



PATENTDIREKTORATET  
TAASTRUP



(21) Patentansøgning nr.: 5034/79

(51) Int.Cl.<sup>5</sup> H 03 M 1/08

(22) Indleveringsdag: 27 nov 1979

(41) Alm. tilgængelig: 31 maj 1980

(44) Fremlagt: 17 sep 1990

(86) International ansøgning nr.: -

(30) Prioritet: 30 nov 1978 NL 7811731

(71) Ansøger: \*N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken; Emmasingel 29; Eindhoven, NL

(72) Opfinder: Johannes Bernhard Heinrich \*Peek; NL, Wolfgang Friedrich Georg \*Mecklenbraeuer; NL, Theodoor Antonius Carel Maria \*Claasen; NL, Nicolaas van \*Hurck; NL

(74) Fuldmægtig: Internationalt Patent-Bureau

(54) Analog-digital-omsætter for (b+a)-bit med analog-digital-hjælpeomsætter for b-bit

(56) Fremdragne publikationer

(57) Sammendrag:

5034-79

Med henblik på ved omdannelse af et analogt signal til en sekvens af kodeord med b+a bit under anvendelse af en analog-digital-hjælpeomsætter for b bit at reducere den kvantiseringsstøj, der skyldes den fornødne kvantisering af analogsignalsampler føres dette analoge signal til en integrationskreds (12), hvis udgang er forbundet med en amplitudebegrænser (13), som bringer det integrerede signal inden for signalområdet for analog-digital-hjælpeomsætteren (5), hvilken omsætter afgiver en sekvens af kodeord med b bit til et digitalt udgangsfilter (10) gennem en kaskadekombination af en amplitudegenopretter (14) og en differenskreds (15).

Sampleimpulser, der forekommer ved en frekvens, som overskrider den Nyquist-samlingsfrekvens, der er tilknyttet det analoge signal, tilføres analog-digital-hjælpeomsætteren.

5034-79

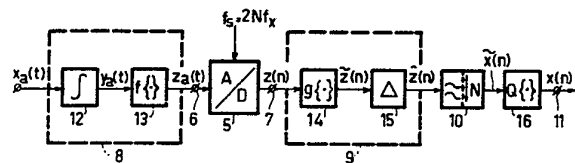


FIG.8

Opfindelsen angår en analog-digital-omsætter til omdannelse af et analogt signal til et digitalt signal bestående af en sekvens af kodeord, der hvert omfatter flere bit.

5 Analog-digital-omsættere benyttes i mange forskellige tekniske områder. Udførelsesformer for analog-digital-omsættere findes beskrevet i reference 1. Generelt tjener disse omsættere til at omdanne et tidsmæssigt kontinuerligt signal til et tids- og amplitudediskret signal. Med henblik på denne omsætning foretages der en sampling af analogsignalet ved en vis 10 samplingsfrekvens. Hver af de herved opnåede sampler kodes inden for en vis tidsperiode, den såkaldte omsætningstid. Kodningen af en signalsample betyder, at der 15 tilvejebringes et kodeord, der omfatter et antal symboler eller bit. For at sikre, at det fornødne antal bit ikke overskrider en given værdi, foretages der først en kvantisering af samplen, dvs. at værdien af denne sample 20 spændings- eller strømenhed. Denne spændings- eller strømenhed betegnes kvantiseringsstrinstørrelse. Kodeordet angiver nu, hvor mange gange kvantiseringsstrinstørrelsen er indeholdt i den kvantiserede sample. Antallet af bit i hvert enkelt af disse kodeord er bestemt 25 af afstanden mellem den højeste positive værdi og den laveste negative værdi af det analogsignal, der skal kodes, og af den ønskede kvantiseringsstrinstørrelse. Denne kvantiseringsstrinstørrelse bestemmer igen den kvantiseringsstøj, der indføres af kvantiseringspro- 30 cessen. Det er velkendt, at denne kvantiseringsstøj direkte er proportional med kvantiseringsstrinstørrelsen og skal ligge under en given tærskelværdi. Højden af denne tærskelværdi er bestemt, når typen af signal, som skal kodes, er kendt. Når det f.eks. er talesignaler, 35 der skal kodes, vil man acceptere en større mængde kvantiseringsstøj end, når der er tale om kodning af musiksignaler, der efter kodning skal have en særlig høj kvalitet.

I praksis ser man ikke på den absolutte værdi af kvantiseringsstøjen men på den relative værdi i forhold til signalet, navnlig på forholdet mellem signalet og kvantiseringsstøjen, hvilket forhold udtrykkes i decibel.

5 I det følgende vil dette forhold betegnes SNR, og det er velkendt, at det for et sinussignal tilnærmelsesvis er lig med

$$\text{SNR} = (6n-2)\text{dB} \quad (1)$$

10 hvor  $n$  repræsenterer antallet af bit i hvert af kodeordene.

Relationen (1) indebærer, at når der ønskes en højere værdi for SNR, må antallet  $n$  af bit i hvert kodeord forøges. Da der kan accepteres mere kvantiseringsstøj til kodning af et talesignal end til kodning af et musiksignal, anvender man i praksis sædvanligvis kodeord på 12 bit til kodning af et talesignal, medens der til kodning af et musiksignal kræves kodeord med mindst 14 bit.

20 Des flere bit et kodeord har, jo større må nøjagtigheden og stabiliteten hos de komponenter, som indgår i analog-digital-omsætteren, være, og følgelig jo højere bliver prisen. Denne pris forhindrer brugen af disse analog-digital-omsættere i f.eks. audioudstyr såsom

25 magnetbåndapparater til forbrugermarkedet.

I det følgende vil et kodeord, der f.eks. omfatter  $d$  bit, betegnes  $d$  bit kodeord. På lignende måde vil en analog-digital-omsætter til omdannelse af et analogt signal til kodeord med  $d$  bit betegnes  $d$ -bit A/D-omsæt-

30 ter.

Opfindelsen tager sigte på en analog-digital-omsætter, der kan fremstilles på økonomisk forsvarlig måde. Ifølge opfindelsen er en analog-digital-omsætter til omdannelse af et analogt signal, hvis frekvensspektrum er

35 beliggende indenfor et givet signalfrekvensbånd, til en sekvens af kodeord med  $b+a$  bit ifølge opfindelsen ejendommelig ved:

a) en indgang for modtagning af det analoge signal,  
b) integrations- og amplitudebegrænsningsmidler til frembringelse af et hjælpesignal, som er en amplitudebegrænset version af det til disse midler tilførte, integrerede signal,

5 c) en første koblekreds til at koble indgangen til integrations- og amplitudebegrænsningsmidlerne til nævnte indgang for det analoge signal, hvor amplitudebegrænsningsmidlerne har en amplitudebegrænsende funktion, som er periodisk og i hver periode er inverterbar og monoton,

d) en analog-digital-hjælpeomsætter, der får tilført nævnte hjælpesignal, og som er indrettet til at omdanne dette hjælpesignal til en sekvens af kodeord, der hvert omfatter  $b$  bit, idet denne hjælpeomsætter får tilført sampleimpulser med en samplingsfrekvens større end Nyquist-samplingsfrekvensen for det analoge signal,

15 e) en kaskadekombination af en digital differenskreds og en digital amplitudegenopretter, som har en amplitudegenopretningsfunktion, der er den omvendte funktion af amplitudebegrænsningsfunktionen, hvilken kaskadekombination er tilsluttet udgangen af analog-digital-hjælpeomsætteren, og

f) et digitalt filter, der er tilsluttet udgangen fra kaskadekombinationen og er indrettet til at undertrykke de frekvenskomponenter, der er beliggende uden for signalfrekvensbåndet og til at afgive nævnte kodeord med  $b+a$  bit.

Med analog-digital-omsætteren ifølge opfindelsen foretages der en A/D-omsætning for  $b+a$  bit under anvendelse af en A/D-hjælpeomsætter, der i det hele taget er billigere og enklere. For at opnå et signal/kvantiseringsstøjforhold i tilknytning til en A/D-omsætter for  $b+a$  bit foretages der en forbehandling af det analoge indgangssignal, inden dette signal påtrykkes A/D-omsætteren. Derefter foretages der en efterbehandling på udgangssignalet fra A/D-omsætteren. Denne efterbehandling forskyder det af A/D-omsætteren indførte kvantise-

ringsstøjsignal til et sådant frekvensbånd, at det kan undertrykkes ved hjælp af digitalfilteret. Forbehandlingsoperationen har til formål at muliggøre ovennævnte undertrykkelse af støjsignalet uden påvirkning på det  
5 ønskede signal.

Opfindelsen forklares nærmere i det følgende under henvisning til den skematiske tegning, hvor

Fig. 1 viser skematisk udformningen af en analog-digital-omsætter,

10 fig. 2 effektspektret for et analogt signal,

fig. 3 én periode af effektspektret af et tidsmæssigt diskret og amplitudekontinuerligt signal,

fig. 4 én periode af effektspektret af et tids- og amplitudediskret signal samt effektspektret for det

15 støjsignal, der indføres, fordi amplituden er diskret,

fig. 5 én periode af udgangssignalet fra den i fig.

1 viste analog-digital-omsætter, når den får tilført

det i fig. 2 viste analoge signal, og når samplefrekvensen  $f_s$  er lig med  $2Nf_x$ , hvor  $N = 2$ ,

20 fig. 6 viser symbolet for en decimator,

fig. 7 én periode af effektspektret for udgangssignalet fra den i fig. 6 viste decimator, når den får tilført et signal med det i fig. 5 viste effektspektrum,

fig. 8 den generelle opbygning af analog-digital-omsætteren ifølge opfindelsen,

25 fig. 9 variationen af funktionen  $\sin^2(2\pi fT/2)$  i relationen (25),

fig. 10 illustrerer det af relationen (32) definerede forhold mellem antallet  $a$  af yderligere bit og

30 forøgselsfaktoren  $N$  for samplefrekvensen,

fig. 11 en modifikation af den i fig. 8 viste analog-digital-omsætter,

fig. 12 en graf, der viser variationen af en periodisk amplitudebegrænsningsfunktion, der er ikke-lineær

35 i hver periode,

fig. 13 en graf, der viser variationen af en periodisk amplitudebegrænsningsfunktion, der er lineær i hver periode,

fig. 14 en forenkling af den i fig. 11 viste analog-digital-omsætter,

fig. 15 detaljerne i en udførelsesform for den kaskadekombination, der udgøres af integrationskredsen og amplitudebegrænsningskredsen med lineær, periodisk begrænsningsfunktion,

fig. 16 en trekantformet begrænsningsfunktion til brug i den i fig. 8 viste analog-digital-omsætter,

fig. 17 den foretrukne udførelsesform for analog-digital-omsætteren,

fig. 18 detaljerne i en udførelsesform for forbehandlingskredsen til brug i den i fig. 17 viste analog-digital-omsætter, og

fig. 19 en såkaldt samlet version af den i fig. 17 viste analog-digital-omsætter.

#### Referencer.

1. Special Issue on Analog/Digital Conversion; IEEE Transaction on Circuits and Systems, bind CAS-25, nr. 7, juli 1978.
2. Digital Signal Processing; A.V. Oppenheim, R.W. Schafer; Prentice-Hall 1975, side 413-418.
3. Hollandsk patentansøgning nr. 7703633
4. Optimum FIR Digital Filter Implementations for Decimation, Interpolation, and Narrow Band Filtering; L.R. Rabiner, R.E. Crochiere; IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, bind ASSP-23, oktober 1975, side 444-456.
5. Further Considerations in the Design of Decimators and Interpolators; R.E. Crochiere, L.R. Rabiner; IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, bind ASSP-24, august 1976, side 296-311.
6. Computation Rate and Storage Estimation in Multirate Digital Filtering with Half-Band Filters; M.G. Bellanger; IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, bind ASSP-25, august 1977, side 344-346.

E(1.1) Effektspektret for et digitalt signal.

I det foregående blev det fremhævet, at for at kunne omdannes til et digitalt signal må et analogt signal først samples, at de herved opnåede signalsamplers skal kvantiseres, og at de kvantiserede signalsamplers skal udtrykkes ved et tal fortrinsvis i en kode med grundtallet 2. Som det fremgår af fig. 1 omfatter en analog-digital-omsætter til dette formål en samplingskreds 1, en kvantiseringskreds 2 og en koder 3. Sampleimpulserne, som forekommer ved en given frekvens  $f_s$ , den såkaldte samplefrekvens, tilføres samplingskredsen 1. Disse sampleimpulser hidrører fra en taktimpulsgenerator 4. Koderen 3 afgiver de ovennævnte digitale tal, der alle indbefatter det samme antal bit. Hvis det antages, at den i fig. 1 viste analog-digital-omsætter er en omsætter for  $b$  bit, vil hvert tal, der afgives af koderen 3, omfatte  $b$  bit, der har værdierne  $c_0, c_1, c_2, c_3 \dots c_{b-1}$ , idet  $c_i$  er lig med 0 eller 1.

Hvis det nu antages, at indgangssignalet til denne analog-digital-omsætter varierer mellem  $-V_{\max}$  og  $+V_{\max}$ , vil det ovennævnte digitale tal repræsentere en spænding eller en strøm, der har værdien:

$$(-1)c_0 (c_1 2^{-1} + c_2 2^{-2} + c_3 2^{-3} + \dots + c_{b-1} 2^{-b+1}) V_{\max} \quad (2)$$

Størrelsen  $2^{-b+1} V_{\max}$  er den såkaldt kvantiserings-trinstørrelse og den betegnes ved  $q$ , således at man har følgende relation

$$q = 2^{-b+1} V_{\max} \quad (3)$$

Indflydelsen af hver af behandlingerne "sampling" og "kvantisering" på det oprindelige analogsignals effektspektrum skal nu beskrives nærmere. Udgangspunktet er et reelt analogt signal, der tilføres den analog-digital-omsætter for  $b$  bit, der er skematisk vist i fig. 1. Dette analoge signal betegnes ved  $x_a(t)$ , idet det

antages, at signalets frekvensspektrum kun afviger fra nul i frekvensintervallet  $0 \leq f \leq f_x$ . Effektspektret for dette signal  $x_a(t)$  betegnes  $P_{x_a}(f)$  og er vist skematisk i fig. 2.

5 Hvis dette signal  $x_a(t)$  nu tilføres samplingskredsen 1, der fra signalet tager sampler ved en samplefrekvens  $f_s = 2f_x$ , vil der ved udgangen fra samplingskredsen fås et sæt sampler, som betegnes ved  $\hat{x}(n)$ , for hvilke gælder:

$$10 \quad \hat{x}(n) = x_a(nT) \text{ hvor } -\infty < n < \infty$$

$$n = \text{heltal} \quad (4)$$

$$\text{og } T = 1/f_s.$$

Effektspektret for dette tidsdiskrete signal betegnes  $P_{\hat{x}}(f)$ , og fig. 3 viser én periode af dette effektspektrum.

Derefter føres signalsamplerne  $\hat{x}(n)$  til kvantiseringskredsen 2, der foretager en ikke-lineær kvantiseringsoperation  $Q[\cdot]$  på disse signalsampler  $x_a(nT)$ , hvorved man opnår kvantiserede signalsampler, der betegnes  $\tilde{x}(n)$ , og for hvilke gælder følgende relation:

$$20 \quad \tilde{x}(n) = Q \left[ x_a(nT) \right] = x(n)V_{\max} \quad (5)$$

I relationen (5) repræsenterer  $x(n)$  et tal med  $b$  bit. Ved tilførsel af de kvantiserede signalsampler  $\tilde{x}(n)$  afgiver koderen de ovennævnte tal  $x(n)$  med  $b$  bit.

Hvis amplituden af  $x_a(t)$  er begrænset, kan kvantiseringsoperationen udtrykkes på en anden måde, idet man kan udtrykke de enkelte kvantiserede signalsampler  $x(n)$  på følgende måde:

$$30 \quad \tilde{x}(n) = x_a(nT) + e(n) \quad (6)$$

I dette udtryk repræsenterer  $e(n)$  kvantiseringsfejlen, for hvilken gælder følgende relation:

$$35 \quad -q/2 < e(n) < +q/2 \quad (7)$$

Disse kvantiseringsfejl  $e(n)$  kan betragtes som værende sampler af et støjsignal, som har et effekttæt-

hedsspektrum, der er jævnt fordelt over frekvensintervallet  $0 \leq f \leq 2f_x$ . Som følge heraf kan dette støjsignal betragtes som hvid støj, jf. reference 2. Hvis den totale støjefekt for dette støjsignal betegnes  $P_e$  og dets effektspektrum ved  $P_e(f)$ , gælder følgende relationer:

$$P_e = q^2/12 \quad (8)$$

$$P_e(f) = q^2 T/12 \quad (9)$$

Fig. 4 viser skematisk effektspektret for  $x(n)$ . Af fig. 4 fremgår det, at dette effektspektrum udgøres af summen af effektspektret for  $\hat{x}(n)$  og effektspektret for  $e(n)$ . Hvis den totale effekt for  $\hat{x}(n)$  repræsenteres ved  $P_{\hat{x}}$ , er signal/støj-forholdet for signalet  $x(n)$  lig med:

$$P_{\hat{x}}/P_e = 12P_{\hat{x}}/q^2 \quad (10)$$

Relationen (10) indebærer, at signal/støj-forholdet kun kan forøges ved valg af en lavere værdi for  $q$ . Hvis værdien for  $V_{\max}$  er den samme, kræver en mindre værdi for  $q$  et større antal bit for tallene  $x(n)$ . Hvis det antages, at kvantiseringstrinstørrelsen reduceres til en værdi  $q_1 = q/2^a$ , må analog-digital-omsætteren producere tal  $x(n)$  med  $b+a$  bit. Det digitale udgangssignal fra denne analog-digital-omsætter for  $b+a$  bit vil nu udvise et signal/støj-forhold lig med

$$12P_{\hat{x}}2^{2a}/q^2 \quad (11)$$

hvilket er  $2^{2a}$  gange større end det signal/støj-forhold, der fremgår af relationen (10).

30

#### E(1.2). Samplingsfrekvens og signal/støj-forhold.

Af paragraf E(1.1) fremgår det, at samplerne  $e(n)$  betragtes som sampler af et støjsignal med støjefekt, der er jævnt fordelt over frekvensintervallet  $0 \leq f \leq f_s$ . For analog-digital-omsætteren for  $b$  bit i henhold til paragraf E(1.1) blev det antaget, at  $f_s = 2f_x$ , således at der er et støjsignal med støjefekt lig med  $q^2/24$  tilstede både i frekvensintervallet

$0 \leq f \leq f_x$  og i frekvensintervallet  $f_x \leq f \leq 2f_x$ .

Ved for denne analog-digital-omsætter for  $b$  bit at vælge samplefrekvensen  $f_s$  højere end  $2f_x$ , f.eks.  $N$  gange højere, således at  $f_s = 2Nf_x$ , vil støjefeffekten  
 5 være fordelt over et frekvensinterval, der er  $N$  gange større. Da den totale støjefeffekt forbliver lig med  $q^2/12$ , er der nu en støjefeffekt lig med  $q^2/(24N)$  tilstede både i frekvensintervallet  $0 \leq f \leq f_x$  og i intervallet  $(2N-1)f_x \leq f \leq 2Nf_x$ . Fig. 5 viser skematisk effektspek-  
 10 tret for udgangssignalet fra denne analog-digital-omsætter, når  $N = 2$ .

De frekvenskomponenter, der er beliggende indenfor frekvensintervallet  $f_x \leq f \leq (2N-1)f_x$ , kan undertrykkes ved hjælp af et digitalt lavpasfilter. Derefter kan  
 15 samplingsfrekvensen reduceres med en faktor  $N$ , således at man igen får komponenterne af det digitale signal ved samplingsfrekvensen  $2f_x$ .

Reduktion af samplingsfrekvensen med en faktor  $N$  kan opnås ved hjælp af et arrangement, der kun overfører  
 20 hvert  $N^{\text{te}}$  tal fra det digitale lavpasfilter og undertrykker alle andre tal. Et sådant arrangement kendes under betegnelsen SSR-element og er beskrevet i referen-  
 ce 3. Kaskadekombinationen af dette digitale lavpasfilter og SSR-elementet betegnes af og til decimator og  
 25 vil nu blive repræsenteret af det symbol, der er vist i fig. 6. I dette symbol repræsenterer  $N$  reduktionsfaktoren. Udførelseseksempler for en sådan decimator findes beskrevet i referencerne 4, 5 og 6.

Hvis denne decimator nu får tilført et signal  $\tilde{y}(n)$   
 30 med det i fig. 5 viste effektspektrum, vil den afgive et signal  $y(n)$  med et frekvensspektrum  $P_y(f)$ , hvis form er vist skematisk i fig. 7.

Den totale støjefeffekt i frekvensintervallet  $0 \leq f \leq 2f_x$  er nu lig med  $P_{e,y}$  hvor:

$$35 \quad P_{e,y} = q^2/(12N) \quad (12)$$

medens signal/støj-forholdet for signalet  $y(n)$  er lig med:

$$P_{\hat{x}}/P_{e,y} = P_{\hat{x}}/(q^2/12N) = 12NP_{\hat{x}}/q^2 \quad (13)$$

Denne relation gøres lig med relationen (11), såfremt  $N = 2^{2a}$ , således at  $N = 256$ , når  $a = 4$ . For at opnå en væsentlig forbedring af signal/støj-forholdet kræves der sædvanligvis en meget høj samplingsfrekvens.

Grunden til at en forøgelse af samplingsfrekvensen kun fører til en lille forbedring af signal/støj-forholdet er, at det kun fordeler støjefekten over et større frekvensinterval. En bedre fordeling af støjefekten ville føre til en yderligere forbedring af signal/støj-forholdet, men denne fordeling skal være af en sådan art, at der er mindre støjefekt i de frekvensintervaller, der er optaget af det ønskede signal, og mere støj i de øvrige frekvensintervaller. For det signal, hvis effektspektrum er vist i fig. 5, indebærer dette, at der skal være mindre støjefekt i frekvensintervallerne  $0 \leq f \leq f_x$  og  $3f_x \leq f \leq 4f_x$  og større støjefekt i frekvensintervallet  $f_x \leq f \leq 3f_x$ . I så fald kan støjsignalet ikke længere betragtes som hvid støj, og på hinanden følgende støjsignalsampelværdier  $e(n)$  vil være korreleret.

En støjefekt med de ovennævnte egenskaber opnås ved hjælp af en deltamodulator eller også ved hjælp af en differentiell pulskodemodulator. Sådanne analog-digital-omsættere har en tilbagekoblingsløjfe, der sikrer, at de på hinanden følgende støjsignalsamplere er højt korrelerede, hvilket bevirker, at den største del af støjefekten lokaliseres ved frekvenser omkring  $f_s/2$ . Ulempen ved tilbagekoblingsløjfen er bl.a. det forhold, at der i sløjfen kræves en præcis digital-analog-omsætter, jf. f.eks. reference 1, side 448-460.

#### E(2). Arrangement ifølge opfindelsen, generel struktur.

Denne paragraf omhandler og forklarer den i fig. 8 viste generelle opstilling af et arrangement til omdannelse af et analogt signal  $x_a(t)$  til et digitalt signal  $x(n)$ , der ser ud som om det er blevet tilvejebragt af en analog-digital-omsætter for  $b+a$  bit, medens arrange-

menter til dette formål bruger en analog-digital-omsætter for  $b$  bit, hvilken omsætter ikke er indbefattet i en tilbagekoblingsløkke.

Det i fig. 8 viste arrangement omfatter en analog-digital-omsætter 5 for  $b$  bit, hvilken omsætter er af konventionel opbygning. Sampleimpulserne tilføres denne analog-digital-omsætter med en samplingsfrekvens  $f_s = 2Nf_x$ . Denne omsætter har en indgang 6 for et analogt signal og en udgang 7 for et digitalt signal. Hvis indgangen 6 til denne omsætter for  $b$  bit nu tilføres et analogt signal  $z_a(t)$ , som vist på tegningen, vil dens udgang afgive et digitalt signal, som består af kodeord  $z(n)$  med  $b$  bit ved en frekvens  $2Nf_x$ .

Indgangen 6 til denne omsætter 5 er forbundet med udgangen fra en forbehandlingskreds 8, som får tilført det analoge signal  $x_a(t)$  med det i fig. 2 viste effektspektrum. Udgangen 7 fra omsætteren 5 er tilsluttet indgangen til en efterbehandlingskreds 9, hvis udgang er forbundet med indgangen til en decimator 10 med reduktionsfaktor  $N$ . Signalet fra denne decimator 10 føres til arrangementets udgang 11 via en afrundingskreds 16. Denne udgang 11 afgiver de ønskede kodeord  $x(n)$  med  $b+a$  bit ved samplingsfrekvensen  $2f_x$ .

Forbehandlingskredsen 8 omfatter en integrationskreds 12 og en amplitudebegrænsningskreds 13 med forudbestemt begrænsningsfunktion  $f\{\cdot\}$ . Integrationskredsen 12 afgiver ved tilførsel af signalet  $x_a(t)$  et signal  $y_a(t)$  i henhold til relationen:

$$y_a(t) = K \int_0^t x_a(\tau) d\tau \quad (14)$$

I denne relation (14) betegner  $K$  en arbitrær konstant. Signalet  $y_a(t)$  tilføres begrænsningskredsen 13, som afgiver et udgangssignal  $z_a(t)$ , for hvilket gælder følgende relation:

$$z_a(t) = f\{y_a(t)\} \quad (15)$$

Signalet  $z_a(t)$  tilføres omsætteren 5, der afgiver kodeordene  $z(n)$ . Ud fra relationerne (5) og (6) får man

følgende relation:

$$z(n)V_{\max} = z_a(nT) + e(n) ; T = 1/(2Nf_x) \quad (16)$$

Efterbehandlingskredsen 9 omfatter en amplitude-  
5 genopretter 14 og en differenskreds 15. Ved tilførelse af kodeordene  $z(n)$  afgiver amplitudegenopretteren 14 kodeord  $\tilde{z}(n)$  i henhold til relationen:

$$\tilde{z}(n)V_{\max} = g \{ z(n)V_{\max} \} = g \{ z_a(nT) + e(n) \} \quad (17)$$

10 I denne relation (17) betegner  $g \{ \cdot \}$  genopretningsfunktionen. For en nøjagtig genoprettelse af amplituden skal  $g \{ \cdot \}$  være det reciprokke af  $f \{ \cdot \}$ . Generelt indebærer dette for en variabel  $\alpha$  at:

$$\alpha = g \{ f \{ \alpha \} \} \quad (18)$$

15

Relationerne (15) og (17) indebærer at:

$$\tilde{z}(n)V_{\max} = g \{ f \{ y_a(nT) \} \} + r(n) \quad (19)$$

$$\tilde{z}(n)V_{\max} = y_a(nT) + r(n) \quad (20)$$

20 Det digitale signal  $\tilde{z}(n)$  tilføres differenskredsen 15, som antages at være af første orden. Denne differenskreds 15 afgiver udgangssignalet  $\tilde{z}(n)$ , for hvilket gælder følgende relation:

$$\tilde{z}(n) = \tilde{z}(n) - \tilde{z}(n-1) \quad (21)$$

25

således at

$$\tilde{z}(n)V_{\max} = y_a(nT) - y_a \left[ (n-1)T \right] + r(n) - r(n-1).$$

I betragtning af relationen (14) indebærer dette  
30 at:

$$\hat{z}(n)V_{\max} = K \int_{(n-1)T}^{nT} x_a(\tau) d\tau + r(n) - r(n-1) \quad (22)$$

Da  $K$  er en vilkårlig konstant, kan den vælges  
35 lig med  $1/T$ , således at det første led i relationen (22) tilnærmelsesvis er lig med  $x_a(nT - T/2)$ , hvorved relationen (22) ændres til:

$$\hat{z}(n)V_{\max} \approx x_a(nT - T/2) + r(n) - r(n-1) \quad (23)$$

Hvert kodeord  $\hat{z}(n)$  - dette gælder også for kodeordene  $z(n)$  - omfatter  $b$  bit og tilføres decimatoren 10, som afgiver kodeordene  $\tilde{x}(n)$ . På sædvanlig måde ganges kodeordene  $\hat{z}(n)$  i denne decimator 10 med filterkoeffi-

5 cienter, der også indbefatter et forudbestemt antal bit f.eks.  $a_1 = a+a_0$  bit. De kodeord  $\tilde{x}(n)$ , som denne decimator afgiver, indeholder  $b+a_1 = b+a+a_0$  bit, af hvilke det kun er  $b+a$  bit der har interesse. Det er kun disse  $a+b$  bit i de enkelte kodeord  $\tilde{x}(n)$ , der tilføres udgan-

10 gen 11. Undertrykkelsen af de mindst betydende  $a_0$  bit i kodeordene  $\tilde{x}(n)$  opnås ved f.eks. afrunding af kodeordene  $\tilde{x}(n)$ , hvilken afrunding i fig. 8 symbolsk repræsenteres af afrundingskredsen 16, der får tilført kodeord  $\tilde{x}(n)$  med  $b+a+a_0$  bit og afgiver kodeord  $x(n)$  med  $b+a$

15 bit.

Den kendsgerning, at en forskydning af støjeffekten til frekvenser uden for signalbåndet faktisk opnås ved hjælp af det i fig. 8 viste arrangement, kan forklares på følgende måde:

20 Hvis støjsignalet i  $\hat{z}(n)$  repræsenteres af  $s(n)$ , indebærer relationen (22) at:

$$s(n) = r(n) - r(n-1) \quad (24)$$

Hvis effektspektret for  $r(n)$  repræsenteres af  $P_r(f)$  og effektspektret  $s(n)$  repræsenteres af  $P_s(f)$ , når man frem til relationen:

$$P_s(f) = 4P_r(f) \sin^2(2\pi fT/2) \quad (25)$$

Fig. 9 viser variationen af funktionen  $\sin^2(2\pi fT/2)$ .

30 Hvis  $P_r(f)$  er endelig for alle værdier af  $f$ , fremgår det af fig. 9, at den støj, der oprindeligt var tilstede i signalebåndet, er undertrykt.

Hvis det nu antages, at filteret i decimatoren udfører en funktion svarende til funktionen af et ideelt lavpasfilter med grænsefrekvens  $1/(2NT)$ , og hvis den totale effekt af støjsignalet i signalbåndet repræsenteres ved  $P'_e$ , gælder følgende relation:

$$P'_e = 2 \int_0^{1/(2NT)} 4P_r(f) \sin^2(2\pi fT/2) df \quad (26)$$

Hvis det nu for forenklingens skyld antages, at funktionen  $g\{.\}$  er en lineær funktion, gælder følgende relation:

$$r(n) = g\{e(n)\} = ke(n) \quad (27)$$

hvor  $k$  er en konstant. Den totale støjefeffekt for  $e(n)$  er udtrykt i relationen (8), og støjspektret for  $e(n)$  er vist i fig. 9. Dette indebærer at:

$$P_r(f) = kP_e(f) = kT \frac{q^2}{12} \quad (28)$$

Ved hjælp af relationen (28) ændres relationen (26) til:

$$P'_e = \frac{2}{3} kTq^2 \int_0^{1/(2NT)} \sin^2(2\pi fT/2) df \quad (29)$$

$$P'_e = \frac{kq^2}{6\pi} \left( \frac{\pi}{N} - \sin \frac{\pi}{N} \right)$$

Støjefeffekten i henhold til relationen (29) bør være lig med den støjefeffekt, der tilvejebringes af en analog-digital-omsætter, hvori der benyttes en kvantiserings-trinstørrelse  $q \cdot 2^{-a}$ , en samplingsfrekvens  $2f_x$ , og som afgiver kodeord med  $b+a$  bit. Hvis sidstnævnte støjefeffekt repræsenteres ved  $P_e$ , gælder følgende relation:

$$P_e = q^2 \cdot 2^{-2a} / 12 \quad (30)$$

og for støjefeffekten  $P'_e$  i henhold til relationen (29) gælder det at:

$$P'_e = P_e \quad (31)$$

For en given værdi af  $a$  fås den tilhørende værdi af  $N$  fra relationerne (29), (30) og (31), idet:

$$a = \frac{1}{2} \log_2 \left[ \frac{2k}{N} \left( 1 - \frac{N}{\pi} \sin \frac{\pi}{N} \right) \right] \quad (32)$$

Funktionen i henhold til relationen (32) er vist i fig. 10 i det tilfælde, hvor  $k = 1$ . Af fig. 10 fremgår det, at hvis  $a$  eksempelvis vælges lig med 4, kan

N vælges lig med 9,2.

E(3). Amplitudebegrænsning og genopretningsfunktion.

I det foregående blev der kun stillet et specielt  
 5 krav til amplitudebegrænsningsfunktionen, nemlig at funk-  
 tionen antages at kunne inverteres, idet der ellers ik-  
 ke kan findes nogen amplitudegenopretningsfunktion. Af  
 følgende eksempel kan man imidlertid se, at det ikke er  
 enhver inventerbar funktion, der kan bruges som ampli-  
 10 tudebegrænsningsfunktion.

Det antages at:

$$z_a(t) = \text{arctg } y_a(t) \quad (33)$$

For en nøjagtig genopretning af amplituden skal  
 15 man have:

$$z(n)V_{\max} = \text{tg} \left\{ z_a(nT) + e(n) \right\} \quad (34)$$

På grundlag af relationerne (33) og (34) fremgår  
 det, at såfremt  $e(n) = 0$  gælder som tilsigtet følgende  
 20 relation:

$$z(n)V_{\max} = \text{tg} \left\{ \text{arctg } y_a(nT) \right\} = y_a(nT).$$

Da  $e(n)$  imidlertid ikke almindeligvis er lig med 0,  
 er denne relation stærkt forstyrret.

25 En meget hensigtsmæssig amplitudebegrænsningsfunk-  
 tion opnås ved periodisk gentagelse af en funktion, der  
 er defineret indenfor et vist interval og varierer mo-  
 notont i dette interval og er inverterbar, hvilket in-  
 debærer, at intervallet og dermed også perioden vælges  
 30 på hensigtsmæssig måde. I det følgende vil denne perio-  
 de betegnes ved  $R$ , og det antages, at den opfylder føl-  
 gende relation:

$$R = k'V_{\max} \quad (35)$$

35 I relationen (35) betegner  $k'$  et tal, der kan  
 repræsenteres af et endeligt antal bit. En mulig ampli-  
 tudebegrænsningsfunktion defineres af relationen:

$$z_a(t) = F \left\{ \eta \left[ y_a(t) - kR \right] \right\} \quad (36)$$

således at:

$$z_a(nT) = F \left\{ \eta \left[ y_a(nT) - k_n R \right] \right\} \quad (37)$$

I relationerne (36) og (37) repræsenterer  $\eta$  et tilfældigt tal, og nu gælder relationen:

$$-V_{\max} \leq z_a(t) \leq +V_{\max} \quad (38)$$

Denne relation (38) fastlægger værdien af  $R$ .

Da de kodeord, der forekommer ved udgangen fra genopretteren 14, skal opfylde relationen (20), vil det ses, at amplitudegenopretningsfunktionen må opfylde relationen:

$$\tilde{z}(n) V_{\max} = \frac{1}{\eta} G \left\{ z(n) V_{\max} \right\} + k_n R$$

15 eller

$$\begin{aligned} \tilde{z}(n) &= \frac{1}{\eta} \frac{1}{V_{\max}} G \left\{ z(n) V_{\max} \right\} + k_n k' \\ &= \frac{1}{\eta} G' \left\{ z(n) \right\} + k_n k' \end{aligned} \quad (39)$$

20 hvor:

$$G \left\{ F \left\{ \xi \right\} \right\} = \xi$$

Hvis det nu antages at:

$$\frac{1}{\eta} G' \left\{ z(n) \right\} = z'(n) \quad (25)$$

ændres relationen (39) til:

$$\tilde{z}(n) = z'(n) + k_n k'$$

Relationen (21) indebærer at:

$$\hat{z}(n) = z'(n) - z'(n-1) + (k_n - k_{n-1}) k' \quad (40)$$

Da amplituden af indgangssignalet  $x_a(t)$  er begrænset, er amplituden af de enkelte kodeord  $\hat{z}(n)$  også begrænset i overensstemmelse med relationen (23). Dette betyder, at selv om  $k_n$  og  $k_{n-1}$  i princippet er ubegrænsede, repræsenterer differensen  $k_n - k_{n-1}$  et endeligt tal.

Da  $\hat{z}(n) V_{\max}$  aldrig kan overskride  $V_{\max}$ , vil man, såfremt perioden  $R$  vælges lig med eller større end

$V_{\max}$ , altid have:

$$\text{enten } k_n - k_{n-1} = 0$$

$$\text{eller } k_n - k_{n-1} = -1 \quad (41)$$

5

$$\text{eller } k_n - k_{n-1} = +1$$

Som det fremgår af relationen (41) kan  $k_n - k_{n-1}$  antage én af tre mulige værdier. Dette har relation til det forhold, at  $y_a(nT)$  både kan være større og mindre end  $y_a[(n-1)T]$ . Skulle  $x_a(t)$  imidlertid altid være positiv, vil  $y_a(t)$  vokse monotont. I så fald kan  $k_n - k_{n-1}$  kun være 0 eller +1. Hvis man går ud fra at:

10

$$0 < x_a(t) < 2V_{\max} \quad (42)$$

15 og at:

$$R \geq 2V_{\max} \quad (43)$$

får man følgende relationer:

20

$$\text{hvis: } z_a(nT) > z_a[(n-1)T] \text{ er } k_n - k_{n-1} = 0 \quad (44)$$

$$\text{hvis: } z_a(nT) < z_a[(n-1)T] \text{ er } k_n - k_{n-1} = 1$$

Det foregående indebærer desuden, at  $z(n)$  kan bestemmes fuldstændigt på grundlag af differensen  $z'(n) - z'(n-1)$ . Hvis

25

$$z'(n) - z'(n-1) > 0$$

får man

$$k_n - k_{n-1} = 0 \quad (45)$$

30 og

$$z(n) = z'(n) - z'(n-1)$$

Hvis man derimod har:

$$z'(n) - z'(n-1) < 0$$

får man

35

$$k_n - k_{n-1} = 1 \quad (46)$$

og

$$\hat{z}(n) = z'(n) - z'(n-1) + k'$$

E(4). Specielle udførelsesformer.

Fig. 11 viser skematisk en modifikation af det i fig. 8 viste arrangement, hvor amplitudebegrænsningsfunktionen i henhold til relationen (36) nu defineres ved relationen:

$$z_a(t) = \operatorname{arctg} \{ y_a(t) - kR \} \quad (47)$$

og hvor amplitudegenopretningsfunktionen i henhold til relationen (39) nu udtrykkes ved:

$$\tilde{z}(n) = \operatorname{tg} \{ z(n) \} + k_n k' \quad (48)$$

Det skal bemærkes, at konstanten  $\eta$  i relationerne (36) og (39) er valgt lig med 1. For perioden  $R$  skal der vælges en sådan værdi, at relationen (38) er opfyldt, hvilket fører til:

$$-\operatorname{tg} V_{\max} \leq y_a(t) - kR \leq +\operatorname{tg} V_{\max} \quad (49)$$

Denne relation er opfyldt, når

$$R = 2\operatorname{tg} V_{\max} \quad (50)$$

Det ved relationen (47) udtrykte forhold mellem  $z_a(t)$  og  $y_a(t)$  er vist grafisk i fig. 12, hvor forholdet mellem  $z_a(t)/V_{\max}$  og  $y_a(t)$  og perioden  $R$  opfylder relationen (50).

Relationerne (40) og (48) fører til:

$$\hat{z}(n) = \operatorname{tg} z(n) - \operatorname{tg} z(n-1) + (k_n - k_{n-1})k' \quad (51)$$

Da  $\operatorname{tg} V_{\max}$  overskrider  $V_{\max}$ , gælder relationen (41) for  $k_n - k_{n-1}$ .

Det i fig. 11 viste arrangement er i høj grad opbygget på samme måde, som det i fig. 8 viste arrangement. I denne fig. 11 har de elementer, der svarer til elementerne i fig. 8 fået de samme henvisningsbetegnelser som i fig. 8.

Som det fremgår af fig. 11, består amplitudebegrænsningskredsen 13 nu af en kaskadeforbindelse af to hjælpebegrænsere 17 og 18. Hjælpebegrænseren 17 afgiver et restsignal  $\hat{y}_a(t)$  og tallet  $k_n - k_{n-1}$ . For for-

holdet mellem indgangssignalet  $y_a(t)$  og udgangssignalet  $\hat{y}_a(t)$  fra hjælpebegrænseren 17 gælder følgende relation:

$$\hat{y}_a(t) = y_a(t) - kR = y_a(t) - 2ktgV_{\max} \quad (52)$$

Signalet  $\hat{y}_a(t)$  føres til hjælpebegrænseren 18, der afgiver signalet  $z_a(t)$ , for hvilket gælder følgende relation:

$$z_a(t) = \text{arctg } \hat{y}_a(t) \quad (53)$$

Det tal  $k_n - k_{n-1}$ , der afgives af hjælpebegrænseren 17, føres til en konstantfaktormultiplikator 19, der også får tilført tallet  $k'$ , og som derfor afgiver tallet  $(k_n - k_{n-1})k'$ .

Til beregning af kodeordene  $\hat{z}(n)$  i henhold til relationen (51) udgøres amplitudegenopretteren 14 i fig. 8 af en kaskadeforbindelse af en amplitudehjælpegenopretter 20 og en adder 21. Differenskredsen 15 er nu indskudt mellem udgangen fra hjælpegenopretteren 20 og indgangen til adderen 21. Kodeordene  $z(n)$  fra omsætteren 5 føres til hjælpegenopretteren 20, der på grundlag heraf afgiver kodeordene  $z'(n)$  i henhold til relationen:

$$z'(n) = tg z(n) \quad (54)$$

Disse kodeord  $z'(n)$  tilføres differenskredsen 15, der på grundlag heraf afgiver kodeord, som er lig med differensen  $z'(n) - z'(n-1)$ , hvilke kodeord tilføres adderen 21, som også får tilført tallet  $(k_n - k_{n-1})k'$ . Kodeordene  $\hat{z}(n)$  i henhold til relationen (51) viderebehandles på samme måde som i det i fig. 8 viste arrangement og udgår fra adderen 21's udgang.

Begrænsningskredsen 13 i den i fig. 11 viste udførelsesform udgøres således af to hjælpebegrænsere 17 og 18, medens genopretteren udgøres af en kaskadeforbindelse af en hjælpegenopretter 20 og en adder 21. Hjælpebegrænseren 17 kan opbygges på simpel og økonomisk forsvarlig måde (jf. paragraf E(5)), men op-

bygningen af hjælpebegrænseren 18 og hjælpegenopret-  
 teren 20 er ikke altid enkel og økonomisk gennemfør-  
 lig. Denne hjælpegenopretter 20 og hjælpebegrænse-  
 ren 18 kan imidlertid udgøres af en direkte gennem-  
 5 forbindelse nemlig, når amplitudebegrænsningsfunktio-  
 nen i henhold til relationen (36) udtrykkes ved rela-  
 tionen:

$$z_a(t) = \eta \left[ y_a(t) - kR \right] \quad (55)$$

10 For  $\eta = 1$  kan  $R$  vælges lig med  $2V_{\max}$ , således at:

$$z_a(t) = \hat{y}_a(t) = y_a(t) - 2kV_{\max} \quad (56)$$

Forholdet mellem  $z_a(t)$  og  $y_a(t)$  i henhold til re-  
 lationen (56) er vist grafisk i fig. 13. Da relatio-  
 15 nen (56) har samme form som relationen (52), udtrykker  
 fig. 13 mere generelt forholdet mellem  $\hat{y}_a(t)/(R/2)$  og  
 $y_a(t)/(R/2)$ .

I henhold til relationen (39) er en genopretnings-  
 funktion, som skal opfylde relationen:

$$20 \quad \tilde{z}(n) = z(n) + k_n k' \quad (57)$$

tilknyttet begrænsningsfunktionen i henhold til rela-  
 tionen (56), således at man, jf. fig. 8, opnår:

$$25 \quad \hat{z}(n) = z'(n) - z'(n-1) + (k_n - k_{n-1})k' = \\ z'(n) - z'(n-1) + (k_n - k_{n-1})k' \quad (58)$$

Fig. 14 viser en udførelsesform, der er baseret  
 på begrænsningsfunktionen i henhold til relationen (56)  
 og på genopretningsfunktionen i henhold til relationen  
 30 (57). For denne udførelsesform antages det endvidere,  
 at det signal, der tilføres integrationskredsen 12,  
 altid er positivt, således at relationerne (44), (45)  
 og (46) i henhold til paragraf E(3) stadigvæk gælder.  
 Dette arrangement ifølge fig. 14 afviger fra det i fig.  
 35 11 viste arrangement på følgende punkter:

1. Forbehandlingskredsen 8 afgiver ikke tallene  
 $k_n - k_{n-1}$ , og hjælpebegrænseren 18 udgøres af en direk-  
 te gennemforbindelse.

2. Efterbehandlingskredsen 9 omfatter nu en polaritetsdetektor 40, der har sin indgang forbundet med udgangen fra differenskredsen 15 og sin udgang forbundet med en indgang til adderen 21 gennem en portkreds 41. Tallet  $k'$  tilføres også denne portkreds. Hver gang  $z'(n) - z'(n-1)$  er positivt, afgiver portkredsen 41 et signal på 0, således at  $\hat{z}(n) = z'(n) - z'(n-1)$ . Hver gang  $z'(n) - z'(n-1)$  er negativt, afgiver portkredsen 41 tallet  $k'$ , således at  $\hat{z}(n) = z'(n) - z'(n-1) + k'$ . Hjelpegenopretteren 20 udgøres nu af en direkte forbindelse.

3. For at sikre at det signal, der tilføres integrationskredsen 12, altid er positivt for et vilkårligt indgangssignal  $x_a(t)$ , for hvilket det gælder at  $-V_{\max} < x_a(t) < +V_{\max}$ , omfatter forbehandlingskredsen 8 en adder 42, der får tilført signalet  $x_a(t)$  samt en konstant, der har værdien  $V_{\max}$ . Herved opstår der over udgangen fra denne adder et signal  $x'_a(t)$  for hvilket gælder følgende relation:

$$x'_a(t) = x_a(t) + V_{\max}$$

#### E(5). Hjelpebegrænseren 17.

Den kobling, der er vist skematisk i fig. 15, kan bruges til frembringelse af signalet  $\hat{y}_a(t)$  og tallet  $k_n - k_{n-1}$ . Denne kobling kombinerer funktionerne af integrationskredsen 12 og hjelpebegrænseren 17. Koblingen omfatter endvidere en styrbar strømkilde 22, der som styresignal modtager indgangssignalet  $x_a(t)$ . Denne strømkilde afgiver en strøm  $I_0$ , hvis størrelse er lig med den numeriske værdi af  $x_a(t)$ , og hvis retning er bestemt af polariteten af signalet  $x_a(t)$ . Den strøm  $I_0$ , der tilvejebringes, når  $x_a(t)$  er positivt, betegnes ladestrøm, medens den strøm  $I_0$ , der tilvejebringes, når  $x_a(t)$  er negativt, betegnes afladestrøm. Strømmen  $I_0$  tilføres en kondensator C indskudt mellem et forbindelsespunkt 23 og stellet. Gennem en emitterfølger 24 påtrykkes spændingen over kondensatoren C koblingens udgang 25, som herved afgiver restsignalet  $\hat{y}_a(t)$ .

Til opnåelse af det savtakformede forløb, der er vist i fig. 13, er forbindelsespunktet 23 gennem en omskifter 26, der kun er vist symbolsk, forbundet med en spænding på  $+\frac{1}{2}R$ , og gennem en omskifter 27, ligeledes vist symbolsk, med en spænding på  $-\frac{1}{2}R$ . Desuden er forbindelsespunktet 23 tilsluttet indgangen til en komparator 28 og indgangen til en komparator 29. Spændingen  $-\frac{1}{2}R$  påtrykkes den anden indgang komparatoren 28, medens spændingen  $+\frac{1}{2}R$  påtrykkes den anden indgang til komparatoren 29. Så længe spændingen over kondensatoren C er mindre end  $+\frac{1}{2}R$ , afgiver komparatoren 29 et logisk 0. Hvis spændingen over kondensatoren C overskrider  $+\frac{1}{2}R$ , afgiver komparatoren 29 et logisk 1. De logiske signaler, der udgår fra komparatoren 29 styrer omskifteren 27, således at denne omskifter er åben, når der er et logisk 0 - jf. den på tegningen viste stilling - medens omskifteren er lukket, når der er et logisk 1. Når omskifteren 27 lukker, har forbindelsespunktet 23 en spænding  $-\frac{1}{2}R$ , hvorved kondensatoren C aflades til denne spænding  $-\frac{1}{2}R$ . Så længe spændingen over kondensatoren er større end  $-\frac{1}{2}R$ , afgiver komparatoren 28 et logisk 0. Hvis spændingen over kondensatoren C imidlertid er mindre end  $-\frac{1}{2}R$ , afgiver komparatoren 28 et logisk 1. De logiske signaler fra komparatoren 28 styrer omskifteren 26, således at denne omskifter er åben (den på tegningen viste stilling), når der er et logisk 0, og lukket, når der er et logisk 1. Når omskifteren 26 lukker, har forbindelsespunktet 23 en spænding  $+\frac{1}{2}R$ , hvorved kondensatoren C oplades til denne spænding  $+\frac{1}{2}R$ .

Desuden er udgangen fra komparatoren 29 tilsluttet adderindgangen 31 til en op/nedtæller 30. Hver gang denne komparator 29 afgiver et logisk 1, går tælleren 30 én enhed opad. Udgangen fra komparatoren 28 er tilsluttet subtraktionsindgangen 32 til tælleren 30. Hver gang komparatoren 28 afgiver et logisk 1, går tælleren 30 én enhed ned. Tælleren 30 har desuden en udgang 33 og en resetindgang 34. Denne

resetindgang 34 får tilført de sampleimpulser, der også tilføres hjælpeomsætter 5, således at tælleren 30 nulstilles på de tidspunkter  $nT$ , hvor analog-digital-omsætter 5 tager en sample i signalet  $z_a(t)$ . Umiddelbart forud for denne resetning af tælleren 30 føres tællepositionen til den i fig. 11 viste multiplikator 19. Dette er vist skematisk i fig. 15 ved hjælp af omskifteren 35, som er forbundet med udgangen 33 fra tælleren 30, og som også styres af sampleimpulserne. På denne måde afgiver udgangen fra omskifteren 35 det ønskede tal  $k_n - k_{n-1}$ .

#### E(6). Den foretrukne udførelsesform.

I de udførelsesformer, der er vist i fig. 11 og 15, kan begrænsningskredsen 17 udformes som vist i fig. 15. Den i fig. 15 viste kreds har imidlertid den ulempe, at kondensatoren  $C$  skal oplades og aflades i et meget kort tidsrum, hver gang spændingen  $+\frac{1}{2}R$  eller  $-\frac{1}{2}R$  opnås. Det er ofte enklere at anvende en kontinuerlig begrænsningsfunktion i stedet for den i fig. 13 viste diskontinuerte begrænsningsfunktion. Et eksempel på en kontinuert begrænsningsfunktion er vist grafisk i fig. 16. Som det fremgår af fig. 16, er perioden af den kontinuerte begrænsningsfunktion nu lig med  $4V_{\max}$ , og en værdi af  $y_a(t)$  kan ikke længere være utvetydigt bestemt af en given værdi af  $\hat{y}_a(t)$  inden for en given periode. Denne tvetydighed kan afhjælpes på den i fig. 17 viste måde.

Den foretrukne udførelsesform for koblingen ifølge opfindelsen, der er vist i fig. 17, svarer i stort omfang til det i fig. 14 viste arrangement, men afviger derfra på følgende punkter.

1. Begrænsningskredsen 17 tilknyttes en begrænsningsfunktion, hvis variation er vist ved grafen i fig. 16.

2. Udgangen fra begrænsningskredsen 17 er tilsluttet indgangen til differentieringskreds 43. Udgangen fra kredsen 43 er tilsluttet indgangen til en

kvantiseringskreds 44. Kvantiseringskredsen 44 styres af sampleimpulser ved frekvensen  $f_s = 2Nf_x$ , og for hvert samplingstidspunkt afgiver den værdien +1 eller værdien -1 afhængigt af, om hældningen på udgangssignalet fra begrænsningskredsen er positiv eller negativ på samplingstidspunktet. De tilvejebragte kodeord tilføres en multiplikator 46 gennem en forsinkelseskreds 45. Forsinkelsen i forsinkelseskredsen 45 er lig med den tid, analog-digital-hjælpeomsætterens 5 kræver for at omdanne en sample  $z_a(nT)$  af signalet  $z_a(t)$  til et kodeord  $z(n)$ .

3. Den nævnte multiplikator 46 er indskudt mellem udgangen fra genopretteren 20 og differenskredsen 15.

15 Da den numeriske værdi af hældningen af begrænsningsfunktionen som vist i fig. 16 er lig med 1, kan både begrænsningskredsen 18 og genopretteren 20 udgøres af en gennemforbindelse.

Fig. 18 viser mere detaljeret en udførelsesform 20 for en forbehandlingskreds til brug for den i fig. 17 viste kobling, og ved hjælp af hvilken man opnår den begrænsningsfunktion, der er vist i fig. 16. Denne forbehandlingskreds omfatter en første styrbar strømkilde i form af en npn-transistor 47, hvis basis er forbundet med den indgang, der får tilført signalet  $x_a(t)$  gennem en koblingskondensator 48. Basen er også stelforbundet gennem en modstand 49 og en zenerdiode 50. Forbindelsespunktet mellem zenerdioden 50 og modstanden 49 er tilsluttet den positive pol på en jævnspændingskilde gennem en seriekombination af modstande 51 og 52. Emitteren i transistoren 47 er også stelforbundet gennem en modstand 53. Den første strømkilde afgiver en udgangsstrøm  $I_0$ , der udgør fødestrømmen til en differensforstærker 54.

35 Differensforstærkeren 54 udgøres af to npn-transistorer 55 og 56 med sammenkoblede emittere, der er tilsluttet kollektoren i transistoren 47. Basen i transistoren 56 er tilsluttet forbindelsespunktet

mellem modstandene 51 og 52. Udgangssignalet fra en Schmitt-trigger 57 er forbundet med basen i transistoren 56. Kollektoren i transistoren 55 er tilsluttet indgangen til en anden, strømstyret strømkilde 58, hvis udgang er forbundet med kollektoren i transistoren 56. Denne strømkilde 58 er opstillet som en såkaldt strømspejlkreds og består på i og for sig kendt måde, jf. tegningen, af to pnp-transistorer 59 og 60 og en som diode indkoblet transistor 61. Kollektoren og basen i transistorerne 60 og 59 er forbundet med hinanden og med kollektoren i transistoren 55. Emitterne i transistorerne 60 og 61 er tilsluttede den positive pol på jævnspændingsforsyningen. Udgangen fra denne strømspejlkreds 58 udgøres af kollektoren i transistoren 59, hvilken kollektor er tilsluttet kollektoren i transistoren 56.

Den i fig. 18 viste forbehandlingskreds omfatter også en integrationskondensator C indskudt mellem et punkt 62 og stellet. Dette punkt 62 er også tilsluttet kollektoren i transistoren 56 samt indgangen til Schmitt-triggen 57 og indgangen til en emitterfølger 63. Restsignalet  $\hat{y}_a(t)$  opstår over udgangen fra denne emitterfølger. Schmitt-triggen er således udformet, at den afgiver en spænding, som gør transistoren 56 ledende, når spændingen over kondensatoren C overskrider  $+V_{\max}$ . Hvis spændingen over kondensatoren C ligger under  $-V_{\max}$ , afgiver Schmitt-triggen en udgangsspænding, der spærre transistoren 56. Når transistoren 56 er spærret, er transistoren 55 ledende, og en strøm  $I_1$ , der danner ladestrøm for kondensatoren C, passerer gennem kollektorkredsen i transistoren 55 og dermed også i kollektorkredsen i transistoren 59. Når transistoren 56 er ledende, er transistoren 55 spærret. I så fald er der ingen strøm gennem kollektorkredsene i transistorerne 55 og 59. En strøm  $I_2$ , som udgør afladestrøm for kondensatoren C, passerer nu gennem kollektorkredsen i transistoren 56. Værdien af strømmene  $I_1$  og  $I_2$  er bestemt af vær-

dien af  $I_0$ . Denne strøm  $I_0$  er proportional med spændingen på basen i transistoren 47, og denne spænding er lig med indgangsspændingen  $x_a(t)$  forøget med en spænding  $V_{50}$  over zenerdioden 50. Når modstandene 49, 51 og 52 er af passende størrelse, kan spændingen  $V_{50}$  gøres lig med  $V_{\max}$ , således at basisspændingen på transistoren 47 er lig med  $x'_a(t) = x_a(t) + V_{\max}$ .

Den i fig. 18 viste forbehandlingskreds afgiver ikke alene restsignalet  $\hat{Y}_z(t)$  men også et signal, der svarer til det signal, der opstår ved udgangen fra kvantiseringskredsen 44 i fig. 17, idet dette signal i den i fig. 18 viste udformning opstår over udgangen fra Schmitt-triggeren 57. Denne udgang er forbundet med indgangen til forsinkelseskredsen 45 gennem en emitterfølger 64 og en samplingskreds 65. Denne samplingskreds 65 styres af sampleimpulserne.

#### E(7). Slutbemærkninger.

1. Som nævnt i den foregående beskrivelse er der ud over den beskrevne begrænsningsfunktion mange andre begrænsningsfunktioner, der også kan anvendes. Som vist i det foregående er det hensigtsmæssigt at forlange, at disse begrænsningsfunktioner er periodiske og inverterbare inden for hver periode. Ud over de ovenfor beskrevne funktioner er funktionen:

$$z_a(t) = V_{\max} \sin\left(\frac{y_a(t)}{2V_{\max}} \pi\right) \quad (59)$$

af særlig interesse som begrænsningsfunktion. Hvis det antages, at denne funktion er begrænsningsfunktionen for begrænsningskredsen 13 i den i fig. 14 viste forbehandlingskreds, gælder det for udgangssignalet  $z_a(t)$  fra denne forbehandlingskreds at:

$$z_a(t) = V_{\max} \sin\left(\frac{\pi}{2T} \left\{ t + \int_0^t \frac{x_a(\tau)}{V_{\max}} d\tau \right\}\right) \quad (60)$$

35

hvor  $\pi/(2T) = \omega_0$ . Relationen (60) er det matematiske udtryk for et frekvensmoduleret signal med bærefrekvens  $\omega_0/2\pi$  og frekvensudsving  $\omega_0/2\pi$ . Dette indebærer, at

forbehandlingskredsen kan udgøres af en FM-modulator.

2. Som det fremgår af relationen (23) er  $\hat{z}(n)$  proportional med  $x_a(nT - T/2)$ . Ved at anvende en sample- og holdekreds i forbehandlingskredsen 8 kan man sikre, at  $z(n)$  er proportional med  $x_a(nT)$ . I de i fig. 8 og 11 viste udførelsesformer kan denne sample- og holdekreds være forbundet med indgangen til integrationskredsen 12, således at signalet  $x_a(t)$  tilføres integrationskredsen 12 gennem nævnte holdekreds, hvorved man får relationen:

$$\hat{z}(n)V_{\max} = x_a(nT) + r(n) - r(n-1)$$

I de i fig. 14 og 17 viste udførelsesformer kan denne sample- og holdekreds være indskudt mellem indgangen til koblingen og indgangen til adderen 42 eller også mellem udgangen fra adderen 42 og indgangen til integrationskredsen 12.

3. Den værdi af  $N$ , der er nødvendig til opnåelse af kodeord med  $b+a$  bit ved hjælp af koblingen ifølge opfindelsen, indbefattende en analog-digital-omsætter for  $b$  bit, kan udledes fra fig. 10. Hvis f.eks.  $a = 4$  har man  $N = 9,2$ . Dette betyder, at hvis  $x(n)$  er et kodeord med 16 bit, kan der anvendes en analog-digital-hjælpeomsætter for 12 bit, hvilken omsætter imidlertid stadigvæk kan være relativt kostbar. Det er dog muligt for den samme værdi af  $N$  at opnå kodeord på 16 bit, hvis man anvender en hjælpeomsætter, der afgiver kodeord med mindre end 12 bit. Dette kan opnås ved hjælp af en hvilken som helst af de ovenfor beskrevne udførelsesformer ved en i og for sig kendt sammenfatning - på engelsk såkaldt "nesting". Ved f.eks. sammenfatning af det i fig. 17 viste arrangement opnår man det i fig. 19 viste arrangement. I dette i fig. 19 viste arrangement tilføres det analoge signal  $x_a(t)$  analog-digital-hjælpeomsætteren 5 gennem en kaskadekombination af  $M$  forbehandlingskredse 8(1), 8(2) .... 8(M). Kodeordene  $z_3(n)$  fra hjælpeomsætteren 5 tilføres decimatorfilteret 10 gennem en kaskadekombination

af M efterbehandlingskredse 9(1), 9(2) .... 9(M).  
Hver af disse tre forbehandlingskredse 8(1), 8(2) og  
8(3) er opbygget som forbehandlingskredsen ifølge fig.  
17, og i henhold til slutbemærkningen 2 antages det, at  
5 de hver har en sample- og holdekreds. Ligeledes kan  
hver af de tre efterbehandlingskredse 9(1), 9(2) og  
9(3) opbygges på samme måde som efterbehandlingskred-  
sen ifølge fig. 17.

10 P A T E N T K R A V

1. Analog-digital-omsætter til omdannelse af et  
analogt signal, hvis frekvensspektrum er beliggende in-  
denfor et givet signalfrekvensbånd, til en sekvens af  
kodeord, der hvert omfatter b+a bit, k e n d e t e g -  
15 n e t ved, at den omfatter:
- a) en indgang for modtagning af det analoge sig-  
nal,
  - b) integrations- og amplitudebegrænsningsmidler  
(12, 13) til frembringelse af et hjælpesignal, som er en  
20 amplitudebegrænset version af det til disse midler til-  
førte, integrerede signal,
  - c) en første koblerkreds til at koble indgangen  
til integrations- og amplitudebegrænsningsmidlerne (12,  
13) til nævnte indgang for det analoge signal, hvor am-  
25 plitudebegrænsningsmidlerne har en amplitudebegrænsende  
funktion, som er periodisk og i hver periode er inver-  
terbar og monoton,
  - d) en analog-digital-hjælpeomsætter (5), der får  
tilført nævnte hjælpesignal, og som er indrettet til at  
30 omdanne dette hjælpesignal til en sekvens af kodeord,  
der hvert omfatter b bit, idet denne hjælpeomsætter får  
tilført sampleimpulser med en samplingsfrekvens større  
end Nyquist-samplingsfrekvensen for det analoge signal,
  - e) en kaskadekombination af en digital differens-  
35 kreds (15) og en digital amplitudegenopretter (14), som  
har en amplitudegenopretningsfunktion, der er den om-  
vendte funktion af amplitudebegrænsningsfunktionen,  
hvilken kaskadekombination er tilsluttet udgangen (7) af

analog-digital-hjælpeomsætter, og

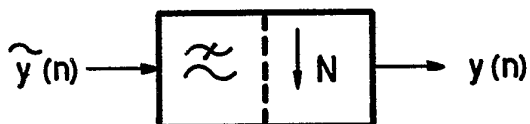
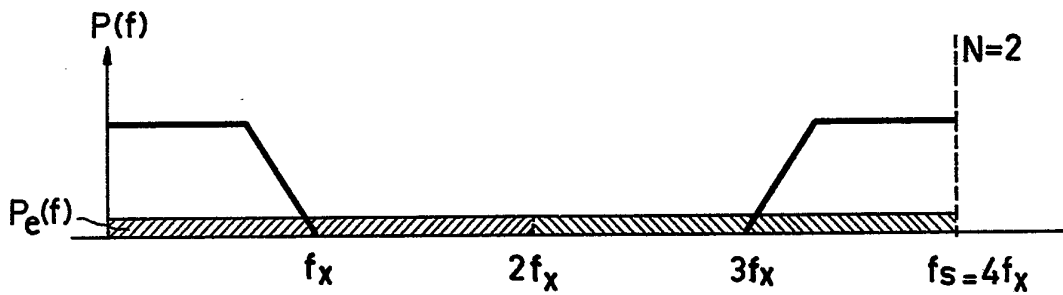
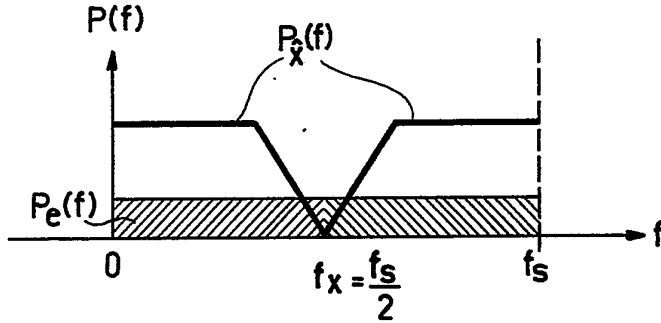
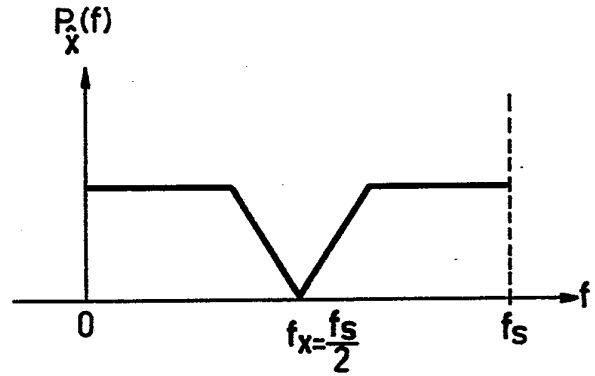
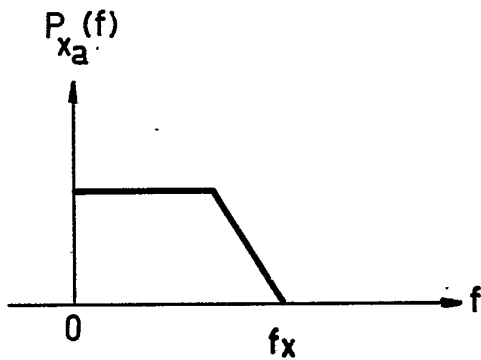
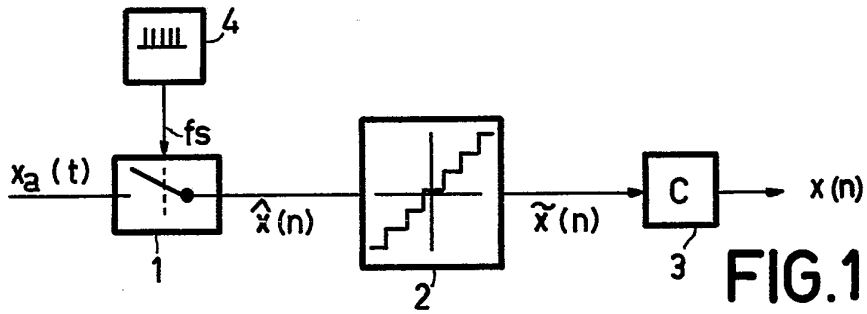
f) et digitalt filter (10), der er tilsluttet udgangen fra kaskadekombinationen og er indrettet til at undertrykke de frekvenskomponenter, der er beliggende uden for signalfrekvensbåndet og til at afgive nævnte kodeord med  $b+a$  bit.

2. Omsætter ifølge krav 1, kendt i tegnet ved, at amplitudegenopretteren (14) omfatter en adder (21) med en første indgang forbundet med udgangen fra differenskredsen (15) og med udgang forbundet med indgangen til digitalfilteret (10).

3. Omsætter ifølge krav 2, kendt i tegnet ved, at udgangen fra differenskredsen (15) også er tilsluttet en polaritetsdetektor (40), der styrer en omskifter (41), gennem hvilken et første eller et andet referencesignal påtrykkes en anden indgang til adderen (21) afhængigt af polariteten af udgangssignalet fra differenskredsen (15).

4. Omsætter ifølge krav 1, kendt i tegnet ved, at den første koblerkreds omfatter en adder (42), der får tilført et konstant referencesignal.

5. Omsætter ifølge krav 1, kendt i tegnet ved, at digitalfilteret (10) udgøres af et decimatorfilter.



2/8

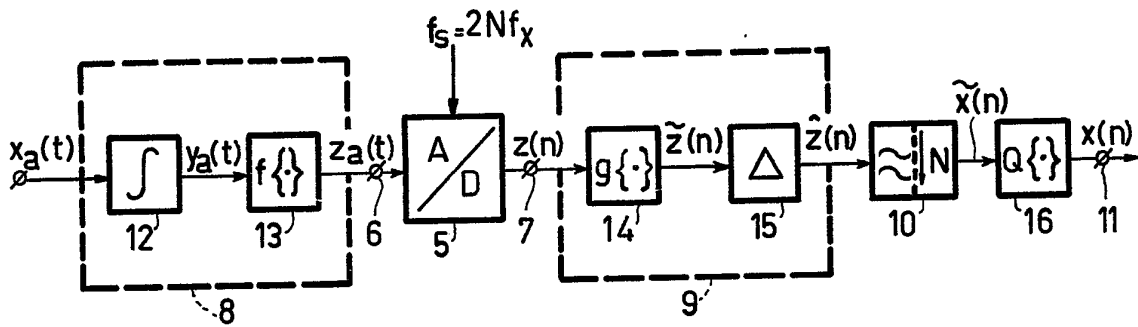
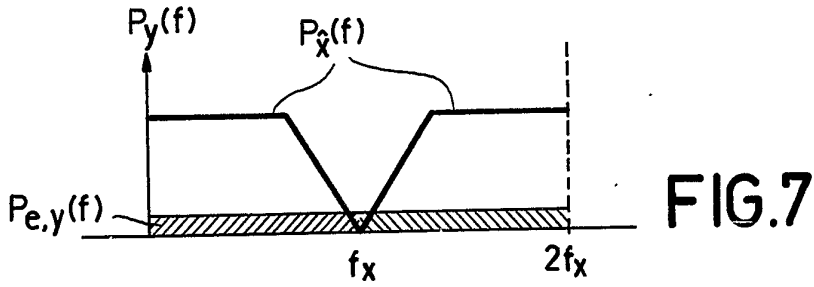


FIG. 8

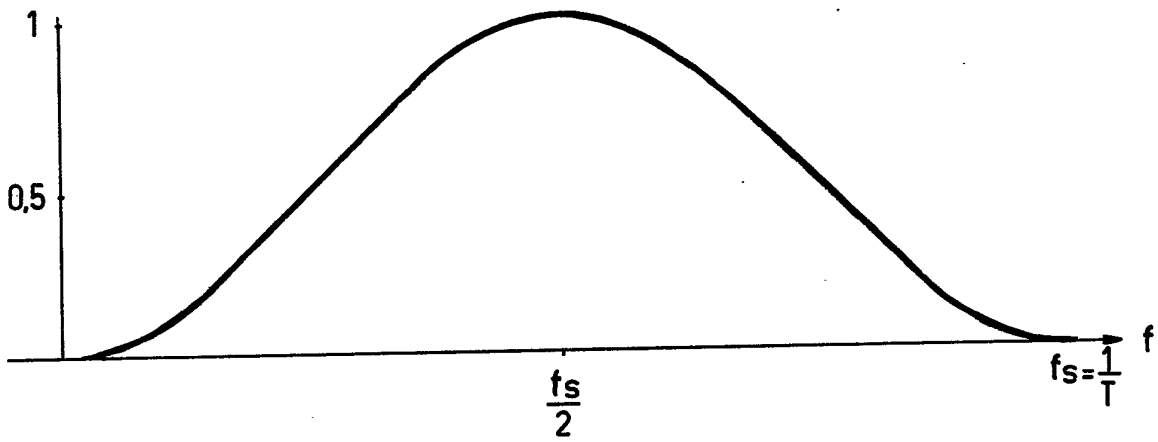


FIG. 9

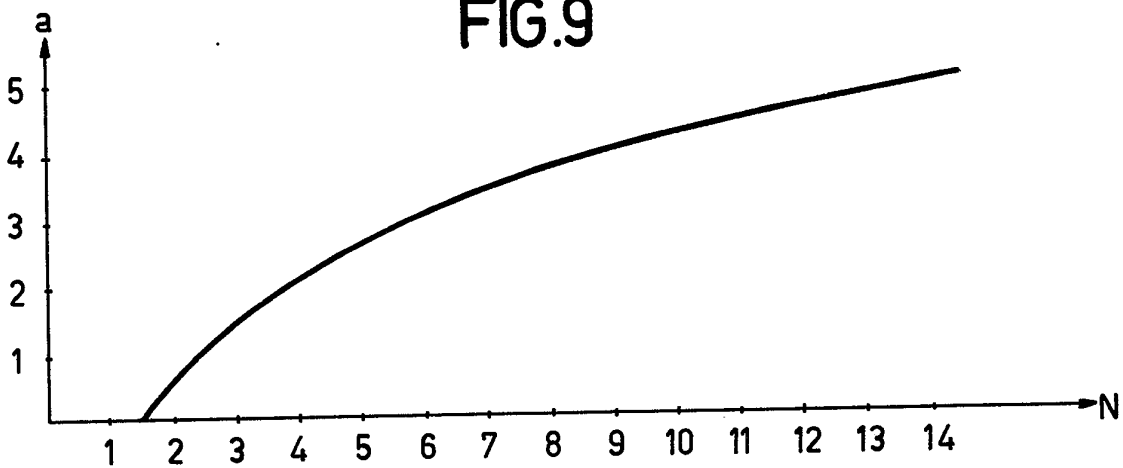


FIG. 10

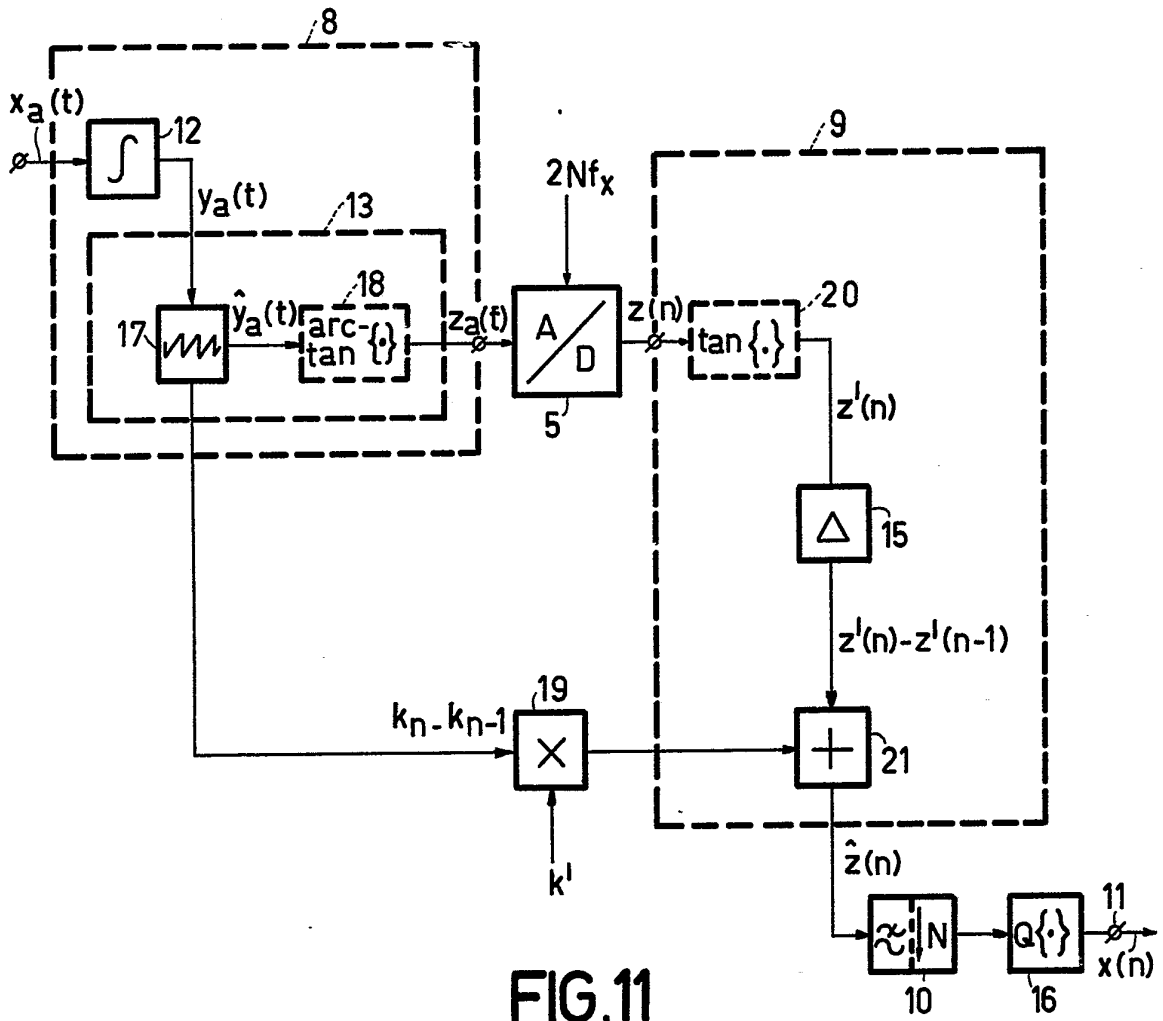


FIG. 11

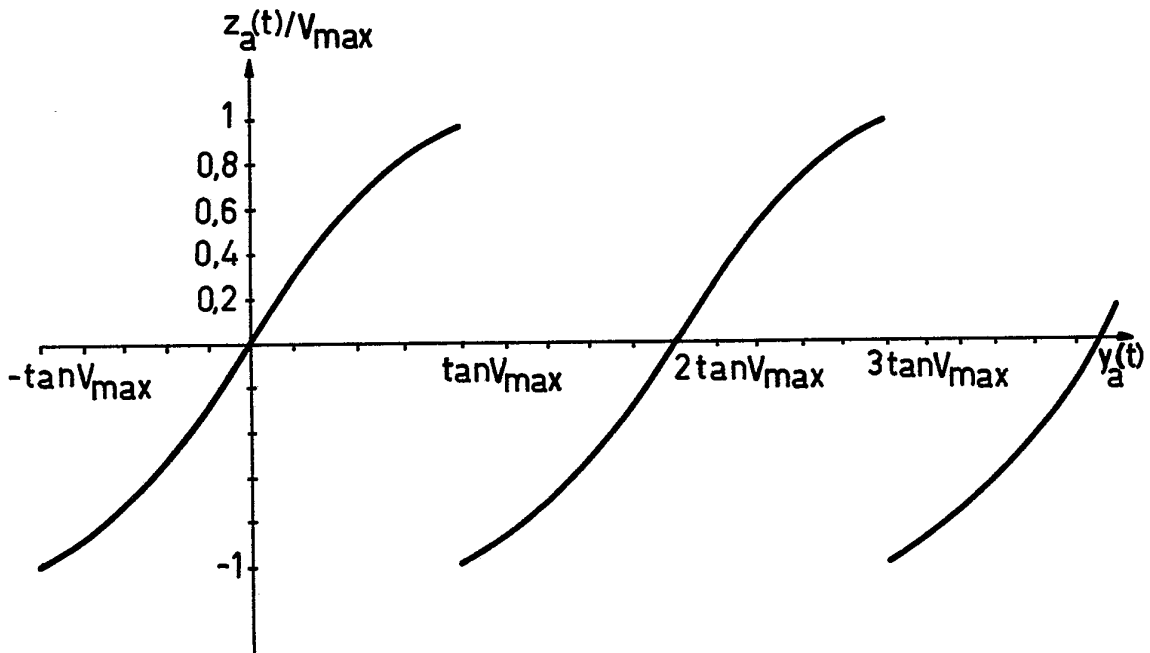


FIG. 12

4/8

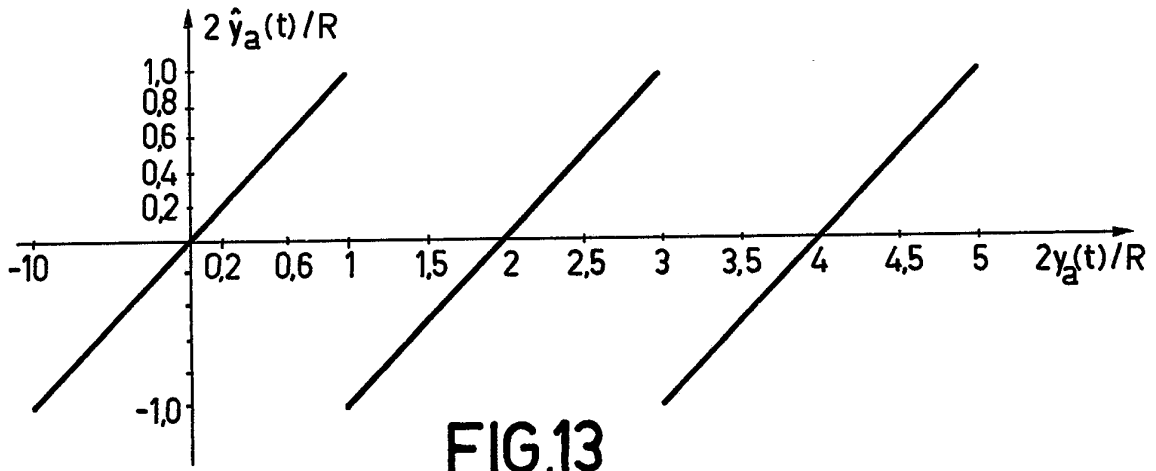


FIG.13

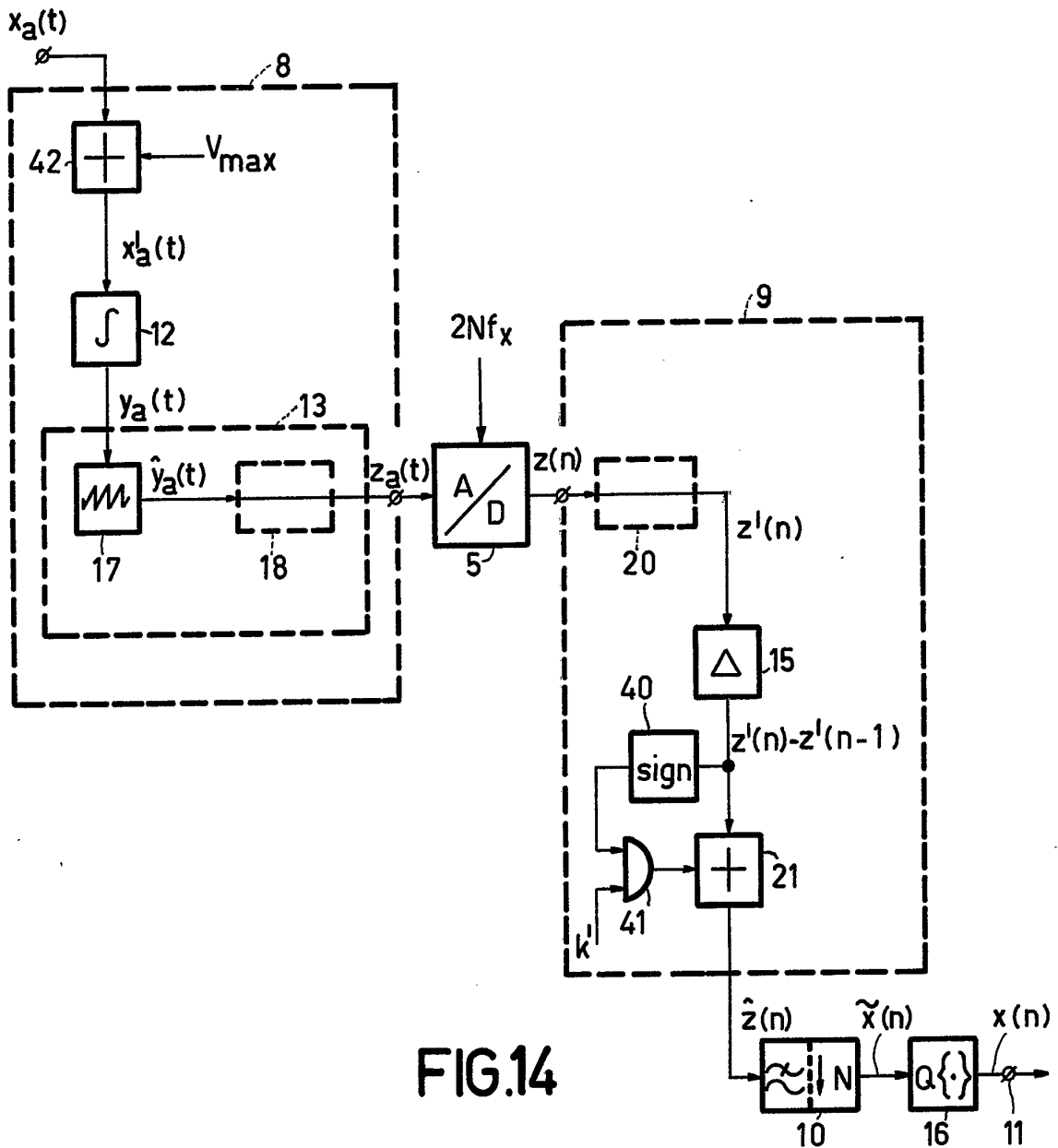


FIG.14

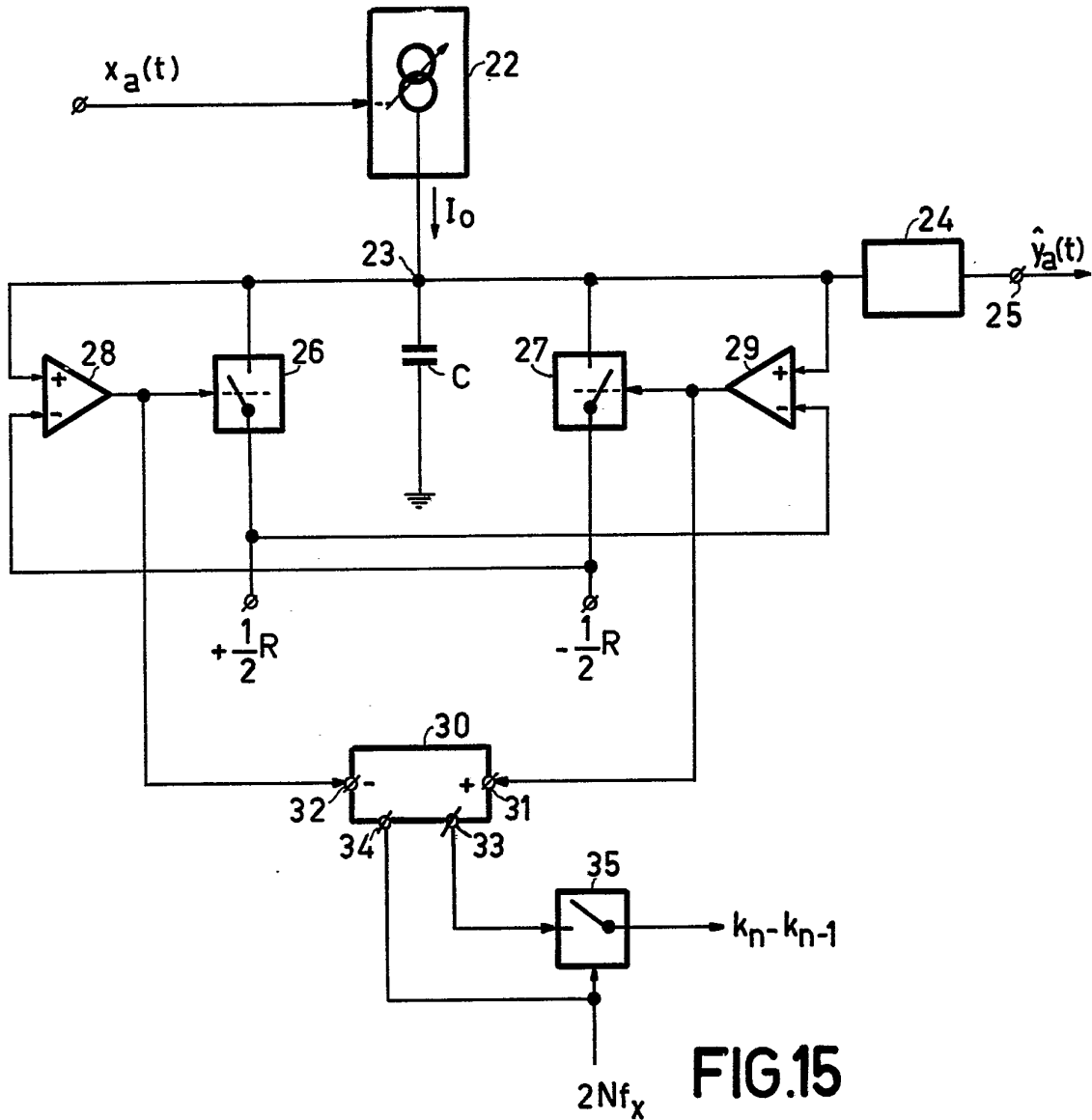


FIG.15

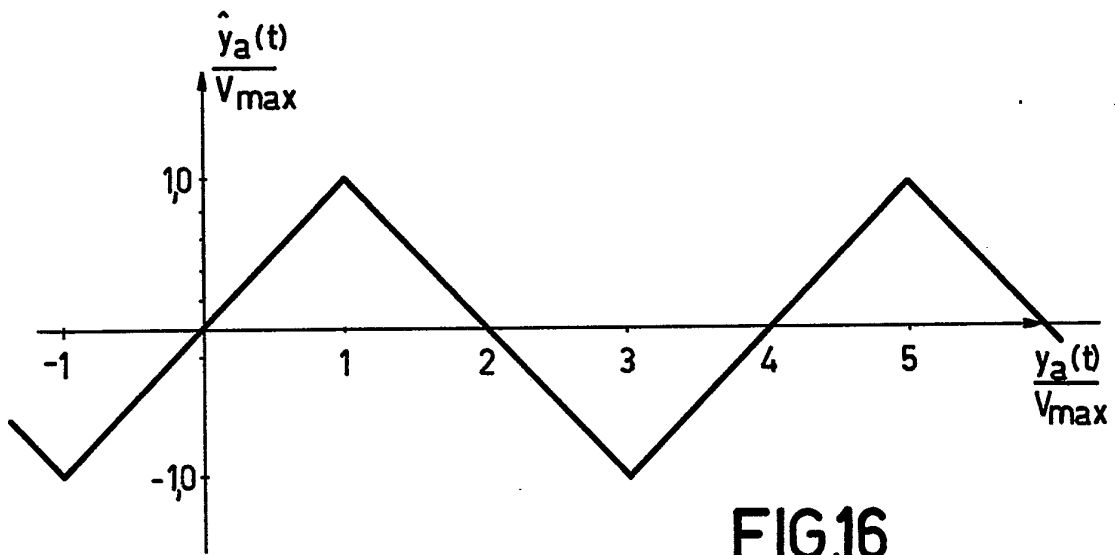


FIG.16

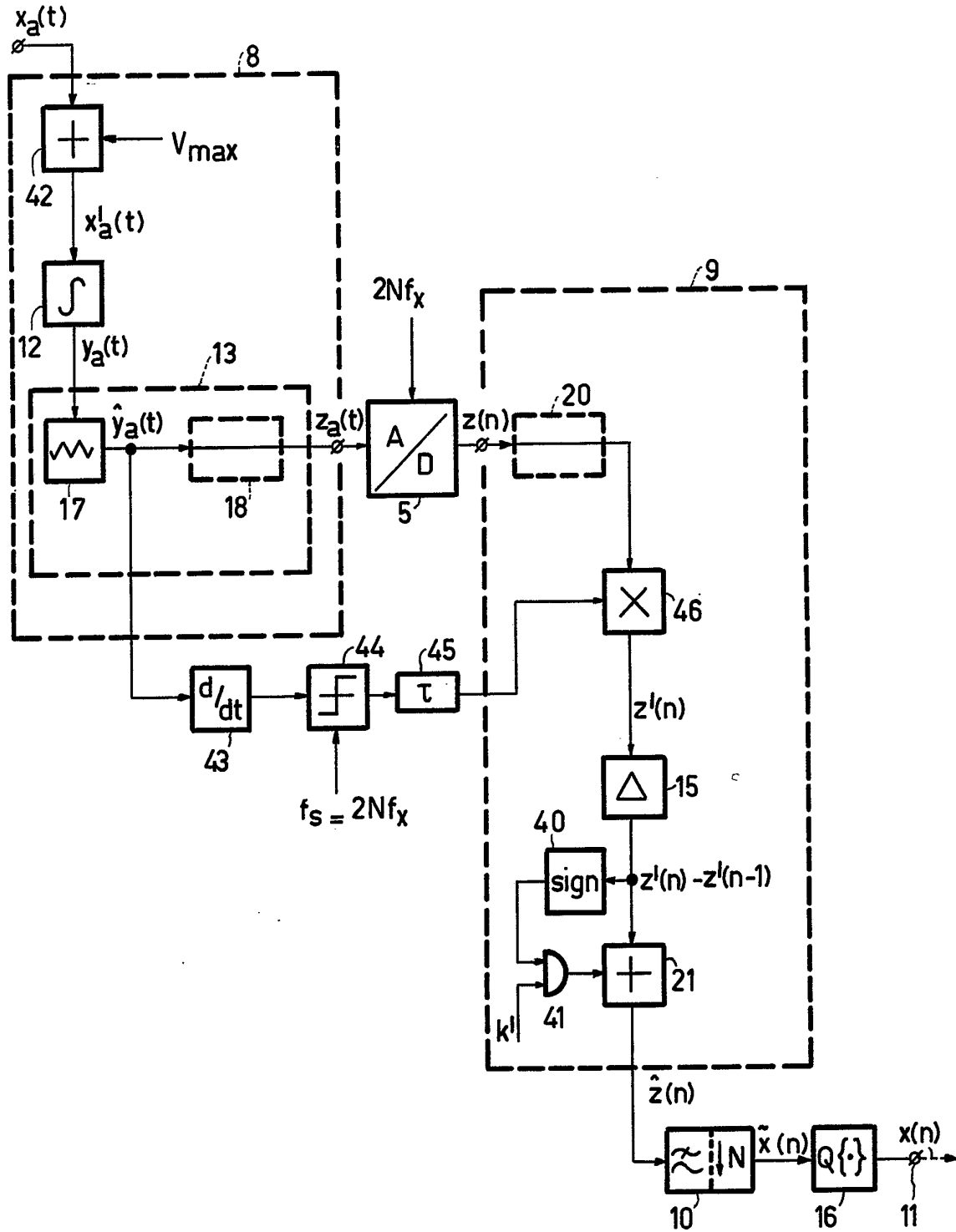


FIG.17

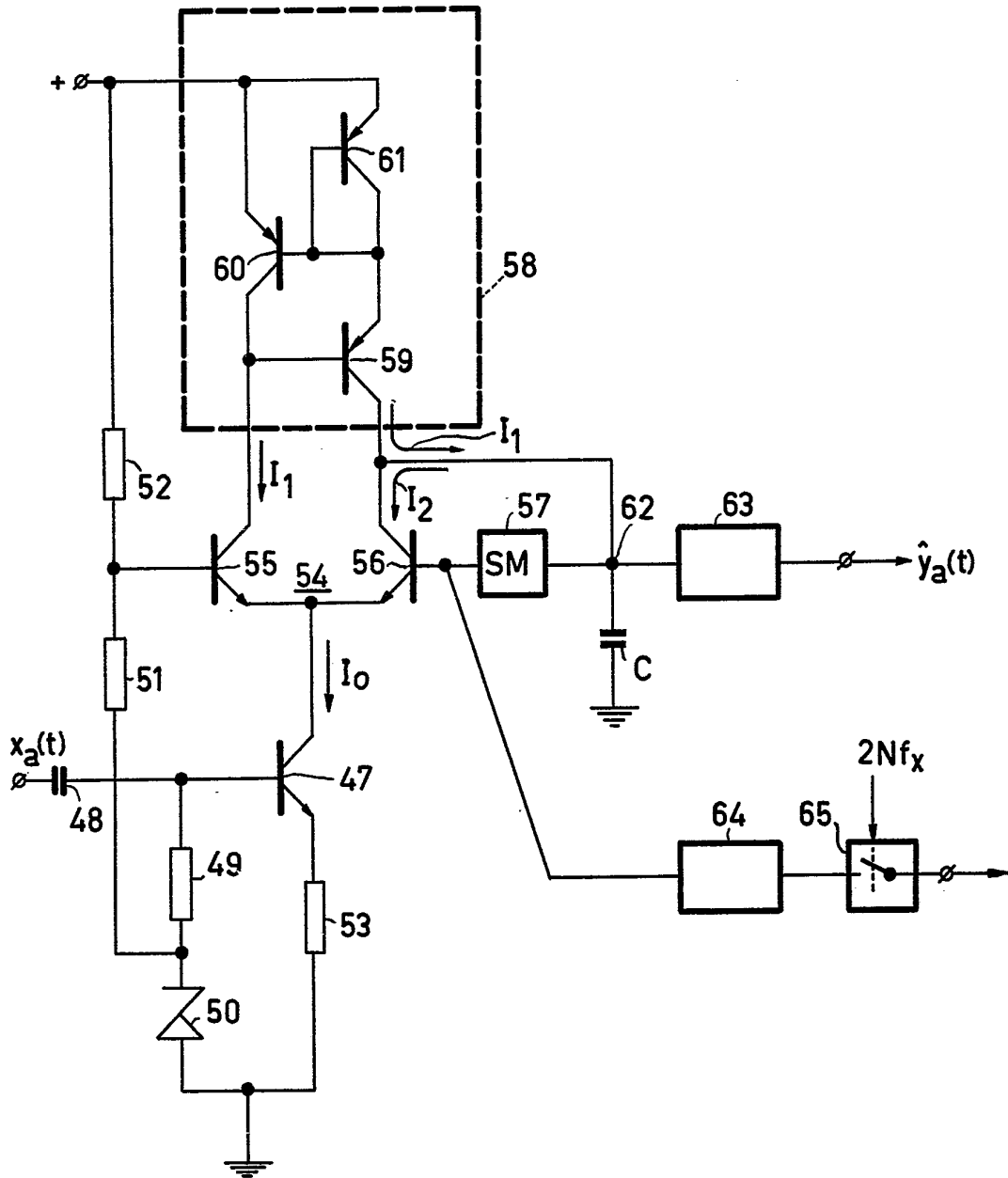


FIG.18

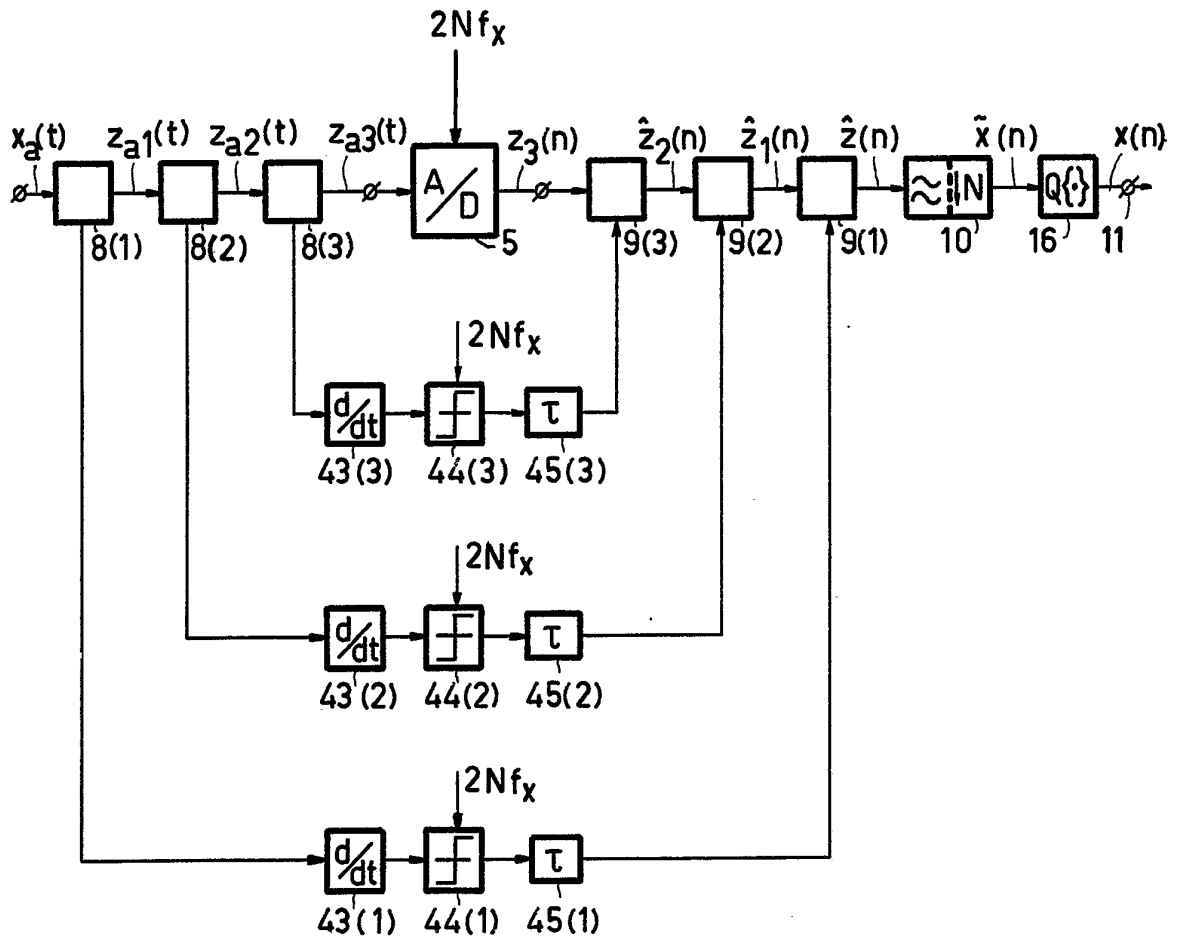


FIG.19