lähteen näytteenottotaajuutta täytyy muuttaa.

Näytteenottotaajuuden muunnosmenetelmä, jota käsitellään esimerkiksi EP-patenttihakemuksessa 0 052 847, käsittää digitaalisen signaalin muuntamisen analogiseksi signaaliksi ja tämän analogisen signaalin muuntamisen sen jälkeen digitaaliseksi signaaliksi, jolla on haluttu näytteenottotaajuus. Valetoiston ja kaikentyyppisten häirit-

sevien signaalien välttämiseksi analoginen signaali tulee suodattaa huolellisesti. Suodin, digitaali-analogiamuunnin ja analogia-digitaalimuunnin tekevät tämän näytteenottotaajuuden muunnosmenetelmän pulmalliseksi ja kalliiksi.

Täysin digitaalisia ratkaisuja ilman analogista välivaihetta on etsitty. Ne perustuvat digitaalisen interpoloinnin ja desimointisuotimien avulla tapahtuvaan uusien näytteiden laskentaan muunnettavan digitaalisen signaalin käytettävissä olevien näytteiden perusteella. Niin kauan kuin annetulla ja halutulla näytteenottotaajuudella on rationaalinen suhde, muunnos sellaisten suotimien avulla suoritetaan suhteellisen yksinkertaisella tavalla. Annettujen ja haluttujen näytteiden aikakuviot sopivat yhteen tuossa tapauksessa. Esimerkkejä sellaisista muuntimista voidaan löytää US-patenteista 3 997 773, 3 988 607, 4 020 332 ja 4 472 785. Opastava katsaus interpolointi- ja desimointisuotimien toimintaan voidaan löytää aikakauslehtiartikkelista, jonka otsikko on: "Interpolation and Decimation of Decimal Filters - A Tutorial Review", Proceedings of the IEEE, Vol. 69, No. 3, March 1981, ss. 300 - 331, joka samoin antaa runsaasti viitteitä lisäkirjallisuuteen.

Se tulee vaikeammaksi jos aikakuviot eivät sovi yhteen. Tuossa tapauksessa etäisyys halutun ja annetun näytteen välillä on aina erilainen. EP-patenteista 0 052 847, 0 099 600, 0 137 323, 0 151 829 ja 0 227 172 tunnetaan näytteenottotaajuuden muuntimia, joissa interpolointi- tai desimointisuotimen kertoimia säädetään jatkuvasti tämän etäisyyden perusteella. Tämän tyyppisillä muuntimilla voidaan saavuttaa erittäin hyviä tuloksia, mutta ne vaativat melko paljon laitteistoa kertoimien laskemista varten.

Hyvin yksinkertainen tapa muuttaa näytteenottotaajuutta perustuu määrätyn näytemäärän poisjättämiseen tai toistamiseen tulevasta näytevirrasta aikayksikköä kohden,

riippuen taajuuserosta annetun ja halutun näytteenottotaajuuden välillä. Prosessia, jossa näyte jätetään pois, näyte läpäistään tai näyte toistetaan, nimitetään validoinniksi. Validoitu näytesekvenssi järjestetään halutulla näytteenottotaajuudella uudelleen siten, että saadaan aikaan näytteiden tasavälinen sekvenssi. Tämä prosessi johtaa signaalin vääristymiseen. Näytteiden poisjättäminen/lisääminen alkuperäiseen näytesekvenssiin tai siitä pois ja niiden uudelleenjärjestäminen uudeksi aikakuvioksi johtaa digitaalisen signaalin ekspansioon/kompressioon. Kun näytteet järjestetään uudelleen uuden aikakuvion mukaisesti, ekstensio/kompressio kuitenkin jälleen eliminoituu. Poisjättäminen/lisääminen kuitenkin johtaa signaalihyppäykseen, joka alunperin puuttui analogisesta signaalista. Annetun näytteenottotaajuuden eron tapauksessa ekspansiolla/kompressiolla on kiinteä arvo, mikä aiheuttaa suhteellisesti yhä kasvavan vaihesiirron kasvavalle määrälle analogisessa signaalissa olevista taajuuskomponenteista. Jotta analogisen signaalin vääristymä voitaisiin pitää määrätyn tason alapuolella, näytteenottotaajuutta tulee kasvattaa hyvin korkealle tasolle, jonka jälkeen valodointi voi tapahtua kuten on esitetty artikkelissa joka on julkaistu julkaisussa ICASSP 81. Siellä todetaan, että audiosignaalille, jolla on 20 kHz taajuus, josta tulee ottaa näytteitä suunnilleen 50 kHz taajuudella, ylinäytteistyskerroin 2^{15} = 32 768 on välttämätön, jotta saavutettaisiin 90 dB:n signaali-kohinasuhde uudelleenjärjestelyn jälkeen. Tämä vaatii ylinäytteistystaajuuden, joka on suunnilleen 1,5 GHz. Niin korkea taajuus tekee näytteenottotaajuuden muuntimen toteutuksen vaikeaksi, pulmalliseksi, kalliiksi ja tuskin saavutettavissa olevaksi standardin mukaisilla integroitujen piirien valmistusprosessilla.

Keksinnön tavoitteena on tarjota näytteenottotaajuuden muunnin, joka toimii oleellisesti yksinkertaisen

validointiperiaatteen mukaisesti mutta joka voi toimia alhaisemmalla ylinäytteistystaajuudella, kun tulee saavuttaa määrätty signaali-kohinasuhde analogiseen signaaliin.

Johdantokappaleessa mainitun tyyppiselle näytteenottotaajuuden muuntimelle on keksinnön mukaisesti ominaista, että valintasignaaligeneraattori sisältää:

- taajuusmittarin ohjaussignaalin generoimiseksi mainitun toisen taajuuden ja kolmanteen taajuuteen verrannollisen taajuuden välillä olevan taajuuseron ohjaamana,
- sigma-delta-modulaattorin ohjaussignaalin muuntamiseksi vähintäänkin binaariseksi päätössignaaliksi,
- validointiportin kolmansien kellopulssien muodostamiseksi ensimmäisten kellopulssien ohjaamana tukahduttamalla ja läpäisemällä ensimmäiset kellopulssit vastaavasti ensimmäisen ja toisen päätössignaaliarvon aikana.

Sigma-delta-modulaattorit, joita myös nimitetään kohinanmuokkauspiireiksi, tunnetaan sinällään kaikentyyppisinä muunnelmina ja rakenteina, ja ne voidaan toteuttaa analogisessa tai digitaalisessa muodossa. Sellaisessa modulaattorissa binaarinen lähtösignaali, joka vaihtelee korkealla taajuudella esimerkiksi +1 ja -1 välillä, muodostetaan soveltamalla ylinäytteistystä ja virhesignaalin takaisinkytkentää. Tämän binaarisen signaalin alhaisten taajuuksien spektri on oleellisesti sama kuin sigma-delta-modulaattorin tuloon tuotavan signaalin spektri, ja korkeammilla taajuuksilla sen täyttävät erosignaalin suhteellisen voimakkaat häiriökomponentit. Sigma-delta-modulaattorin lähtösignaalin voidaan siten olettaa muodostuvan tulosignaalista, jossa ei käytännöllisesti katsoen ole mitään lisähäiriötä, ja erosignaalista jossa on paljon häiriötä mutta jonka häiriöspektri sijaitsee lähes täysin tulosignaalin spektrin ulkopuolella. Lähtösignaalin keskiarvo on verrannollinen tulosignaaliin. Jos esiintyy minimi tulosignaali, lähtösignaali tulee lähes aina olemaan +1, ja jos esiintyy maksimi tulosignaali, lähtösignaali

tulee lähes aina olemaan -1. Jos tulosignaali on puolessa välissä minimin ja maksimin välillä, lähtösignaali sisältää keskimäärin yhtä monta kertaa arvon +1 kuin arvon -1. Lisätietojen saamiseksi kohinanmuokkauspiireistä viitataan tekniseen kirjallisuuteen ja erityisesti seuraaviin julkaisuihin:

(1) "Oversampled, Linear Predictive and Noise-Shaping Coders of Order N > 1", IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. CAS - 25, nro 7, July 1978, ss. 436 - 447;

(2) "A 14-Bit 80 - kHz Sigma-Delta A/D Converter: Modelling, Design, and Performance Evaluation", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 24, nro 2, April 1989, ss. 256 - 266;

(3) "A Stereo 16-Bit Delta-Sigma A/D Converter for Digital Audio", Journal of the Audio Engineering Society, Vol. 37, nro 6, June 1989, ss. 476 - 486;

(4) "Chaos, Oversampling and Noise Shaping in Digital-to-Analog Conversion", Journal of the Audio Engineering Society, Vol 37, nro 12, December 1989, ss. 980 - 1001.

Keksintö perustuu oivallukseen käyttää kohinanmuokkaajan lähtösignaalia näytteen validoinnin päätössignaalina, kohinan muokkaajan tuloon syötettäessä signaalia joka on mittaustulos erotuksesta annetun ja halutun näytteenottotaajuuden välillä. Tällä saavutetaan se, että toistettujen tai poistettujen näytteiden määrän keskiarvo on tarkalleen yhtä suuri kuin haluttu näytteenottotaajuuden erotus. Tämän validointiprosessin aikana tehdyillä virheillä on korkeataajuinen spektri, joka ei valetoista näytteistetyn analogisen signaalin spektriä jos on käytettävissä riittävä kaistaleveys muunnettavan digitaalisen signaalin ylinäytteistyksessä ja interpoloinnissa. Korkeataajuinen häiriöspektri voidaan sitten poistaa alinäytteistyksellä ja desimoinnilla. On käynyt ilmi, että kun

käytetään kolmannen kertaluvun kohinamuokkaajaa, välillä 64 - 96 oleva ylinäytteistyskerroin on riittävä muuttamaan Compact Disc -laatuisen audiosignaalin (analoginen signaali-kohinasuhde parempi kuin 90 dB) näytteenottotaajuuden mainittujen rajojen (32 - 48 kHz) sisällä. Tämä vaatii ylinäytteistystaajuutena suunnilleen 5 MHz, joka on siten 300 kertaa alhaisempi kuin aiemmin mainittu 1,5 GHz taajuus. Digitaalisten interpolointi- ja desimointisuotimien, jotka ovat välttämättömiä, rakenne voi olla suhteellisen yksinkertainen, koska niiden suodinkertoimilla on kiinteät arvot.

Tulisi havaita, että tavalla jolla interpoloidaan ja desimoidaan, sigma-delta-modulaattorin tyypillä ja tavalla jolla sigma-delta-modulaattorin lähtösignaali suorittaa validoinnin, on kaikilla vaikutus lopullisen analogisen signaalin signaalilaatuun. Siten on olemassa suuri vapaus valita ja suunnitella komponentteja. Tätä valintaa kuitenkin rajoittaa annetun tai halutun analogisen signaalin laatu.

Keksinnön mukaisen näytteenottotaajuuden muuntimen ensimmäiselle toteutukselle on ominaista, että näytteenottotaajuuden muunnin sisältää edelleen:

- interpolointisuotimen, jonka tulo on kytketty vastaanottamaan aikadiskreetin tulosignaalin jolla on neljäs näytteenottotaajuus, neljännen näytteenottotaajuuden kasvattamiseksi kertoimella N ensimmäiseen näytteenottotaajuuteen, ja aikadiskreettien näytteiden syöttämiseksi lähtöön ensimmäisten kellopulssien tahdilla, N:n ollessa numero joka on suurempi tai yhtä suuri kuin 1,

- desimointisuotimen, jonka tulo on kytketty vastaanottamaan aikadiskreetit näytteet jotka ovat saatavilla interpolointisuotimen lähdöstä, näiden näytteiden näytteenottotaajuuden pienentämiseksi toisella kertoimella M kolmansien kellopulssien tahdilla, jossa M on numero joka on suurempi tai yhtä suuri kuin 1, ja aikadiskreettien

näytteiden syöttämiseksi lähtöön viidennen näytteenottotaajuuden tahdilla, jonka arvo on yhtä suuri kuin kolmannen kellopulssitaajuuden arvo jaettuna kertoimella M,

- puskurilaitteen, jossa on tulo desimointisuotimen lähdöstä saatavien aikadiskreettien näytteiden vastaanottamiseksi viidennen näytteenottotaajuuden tahdilla, ja jossa on lähtö näiden näytteiden tuottamiseksi toisten kellopulssien tahdilla siinä järjestyksessä jossa ne vastaanotetaan puskurilaitteen tuloon.

Tässä toteutuksessa digitaalinen tulosignaali ensin ylinäytteistetään interpolointisuotimella, alinäytteistetään sitten desimointisuotimella, ja lopuksi uudelleennäytteistetään uuden aikakuvion mukaisesti. Validointiportti keskeyttää katkoen ensimmäisiä kellopulsseja siten, että desimointisuotimessa esiintyy lyhyt pysähdystila. Tuolla hetkellä ei hyväksytä mitään näytettä interpolointisuotimen lähdöstä. Sellainen näyte itse asiassa menetetään. Näytevirta desimointisuotimen lähdössä myöskin pysähtelee ja sillä on siten epäsäännöllinen rytmi. Tätä rytmiä verrataan halutulla lähtökellotaajuudella taajuusmittarissa ja se muunnetaan ohjaussignaaliksi, joka muunnetaan validoinnin päätössignaaliksi sigma-delta-modulaattorilla. Epäsäännöllinen tahti palautetaan puskurilaitteessa. Tämä toteutus on soveltuva näytteenottotaajuuden muunnokseen, jos muunnettavan digitaalisen signaalin kellopulssit ovat saatavilla näytteenottotaajuuden monikertoina.

Tavalla, jolla validointiportti reagoi päätössignaaliin, on vaikutus taajuusmuunnokseen ja validoinnin aiheuttamaan häiriöön. Ensimmäiselle keksinnön mukaiselle toteutukselle on siksi edelleen ominaista, että validointiportti on järjestetty estämään sekventiaalisesti korkeintaan yhden ensimmäisten kellopulssien pulssin päätössignaalin ensimmäisen arvon aikana, tai että validointiportti on järjestetty estämään kukin ensimmäisten kello-

pulssien pulssi päätössignaalin ensimmäisen arvon aikana. Edellisessä tapauksessa häiriötaso on alhainen, koska yhtä useampaa näytettä ei koskaan jätetä pois peräkkäin. Jälkimmäisessä tapauksessa häiriötaso on korkeampi, koska useampi kuin yksi näyte voidaan jättää pois peräkkäin, mutta toisaalta näytteenottotaajuuden muunnin kykenee selviytymään suuremmasta näytteenottotaajuuden erosta.

Toiselle keksinnön mukaisen näytteenottotaajuuden muuntimen toteutukselle on ominaista, että näytteenottotaajuuden muunnin sisältää:

- puskurilaitteen, jonka tulo on kytketty aikadiskreettiin tulosignaaliin jolla on toinen näytteenottotaajuus, näytteiden vastaanottamiseksi toisten kellopulssien tahdilla, ja jossa on lähtö näiden näytteiden tuottamiseksi kuudennella näytteenottotaajuudella siinä järjestyksessä jossa ne vastaanotettiin puskurilaitteen tuloon,

- interpolointisuotimen, jonka tulo on kytketty puskurilaitteen lähtöön, kuudennen näytteenottotaajuuden arvon kasvattamiseksi kertoimella N, jossa N on kokonaisluku joka on suurempi tai yhtä suuri kuin 1, kolmanteen näytteenottotaajuuteen, ja aikadiskreettien näytteiden tuottamiseksi lähtöön kolmansien kellopulssien tahdilla,

- desimointisuotimen, jossa on tulo aikadiskreettien näytteiden vastaanottamiseksi interpolointisuotimen lähdöstä, näiden ensimmäisten kellopulssien tahdilla esiintyvien näytteiden näytteenottotaajuuden vähentämiseksi toisella kertoimella M, ja aikadiskreettien näytteiden tuottamiseksi lähtöön seitsemännellä näytteenottotaajuudella, jonka arvo on yhtä suuri kuin kolmansien kellopulssien taajuus jaettuna tekijällä M.

Tässä toteutuksessa digitaalinen tulosignaali tallennetaan ensin puskuriin, sen jälkeen se interpoloidaan jonka jälkeen se desimoidaan. Tässä validointiportti keskeyttää interpolointisuotimen kellopulssit. Tästä aiheutu-

va pysähdystila muunnettavien digitaalisten signaalinäytteiden vastaanotossa eliminoidaan puskurilaitteella, joka sijaitsee nyt näytteenottotaajuuden muuntimen tulopuolella. Desimointisuodin ottaa sisään jatkuvasti näytteitä ja tämä sisäänotto jatkuu silloinkin kun interpolointisuotimessa esiintyy pysähdystila. Sillä hetkellä interpolointisuotimen lähdössä oleva näyte siten itse asiassa toistetaan. Tämä toteutus on erityisen seveltuva sovellutuksiin, joissa digitaalisen signaalin lähde tuottaa vain kellopulsseja tai uudelleenmuodostettuja kellopulsseja joiden tahti vastaa signaalilähteen näytteenottotaajuutta.

Tapa, jolla validointiportti reagoi päätössignaaliin, vaikuttaa tässä jälleen taajuusmuunnokseen ja validoinnin aiheuttaamaan häiriöön. Toiselle keksinnön mukaiselle toteutukselle on sen lisäksi edelleen ominaista, että validointiporttia ei ole järjestetty estämään peräkkäin enempää kuin yhden ensimmäisten kellopulssien pulssin päätössignaalin ensimmäisen arvon aikana, tai että validointiportti on järjestetty estämään kukin ensimmäisten kellopulssien pulssi päätössignaalin ensimmäisen arvon aikana. Edellisessä tapauksessa häiriötaso on alhainen, koska peräkkäin ei koskaan jätetä pois enemmän kuin yksi näyte. Jälkimmäisessä tapauksessa häiriötaso on korkeampi, koska voidaan jättää pois useampi kuin yksi näyte peräkkäin, mutta toisaalta näytteenottotaajuuden muunnin kykenee selviytymään suuremmasta näytteenottotaajuuden erosta.

Keksintö selitetään nyt tarkemmin tarkastelemalla liitteenä olevia piirrettyjä kuvioita, joissa:

Kuviossa 1 esitetään kaavioita signaalimuodoista keksinnön selittämiseksi;

kuviossa 2 esitetään peruspiirikaavio, lähtösignaali ja kellosignaali ja sigma-delta-modulaattorin lähtösignaalin virhekomponentin spektri;

kuviossa 3 esitetään keksinnön mukaisen näytteenottotaajuuden muuntimen toteutuksen peruspiirikaavio;

kuviossa 4 esitetään signaalit jotka esiintyvät kuviossa 3 esitetyssä näytteenottotaajuuden muuntimessa;

kuviossa 5 esitetään taajuusspektrit signaaleille, jotka esiintyvät kuviossa 3 esitetyssä näytteenottotaajuuden muuntimessa;

kuviossa 6 esitetään keksinnön mukaisen näytteenottotaajuuden muuntimen toteutuksen peruspiirikaavio;

kuviossa 7 esitetään signaalit, jotka esiintyvät kuviossa 5 esitetyssä näytteenottotaajuuden muuntimessa;

kuviossa 8 esitetään keksinnön mukaisen näytteenottotaajuuden muuntimen toteutuksen peruspiirikaavio;

kuviossa 9 esitetään keksinnön mukaisen näytteenottotaajuuden muuntimen toteutuksen peruspiirikaavio, ja

kuviossa 10 esitetään kaavioita keksinnön selittämistä varten.

Näissä kuvioissa osilla, joilla on sama sivumerkitys tai tehtävä, on samat viitenumerot.

Yksi yksinkertaisimmista keinoista muuttaa aikadiskreetin signaalin näytteenottotaajuutta toimii validointiperiaatteen mukaisesti, eli jättämällä pois tai toistamalla määrätyn määrän signaalin näytteitä aikayksikköä kohden, riippuen taajuuserosta annetun ja halutun näytteenottotaajuuden välillä. Kuviossa 1 esitetään sinimuotoinen analoginen signaali, jonka jakso on T, josta otetaan näytteitä 14 kertaa jakson aikana. Näytteenottotaajuuden pienentämiseksi jätetään pois aina kaksi näytettä, eli näytteet numeroilla 2 ja 9, jonka jälkeen jäljelle jäävät 12 näytettä järjestetään uudelleen tasaisin välein jaksolle T. Alkuperäisen signaalin taajuus säilyy muuttumattomana, mutta tämä prosessi vääristää signaalin muotoa huomattavasti. Muodostuu modulaatio, jonka jakso on analogisen signaalin jakso T/2, jota modulaatiota ei voida poistaa suodatuksen avulla. Tämän modulaation aiheuttamia signaalihyppäyksiä voidaan verrata hyppäyksiin sinimuotoisessa signaalissa, jonka vaihetta muutetaan askelittain,

kuten tapahtuu vaiheensiirtomoduloinnissa. Näytteen jättämistä pois näytteistetystä sinimuotoisesta signaalista kuviossa 1 voidaan pitää 360/14 asteen vaihesiirtymänä. Siirtymä tulee voimakkaamaksi näytteistetyn signaalin analogisten taajuuksien kasvaessa, koska kahden näytteen jättäminen pois 14 näytteestä tapahtuu silloin suhteellisesti useammin kunkin analogisen signaalin jakson aikana. Ylinäytteistämällä ensin käytettävissä oleva signaalinäytesekvenssi annetun aikakuvion mukaisesti ja uudelleennäytteistämällä se halutun aikakuvion mukaisesti, jolle aina lähin näyte ylinäytteistetystä sekvenssistä otetaan, aiheutuvaa analogisen signaalin vääristymää voidaan vähentää hyväksyttävään määrään. Aiemmin mainitussa ICASSP81-artikkelissa todetaan, että ylinäytteistyskerroin 2^{15} = 32 768 on välttämätön audiosignaalille jolla on 20 kHz taajuus josta on otettu näytteitä suunnilleen 50 kHz taajuudella, jotta 90 dB signaali-kohinasuhde saavutetaan uudelleenjärjestelyn jälkeen. Tämä vaatii 1,5 GHz ylinäytteistystaajuuden. Lähimmän näytteen valinta suoritetaan sitten sellaisen hienosäädetyn aikakuvion mukaisesti, että saatavan analogisen signaalin aiheutuva modulaatio aiheuttaa vääristymän, joka pysyy asetetun rajan 90 dB alapuolella. Niin korkea taajuus tekee tämän tyypin näytteenottotaajuuden muuntimien toteutuksen melko vaikeaksi.

Taustalla oleva keksinnön ajatus on antaa validointiprosessin tapahtua sigma-delta-modulaattorin lähtösignaalin ohjaamana, jonka modulaattorin tuloon syötetään signaali, joka on taajuuseron mitta annetun ja halutun näytteenottotaajuuden välillä. Näytteen validointi etenee sitten sellaisen mallin mukaisesti, joka kuvaa sigma-delta-modulaattorin lähtösignaalia ja on paljon vähemmän häiritsevä kuin kuviossa 1 esitettyä tyyppiä oleva kiinteä kuvio. Sigma-delta-modulaattorit tunnetaan sinällään kaikkine muunnelmineen, ja niiden rakenne voi olla analoginen tai digitaalinen. Kuviossa 2a esitetään esimerkinomaisesti

usein käytetty kolmannen kertaluvun sigma-delta-modulaattori 10. Tulossa 12 oleva tulosignaali x kulkee ensimmäisen kertaluvun integrointipiirien yhdistelmän 14, 16 ja 18 läpi. Suodatettu signaali kvantisoidaan 1-bittisellä kvantisoijalla 20 kellotulossa 22 esiintyvän suhteellisen nopean kellosignaalin f_s tahdilla ja se muunnetaan bittivirtana olevaksi lähtösignaaliksi y lähtöön 24. Sopivasti valitut kertojat 26, 28 ja 30 vievät negatiivisen takaisinkytkennän avulla lähtösignaalin y integrointipiirien 14, 16 ja 18 tuloihin, jotka muodostavat summausasteet 32, 34 ja 36. Kuviossa 2b esitetään lähtösignaali y ja kellosignaali f_s. Signaali y vaihtelee jatkuvasti ääriarvojen +1 ja -1 välillä kellosignaalin f_s tahdilla. Lähtösignaali y on signaali, jossa on suhteellisen suuri kvantisointivirhe e(t), jonka taajuusspektri E(f) on esitetty kuviossa 2c, mutta negatiivisen takaisinkytkennän ja kolmannen kertaluvun suodatuksen seurauksena sillä on käänteinen muoto kolmannen kertaluvun suodatuksen ominaiskäyrään nähden. Näin ollen lähtösignaalin y keskiarvo on sama kuin tulosignaalin x hetkellinen arvo. Desimointisuodinta voidaan käyttää eliminoimaan kvantisointikohina E(f).

Ottamalla tulosignaaliksi x signaali, joka on verrannollinen taajuuseroon aikadiskreetin signaalin annetun ja halutun näytteenottotaajuuden välillä, jonka aikadiskreetin signaalin näytteenottotaajuutta tulee muuttaa validointiprosessin mukaisesti, saadaan aikaan se, että näytteen validoinnin aiheuttamalla vääristymällä on kuviossa 2c esitetty spektri. Keskiarvo poisjätettyjen ja toistettujen näytteiden määrästä on tarkalleen yhtä suuri kuin haluttu näytteenottotaajuuden ero, samalla kun tämän validointiprosessin aiheuttama amplitudi- ja vaihemodulaatio sisältää pääasiassa korkeataajuisia komponentteja, jotka eivät valetoistu riittävällä ylinäytteistyksellä. Nämä korkeataajuiset komponentit voidaan sitten tukahduttaa halutulla tavalla desimointisuotimilla. Tuloksena on halu-

tulla näytteenottotaajuudella esiintyvä uusi näytevirta, joka edustaa vääristymätöntä analogista signaalia.

Ylinäytteistys ja lähimmän näytteen valinta uuden aikakuvion mukaisesti voidaan suorittaa alhaisemmalla ylinäytteistystaajuudella johtuen seikasta, että sigma-delta-modulaattorin lähtösignaalia käytetään validointikriteerinä. Validointihäiriön tehotiheys myöskin siirtyy vähemmän häiritsevälle taajuusalueelle, joka voidaan suodattaa. Voitaisiin myös havaita, että validointi suoritetaan nyt pitkälti satunnaisesti ja se on siten vähemmän häiritsevää. Lähimmän näytteen valinta ylinäytteistetystä sarjasta uuden aikakuvion tahdissa ja käytetty näytteen poisjättäminen tai näytteen toistaminen (validointi) ei tapahdu tarkan kuvion mukaisesti, vaan nopean ja satunnaisen kuvion mukaisesti, joka aiheuttaa paljon vähemmän vääristymää. Sen vuoksi on mahdollista saavuttaa sama signaali-kohinasuhde alhaisemmalla ylinäytteistystaajuudella.

Kuvio 3 edustaa keksinnön mukaisen näytteenottotaajuuden muuntimen ensimmäisen toteutuksen lohkokaaviota. Se sisältää sarjaan yhdistettyinä interpolointisuotimen 40, desimointisuotimen 42 ja FIFO-puskurin 44. Muunnettava aikadiskreetti signaali d_i, jonka näytteet esiintyvät hitaiden ensimmäisten kellopulssien f_i, jotka tulevat hitaiden ensimmäisten kellopulssien laitteelta 46, tahdilla, muutetaan interpolointisuotimessa 40 aikadiskreetiksi signaaliksi d_N, jolla on N kertaa korkeampi näytteenottotaajuus samalla tavoin kuin nopeilla ensimmäisillä kellopulsseilla, joilla on taajuus Nf_i, jotka ensimmäinen kellopulssilaite 46 myöskin tuottaa. Aikadiskreetin signaalin d_N näytteenottotaajuutta pienennetään sitten desimointisuotimessa 42 tekijällä M validoidun kellosignaalin Nf_i^* tahdilla, joka on muodostunut validoimalla nopeat ensimmäiset kellopulssit Nf_i, jotka on validoitu validointiportissa 48. Sekä N että M ovat kokonaislukuja, jotka ovat suurempia tai yhtä suuria kuin 1. Tässä toteutuksessa kel-

lopulssit jätetään pois tasavälisten kellopulssien Nf_i sarjasta. Siten esiintyy kellopulsseja joilta puuttuu kellosignaali Nf_i^*. Tämän tuloksena desimointisuotimen 42 aikadiskreetti lähtösignaali d_M esiintyy hidastetulla tahdilla $f_v = (N/M)f_i^*$, joka tahti edustaa pysähdystilaa. Tämä pysähdystila signaalin d_M suhteen poistuu jälleen FIFO-puskurissa 44. Signaalin d_M näytteet kirjoitetaan pysähtelevällä kellotahdilla f_v ja luetaan jälleen ulos toisen kellosignaalilaitteen 50 kellotahdilla f_o siinä järjestyksessa kuin ne tulevat sisään. Tällä tavoin muodostuu uudelleennäytteistetty aikadiskreetti signaali d_o, jonka näytteet esiintyvät tasaisin välein (halutun) taajuuden f_o tahdilla. Hetkellinen taajuusero pysähtelevän pulssisekvenssin f_v ja jatkuvan pulssisekvenssin f_o välillä muunnetaan ohjaussignaaliksi v_c taajuusmittarissa 52 ja viedään sigma-delta-modulaattorin 10, joka on esimerkiksi kuviossa 2a esitettyä tyyppiä, tuloon 12 silmukkasuotimen 54 läpi tai ilman sitä. Sigma-delta-modulaattorin 1-bittistä kvantisoijaa kellotetaan kellosignaalilla Nf_i^*, joka tuodaan kellotuloon 22. Lähdön 24 1-bittinen signaali viedään validointiportille 48.

Validointi suoritetaan seuraavalla tavalla:

- jos sigma-delta-modulaattorin lähtösignaali on +1, ylinäytteistetyn signaalin d_M näyte hyväksytään ja läpäistään,

- jos sigma-delta-modulaattorin lähtösignaali on -1, ylinäytteistetyn aikadiskreetin signaalin d_N näytettä ei hyväksytä ja se jätetään pois, mutta seuraava näyte päästetään jälleen läpi.

Tällä tavoin ei koskaan esiinny kahden peräkkäisen näytteen poisjättämistä. Tätä tarkoitusta varten desimointisuotimen kellopulssi pysäytetään lyhyeksi aikaa, jos signaalissa d_N oleva redundantti näyte tulee jättää pois. Taajuusmittari 52, sigma-delta-modulaattori 10, validointiportti 48 ja desimointisuodin 42 muodostavat ohjaussil-

mukan, joka pitää pysähtelevän kellosignaalin f_v keskitaajuuden yhtä suurena kuin jatkuva taajuus f_o. Koska sigma-delta-modulaattoria kellotetaan pysähtelevillä kellopulsseilla Nf_i^*, on tarpeen että validointiportti 48 sisältää uudelleenkäynnistyspiirin sigma-delta-modulaattorin 10 ja desimointisuotimen 2 uudelleenkäynnistämiseksi sen jälkeen kun kellopulssi on jätetty pois.

Kuvio 4 antaa käsityksen signaaleista, jotka esiintyvät kuviossa 3 esitetyn kaltaisessa näytteenottotaajuuden muuntimessa. Kuviossa 4a esitetään aikadiskreetti signaali d_i näytteenottotaajuudella f_i. Kuviossa 4b esitetään signaali d_N, joka on saatu nelinkertaisella ($N = 4$) signaalin d_i ylinäytteistyksellä ja interpoloinnilla. Kuviossa 4c esitetään sigma-delta-modulaattorin 10 lähtösignaali, joka esiintyy pysähtelevän kellon Nf_i^* tahdilla. Jos lähtösignaali on -1, desimointisuodin 42 ei hyväksy seuraavaa näytettä. Esimerkin avulla on esitetty tilanne jossa 25:stä näytteestä 8 jätetään pois. Kuviossa 4d esitetään, mitkä näytteet desimointisuodin prosessoi pysähtelevän kellon Hf_i^* tahdilla. Sama näytteiden sekvenssi, mutta nyt sijoittuneena tasavälisen aikakuvion Mf_o mukaisesti, on esitetty kuviossa 4e. Saatava virhesignaali on esitetty kuviossa 4f. Lopuksi kuviossa 4g esitetään lähtösignaali d_o nelinkertaisen desimoinnin ($M = 4$) ja taajuudeltaan f_o olevan tasavälisen aikakuvion mukaisen uudelleenjärjestelyn jälkeen. Virhesignaali pienentyy desimointisuotimen 42 suorittaman suodatuksen vuoksi.

Kuviossa 5 esitetään taajuusspektrit useille signaaleille, jotka esiintyvät kuviossa 3 esitetyssä näytteenottotaajuuden muuntimessa. Kuviossa 5a esitetään ylinäytteistetyn ja suodatetun sinimuotoisen signaalin d_N spektri interpolointisuotimen 40 lähdössä. Kuviossa 5b esitetään perusaallon spektri validoinnin jälkeen. Vaihemodulaatio aiheuttaa sivukaistojen esiintymisen perusaallon molemmin puolin, yhden sivukaistan valetoistaessa.

Valetoistettu sivukaista on piirretty katkoviivoilla. Perusaallon harmoniset käyvät myös läpi vaihemodulaation, mikä on esitetty kuviossa 5c. Tämä vaihemodulaatio on suhteellisesti syvempi, mutta kokonaisvaikutus modulaatiospektriin on siitä huolimatta pieni johtuen harmonisten suhteellisen pienestä amplitudista perusaaltoon nähden. Kuviossa 5d esitetään validoidun signaalin d_N kokonaisspektri sellaisena kuin desimointisuodin sen prosessoi. Modulaatiospektri tukahdutetaan tämän jälkeen tehokkaasti desimointisuotimessa 42.

Taajuusero, joka voidaan prosessoida tällä näytteenottotaajuuden muuntimella, määräytyy tekijöistä N ja M ja alueesta jolla sigma-delta-modulaattori 10 voidaan ohjata täyteen tehoon. On tunnettua, että sigma-delta-modulaattoreiden tulosignaalia ei tule ohjata teoreettiseen minimi- tai maksimitehoon, jotta vältettäisiin sigma-delta-modulaattorin epästabiilisuudet. Turvallinen raja kolmannen kertaluvun sigma-delta-modulaattorille sijaitsee suunnilleen 78 %:n kohdalla teoreettisesta maksimi- ja minimiarvosta. Tällä näytteenottomuuntimella saavutettavissa olevat muunnossuhteet voidaan laskea kaavalla:

$$f_o = \left[\frac{2N}{(3-v_c)M} \right] f_i$$

Kuviossa 10a esitetään riippuvuus ohjaussignaalin v_c ja taajuuksien f_i ja f_o välillä kun M = N. Maksimaalisella ohjaussignaalilla v_c sigma-delta-modulaattorin lähtösignaali on aina +1 ja kaikki näytteet läpäistään siten, että $f_o = f_i$. Minimiohjaussignaalilla lähtösignaali on aina - 1, ja puolet näytteistä läpäistään siten, että $f_o = f_i/2$. Jos ohjaussignaali on nolla, kolmasosa näytteistä jätetään pois siten, että $f_o = 2f_i/3$. 78 %:n rajat on osoitettu katkoviivojen avulla. Koska validointiportti ei koskaan peräkkäin jätä pois enempää kuin yhden näytteen ylinäytteis-

tetystä signaalista d_N, häiriö on suhteellisen pieni. Tämän tekee merkityksettömäksi seikka, että on olemassa suhteellisen pieni alue, jolla taajuusero f_i:n ja f_o:n välillä voi sijaita.

Kuviossa 6 esitetään muunnelma kuviossa 3 esitetystä näytteenottotaajuuden muuntimesta. Validointi suoritetaan tässä seuraavasti:

- jos sigma-delta-modulaattorin lähtösignaali on +1, näyte ylinäytteistetystä aikadiskreetista signaalista d_N hyväksytään ja läpäistään;

- jos sigma-delta-modulaattorin lähtösignaali on -1, ylinäytteistettyä aikadiskreettia signaalia d_N ei hyväksytä ja se siten jätetään pois. Peräkkäisiä näytteitä jätetään nyt todellakin pois jos sigma-delta-modulaattorin lähtösignaali pysyy negatiivisena. Tätä tarkoitusta varten desimointisuotimen kellopulssi pysäytetään jos tulee jättää pois signaalissa d_N oleva redundantti näyte. Sigma-delta-modulaattoria kellotetaan sen lisäksi jatkuvilla kellopulsseilla Nf_i. Kuviossa 7 esitetään signaalit, jotka kuuluvat tähän muunnelmaan samalla tavoin ja samassa järjestyksessä kuin kuviossa 4 ja se on lisäksi itsensä selittävä. Myöskin tässä tapauksessa tekijät N ja M valitaan olemaan yhtä kuin neljä esimerkin vuoksi, ja 11 näytettä 25 näytteestä oletetaan jätetyksi pois. Tällä näytteenottotaajuuden muuntimella saavutettavissa olevat muunnossuhteet voidaan laskea kaavalla:

$$\frac{f_o}{f_i} = \frac{[\ (1+v_c)N\ ]}{2M}$$

Kuviossa 10b esitetään riippuvuus ohjaussignaalin v_c ja taajuuksien f_i ja f_o välillä, kun M = N. Maksimi ohjaussignaalilla v_c sigma-delta-modulaattorin lähtösignaali on aina +1 ja kaikki näytteet läpäistään siten, että $f_o = f_i$. Minimiohjaussignaalilla lähtösignaali on aina -1 ja kaikki

näytteet jätetään pois siten, että f_o = 0. Jos ohjaussignaali on nolla, puolet näytteiden määrästä jätetään pois siten, että $f_o = f_i/2$. 78 %:n rajat on osoitettu katkoviivojen avulla. Tällä muunnelmalla on suurempi sovellusalue, mutta toisaalta häiriösignaali on suurempi.

Kuvioissa 3 ja 6 esitetyt näytteenottotaajuuden muuntimet soveltuvat sovellutuksiin, joissa aikadiskreettiin tulosignaaliin d_i liittyvät kellosignaalit f_i ja Nf_i ovat käytettävissä. Tilanne voidaan kuitenkin myös käänttää. Tuossa tapauksessa lähtösignaalin kellosignaalit ovat käytettävissä. Sellaisiin sovellutuksiin antaa ratkaisun kuviossa 8 esitetyn kaltainen näytteenottotaajuuden muunnin. Tämä ratkaisu sisältää samat osat kuin kuviossa 3 on esitetty, mutta ne on yhdistetty eri tavalla. Puskuri 44 on nyt sijoitettu ennen interpolointisuodinta 40 sen sijaan että se olisi desimointisuotimen jälkeen. Ensimmäinen kellolaite 46 tuottaa kellopulssit aikadiskreetin tulosignaalin d_i näytteenottotaajuuden tahdilla. FIFO-puskuri 44 lukee signaalin d_i näytteet kellon f_i tahdilla ja muodostaa näytteet niiden saapumisjärjestyksessä pysähtelevän kellosignaalin f_v tahdilla, jälkimmäisen ollessa peräisin interpolointisuotimelta 40. Taajuuksien f_i ja f_v välinen erotus muunnetaan ohjaussignaaliksi v_c taajuusmittarissa 52. Sigma-delta-modulaattori 10 muuntaa tämän ohjaussignaalin jälleen binaariseksi lähtösignaaliksi, joka ohjaa validointiporttia 48. Toinen kellolaite vie hitaat toiset kellopulssit f_o ja nopeat toiset kellopulssit Mf_o desimointisuotimelle 42. Validointiportin validoimat nopeat toiset kellopulssit Mf_o* viedään sigma-delta-modulaattorin 10 kellotuloon 22 ja interpolointisuotimen 40 kellotuloon. Pysähtelevä taajuus f_v on yhtä suuri kuin $f_v = (M/N)f_o^*$.

Validointi suoritetaan seuraavalla tavalla:

- jos sigma-delta-modulaattorin lähtösignaali on +1, näyte ylinäytteistetystä aikadiskreetista signaalista d_N hyväksytään ja läpäistään;

- jos sigma-delta-modulaattorin lähtösignaali on -1, aikadiskreetin signaalin d_N näyte hyväksytään ja toistetaan vain kerran. Näytettä ei siten koskaan toisteta useammin kuin kerran. Tämän lisäksi interpolointisuotimen kellopulssi pysäytetään lyhyeksi aikaa jos signaalin d_N näyte tulee toistaa. Myöskin tässä järjestelyssä validointiporttiin 48 tulee sisällyttää uudelleenkäynnistyspiiri sigma-delta-modulaattorin 10 ja interpoloijan 40 käynnnistämiseksi uudelleen sen jälkeen kun näyte on toistettu. Tällä kuviossa 8 esitetyllä näytteenottotaajuuden muuntimen muunnelmalla saavutettavissa olevat muunnossuhteet voidaan laskea seuraavalla kaavalla:

$$\frac{f_o = [\ (3-v_c)N\ ]f_i}{2M}$$

Kuviossa 10c esitetään riippuvuus ohjaussignaalin v_c ja taajuuksien f_i ja f_o välillä, kun M = N. Maksimiohjaussignaalilla v_c sigma-delta-modulaattorin lähtösignaali on aina +1 ja kaikki näytteet läpäistään siten, että $f_o = f_i$. Miniohjaussignaalilla lähtösignaali on aina -1 ja kaikki näytteet toistetaan kerran siten, että $f_o = 2f_i$. Jos ohjaussignaali on nolla, puolet näytteistä toistetaan siten, että $f_o = 3f_i/2$. 78 %:n rajat on osoitettu katkoviivojen avulla. Kuten kuviossa 3 esitetyn näytteenottotaajuuden muuntimen tapauksessa, tällä kuviossa 8 esitetyllä näytteenottotaajuuden muuntimella on alhainen häiriötaso ja suhteellisen pieni käyttöalue jokaiselle taajuuserolle välillä f_i ja f_o.

Kuviossa 9 esitetään muunnelma kuviossa 8 esitetystä näytteenottotaajuuden muuntimesta: validointi suoritetaan nyt seuraavasti:

- jos sigma-delta-modulaattorin lähtösignaali on +1, ylinäytteistetyn aikadiskreetin signaalin d_N näyte hyväksytään ja läpäistään;

- jos sigma-delta-modulaattorin lähtösignaali on -1, ylinäytteistetyn aikadiskreetin signaalin d_N näyte hyväksytään ja toistetaan. Kun negatiivinen signaali jatkaa esiintymistään, näytettä toistetaan katkotusti. Tätä tarkoitusta varten interpolointisuotimen kellopulssi pysäytetään lyhyeksi aikaa jos signaalin d_N näyte tulee toistaa. Sigma-delta-modulaattoria kellotetaan jatkuvilla kellopulsseilla Mf_o. Tällä näytteenottotaajuuden muuntimen muunnelmalla saavutettavissa olevat muunnossuhteet voidaan laskea kaavalla:

$$f_o = \left[\frac{2N}{(1+v_c)M} \right] f_i$$

Kuviossa 10d esitetään riippuvuus ohjaussignaalin v_c ja taajuuksien f_i ja f_o välillä, kun M = N. Maksimiohjaussignaalilla v_c sigma-delta-modulaattorin lähtösignaali on aina +1 ja kaikki näytteet läpäistään siten, että $f_o = f_i$. Minimiohjaussignaalilla lähtösignaali on aina -1 ja kaikki näytteet toistetaan siten, että f_o yhtä kuin ääretön. Jos ohjaussignaali on nolla, kaikki näytteet toistetaan keskimäärin yhden kerran siten, että $f_o = 2f_i$. 78 %:n rajat on jälleen osoitettu katkoviivoilla. Näytteenottotaajuuden muuntimella on suuri toiminta-alue, mutta toisaalta häiriösignaali on suurempi.

Ohjaussignaalin v_c, joka viedään sigma-delta-modulaattorin 10 tuloon 12, tulee sisältää informaatiota taajuuserosta pysähtelevän kellon f_v jatkuvan kellon f_i tai f_o välillä. Osoitinsignaalia, joka osoittaa kuinka monta näytettä FIFO-puskurissa liikkuu, voidaan käyttää tähän tarkoitukseen. Taajuusmittari 52 ei ole välttämätön tuossa tapauksessa. Jos tämä osoitin askeltaisi liian karkeasti

määrättyjä sovellutuksia varten, taajuusmittari 52 voidaan järjestää nollattavaksi laskuriksi, joka laskee taajuuseron nopean kellotaajuuden Nf_i tai Mf_o yksiköillä. Ohjaussilmukka voi sisältää silmukkasuotimen, joka on sovitettu sovellutuksen tarpeisiin ja vaatimuksiin. Tekemällä silmukkasuodin 54 adaptiiviseksi nopea sieppausaika voidaan yhdistää korkeaan tarkkuuteen.

Se, mikä esitetyistä näytteenottotaajuuden muuntimista tulee valita, määräytyy käytettävien kellosignaalien, määrätyllä signaali-kohinasuhteella saavutettavissa olevien näytteenottotaajuuksien erojen alueen ja laitteiston osalta tämän kaiken helposti toteutettavuuden painotuksen mukaan. Esimerkiksi interpolointi- ja desimointisuotimet voidaan yhdistää kokonaisluvuista poikkeavien kertoimien N ja/tai M tuottamiseksi, jotta näytteenottotaajuuden muunnos tuotaisiin yllä olevien kaavojen kuvaamalle alueelle. Compact Disc -laatu voidaan saavuttaa 64-kertaisella interpolointisuotimella, jolla on lineaarinen vaihekäyttäytyminen ja joka kasvavasti tukahduttaa korkeita taajuuksia, 96-kertaisella desimointisuotimella jolla on lineaarinen vaihekäyttäytyminen ja joka myös kasvavasti tukahduttaa korkeita taajuuksia, "hengityspuskurilla" jonka pituus on viritetty taajuusvaihteluihin joita voidaan odottaa koko järjestelmässä, kolmannen kertaluvun sigma-delta-modulaattorilla ja digitaalisella silmukkasuotimella jolla on verrannollinen-integraalinen käyttäytyminen.

Validointi, joka perustuu enemmän kuin binaariseen sigma-delta-modulaattorin lähtösignaaliin, on myös mahdollinen. Esimerkiksi eivät vain arvot +1 ja -1 ole käyttökelpoisia validointipäätöksen ohjaamisessa, vaan myös väliarvoa 0 voidaan käyttää tähän tarkoitukseen. Tällä tavoin näytteenottotaajuuseron aluetta voidaan kasvattaa tai häiriötasoa vähentää.

Edelleen on mahdollista pienentää tarvittavaa ylinäytteistyskerrointa N valitsemalla interpolointialgorit-

mi, joka on sovitettu sovellutukseen. Sigma-delta-modulaattorin lähtösignaalia voidaan käyttää vaikuttamaan interpolointisuotimen kertoimiin. Kertoimella N_1 ylinäytteistyksen jälkeen suhdetta lineaarisen yhdistelmän laskemiseksi kahdesta näytteestä ohjataan sigma-delta-modulaattorin lähtösignaalilla välillä 0:1 ja 1:0 jäljellä olevalla kertoimella N_2 ylinäytteistyksen aikana. Tämä voi säästää laitteistoa.

Kuviossa 8 esitettyä tyyppiä olevaa näytteenottotaajuuden muunninta voi seurata tarpeen mukaan kuviossa 3 esitettyä tyyppiä oleva näytteenottotaajuuden muunnin. Näin muodostuvaa kaksikkoa voitaisiin yksinkertaistaa. Kuvion 8 desimointisuodin 42 ja kuvion 3 interpolointisuodin voidaan jättää pois. Kuvion 8 kellopulssilaite 50 ja kuvion 3 kellopulssilaite 46 voidaan sitten korvata yhteisellä kellopulssigeneraattorilla, joka tuottaa yhteisen kellopulssin, jonka taajuus toimii Mf_o:na (kuvio 8) ja Nf_i:nä (kuvio 3) kahdelle validointiportille 48. Mainitut kaksi sigma-delta-modulaattoria 10 voidaan korvata yhdellä sigma-delta-modulaattorilla. Tämän yhden sigma-delta-modulaattorin päätössignaali ohjaa nyt kahta validointiporttia. Yksi portti tukahduttaa yhteiset kellopulssit jos päätössignaali on +1, toinen portti jos päätössignaali on -1. Jos päätössignaali on 0, mitään yhteisiä kellopulsseja ei tukahduteta. Sigma-delta-modulaattori tuottaa nyt trinaarisen päätössignaalin ohjaussignaalin, joka muodostetaan taajuuserojen mittauksella, ohjaamana.

Patenttivaatimukset:

1. Näytteenottotaajuuden muunnin aikadiskreetin signaalin näytteenottotaajuuden muuntamiseksi ensimmäisestä taajuudesta toiseksi taajuudeksi, sisältäen:

- ensimmäisen pulssigeneraattorin ensimmäisten kellopulssien muodostamiseksi, jotka esiintyvät ensimmäisellä tajuudella,

- toisen kellopulssigeneraattorin toisten kellopulssien muodostamiseksi, jotka esiintyvät toisella taajuudella,

- valintalaitteen aikadiskreetin signaalin valittujen näytteiden syöttämiseksi kolmansien kellopulssien tahdissa, jotka esiintyvät kolmannella taajuudella,

- valintasignaaligeneraattorin kolmansien kellopulssien muodostamiseksi, t u n n e t t u siitä, että valintasignaaligeneraattori sisältää:

- taajuusmittarin ohjaussignaalin muodostamiseksi toisen taajuuden ja kolmanteen taajuuteen verrannollisen taajuuden välillä olevan taajuuseron ohjaamana,

- sigma-delta-modulaattorin ohjaussignaalin muuntamiseksi ainakin yhdeksi binaariseksi päätössignaaliksi,

- validointiportin kolmansien kellopulssien muodostamiseksi ensimmäisten kellopulssien ohjaamana tukahduttamalla ja läpäisemällä ensimmäisiä kellopulsseja vastaavasti ensimmäisen ja toisen päätössignaaliarvon aikana.

2. Patenttivaatimuksen 1 mukainen näytteenottotaajuuden muunnin, t u n n e t t u siitä, että näytteenottotaajuuden muunnin sisältää edelleen:

- interpolointisuotimen, jonka tulo on kytketty vastaanottamaan aikadiskreetti tulosignaali jolla on neljäs näytteenottotaajuus, neljännen näytteenottotaajuuden kasvattamiseksi tekijällä N ensimmäiseen näytteenottotaajuuteen, ja aikadiskreettien näytteiden syöttämiseksi läh-

töön ensimmäisten kellopulssien tahdilla, N:n ollessa numero joka on suurempi tai yhtä suuri kuin 1,

- desimointisuotimen, jonka tulo on kytketty vastaanottamaan aikadiskreetit näytteet, jotka ovat saatavilla interpolointisuotimen lähdöstä, näiden näytteiden näytteenottotaajuuden pienentämiseksi toisella tekijällä M kolmansien kellopulssien tahdilla, jossa M on numero joka on suurempi tai yhtä suuri kuin 1, ja aikadiskreettien näytteiden syöttämiseksi lähtöön viidennen näytteenottotaajuuden tahdilla, jonka arvo on yhtä suuri kuin kolmannen kellopulssitaajuuden arvo jaettuna tekijällä M;

- puskurilaitteen, jossa on tulo desimointisuotimen lähdöstä saatavien aikadiskreettien näytteiden vastaanottamiseksi viidennen näytteenottotaajuuden tahdilla, ja jossa on lähtö näiden näytteiden tuottamiseksi toisten kellopulssien tahdilla siinä järjestyksessä jossa ne vastaanotetaan puskurilaitteen tuloon.

3. Patenttivaatimuksen 1 mukainen näytteenottotaajuuden muunnin, t u n n e t t u siitä, että näytteenottotaajuuden sisältää:

- puskurilaitteen, jonka tulo on kytketty aikadiskreettiin tulosignaaliin jolla on toinen näytteenottotaajuus, näytteiden vastaanottamiseksi toisten kellopulssien tahdilla, ja jossa on lähtö näiden näytteiden tuottamiseksi kuudennen näytteenottotaajuuden tahdilla siinä järjestyksessä jossa ne vastaanotettiin puskurilaitteen tuloon,

- interpolointisuotimen, jonka tulo on kytketty puskurilaitteen lähtöön, kuudennen näytteenottotaajuuden arvon kasvattamiseksi ensimmäisellä tekijällä N, jossa N on kokonaisluku joka on suurempi tai yhtä suuri kuin 1, kolmanneksi näytteenottotaajuudeksi, ja aikadiskreettien näytteiden tuottamiseksi lähtöön kolmansien kellopulssien tahdilla,

- desimointisuotimen, jossa on tulo aikadiskreettien näytteiden vastaanottamiseksi interpolointisuotimen lähdöstä näiden ensimmäisten kellopulssien tahdilla esiintyvien näytteiden näytteenottotaajuuden vähentämiseksi toisella tekijällä M, ja aikadiskreettien näytteiden tuottamiseksi lähtöön seitsemännen näytteenottotaajuuden tahdilla, jonka arvo on yhtä suuri kuin kolmansien kellopulssien taajuus jaettuna tekijällä M.

4. Patenttivaatimuksen 2 tai 3 mukainen näytteenottotaajuuden muunnin, t u n n e t t u siitä, että validointiporttia ei ole järjestetty estämään peräkkäin enempää kuin yhden ensimmäisten kellopulssien pulssin päätössignaalin ensimmäisen arvon aikana.

5. Patenttivaatimuksen 2 tai 3 mukainen näytteenottotaajuuden muunnin, t u n n e t t u siitä, että validointiportti on järjestetty estämään jokainen ensimmäisten kellopulssien pulssi päätössignaalin ensimmäisen arvon aikana.

6. Patentttivaatimuksen 2, 3, 4 tai 5 mukainen näytteenottotaajuuden muunnin, t u n n e t t u siitä, että sigma-delta-modulaattori on järjestetty tuottamaan enemmän kuin binaarisen päätössignaalin.

7. Patenttivaatimuksen 2, 3, 4, 5 tai 6 mukainen näytteenottotaajuuden muunnin, t u n n e t t u siitä, että interpolointisuodin on järjestetty sovittamaan painotuskertoimet päätössignaalin ohjaamana.

8. Patenttivaatimuksen 2, 3, 4, 5, 6 tai 7 mukainen näytteenottotaajuuden muunnin, t u n n e t t u siitä, että ohjaussignaali saadaan signaalista, joka on puskurin täyttämisen asteen mittausarvo.

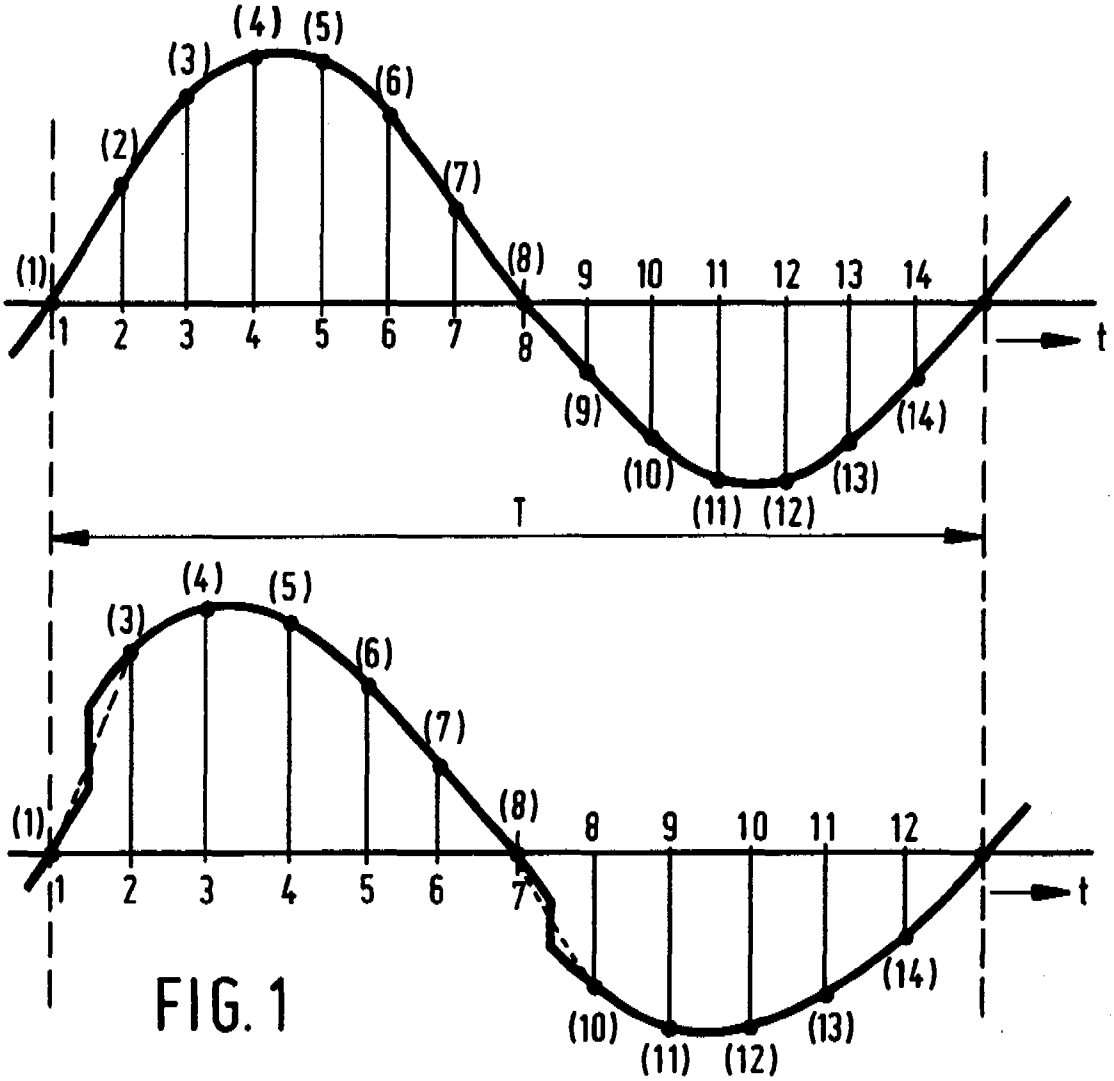

(1)
(2)
(3)
(4)
(5)
(6)
(7)
(8)
(9)
(10)
(11)
(12)
(13)
(14)
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14
t
T
(1)
(2)
(3)
(4)
(5)
(6)
(7)
(8)
(10)
(11)
(12)
(13)
(14)
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12
t

FIG. 1

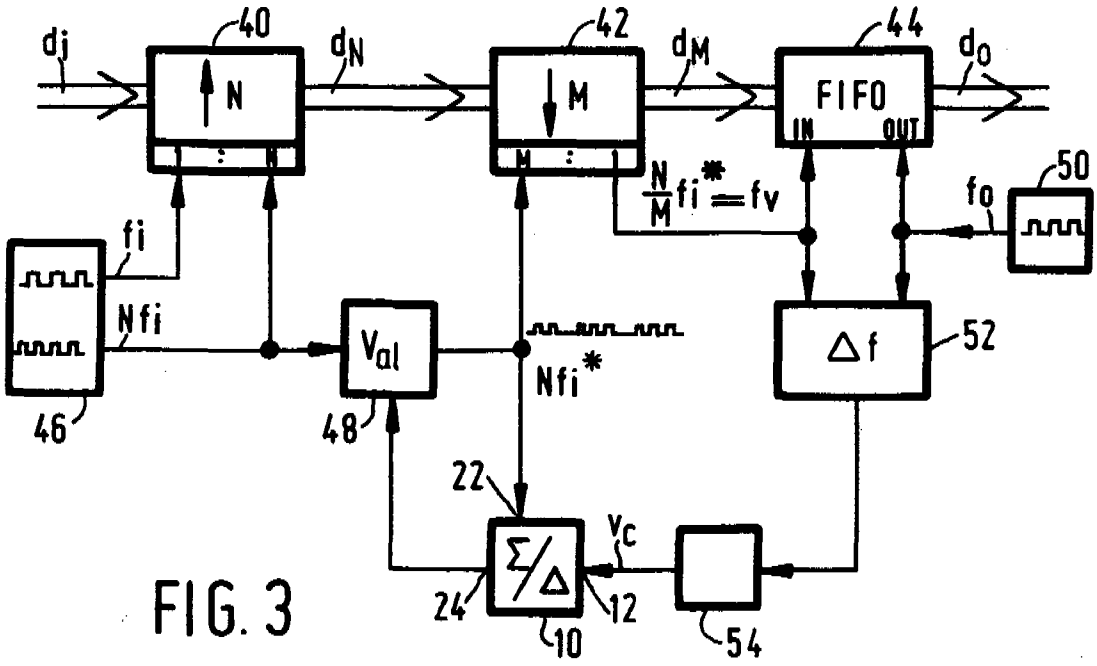

dj
40
N
dN
42
M
dM
44
FIFO
IN
OUT
dO
50
fO
N/M fi* = fv
fi
Nfi
Val
Nfi*
Δf
52
46
48
22
Σ/Δ
Vc
24
12
10
54

FIG. 3

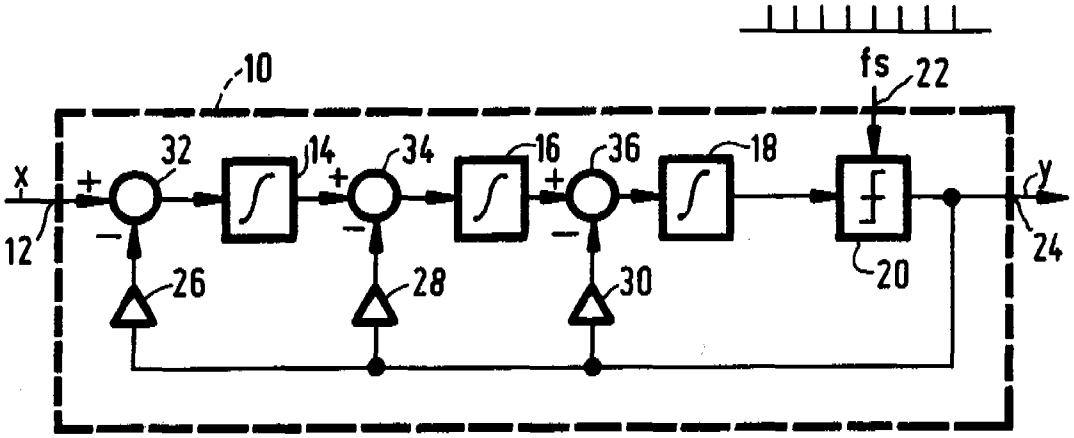


FIG. 2a

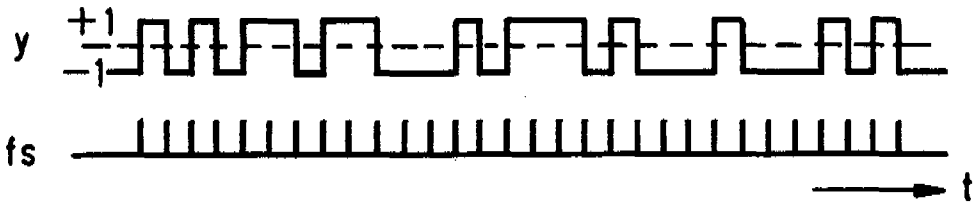


FIG. 2b

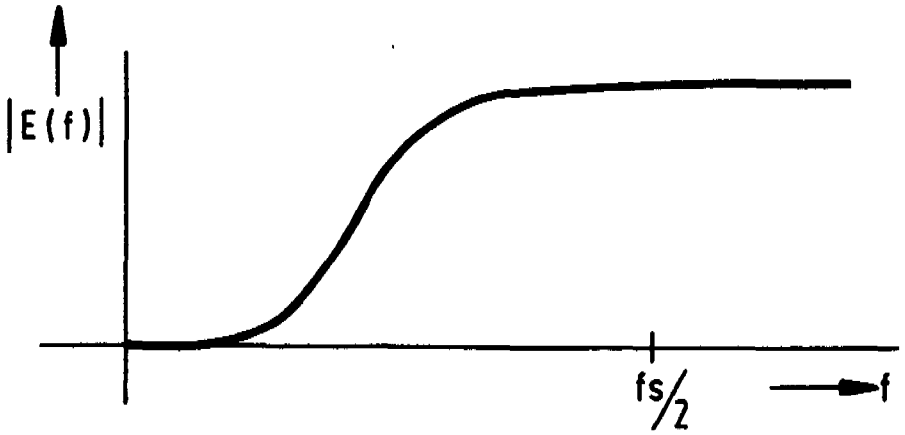


FIG. 2c

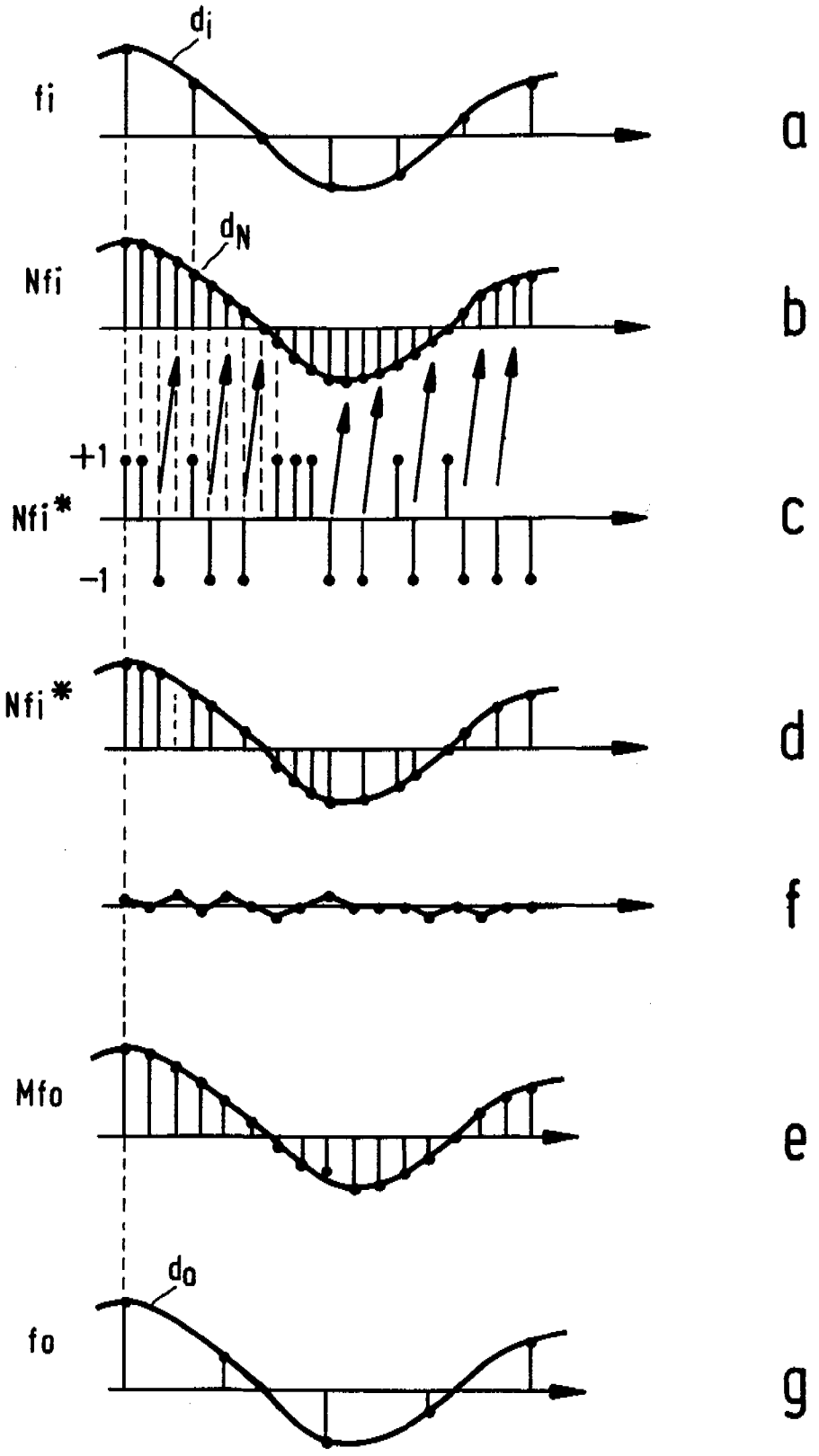


FIG. 4

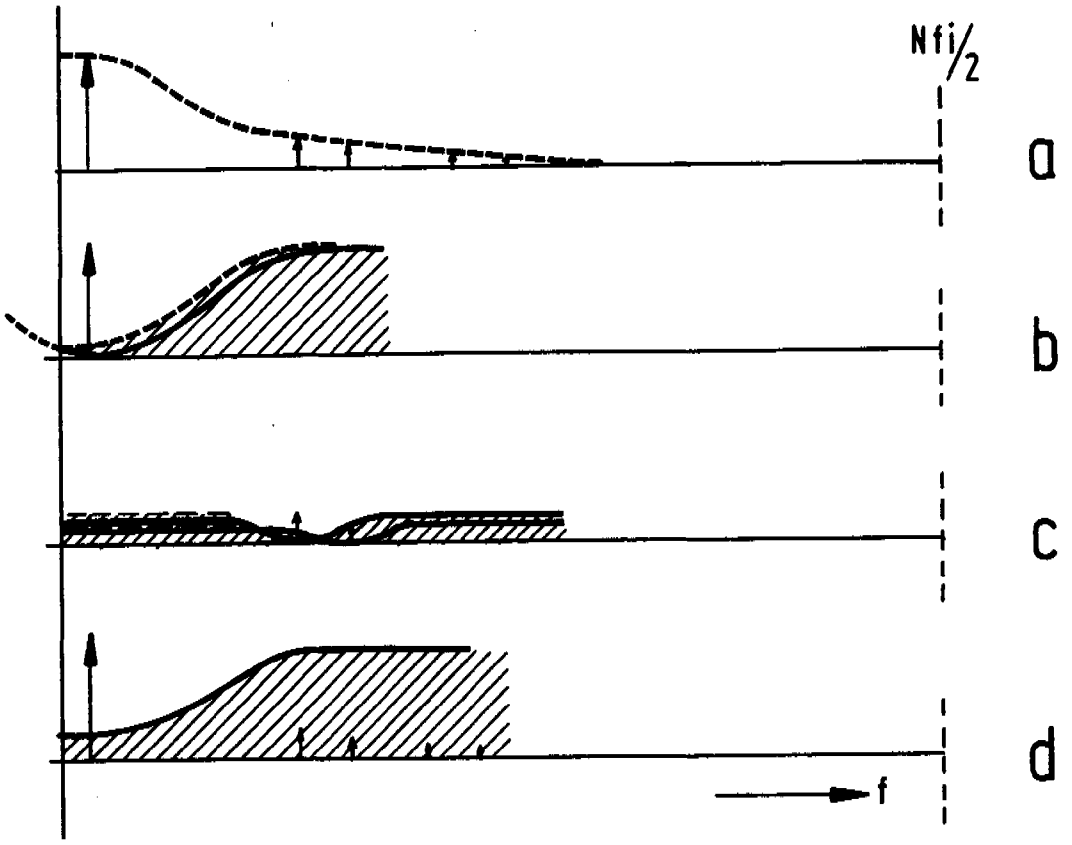

Nfi/2
a
b
c
d
f

FIG. 5

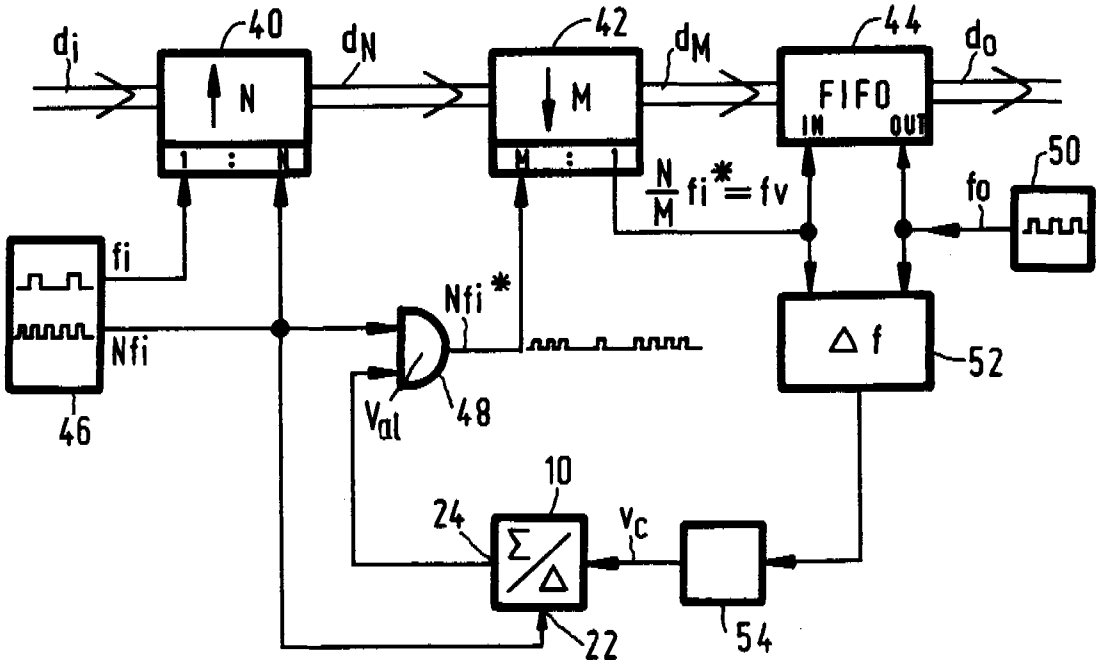

di
40
N
dN
42
M
dM
44
FIFO
IM
OUT
do
50
fo
N/M fi* = fv
fi
Nfi
46
Nfi*
Val
48
Δ f
52
10
24
Σ/Δ
Vc
54
22

FIG. 6

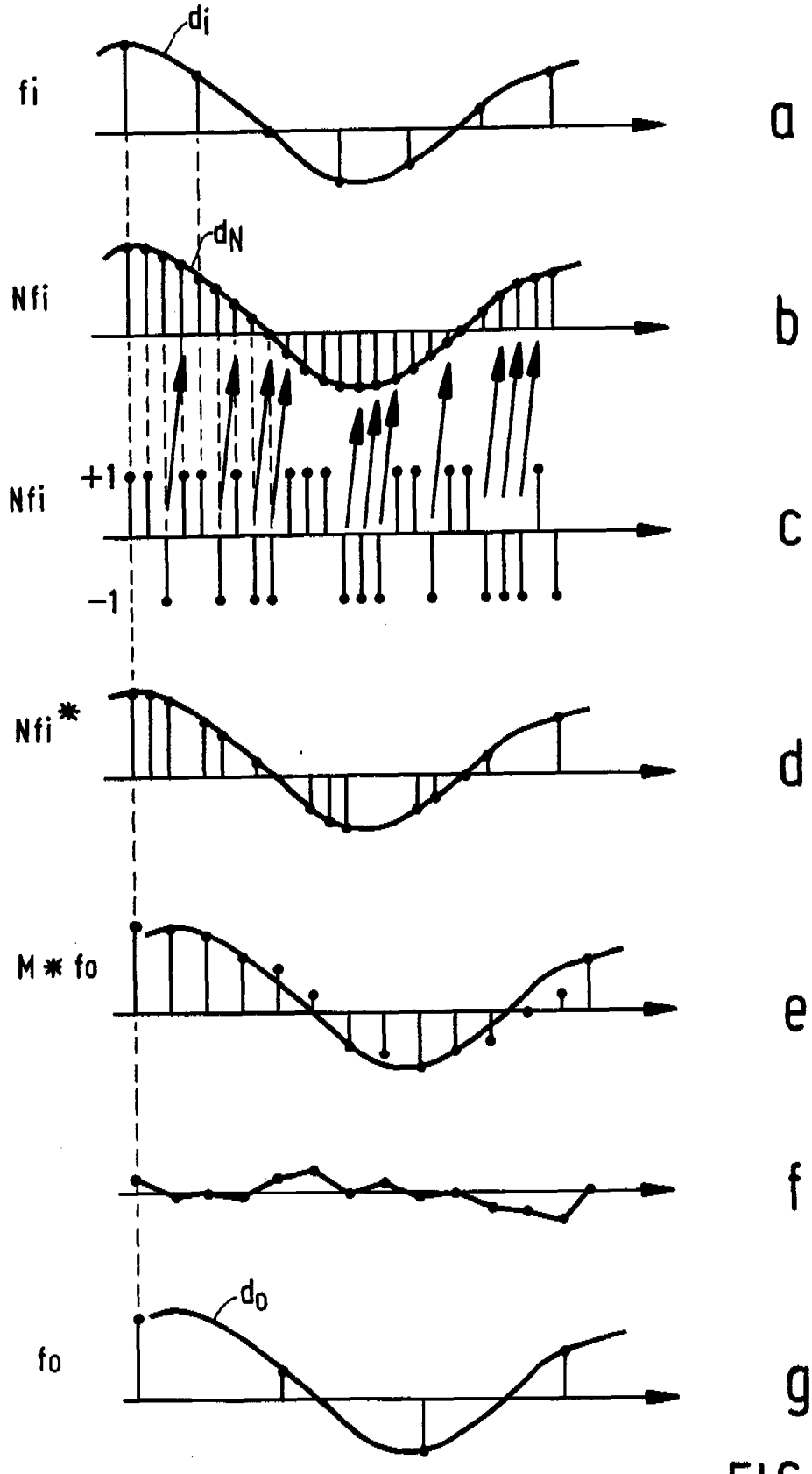


FIG. 7

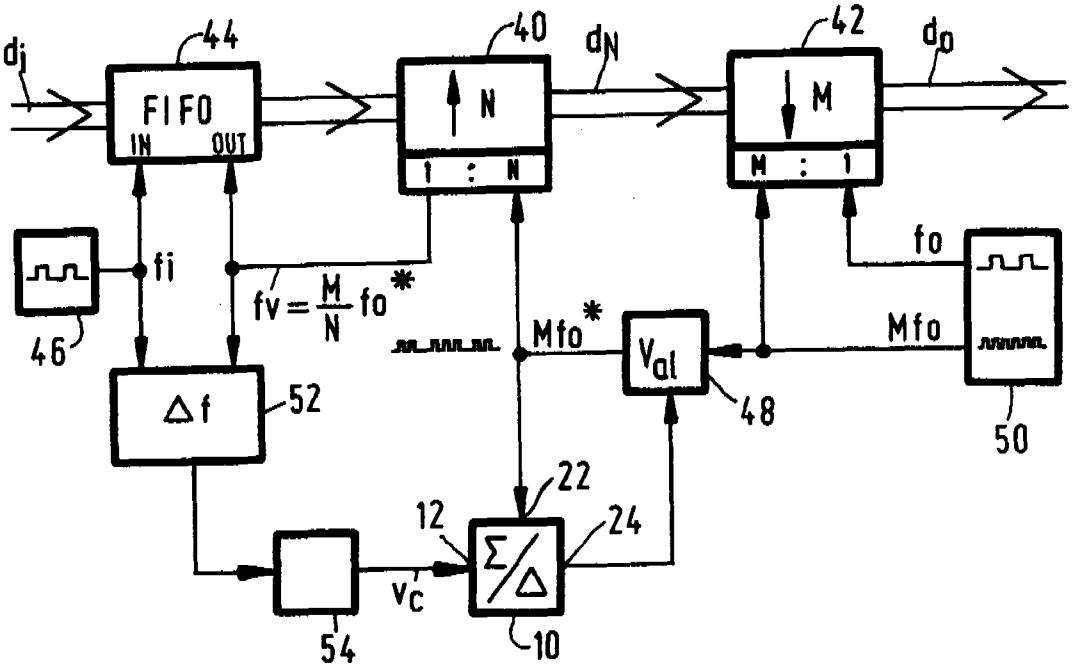

di
44
FIFO
IN
OUT
40
N
1 : N
dN
42
M
M : 1
do
fo
fi
46
fv = M/N fo*
Mfo*
Val
48
Mfo
Δf
52
50
22
12
24
Σ/Δ
vc
54
10

FIG. 8

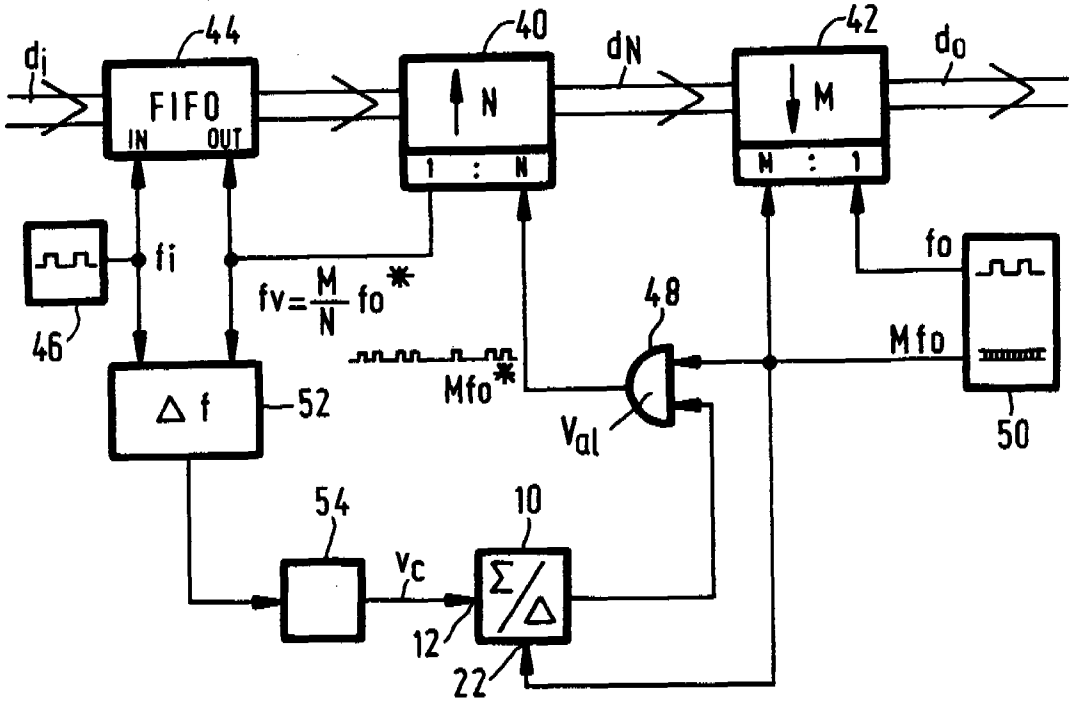

di
44
FIFO
IN
OUT
40
N
1 : N
dN
42
M
M : 1
do
fo
fi
46
fv = M/N fo*
48
Mfo
Mfo*
Val
Δf
52
50
54
10
vc
Σ/Δ
12
22

FIG. 9

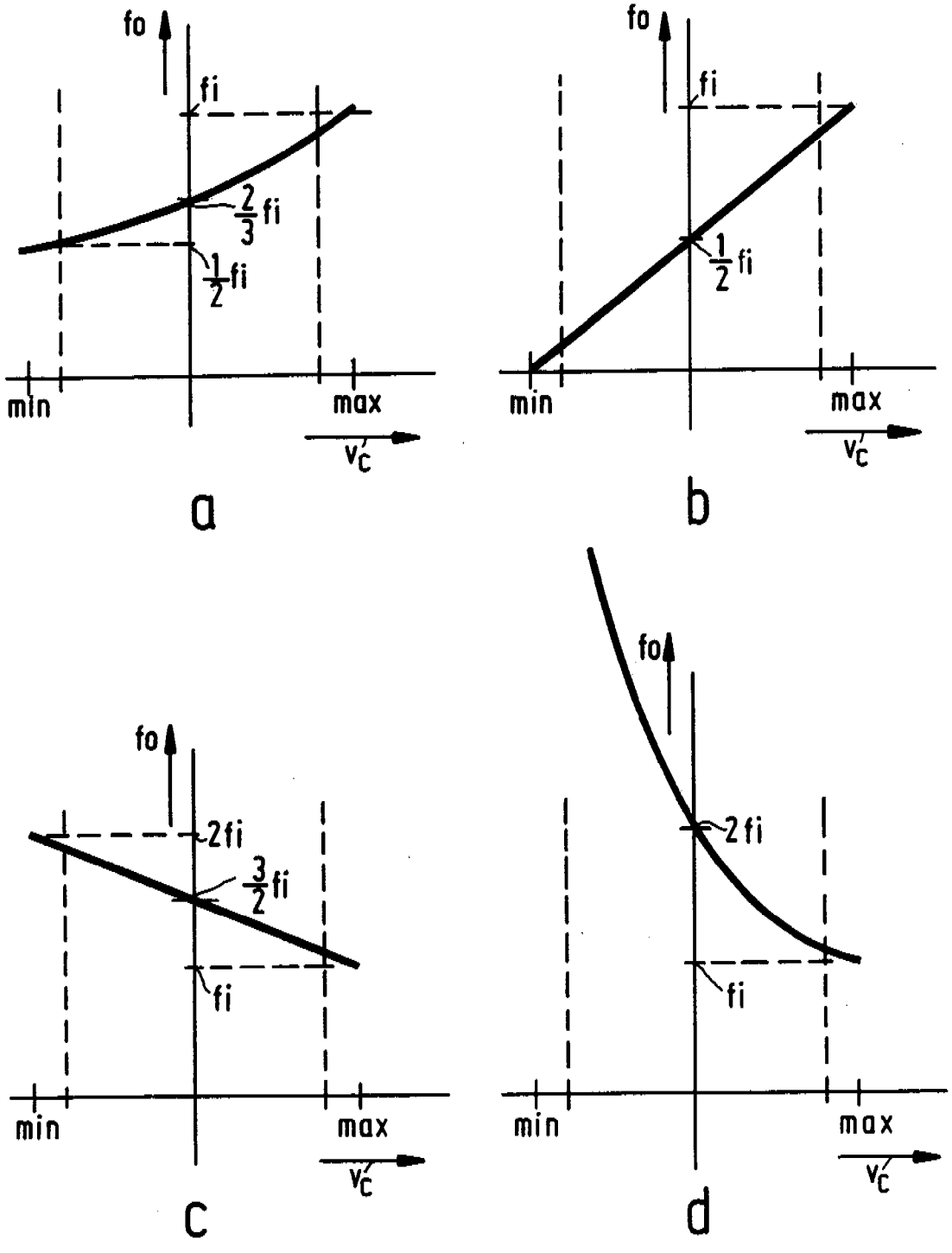

fo
fi
2/3 fi
1/2 fi
min
max
Vc
a
fo
fi
1/2 fi
min
max
Vc
b
fo
2fi
3/2 fi
fi
min
max
Vc
c
fo
2fi
fi
min
max
Vc
d

FIG. 10

PATENTTI- JA REKISTERIHALLITUS **TUTKIMUSRAPORTTI**
Patentti- ja innovaatiolinja

PATENTTIHAKEMUS NRO	LUOKITUS
922042	H03H 17/06

TUTKITTU AINEISTO
Patenttijulkaisukokoelma (FI, SE, NO, DK, DE, CH, EP, WO, GB, US), tutkitut luokat H03H 17
Tiedonhaut ja muu aineisto

VIITEJULKAISUT

Kategoria*)	Julkaisun tunnistetiedot	Koskee vaatimuksia
A	US A 4 956 531 (H03L 7/197)	
A	Crochiere et al.: Multirate digital signal processing, 1983, Prentice Hall, USA, luku 6.6, ss. 283-285	

Jatkuu seuraavalla sivulla

*) X Patentoitavuuden kannalta merkittävä julkaisu yksinään tarkasteltuna
Y Patentoitavuuden kannalta merkittävä julkaisu, kun otetaan huomioon tämä ja yksi tai useampi samaan kategoriaan kuuluva julkaisu
A Yleistä tekniikan tasoa edustava julkaisu, ei kuitenkaan patentoitavuuden este