



SUOMI-FINLAND
(FI)

Patentti- ja rekisterihallitus
Patent- och registerstyrelsen

(B) (11) KUULUTUSJULKAISU
UTLAGGNINGSSKRIFT

81223

C (15) Patenti julkaistu
Patent publicerad 10 10 1988

(51) Kv.1k.5 - Int.cl.5

H 03M 3/02

(21) Patenttihakemus - Patentansökning	830182
(22) Hakemispäivä - Ansökningsdag	20.01.83
(24) Alkupäivä - Löpdag	20.01.83
(41) Tullut julkiseksi - Blivit offentlig	21.07.83
(44) Nähtäväksipanon ja kuul.julkaisun pvm. - Ansökan utlagd och utl.skriften publicerad	31.05.90
(32) (33) (31) Etuoikeus - Prioritet	20.01.82 US 340931 P

(71) Hakija - Sökande

1. Alcatel N.V., De Lairesestraat 153, Amsterdam, Netherlands, (NL)

(72) Keksijä - Uppfinnare

1. Sheno, Kishan, 50 Garden Drive, Fairfield, Conn., USA, (US)
2. Agrawal, Bhagwati Prasad, 81 Blueberry Lane, Shelton, Conn., USA, (US)

(74) Asiamies - Ombud: Oy Kolster Ab

(54) Keksinnön nimitys - Uppfinningens benämning

~~Delta-sigma-modulaattori~~
~~Delta-sigma-modulator~~

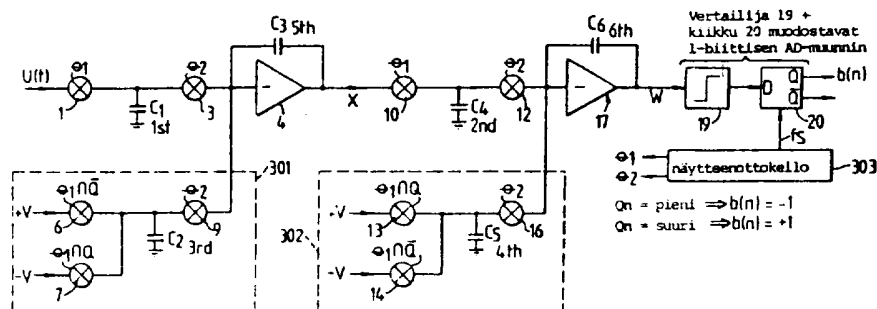
(56) Viitejulkaisut - Anförda publikationer

US A 4301446 (H 03 K 13/02), US A 4009475 (H 03 K 13/20),
Electronic Engineering, vol. 50, nro 602, helmikuu 1978, London, A.E. Whittaker
"Chopped complementary deltaverter", p. 17-19,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-12, nro 6, joulukuu 1977, New York,
B.J. Hosticka et al. "MOS sampled data recursive filters using switched capacitor
integrators", p. 600-608

(57) Tiivistelmä - Sammandrag

Delta-sigma ($\Delta\Sigma$)-modulaattori signaalin analogi-
digitaalimuuntamiseksi, esimerkiksi puhelimen ääni-
kanavasignaalin saattamiseksi digitaalimuotoon.
Piiriin kuuluu toiminnallisena osana alipäästösuo-
datus. Äänisignaalista otetaan näytteitä taajuudel-
la, joka on suuri verrattuna äänikanavan suurita-
juisimpaan komponenttiin. Hetkellisten signaalinäyt-
teiden arvot integroidaan (4), niille suoritetaan
jälkinäytteenotto ja uudestaan integrointi (17) koo-
dauskohinan pienentämiseksi. Lopuksi kaksitasoinen
indentifiointipiiri (19) yhdistää toisen integraat-
torin (17)annon D-tyyppiseen kiikkuun (20) aikaan-
saaden yksibittisen kooditetun annon.
Näytteenoton ja integroinnin ohjaus suoritetaan kyt-
kemällä kondensaattorin varauksen siirtymisen ajas-
timen avulla ja takaisinkytkentä syötetään muutta-
malla kondensaattorin kytkentäohjelmaa.

Delta-sigma ($\Delta\Sigma$)-modulator för analog-digital-omvandling av en signal, t.ex. en telefontalkansignal i digital form. I kretsen ingår som operativ del en lågpasstrerering. Ur talsignalen tages prov med en frekvens som är hög i jämförelse med den högsta talkanalfrekvenskomponenten. De momentana värdena hos signalproven integreras (4), underkastas återprovtagning och integreras (17) ånyo för reduktion av kodningsbrus. Till slut förenar en identifieringskrets (19) med två nivå utgången av den andra integratorn (17) med en enförloppsmultivibrator (20) av D-typ, vilken bildar den en-bit-kodade uteffekten. Styrningen av provtagningen och integreringen utföres genom inkoppling av en kondensatorladdningen skiftande anordning under klockpulsstyrning och en återkoppling anbringas för modifiering av kondensatorns kopplingsprogram.



Delta-sigma-modulaattori

Esillä oleva keksintö kohdistuu analogi-digitaali-
muuntimiin yleisesti ja erityisesti niin kutsuttuihin
5 delta-sigma-modulaattoreihin.

Nykyaikaiset informaation siirtojärjestelmät pe-
rustuvat usein analogisten ottosignaalien muuntamiseen
digitaalisiksi signaaleiksi diskreetin kanavan kautta
siirtämistä varten. Sekä analogi-digitaali- että sitä
10 seuraava digitaali-analogiarakenne ovat alttiina virheil-
le, koska mahdollisten ottoarvojen jatkuma täytyy esit-
tää siirtokanavassa diskreteilla arvosarjoilla. Tämä
virhe tunnetaan yleisesti kvantisointikohinan ja muo-
dostaa kyseisissä järjestelmissä yhden suurimmista epä-
15 tarkkuuslähteistä.

Teknillisessä julkaisussa (jota tästä lähtien
kutsutaan julkaisuksi no. 1) "Reduction of Quantizing
Noise by Use of Feedback" H.A. Spang III ja P. M. Schult-
heiss analysoivat kvantisointikohinan ongelmaa ja eh-
20 dottavat kvantisointitakaisinkytkennän käyttämistä kei-
nona tämän kvantisointikohinan aiheuttamien epätarkkuuk-
sien vähentämiseksi. Julkaisu ilmestyi sarjassa IRE
Transactions on Communication Systems, Vol. CS-10, si-
vut 373 - 380 (Joulukuu 1962). Siinä käsitellään ja ana-
25 lysoidaan tavallista delta-sigmamodulaattoria, joka omaa
monitasoisen kvantisointikarakteristiikan. Todennäköi-
sesti analysoinnin yksinkertaistamiseksi kyseisen tek-
nillisen julkaisun tekijät esittävät delta-sigmamodu-
laattorin näytteenotto- ja kvantisointiosat erillisinä
30 yksikköinä. Kyseisen tyyppin fysikaalista kokoonpanoa ei
voida toteuttaa tavanomaisella analogisella piirillä.
Esimerkki tavanomaisesta analogisesta delta-sigma-modu-
laattorista on esitetty ja selostettu julkaisussa (jota
tästä lähtien kutsutaan julkaisuksi no. 2) "A Telemetry

System by Code Modulation - Delta-Sigma ($\Delta\Sigma$) Modulation - Delta-Sigma ($\Delta\Sigma$) Modulation", H. Inose, Y. Yasuda ja J. Murakami. Julkaisu on ilmestynyt sarjassa IRE Transactions Space Electronics Telemetry, vol. SET-8, sivut 204-209 (syyskyy 1962). Tässä tunnettua tekniikkaa edustavassa jälkimmäisessä julkaisussa esitetään perusteiltaan analoginen delta-sigma($\Delta\Sigma$)-modulaattori ja selostetaan sen hyväksi käyttäminen tunnetun tekniikan mukaisen delta-modulaattorin parantamiseksi.

Jälkimmäisen julkaisun tekijät tähdentävät, että vielä aikaisemmassa niin kutsutussa delta-modulaatiojärjestelmässä siirtolinjan kautta lähetettiin pulsseja, jotka kantoivat informaatiota, jotka edustivat ottosignaalin amplitudin derivaattaa. Vastaanottavassa päässä nämä pulssit integroitiin alkuperäisen aaltomuodon aikaansaamiseksi. Siirtohäiriöt, kuten kohina jne, johtavat kumulatiiviseen virheeseen integroitaessa siirretty signaali vastaanottopäässä.

Niin kutsuttu delta-sigma-modulaatiojärjestelmä aikaansaa ottosignaalin integroinnin ennen sen saapumista itse modulaattoriin niin, että siirretyt antosignaalit kantavat informaatiota, joka vastaa ottosignaalin amplitudia.

Pohjimmiltaan analogisessa toteutuksessa delta-sigma-modulaattorin käyttäytyminen riippuu piirissä olevien kondensaattorien ja vastusten absoluuttiarvoista ja siten herkkyydestä ikääntymisen ja lämpötilan aiheuttamille vahingollisille vaikutuksille. Lisäksi analogisiin toteutuksiin sisältyvien operaatiovahvistimien tulee olla laadultaan ensiluokkaisia, kyseisten vahvistimien vahvistus ja kaistanleveys eivät saa olla sellaisia, että ne vaikuttavat laitteen ottopiiristön integraattorin siirtofunktioon. Edelleen, analogisessa toteutuksessa digitaali-analogiamuuntimen annossa olevan aaltomuodon täytyy olla tarkka eikä muodolle herkkää, eli eristetyn "1":n pulssin täytyy olla oleel-

lisesti identtinen "1-s" -sarjan pulssien kanssa. Analogisten delta-sigma-modulaattoritoteutusten piirimuutkaisuudet johtuvat usein tästä vaatimuksesta. Digitaalisen deltasigma-modulaattorin yksityiskohtainen selostus on löy-

5 dettävissä hakijan amerikkalaisesta patenttijulkaisusta US 4 270 027, "Telephone Subscriber Line Unit with Sigma-Delta Digital-to-Analog Converter", joka patentti kuuluu samalle hakijalle kuin esillä oleva keksintö.

Keksinnön kohteena on patenttivaatimuksen 1 mukainen

10 sigma-delta-modulaattori.

Tunnetun tekniikan mukaisen pohjimmiltaan analogisten delta-sigma-modulaattorin epäkohtien valossa esillä olevan keksinnön yleisenä tavoitteena on aikaansaada delta-sigma-modulaattori, jossa suorituskyky ei riipu kondensaattorien ja vastusten absoluuttiarvoista, kuten on

15 asian laita tunnetun tekniikan mukaisissa analogisissa toteutuksissa, vaan pikemminkin kondensaattorien suhteista. Nämä suhteet ovat suhteellisen epäherkkiä lämpötilan vaihteluille ja ikääntymiselle. Edelleen, keksinnön kytkentä-

20 kondensaattoritoteutuksen mukaisesti käytettyjen operaatiovahvistimien täytyy kyetä vain varaamaan ja purkamaan piirikondensaattoreita nimellisajassa (näytteenottoajan puoliskon luokkaa). Tästä on seurauksena epäherkkyys lämpötilan ja ikääntymisen aiheuttamalle elementtien arvojen

25 liukumiselle.

Yhä edelleen, esillä olevan keksinnön mukaisesti, kytkentäkondensaattoritoteutus perustuu kondensaattorien vuorottaisen varauksen ja purkauksen toiminnalliseen jär-

30 jestykseen toistensa kanssa päällekkäin menemättömien aikajaksojen aikana niin, että edellä mainitussa amerikkalaisessa patenttijulkaisussa US 4 270 027 esitetyn tyyppinen digitaalinen delta-sigma-modulaattori on luonnostaan epäherkkä muodolle. Eli eristetty looginen "1" on ekvivalent-

35 tinen sarjassa loogisia "1":iä olevan loogisen "1":sen kanssa varauksen siirron termein ilmaistuna.

Kondensaattorien absoluuttiarvot voidaan valita siten, että operaatiovahvistimien suunnittelu on joustavampaa. Delta-sigma-modulaatiokarakteristiikkaan vaikuttaa vain kondensaattorien suhde. Esimerkiksi, mitä
5 suurempi on kondensaattorin arvo, sitä suurempi on antojännitteen muuttumisnopeuden vaatimus operaatiovahvistimelle, joka varaa kondensaattoria. Hajakapasitanssin merkitys voidaan kuitenkin mitätöidä tehokkaamin. Kääntäen, pieni kapasitanssi on helpompi varata, mutta täl-
10 löin hajakapasitanssin vaikutus korostuu. Jättämällä kondensaattorin absoluuttiarvo suunnitteluparametriksi on mahdollista saavuttaa suurempi suunnittelun liikkumisvapaus yleisessä delta-sigma-modulaattorin suunnittelussa.

Edelleen, kytkentäkondensaattori omaa luonnollisen näytteenotto- ja pitotoiminnan otossaan. Tosiasiassa piiriin kaikissa solmuissa olevat signaalit muuttuvat erillisinä diskreetteinä ajanhetkinä. Tästä seuraa, että piirin vertailijaan saapuva otto on stabiili silloin, kun vertailija tekee päätöksen.

20 Peruspiiristö, parametrien identifikaatiot ja toiminnalliset ehdot esitetään seuraavassa esillä olevan keksinnön edullisen suoritusmuodon yksityiskohtaisessa selostuksessa.

Kuva 1 esittää lohkokaaviota, joka edustaa tyyppil-
25 listä tunnetun tekniikan mukaista analogista toteutusta.

Kuva 2 esittää lohkokaaviota, joka pohjimmiltaan edustaa kytkentäkondensaattoritoteutuksia.

Kuva 3 on +V ja -V vertailujännitteitä käyttävän
30 keksinnön mukaisen delta-sigma-modulaattorin toteutuksen piirikaavio.

Kuva 4 esittää kuvan 2 piirin ajastuksen aaltomuodon esitystä.

Kuva 5 esittää osaa kuvan 3 piiristä piirin olles-
35 sa sovitettu käyttämään yhtä vertailujännitettä +V.

Kuva 6 esittää kuvan 3 laitetta, kun siihen on sijoitettu kuvan 5 yhden vertailujännitteen piiri.

Heti alkuun on tähdennettävä, että termiä delta-sigma-modulaattori kutsutaan joskus sigma-delta-modulaattoriksi, termien sigma ja delta sijoituksen riippu-
 5 essa kirjoittajan mielipiteestä, kummankin termin tarkoittaessa kuitenkin samaa laitetta. Kuva 1 esittää tunnettua tekniikkaa, kuten edellä on mainittu, kuvan selittäessä oleellisesti itse itsensä. Tässä yhteydessä
 10 kuvassa 1 DA-muunnin olisi pulssin muotoilija, joka aikaansaisi toisen kahdesta eri pulssista riippuen siitä, onko digitaalinen signaali suuri tai pieni, matemaattisesti $+A$ tai $-A$, suureen A liittyessä numeron ja jännitteen väliseen muunnokseen. Pohjimmiltaan alipäästöinen
 15 (integraiva) laite $H(s)$ määrää delta-sigma-modulaattorin asteen. $H(s)$ on tyypillisesti ensimmäisen asteen suodatin jos $H(s) = \frac{9}{s}$ ja toisen asteen suodatin

$$\text{jos } H(s) = \frac{g(s+c)}{(s+a)(s+b)}$$

20

Voidaan sanoa, että modulaattorin kohinan (epätarkkuuden, joka aiheutuu muunnettaessa ottofunktio digitaalisignaaliaksi) pieneneminen, joka on saavutettu
 25 $(\Delta \epsilon)$ -modulaattorilla, on seurausta siitä, että seurataan kaikkia edellisiä muunnosvirheitä ja syötetään tämä informaatio (virheeseen suhteessa olevana signaalina) takaisin seuraavan muunnoksen korjaamiseksi. Tässä prosessissa ensimmäisen asteen modulaattori pyrkii nollaamaan
 30 keskimääräisen virheen tietyn aikajakson aikana, kun taas toisen asteen modulaattori ei vain pidä tätä keskimääräistä virhettä nollana vaan pitää myös virhesignaalin ensimmäisen derivaatan nollana.

Ensimmäisen asteen järjestelmässä vain tasasähköinen ottosignaali voidaan tarkasti esittää digitaalisesti. Toisen asteen järjestelmässä kuitenkin sen sig-

35

naalin kaistanleveys, joka voidaan jatkuvasti esittää digitaalisesti, on suurempi.

Tunnetun suodatinteorian mukaisesti integroiva suodatin $H(S)$ voidaan esittää ensimmäisen asteen ($\Delta\Sigma$)-modulaattoria varten seuraavasti:

$$H(s) = \frac{\alpha + \beta s}{1 + \eta s}, \text{ ja}$$

vastaavasti toisen asteen suodatin

$$H(s) = \frac{\alpha \beta s + \delta s}{1 + \eta s + s^2} \quad \text{ye}$$

Kondensaattori ja muut komponenttiarvot valitaan antamaan sopivat arvot kertoimille. $\Delta\Sigma$ -modulaation suorituskyky kohinan ja stabiilisuuden suhteen liittyy näihin kertoimiin.

Julkaistu "Reduction of Quantizing Noise by Use of Feedback" (julkaisu no. 1) on teoreettinen artikkeli, joka tarjoaa $\Delta\Sigma$ -modulaation perustan. Toinen julkaisu "A Telemetering System by Code Modulation - $\Delta\Sigma$ Modulation" tarjoaa ensimmäisen asteen $\Delta\Sigma$ -modulaattorin toteutuksen ja perustana olevan analyysin. Julkaisun 2 kuva 1 esittää "virhesignaalia" $S(t) - P(t)$, joka on syötetty integraattoriin, jolla on ensimmäisen asteen siirtofunktio ja joka on vastaavasti "ensimmäisen asteen $\Delta\Sigma^M$ ". Julkaisun 1 kuva 1 kuvaa yleisintä $\Delta\Sigma^M$ -tapausta, jossa jokainen H_i (suodattimen siirtofunktio) voi olla ensimmäistä astetta suurempaa astetta ja käsittää, yleisesti, monitasoisen kvantisointikarakteristiikan. Julkaisun 1 tekijät ovat, todennäköisesti analysoinnin yksinkertaistamisen vuoksi, esittäneet näytteenoton ja kvantisoinnin eri yksikköinä. Tätä kokoonpanoa ei voida toteuttaa tavanomaisella analogisella piirillä kuten on selostettu esimerkiksi julkaisussa no. 2. Näytteenotto ja kvantisointi voidaan kuitenkin erottaa keksinnön mukaisessa kytkentä-

kondensaattoritoteutuksessa.

Julkaisun 2 kuvassa 1 näytteenoton pulssigeneraattori ja pulssimodulaattori yhdessä muodostavat AD + DA toiminnan. Pulssimodulaattori antaa tunnetun muotoi-

5 sen pulssin, jonka polariteetin määrää pulssimodulaattorin annossa olevan analogisen signaalin polariteetti hetkellä, jolloin näytteenottopulssi on voimassa.

Tunnetun tekniikan mukaisissa viitejulkaisuissa kuvataan enimmäkseen piirejä, jotka on saatu kokeellisesti - valitaan piirin kokoonpano, tehdään ensimmäinen

10 "sivistynyt" komponenttiarvojen arvaus ja piiri viimeistellään sen jälkeen laboratoriossa.

Korkeampiasteiset $\Delta\Sigma$:t tarjoavat potentiaalisesti paremman kohinakäyttäytymisen, mutta ovat tunnettuja epästabiilisuudestaan ja eivät siten ole suositeltavia.

15 Tässä selostettua toisen asteen suoritusmuotoa pidetään optimina.

Kaikki kytkentäkondensaattoritoteutukset on yleistetty kuvassa 2 ja ne voidaan matemaattisesti redusoida seuraavaan muotoon.

20

$H(z)$ on diskreettiaikainen siirtofunktio muotoa ("toisen asteen " $\Delta\Sigma$ ":lle):

$$H(z) = z^{-1} \left[\frac{\alpha + \beta z^{-1} + \gamma z^{-2}}{1 + \delta z^{-1} + z^{-2}} \right] \quad \text{yl}$$

25

missä z^{-1} on yksikköviiveoperaattori, yksikköviiveen ollessa yhden näytteenottojakson aika. Näytteenottotaajuudella 1 MHz näytteenottoaikajakson havaitaan olevan 1 μ s. Kertoimet, jotka määräävät kohinasuorituskyvyn ja stabiilisuuden, ovat kondensaattorisuhteiden funktioita. Kunkin kondensaattorin absoluuttiarvon voi piirisuunnittelija valita vahvistimen suorituskyvyn optimoimiseksi hajakapasitanssien vaikutuksen mitätöimiseksi ym. seikkojen perusteella.

30

35

Keksinnön mukainen kytkentäkondensaattori- $\Delta\Sigma$ M on parasta selittää vaiheittain. Jokaisen $\Delta\Sigma$ M:n takana oleva periaate on aikaansaada analogi-digitaalimuunnos, jossa digitaalisanan koko on pieni, mutta näytteenotto-
 5 taajuus on paljon suurempi kuin suurin signaalitaajuus (puhe).

Tarkastellaan ensin näytteenottokelloa, joka ohjaa D-tyyppin (reunaliipaistua) kiikkua 20 kuvassa 3. Tämä kello tarjoaa aikareferenssin f_s ja myös kaksi muuta
 10 kelloaaltomuotoa näytteenottotaajuudella, mutta toimintajakso on pienempi kuin 50 %. Näitä on merkitty θ_1 :llä ("varaus") ja θ_2 :lla ("purkaus"). Kuva 4 esittää nämä aaltomuodot tyypillisessä suhteessa.

Tarkastellaan seuraavaksi kuvan 3 lohkoa, joka
 15 käsittää kytkimet 1 ja 3, kondensaattorin C_1 , vahvistimen 4 ja kondensaattorin C_3 . Tässä näytteenottokellossa 303 tuleva θ_1 ohjaa kytkintä 1 ja θ_2 ohjaa kytkintä 3. Kun θ_1 on pieni, kytkin 1 on auki (avoin piiri) ja kun θ_1 on suuri, kytkin 1 on suljettu (oikosulku). Vastaava
 20 pätee θ_2 :een ja kytkimeen 3. θ_1 :en ja θ_2 :en ei-päällekkäin menevä luonne varmistaa sen, että kytkimet 1 ja 3 eivät ole molemmat suljettuna minään hetkenä. Olettaen, että ottosignaali $u(t)$ pysyy vakiona aikajakson $[\bar{n}T, (n+1)T]$ varautuu kondensaattori C_1 aikana θ_1 jännitteeseen, joka on yhtä suuri kuin $u(nT)$. Olettaen, että vahvistin 4 on ideaalinen operaatiovahvistin siir-
 tyy aikana θ_2 kaikki C_1 :ssä oleva varaus C_3 :een aiheut-
 taen C_3 :n yli olevassa jännitteessä muutoksen

$$30 \quad -\left(\frac{C_1 u(nT)}{C_3}\right). \text{ Siten hetkenä } t = (n+1)T \text{ operaatiovahvis-}$$

$$\text{timen antojännite } x \text{ on } x[\bar{(n+1)}T] = x(nT) - \left(\frac{C_1}{C_2}\right) u(nT).$$

Negatiivinen lisäys johtuu siitä että vahvistin²kääntää polariteetin. Nyt tarkastellaan kytkimien 6, 7 ja 9 sekä
 35 kondensaattorin C_2 tuomaa lisäystä. Jos $b(n)$ on +1, eli

$Q_n = \text{SUURI}$, niin θ_1 :en aikana C_2 varautuisi jännitteeseen $+V$. Pian C_2 varautuisi jännitteeseen $-b(n)V$. θ_2 :en aikana tämä varaus siirtyisi C_3 :een. Kytkimien 1,3,6,7 ja 9 sekä kondensaattorien C_1 , C_2 ja C_3 sekä vahvistimen
 5 4 kokonaistoiminta voidaan selostaa yhtälöllä:

$$x \angle \overline{(n+1)T} = X(nT) - \frac{C_1}{C_3} U(nT) + b(n)V \cdot \left(\frac{C_2}{C_3}\right)$$

vastaavasti,

10

$$W(n+1)T = W(nT) - \left(\frac{C_4}{C_6}\right) X(nT) - b(n) \cdot V \cdot \left(\frac{C_5}{C_6}\right)$$

Pilkkuviivoin ympäröityjä osia 301 ja 302 voidaan kutsua
 15 vertailukytkeälaitteiksi. Vertailijan ja D-kiikun toiminta saadaan yhtälöllä

$$b(n+1) = \text{sqn} \left\{ W \angle \overline{(n+1)T} \right\}.$$

$\Delta \Sigma$ -modulaattorin kohinasuorituskyky ja stabiilisuus

20 saadaan kondensaattorisuhteista $\left(\frac{C_1}{C_3}\right)$, $\left(\frac{C_2}{C_3}\right)$, $\left(\frac{C_4}{C_6}\right)$ ja $\left(\frac{C_5}{C_6}\right)$.

Jännite V nimetään "vertailujännitteeksi" ja normaalisti kaikki jännitteet saadaan sen murto-osina. Jännitettä V
 25 kutsutaan joskus kooderin "murtopisteeksi (crash point)" ja vastaanottosignaalin maksimiamplitudia. Jännitettä V suurempi ottosignaalin amplitudi aiheuttaa ylikuormituksen.

Tyypilliselle $\Delta \Sigma$ -modulaattorille seuraavien kondensaattorisuhteiden on havaittu olevan tyydyttäviä:
 30

$$\left(\frac{C_1}{C_2}\right) = \left(\frac{C_2}{C_3}\right) = \frac{1}{2}$$

35

$$\left(\frac{C_4}{C_6}\right) = \left(\frac{C_5}{C_6}\right) = 1$$

On huomattava, että kuvan 3 kokoonpano vaatii kaksi vertailujännitettä, $+V$ ja $-V$. Jos vain yksi vertailujännite, esimerkiksi $+V$, on saatavissa, niin silloin voidaan kokoonpano, joka käsittää jännitteet $+V$ ja $-V$,
 5 kytkimet 6, 7 ja 9 sekä kondensaattorin C_2 (vastaavasti jännitteet $+V$ ja $-V$, kytkimet 13, 14, 16 ja kondensaattori C_5) korvata kuvassa 5 esitetyllä ja pilkkuviivoin merkittynä lohkona 601 kuvaan 6 sisällytetyllä piirillä.

Tässä variaatiossa ja kunkin näytteenottojakson
 10 aikana C_8 varautuu jännitteeseen V aikana θ_1 ja aikana

θ_2 aiheuttaa muutoksen $-(\frac{C_8}{C_3}) V$ vahvistimen 4 annossa. θ_1 :en aikana C_7 varautuu V volttiin kuvissa 5 ja 6 esitetyllä polariteetilla. Jos Q_n olisi "suuri", eli $b(n) =$
 15 $+1$, kytkimet 23 ja 22 sulkeutuisivat θ_2 :n aikana ja, polariteetin kääntymisestä johtuen, aiheuttaisivat muu-

toksen $(\frac{C_7}{C_3}) V$ vahvistimen 4 annossa. Jos $b(n) = -1$, niin C_7 ei purkaudu C_3 :een. Nettovaikutus on silloin:

20 jos $b_n = +1 \quad \Delta x = (\frac{C_7}{C_3} - \frac{C_8}{C_3})V - (\frac{C_1}{C_3})U(nT)$

tai jos $b_n = -1 \quad \Delta x = -(\frac{C_8}{C_3})V - (\frac{C_1}{C_3})U(nT)$

25 Jos $C_7 = 2C_8$, niin piirin kokonaistoiminta kuvassa 5 voidaan kuvata seuraavasti:

$$x(n+1)T = x(nT) - (\frac{C_1}{C_3})U(nT) + b(n)V(\frac{C_8}{C_3})$$

30 vastaavasti

$$W(n+1)T = W(nT) - (\frac{C_4}{C_6})x(nT) - b(n)V(\frac{C_{10}}{C_6})$$

Toteutettaessa kuvan 6 mukaisen keksinnön $\Delta \xi$ -modulaattoria voidaan käyttää seuraavia kondensaattorisuhteita:
 35

$$\frac{C_8}{C_3} = \frac{C_1}{C_3} = \frac{1}{2} \quad \frac{C_4}{C_6} = \frac{C_{10}}{C_6} = 1$$

$$\frac{C_7}{C_8} = \frac{C_9}{C_{10}} = 2$$

Näytteenottotaajuuden täytyy olla paljon suuremman kuin ottosignaalin $U(t)$ suurimman taajuuskomponentin. Keksintö on erityisen hyödyllinen koodattaessa digitaalisesti puhelinkaistan (puhe) signaaleja diskreetin puhelinkanavan kautta tapahtuvaa siirtämistä varten. Koska kyseiset signaalit tarvitsevat vain muutaman kHz:n kaistanleveyden, täyttää edellisen mukaisesti keksinnön mukaisen modulaattorin tyypillinen 1 MHz:n näytteenotto-
 15 taajuus edellä mainitun vaatimuksen. Toisen asteen $\Delta\Sigma$ -modulaattorin voidaan katsoa muodostuvan takaisinkytkentäsilmukkaan lisäystä ensimmäisen asteen modulaattoris-
 20 ta. Kääntäen, ensimmäisen asteen $\Delta\Sigma$ -modulaattorin voidaan katsoa olevan toisen asteen $\Delta\Sigma$ -modulaattorin osa, joka saadaan "kiertämällä" toisen asteen $\Delta\Sigma$ -modulaattori auki. Kuvassa esitetty kokoonpano voidaan kiertää auki ensimmäisen asteen kytkentäkondensaattori- $\Delta\Sigma$ -modulaattorin muodostamiseksi. Jos vahvistin 4, kondensaattorit C_3 , C_1 , C_2 ja niitä vastaavat kytkimet poistetaan,
 25 jää jäljelle ensimmäisen asteen $\Delta\Sigma$ -modulaattori, joka muuntaa analogisen signaalin U digitaalseksi signaaliksi $b(n)$.

On mahdollista lähettää bittivirta $b(n)$ sellaisenaan ja omata vastaanottavassa päässä yksinkertainen
 30 digitaali-analogiamuunnin, joka käsittää pulssin muotoilijan, joka työntää ulos erillisiä aaltomuotoja bittiaikajaksossa sen mukaan onko $b(n) = \text{"SUURI"}$ tai $b(n) = \text{"PIENI"}$, ja jota seuraa yksinkertainen analoginen ali-
 35 päästösuodatin aaltomuodon tasoittamiseksi. Tämä määräisi kuitenkin $b(n)$:n siirron suoraan, joka on noin 1 megabittiä /sekunti, joka on varsin suuri arvo. Vaihto-

ehtoinen menetelmä on käyttää digitaalisten alipäästösuodattimien sarjaa, joka suorittaa "tasoituksen" samalla säilyttäen signaalin digitaalisen luonteen ennallaan. Tästä on seurauksena, että bittien lukumäärä sanaa kohden lisääntyy, eli esitettävien tasojen rakeisuus voidaan tehdä hienoksi. Edellä mainitun amerikkalaisen patenttijulkaisun US 4 270 027 tyyppisessä piirissä alipäästösuodattimet sallivat digitaalisignaalin jälkinäytteenoton taajuudella 8 kilosanaa sekunnissa rakeisuuden vastatessa 13 bittiä sanaa kohden yhtenäisessä koodissa. Jokainen koodisana voidaan haluttaessa muuntaa 8-bittiseksi koodiksi, vastaten joko A- tai u-formaattia. 1-bittinen laite edustaa tässä mielessä u(nt):stä saatavien näytteenottoarvojen suurta aluetta. 1-bitti/sana, 15 1 megasana/sekunti-virta (eli 1 megabitti/sekunti-virta)-versiota kutsutaan joskus kompleksisen äänikanavasignaalin "PULSSITIHEYSMODULOIDUKSI"-versioksi.

Vaikka esillä olevaa keksintöä on selostettu sen edullisen suoritusmuodon yhteydessä on ymmärrettävä, että 20 keksintö ei rajoitu puhelinjärjestelmän toteutuksiin, ja että lisäsuoritusmuodot, muunnokset ja sovellutukset, jotka tulevat alan ammattimiehille ilmeisiksi, sisältyvät keksinnön ajatukseen ja piiriin seuraavien patenttivaatimusten puitteissa.

Patenttivaatimukset:

1. Delta-sigma-modulaattori analogisen sisääntulo-
signaalin ($U(t)$) koodaamiseksi digitaalseksi siten, että
5 signaali muunnetaan binääriseksi bittivirraksi ($b(n)$), jossa
 n edustaa bitin numerojärjestystä, joka modulaattori kä-
sittää
- näytteenottokellon (303), joka kehittää tasaisesti tois-
tuvaan ajastuspulssisignaalin (f_s), jossa on kaksi eri
10 tasoa, sekä kaksi kytkentäpulssijonoa (θ_1 latauksen ja θ_2
purkauksen yhteydessä), jotka kummatkin ovat säännöllisiä
mutta joiden kahden pulssijonon pulssit eivät mene limit-
tään, koska sekä ajastuspulssisignaali (f_s) että kytken-
täpulssijonoilla (θ_1, θ_2) on taajuus, joka pitkälle vastaa
15 analogisen signaalin ($U(t)$) korkeinta taajuuskomponent-
tia,
 - ensimmäisen näytteenottopiirin (1st), joka käsittää kyt-
kentälaitteet ensimmäisen kytkinryhmän (1, 3) ja ensim-
mäisen kondensaattorin (C_1) muodossa analogisen sisääntulo-
20 signaalin ($U(t)$) amplitudin hetkellisten arvojen tallentami-
seksi ensimmäisessä kytkentäjaksossa, jonka määrittää
ensimmäinen kytkentäpulssijono (θ_1) ulostulosignaalin
aikaansaamiseksi talletetusta amplitudiarvosta toisen
kytkentäjakson aikana, jonka määrittää toinen kytkentäpuls-
25 sijono (θ_2),
 - ensimmäiset integrointipiirit (4, C_3), jotka toimivat
alipäästösuodattimena, joka reagoi ensimmäisen näytteenot-
topiirin ulostulosignaaliin,
 - toisen näytteenottopiirin (2nd), joka käsittää kytkentä-
30 laitteet toisen kytkinryhmän (10, 12) ja toisen konden-
saattorin (C_4) muodossa ensimmäisen integrointipiirin (4)
ulostulosignaalin (x) amplitudin hetkellisen arvon tallen-
tamiseksi ensimmäisen kytkentäjakson aikana (θ_1 :n määrit-
tämä) ja ulostulosignaalin muodostamiseksi tallennetusta
35 amplitudiarvosta toisen kytkentäjakson aikana (θ_2 :n määrit-

tämä), t u n n e t t u siitä, että se käsittää lisäksi
 - toisen integrointipiirin (17, C6), joka esiintyy toisena
 alipäästösuodattimena, joka reagoi toisen näyteenottopiirin
 (C4, 10, 12) ulostuloon,

- 5 - yksibittisen analogiadigitaalimuuntimen, joka käsittää
 komparaattorin (19) ja kiikun (20), jota ajastaa ajastus-
 pulssisignaali (fs) ja joka aikaansaa ulostulot Q ja $\bar{Q}$,
 jotka edustavat ulosmenevää bittivirtaa (b(n)), funktiona
 toisen integrointipiirin (17, C6) ulostulosignaalin (w)
 10 vastaavasta hetkellisestä polariteetista,
 - ensimmäisen vertailupiirin (301/601 kuvio 6), joka käsit-
 tää kolmannen kondensaattorin (C2/C8), sekä ylimääräiset
 kytkentävälineet, jotka käsittävät kolmannen kytkinryhmän
 (6,7,9;21-26), joka on kytketty varaamaan mainittu kolmas
 15 kondensaattori (C2/C8) vertailujännitteeseen +V tai -V
 ensimmäisen kytkentäjakson aikana (θ_1 :n määrittämä) polari-
 teetin vastatessa $\theta_1 n Q$:ta tai $\theta_1 n \bar{Q}$:ta vastaavasti, missä
 θ_1 on ensimmäinen kytkentäpulssijono ja θ_2 toinen kytkentä-
 pulssijono, ja syöttämään kolmannen kondensaattorin (C2/C8)
 20 jännite ensimmäiseen integrointipiiriin (4,C3) toisen
 kytkentäjakson aikana (θ_2 :n määrittämä) ja
 - toisen vertailupiirin (302/602), joka käsittää neljännen
 kondensaattorin (C5/C10) ja toiset ylimääräiset kytkentävä-
 lineet, jotka käsittävät neljännen kytkinryhmän (13,14,
 25 16; 29-35), joka on järjestetty varaamaan neljäs konden-
 saattori (C5/C10) vertailujännitteeseen +V tai -V ensim-
 mäisen kytkentäpulssijonon (θ_1 :n määrittämä) aikana vertai-
 lujännitteen polariteetin vastatessa $\theta_1 n Q$:ta ja $\theta_1 n \bar{Q}$:ta
 vastaavasti, ja syöttämään neljännen kondensaattorin
 30 (C5/C10) jännite toiseen integrointipiiriin (17, C6) toisen
 kytkentäjakson aikana (θ_2 :n määrittämä).

2. Patenttivaatimuksen 1 mukainen delta-sigmamodu-
 laattori, t u n n e t t u siitä, että ensimmäinen (4, C3)
 ja toinen (17, C6) integrointipiiri käsittävät kummatkin
 35 oman invertoivan ensimmäisen (4) ja toisen (17) operaatio-

vahvistimen, jotka on varustettu omilla kondensaattoreilla, vastaavasti viidennellä kondensaattorilla (C3) ja kuudennella kondensaattorilla (C6), jotka on kytketty rinnakkain ensimmäisen ja vastaavasti toisen vahvistimen sisääntulon ja ulostulon välille.

3. Patenttivaatimuksen 2 mukainen delta-sigmamodulaattori, t u n n e t t u siitä, että ensimmäisen kondensaattorin (C1) kapasitanssin suhde kolmannen kondensaattorin (C2) kapasitanssiin sekä kolmannen kondensaattorin (C2) kapasitanssin suhde viidennen kondensaattorin (C3) kapasitanssiin on noin $1/2$, toisen kondensaattorin (C4) kapasitanssin suhteen kuudennen kondensaattorin (C6) kapasitanssiin ja neljännen kondensaattorin (C5) kapasitanssin suhteen kuudennen kondensaattorin (C6) kapasitanssiin ollessa yksi.

4. Patenttivaatimuksen 1 mukainen delta-sigmamodulaattori, t u n n e t t u siitä, että näytteenottokello (303) edelleen aikaansaa kytkentäpulssijonot ($\theta 1$ ja $\theta 2$) joiden kummankin pulssit on olennaisesti aikakeskitetty vastaaviin aikaväleihin ajastuspulssisignaalisissa (fs).

5. Patenttivaatimuksen 1 tai 3 mukainen delta-sigmamodulaattori, t u n n e t t u siitä, että ensimmäinen vertailupiiri (601) sisältää ylimääräiset kytkinelimet (22, 24), jotka on liitetty kolmanteen kondensaattoriin (C7) kolmannen kondensaattorin sen navan, joka on kytketty maapotentiaaliin, kytkemiseksi positiiviseen napaan aikajaksossa $\theta 2nQ$ ja negatiiviseen napaan aikajaksossa $\theta 1$, ja että toinen vertailupiiri (602) käsittää ylimääräiset kytkinelimet (30, 33), jotka on liitetty neljänteen kondensaattoriin (C9) sen navan, joka on kytketty maapotentiaaliin, kytkemiseksi positiiviseen napaan aikajaksossa $\theta 2nQ$ ja negatiiviseen napaan $\theta 1$ aikajaksossa, jolloin neljännen kondensaattorin (C9) jännite on johdettu toiseen integrointipiiriin aikana $\theta 2nQ$, jotta aikaansaadaan siten sama teho kuin mainittujen vertailupiirien (301, 302 kuviossa 3) yh-

teydessä vain yhtä positiivista vertailujännitettä käyttäen.

5 6. Patenttivaatimuksen 1 tai 5 mukainen delta-sigmamodulaattori, t u n n e t t u siitä, että yksibittinen analogiadigitaalimuunnin käsittää vertailijan (19), joka reagoi toisen integrointipiirin signaaliin (w) aikaansaamalla polariteetista riippuvaisen ulostulosignaalin (b(n)), jolla on ensimmäinen tai toinen tila, ja D-tyyppisen kiikun (20), joka reagoi komparaattorin ulostuloon ulostulojen Q
10 tai $\bar{Q}$ aikaansaamiseksi ulostulon Q kehittäessä yksibittisen koodin.

7. Patenttivaatimuksen 1 tai 5 mukainen delta-sigmamodulaattori, t u n n e t t u siitä, että kytkentäpiirit käsittävät yksilölliset/erilliset signaalihojatut elektro-
15 niset kytkimet (1, 3, 6, 7, 9; 10, 12, 13, 14, 16; 21, 22, 23, 24, 25, 26; 29, 30, 32, 33, 34, 35).

8. Patenttivaatimuksen 2 mukainen delta-sigmamodulaattori, t u n n e t t u siitä, että kapasitanssien suhde on valinnaisesti muuttuva.

20 9. Patenttivaatimuksen 8 mukainen delta-sigmamodulaattori, t u n n e t t u siitä, että yksibittinen analogiadigitaalimuunnin käsittää vertailijan, jolla on stabilisoitu sisääntulojännite sen aikajakson aikana, jolloin jännitteiden vertailu tehdään.

25

Patentkrav

1. Delta-sigma-modulator för kodning av en analog ingångssignal ($U(t)$) digital så, att signalen omvandlas
- 5 till en binär bitström ($b(n)$), där n representerar bitens nummerordning, vilken modulator omfattar
- en samplingsklocka (303), som alstrar en jämnt upprepande tidsanpassningspulssignal (f_s) med två olika nivåer, samt två kopplingspulssträngar (θ_1 i samband med laddning och
 - 10 θ_2 i samband med urladdning), vilka båda är regelbundna men vilka två pulssträngars pulser inte överlappar, eftersom både tidsanpassningspulssignalen (f_s) och kopplingspulssträngarna (θ_1 , θ_2) har en frekvens, som till en stor del motsvarar den analoga signalens ($U(t)$) högsta frekvenskom-
 - 15 ponent,
 - en första samplingskrets (1st), som omfattar kopplingsanordningar i form av en första avbrytargrupp (1, 3) och en första kondensator (C_1) för lagring av momentana värden av den analoga ingångssignalens ($U(t)$) amplitud i en första
 - 20 kopplingsperiod, som bestäms av den första kopplingspulssträngen (θ_1), för alstring av en utgångssignal av det lagrade amplitudvärdet under en andra kopplingsperiod, som bestäms av den andra kopplingspulssträngen (θ_2),
 - första integreringskretsar (4, C_3), som fungerar såsom
 - 25 ett lågpassfilter som reagerar för den första samplingskretsens utgångssignal,
 - en andra samplingskrets (2nd), som omfattar kopplingsanordningar i form av en andra avbrytargrupp (10, 12) och en andra kondensator (C_4) för lagring av ett momentant värde
 - 30 för amplituden av den första integreringskretsens (4) utgångssignal (x) under den första kopplingsperioden (som bestäms av θ_1) och för alstring av en utgångssignal från det lagrade amplitudvärdet under den andra kopplingspe-
 - rioden (som bestäms av θ_2), k ä n n e t e c k n a d därav,
 - 35 att den dessutom omfattar

- en andra integreringskrets (17, C6), som fungerar såsom ett andra lågpasfilter, som reagerar för utgången av den andra samplingskretsen (C4, 10, 12),
- en enbitsanalog-digital-omvandlare, som omfattar en komparator (19) och en vippra (20), som tidsanpassas av tidsanpassningssignalen (f_s) och som åstadkommer utgångarna Q och $\bar{Q}$, vilka representerar en utgående bitström ($b(n)$), som en funktion av en motsvarande momentan polaritet hos den andra integreringskretsens (17, C6) utgångssignal (w),
- 10 - en första referenskrets (301/601 figur 6), som omfattar en tredje kondensator (C2/C8), samt extra kopplingsmedel, vilka omfattar en tredje avbrytargrupp (6, 7, 9; 21-26), som är kopplad att ladda nämnda tredje kondensator (C2/C8) till en referensspänning +V eller -V under den första kopplingsperioden (som bestäms av θ_1), varvid polariteten motsvarar $\theta_1 n Q$ respektive $\theta_1 n \bar{Q}$, där θ_1 är den första kopplingspulssträngen och θ_2 den andra kopplingspulssträngen, och att mata den tredje kondensatorns (C2/C8) spänning till
- 15 den första integreringskretsen (4, C3) under den andra kopplingsperioden (som bestäms av θ_2) och
- en andra referenskrets (302/602), som omfattar en fjärde kondensator (C5/C10) och andra extra kopplingsmedel, vilka omfattar en fjärde avbrytargrupp (13, 14, 16; 29-35), som är anordnad att ladda en fjärde kondensator (C5/C10) till
- 25 en referensspänning +V eller -V under den första kopplingspulssträngen (som bestäms av θ_1) varvid referensspänningens polaritet motsvarar $\theta_1 n Q$ respektive $\theta_1 n \bar{Q}$, och att mata den fjärde kondensatorns (C5/C10) spänning till den andra integreringskretsen (17, C6) under den andra kopplingspe-
- 30 rioden (som bestäms av θ_2).

2. Delta-sigma-modulator enligt patentkravet 1,
 k ä n n e t e c k n a d därav, att den första (4, C3) och den andra (17, C6) integreringskretsen omfattar var sin inverterande första (4) och andra (17) operationsförstärkare,
 35 vilka är försedda med egna kondensatorer, en femte konden-

sator (C3) respektive en sjätte kondensator (C6), vilka är parallellkopplade mellan ingången och utgången av den första respektive den andra förstärkaren.

3. Delta-sigma-modulator enligt patentkravet 2,
5 k ä n n e t e c k n a d därav, att förhållandet av den första kondensatorns (C1) kapacitans till den tredje kondensatorns (C2) kapacitans samt förhållandet av den tredje kondensatorns (C2) kapacitans till den femte kondensatorns (C3) kapacitans är ca $1/2$, varvid förhållandet av den andra
10 kondensatorns (C4) kapacitans till den fjärde kondensatorns (C5) kapacitans och förhållandet av den fjärde kondensatorns (C5) kapacitans till den sjätte kondensatorns (C6) kapacitans är ett.

4. Delta-sigma-modulator enligt patentkravet 1,
15 k ä n n e t e c k n a d därav, att samplingsklockan (303) vidare åstadkommer kopplingspulssträngarna (θ_1 och θ_2), vilkas pulsar har väsentligen tidcentrerats till motsvarande tidsmellanrum i tidsanpassningssignalen (f_s).

5. Delta-sigma-modulator enligt patentkravet 1 eller
20 3, k ä n n e t e c k n a d därav, att den första referenskretsen (601) innefattar extra avbrytarorgan (22, 24), vilka är kopplade till den tredje kondensatorn (C7) för att koppla den pol i den tredje kondensatorn som är kopplad till jordpotentialen till den positiva polen under tidsperioden $\theta_2 nQ$ och till den negativa polen under tidsperioden θ_1 , och att den andra referenskretsen (602) omfattar extra avbrytarorgan (30, 33), vilka är anslutna till den fjärde kondensatorn (C9) för att koppla den pol som är
25 kopplad till jordpotentialen till den positiva polen under tidsperioden $\theta_2 nQ$ och till den negativa polen under tidsperioden θ_1 , varvid den fjärde kondensatorns (C9) spänning är ledd till den andra integreringskretsen under $\theta_2 nQ$
30 för att sålunda åstadkomma samma effekt som i samband med nämnda referenskreter (301, 302 i figur 3) genom att använda endast en positiv referensspänning.
35

- 5, k ä n n e t e c k n a d därav, att enbitsanalog-digital-omvandlaren omfattar en komparator (19), som reagerar för den andra integreringskretsens signal (w) genom att
- 5 åstadkomma en av polaritet beroende utgångssignal (b(n)) med ett första eller ett andra tillstånd, och en vippra (20) av D-typ, som reagerar för komparatorns utgång för att åstadkomma utgångarna Q eller $\bar{Q}$, varvid utgången Q alstrar en enbitskod.
- 10 7. Delta-sigma-modulator enligt patentkravet 1 eller 5, k ä n n e t e c k n a d därav, att kopplingskretsarna omfattar individuella/enskilda signalstyrda elektroniska avbrytare (1, 3, 6, 7, 9; 10, 12, 13, 14, 16; 21, 22, 23, 24, 25, 26; 29, 30, 32, 33, 34, 35).
- 15 8. Delta-sigma-modulator enligt patentkravet 2, k ä n n e t e c k n a d därav, att förhållandet mellan kapacitanserna är selektivt variabelt.
- 20 9. Delta-sigma-modulator enligt patentkravet 8, k ä n n e t e c k n a d därav, att enbitsanalog-digital-omvandlaren omfattar en komparator med en stabiliserad ingångsspänning under den tidsperiod då spänningskomparationen utförs.

81223

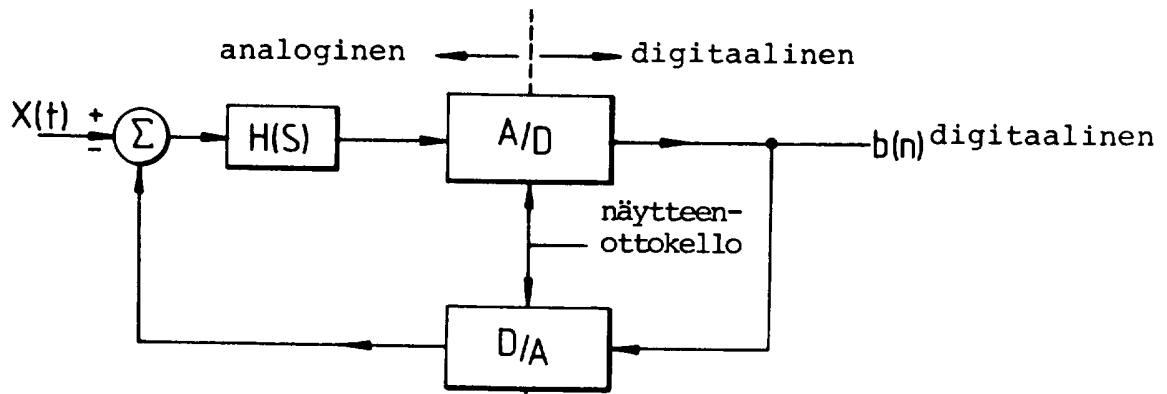


Fig. 1 Tunnettu tekniikka

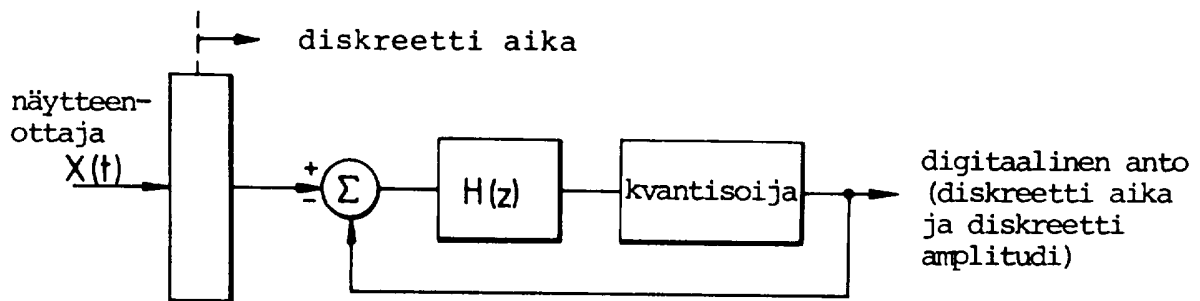


Fig. 2

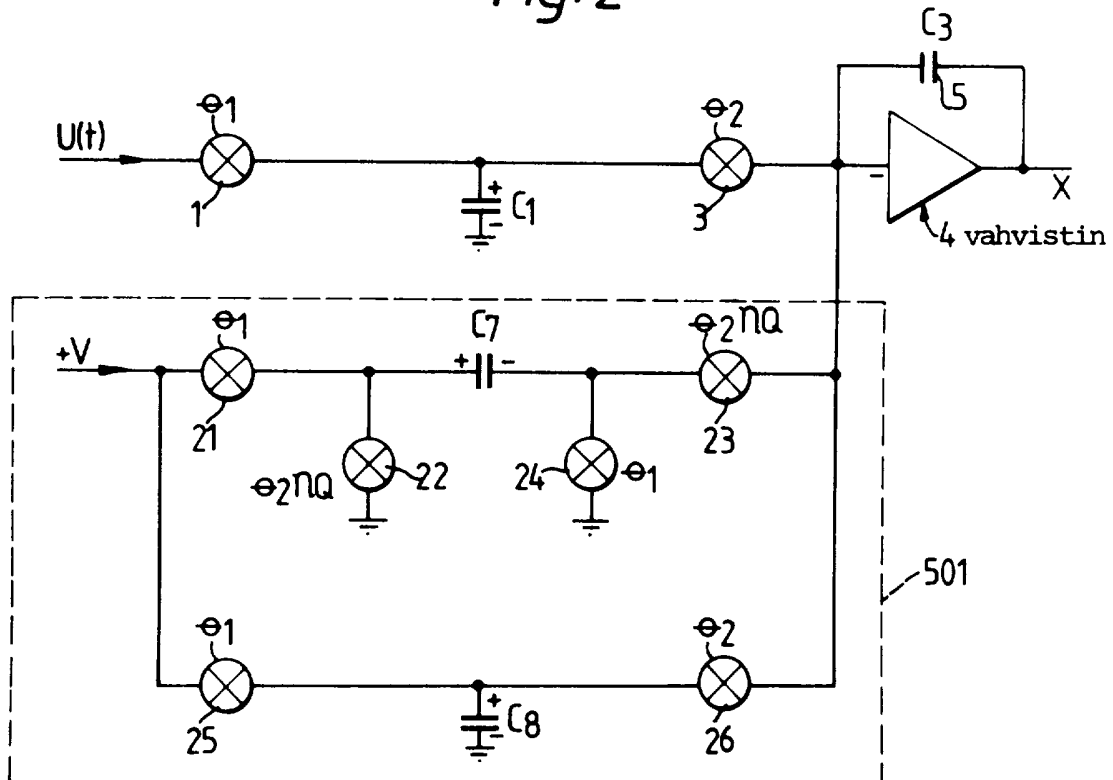
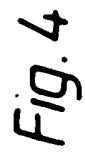
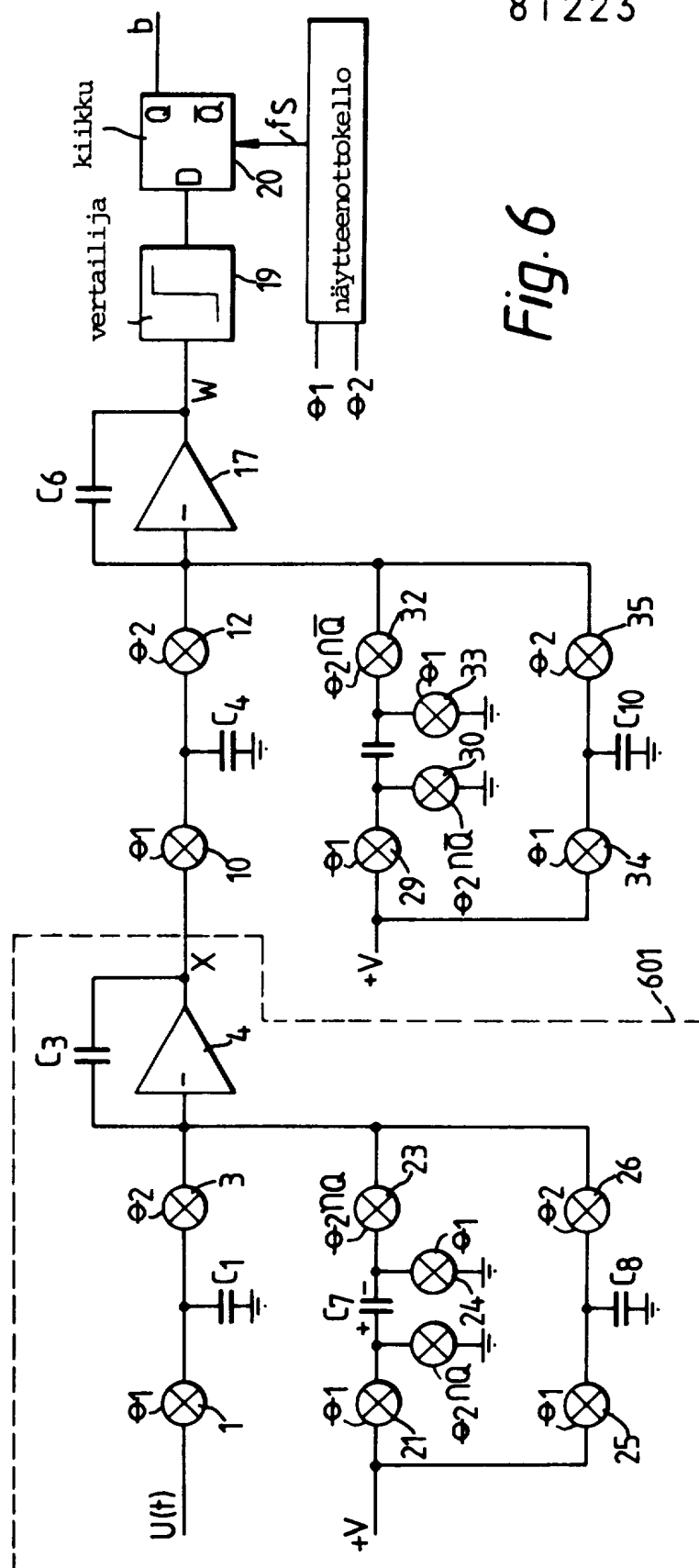


Fig. 5





81223

Fig. 6