



PATENTDIREKTORATET
KØBENHAVN



- (21) Patentansøgning nr.: 2781/82
- (22) Indleveringsdag: 21 jun 1982
- (41) Alm. tilgængelig: 23 dec 1982
- (44) Fremlagt: 27 jun 1988
- (86) International ansøgning nr.: -
- (30) Prioritet: 22 jun 1981 NO 812114

(51) Int.Cl.⁴ H 04 B 3/23

- (71) Ansøger: *Alcatel N.V.; De Laressestraat 153; NL-1075 HK Amsterdam, NL
- (72) Opfinder: Erik *Jørgensen; NO

(74) Fuldmægtig: Hofman-Bang & Boutard A/S

(54) Fremgangsmåde til at fjerne et støjsignal fra et sammensat signal samt støjsletningsudstyr til udøvelse af fremgangsmåden

(56) Fremdragne publikationer

SE freml. skrift nr. 418037
 Andre publikationer. IEEE Transactions On Acoustics Speech
 And Signal Processing, bind ASSP-27, nr
 6, side 768-781, December 1979.

(57) Sammendrag:

2781-82

Opfindelsen angår en fremgangsmåde og et udstyr til at slette et støjsignal (e) fra et sammensat signal (s+e-ê+q) som omfatter et ønsket signal (s) og et sammensat støjsignal, som mindst delvis lader sig aflede fra støjsignalet (e).

Hovedprincippet for opfindelsen angår en akkumulering af fortegnskorrelationsværdier, og både den akkumulerede korrelationsværdi og akkumuleringstiden (eller korrelations-tiden) benyttes til at korrigere et forudgående skøn af korrelationsværdien (Δc).

Opfindelsen angår særlig en støjsletningsmetode, hvor et filter (F₁c) med flere justerbare koefficienter (c₁ ... c_k ... c_n) giver et første groft skøn (ê) af korrelationsværdien, og hvor en akkumulering af fortegnene til hver

multiplikation mellem fejlsignalet (e) og det foreløbige korrigerede ønskede signal (s+e-ê) bliver foretaget, og hvor den akkumulerede fortegnsværdi og den akkumulerede tid benyttes til at finde den nye korrelationsværdi (Δc_k) til filterkoefficienterne.

Opfindelsen omfatter desuden brug af en målt værdi på sandsynlighedstætheden (p(g)) til korrelationssignalet (g) og evaluering af det nye skøn af korrelationsværdien (Δc). Der er også udledet en formel, som afgør om hvor mange gange en akkumulering må finde sted for at sikre et tilstrækkeligt godt skøn af korrektionen (Δc).

Dersom sandsynligheden for små signalamplituder er ekstremt lav, må kontrolleret eller styret støj tilføres.

Foreliggende opfindelse er særlig egnet til alle støjsletnings-systemer, hvor støjen er ukorreleret i forhold til det ønskede signal og meget stærkere end dette. Således kan systemet benyttes til indsamling af informationer fra et rumfartøj, til hastighedsdetektering, som benytter reflekteret lys fra lyskilder maskeret af omgivende lys, til detaljeret studium af fosterlyde og først og fremmest i ekko-sletningskredse i lang-distance, fuldduplex-transmissionslinier.

2781-82

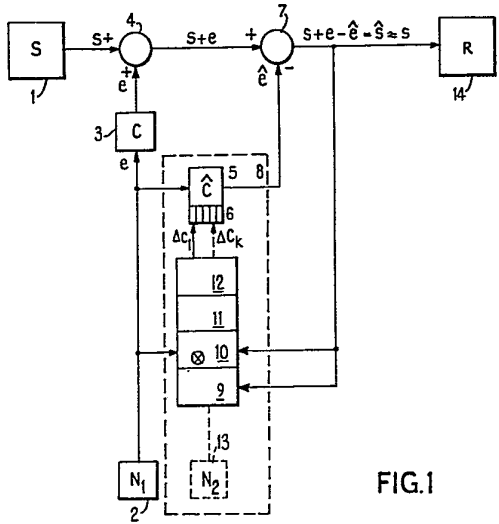


FIG.1

Opfindelsen angår en fremgangsmåde til at fjerne et støjsignal fra et sammensat signal, som foruden støjsignalet omfatter et ønsket signal. Opfindelsen angår også et udstyr til at udøve denne fremgangsmåde.

5 Man kender flere forskellige fremgangsmåder og udstyr til at fjerne støj. I løbet af de sidste år er der gjort en betydelig fremgang inden for feltet ekko-sletning i to-tråds fuld-duplex transmissionslinier. Et eksempel på en sådan teknik er beskrevet i artiklen: "A new Digital Echo Canceller for Two-Wire Full-Duplex Data Transmission",
10 af K.H. Mueller, i IEEE Transactions on Communications, bind Com. 24, nr. 9, s. 956-962, september 1976, i beskrivelsen til US patent nr. 4 087 654 (K.H. Mueller), i beskrivelsen til tysk patent nr. 3 009 450, og i artiklen
15 "Digital Echo Cancellation for Baseband Data Transmission" af Verhoeckx, van den Elzen, Snijders og Gerwen i IEEE, bind ASSP-27, nr. 6, s. 768-781, december 1979.

Fra de nævnte referancer er det tidligere kendt at benytte et transversalfilter til at fjerne støj fra en kendt støjkilde. Problemet, som er omtalt i den førstnævnte artikel,
20 angår fjernelse af støj, eller sagt på anden måde, fra refleksioner af det eller de udsendte signaler i en ikke-ideel hybrid-kreds.

Som det fremgår af forklaringerne i disse referencer, er det tidligere kendt at anvende en stokastisk fortegnsalgoritme til at justere tappekoefficienterne i et transversalfilter, som indgår i et sådant støj-sletningsudstyr. Når en sådan algoritme benyttes, bliver tappekoefficienterne justeret ved hver prøvetagning med en fast størrelse eller et fast trin af værdi γ . Polariteten til γ fastlægges
30 ved en multiplikation af prøvetagninger og det ønskede signal s og støjsignalet e . Denne stokastiske fortegnsalgoritme er defineret af efterfølgende udtryk:

$$\Delta c_k = \gamma \cdot \text{sgn} (\acute{s} + \acute{e}) \cdot (\acute{e}).$$

Her er

- Δc_k forandringen i filterkoefficienten c_k ,
 γ den faste værdi af den trinvis forandring,
 5 sgn forkortelse for fortegn eller signum,
 \acute{s} er en prøvetagning af det ønskede signal s , og
 \acute{e} prøvetagning af støjsignalet e .

10 Det skal nævnes, at signalet $\acute{s} + \acute{e}$, som afhænger både af det
 ønskede signal s og af støjsignalet e , fortrinsvis allere-
 de er korrigeret med en groft tilnærmet estimeret korrek-
 tion. Tillægsstøj kan også tilføres som forklaret nedenfor.

15 Denne algoritme repræsenterer en langsom fremgangsmåde til
 at opnå den ønskede værdi. For at undgå overkorrektion,
 ustabile reguleringsforhold med indsvingninger, og i vær-
 ste fald divergens, må værdien af γ være relativt lille.
 Dette er imidlertid et uheldigt træk, hvis der er detekte-
 ret store uligheder imellem den ønskede og den aktuelle
 værdi, da kun en langsom indregulering henimod den ønske-
 de værdi fås, når γ er lille.

20 Under anvendelse af denne enkle stokastiske fortegnsalgo-
 ritme må værdien af γ derfor vælges omhyggeligt. I virke-
 ligheden må den vælges som et kompromis mellem to krav.
 1) γ -værdien må være så lille, at der ikke vil opstå sto-
 re fluktuationer i c_k -værdierne. 2) γ -værdien må være så
 25 stor, at det ikke vil tage for lang tid, før en tilnærmet
 korrekt værdi af c_k er bygget op.

På grund af disse to modstridende krav vil et virkeligt
 godt skøn for γ ikke være muligt at finde, i stedet må man
 nøjes med et kompromis, som vil forringe begge kravene.

Dette er en generel ulempe i foreliggende støjsletningskredse.

Fra den sidstnævnte referance (artiklen af Verhoeckx m. fl.) er det til og med antydnet, at man kan akkumulere korrektionsværdierne over flere bits, før den endelige korrektion foretages. Dette er indirekte antydnet ved ligning 13 i artiklen og ved kommentarene efter denne ligning. Her er det nemlig angivet, at k kan antage forskellige værdier såsom $k = K$, $k = 2K$, $k = 3K$, og dette vil sige, at man akkumulerer over et tilsvarende antal bits.

Selv om der her foretages en form for akkumulering, vil dette medføre de samme ulemper som nævnt ovenfor. Der vil opstå svingninger, eller der vil foregå en langsom indregulering.

Fremgangsmåden ifølge foreliggende opfindelse går derimod ud på at have en akkumulering, som, enkelt sagt, varierer med den aktuelle afvigelse.

Hovedformålet med opfindelsen er at tilvejebringe en ny støjsletningsmetode, ved hjælp af hvilken der opnås både hurtig indregulering af filterkoefficienterne, når der er stor afstand mellem den ønskede værdi og den eksisterende værdi, samt en stabil og korrekt værdi for filterkoefficienterne, når uligheden er ringe. Dette opnås ved at benytte en fremgangsmåde og/eller et udstyr i overensstemmelse med krav 1's, henholdsvis krav 11's kendetegnende del.

Det kan siges, at hovedideen med den foreliggende opfindelse er baseret på, at der skal benyttes et fortegnskorrelationsprincip, som er således, at ikke blot polariteten, men også størrelsen af justeringerne til tappekoefficienten automatisk vil blive foretaget. Størrelsen af forandrings-

gen på værdien til tappekoefficienten bør ved justering blive skønnet på en sådan måde, at man hverken får stor overkompensation eller stor underkompensation. Tidligere er der ikke kendt nogen fremgangsmåde, som har givet sådanne karakteristikker.

5

Opfindelsen skal i det følgende nærmere beskrives med henvisning til tegningen, som viser nogle udførelsesformer ifølge opfindelsen, og hvorpå:

fig. 1 viser princippet for et system, som gør brug af en støjsletningsmetode ifølge opfindelsen,

10

fig. 2 viser, hvordan denne fremgangsmåde kan benyttes i et transmissionsanlæg,

fig. 3 viser, hvordan sandsynlighedstætheden af et signal kan måles,

15

fig. 4 viser en anden metode til at fastlægge sandsynlighedstætningen,

fig. 5 viser et blokdiagram for et støjsletningsudstyr ifølge opfindelsen,

20

fig. 6 viser en matematisk model for princippet for foreliggende opfindelse, og

fig. 7 viser sandsynlighedstætheden af g_k og G_k .

I fig. 1 er grundprincippet for foreliggende opfindelse vist. Her frembringer signalgeneratoren 1 (S) et signal s. Selv om det primært antages, at dette signal er et informationsbærende signal af elektrisk eller elektronisk natur, kan det lige så godt være et signal, som er baseret på andre fysiske værdi. Således kan det f.eks. være lavfrekvensstøj, som frembringes af et variabelt magnetfelt i en krafttransformator, og hvor det netop er den lavfrekvente støj, som er det uønskede signal, man vil undertrykke. I et sådant tilfælde omfatter de pågældende signaler således ikke nogen information, og det ønskede signal ville da være stilhed (fravær af akustisk støj).

En separat signalgenerator N1(2) frembringer et fejlsignal eller et støjsignal e. Dette fejlsignal e kan blive udsat for forskellige former for forandringer på grund af omgivelsernes natur. Dette er i fig. 1 antydnet ved hjælp af en blok 3, som repræsenterer en funktion c, som er afhængig af ydre parametre såsom tid (t), rum eller sted (x), temperatur (T) osv.. Det antages, at signalet s og fejl- eller støjsignalet e er fuldstændig ukorrigerede signaler, dvs., at de ikke kan afledes af hverandre.

Nu adderes de to signaler s og e i et adderingsudstyr 4, og det sammensatte signal s+e opnås. Dette sammensatte signal s+e kan også blive udsat for forandringer på lignende måde som signal e. Alle disse signalprocedurer er tidligere kendte, og er i virkeligheden normale signalprocesser i de fleste fysiske systemer.

Lad os nu betragte støjsletningsdelen 8 i kredsen i fig. 1.

Filteret 5 repræsenterer en overføringsfunktion \hat{c} , som er en nær tilnærmelse af overføringsfunktionen c for blok 3. Da støjsignalet e tilføres filteret 5, vil udgangen fra filteret være et signal \hat{e} , som er stærk tilnærmet signalet e . I subtraktionsenheden 7 substraheres signalet \hat{e} fra det sammensatte signal $s+e$, og dette resulterer i et korrigeret signal $s+e-\hat{e} = \hat{s} \approx s$. Jo nærmere \hat{e} er til e , des nærmere vil \hat{s} være det ønskede signal s .

For at få en bedst mulig tilnærmelse er filteret 5 tildelt forskellige koefficienter c (mindst én). Det antages, at antallet af koefficienter er n , og de er betegnet med udtrykkene $c_1, \dots, c_k, \dots, c_n$, hvor c_k er én vilkårlig af koefficienterne. De afgørende punkt er nu at vælge værdier for alle c_k , således at funktionen \hat{c} bliver så nær funktionen c som muligt.

Følgende procedurer følges nu:

En sammenligningskreds 10 eller korrelator modtager prøver af støjsignalet e og det korrigerede signal \hat{s} . I korrelatoren 10 bliver disse prøver sammenlignet eller multipliceret. Produktet fra denne multiplikation lagres med sit tilhørende fortegn i akkumulatoren 11. De næste to prøvetagninger fra e og \hat{s} behandles på samme måde, og det nye produkt lægges til (idet fortegnet tages med i beregningen) indholdet i akkumulatoren 11. Denne akkumuleringsproces fortsættes, enten i et forudbestemt tidsrum eller indtil en forudbestemt akkumuleret værdi er nået. Når dette er gjort, læses den akkumulerede værdi (én for hver filterkoefficient) og den aktuelle korrelationstid (det tidsrum, i løbet af hvilket akkumuleringen er foretaget) ud til den aritmetiske enhed 12, og en ny akkumuleringsproces påbegyndes.

Korrelationstiden og den akkumulerede værdi, som også kaldes korrelationsværdien, benyttes begge til at fastlægge

de nye koefficienter til filteret 5, f.eks. ved at fastlægge forandringerne i de forudgående værdier, som er lagret i koefficientregisteret 6. Det kan antages, at forandringen i koefficienten med ordenstal k bliver defineret af

$$\Delta c_k = \gamma \cdot \sum_{i=1}^m \text{sgn}(\dot{s} + \dot{e})_i \cdot \dot{e}_i$$

5 hvor de nye symboler er

γ , som er en faktor (variabel eller konstant)

m er antallet af akkumuleringstrin som er foretaget.

(Her må det altid erindres, at $\dot{s} + \dot{e}$ signalet fortrinsvis er korrigeret på forhånd ved hjælp af en første, tilnærmet skønnet korrektion, som antaget i fig. 1 og i krav 1).

Her kan indeksen "i" variere mellem 1 og m og repræsentere antallet af prøver, over hvilket korrelationen bliver akkumuleret, mens indeksen k kan variere mellem 1 og n som repræsenterer antallet af filterkoefficienter. I et transversalfilter vil antallet af koefficienter svare til antallet af filtertapper.

Uanset hvad slags signaler e og $s+e$ er, kan det antages, at prøvetagningen af disse signaler bliver foretaget ved intervaller, og det er da disse prøvetagningsværdier af signalerne, som føres til korrelatoren. Signalerne selv kan være analoge eller digitale, uden at dette påvirker processen. Og de kan være kodet ifølge en hvilken som helst kendt koderegul. Korrelatoren 10 modtager derfor parværdier af samtidige frembragte øjebliksværdier af signalerne.

På denne måde fås derfor en variabel værdi af koefficienten c_k , afhængig af den akkumulerede værdi på fortegnskorrelationen. Dersom prøvetagningerne derfor varierer stabilt i én retning i løbet af hele korrelationsperioden, vil forandringen i koefficientværdien med ordenstal k , dvs. Δc_k , få en stor positiv eller negativ værdi. På denne måde vil

også tilfældige fluktuationer blive undertrykket på en sikker måde.

Værdien af den akkumulerede sum

$$\sum_{i=1}^m \text{sgn}(\hat{s} + \hat{e})_i \cdot \hat{e}_i$$

er et helt tal med værdi mellem $-m$ og $+m$ og findes let
 5 i en praktisk udførelse. De to signaler \hat{e} og $(\hat{s} + \hat{e})$ kan let
 multipliceres i en eksklusiv-eller kredsløb, og fortegnet til
 disse produkter kan akkumuleres over m prøvetagninger. Re-
 sultatet kan lagres i et register.

I en enkel udførelse kan det støjslette udstyr 8 blot
 10 bestå af enhederne 5, 6, 10, 11 og 12 i fig. 1.

Imidlertid kan en signalevalueringsskreds 9 tilføres for
 at evaluere øjebliksværdierne, som signalet indtager under
 hensynstagen til den gældende kode og andre forhold. Den-
 ne signalevaluator skønner også i en foretrukken udførel-
 15 se sandsynlighedstætheden til det korrigerede signal \hat{s} som
 forklaret nedenfor.

Og hvis det ønskede signal s har en fordeling, som er lig
 0 (eller nær 0) ved 0 amplitude, bør en tillægsstøj med
 en styret f.eks. rektangulær fordeling, blive tilsat.
 20 Dette er antydnet ved stiplet støjkilde (N2, 13) på fig. 1.
 Behovet og virkemåden for denne tillægsstøj vil blive for-
 klaret nedenfor.

I alle tilfælde bliver prøvetagninger af støjsignalet e ,
 som skal fjernes, og det korrigerede signal $(s + e - \hat{e})$ mul-
 25 tipliceret eller på anden måde sammenlignet i korrelatoren
 eller sammenligningskredsen 10 for at give det relative
 fortegn til prøvetagningerne. Korrelationsværdierne, som
 kan være enere (+1 eller -1) eller som også kan have andre
 værdier, dersom mere end en bit betragtes, akkumuleres i

akkumulatoren 11. Og de akkumulerede værdier, én for hver filterkoefficient, læses ud efter et forudbestemt tidsrum, eller ved det tidspunkt, når en forudbestemt akkumuleret værdi er nået. endelig bliver akkumuleringstiden, de akkumulerede værdier og eventuelt sandsynlighedstætheden omdannet til optimale filterkoefficienter ved hjælp af den aritmetiske enhed 12.

Lad os nu foretage en beregning af koefficientfejlen eller afvigelsen Δc_k i et binært system. Lad os se på systemet i fig. 2, som repræsenterer et overføringsanlæg med et transversalfilter 18 med n-tapper og med overføringsfunktionen \hat{c}_i i sletningsudstyret. Her repræsenterer $a_1, a_2 \dots, a_k \dots a_n$ rækkefølgen af binære symboler, som skal overføres, og sammen repræsenterer disse støjsignalet e ; mens s er det ønskede fjern-endsignal med tilsat støj. Endvidere er q internt tilsat styret støj, og betydningen af denne vil blive beskrevet senere. Endelig er d det sammensatte signal $s+e$ korrigeret med sletningsfejlen \hat{e} og eventuelt med tilsat styret støj q .

Dersom hele systemet nu betragtes som tidsdiskret, og dersom man ser på lækagen e alene i prøvetagningspunkterne, kan e udtrykkes ved:

$$e = \sum_{k=0}^{\infty} a_k c_k$$

hvor c ($= c_1, c_2, \dots$) repræsenterer impulsresponsen til den virkelige lækagevej.

\hat{e} er sletningssignalet givet ved

$$\hat{e} = \sum_{k=0}^n a_k \hat{c}_k$$

hvor n er antallet af tapper i transversalfilteret og c_k er koefficienten til tappen k .

Udførelsen i fig. 1 illustrerer fremgangsmåden ifølge opfindelsen benyttet i et generelt anvendeligt system. Således kan det f.eks. benyttes til at lytte til detaljer i foster-

lyden. Da vil lydene som stammer fra moderen, være støj, som skal slettes fra det sammensatte signal, som fås, når man lytter til fosteret. Princippet kan generelt benyttes til at detektere og studere et hvilken som helst svagt signal, som er sløret af stærke støjsignaler, som er ukorrele-
 5 rede med det ønskede signal.

Her vil vi imidlertid koncentrere os om at vise princippet i et elektronisk transmissionsanlæg. En sådan udførelse er vist i fig. 2. I denne figur er den ene sender/modtagerstationen, som er kaldt station vest, vist, og den er forbundet, via transmissionslinien 15, til en lignende sender/modtagerstation øst, som ikke er vist på figuren. Det svage signal s bliver modtaget på linien 15 og repræsenterer her det ønskede signal, mens det stærke signal e fra sender/modtager vest (16) repræsenterer støjen, som skal
 15 slettes, fordi signalet e over hybridkredsen 17 overlejres på det ønskede signal s , og det sammensatte signal $s+e$ bliver det modtagne resultat. I figuren repræsenterer henvisningstallet 18 et transversalfilter med omtrent samme overføringsfunktion \hat{c} som hybridkredsen 17. Det antages, at subtraktionsenheden 20 er analog, og derfor er en digital/analog omformer 19 anbragt mellem transversalfilteret 18 og subtraktionsenheden 20. Bortset fra dette er processen meget lig den, som er vist i fig. 1. Det skal dog nævnes, at
 20 kun én tap er taget med i beregningen af figuren, nemlig tap k .

Det skal også nævnes, at fig. 6 viser den matematiske model til støjsletningssystemet, og i det nedenstående refereres til figurene 2 og 6.

Der for enkeltheds skyld kun set på forholdene ved en enkelt tap k . Se fig. 6. Det sammensatte fejlsignal d multipliceres med det overførte signal a_k . Produktet g_k kan splittes i en deterministisk del g_{ke} forårsaget af koefficientfejlen, og en stokastisk eller vilkårlig del g_{kr} , som hovedsagelig
 30

er ukorreleret med det udsendte symbol a_k . Delen g_{kr} omfatter bidraget fra de andre tappe, dvs. alle andre tapper end den med ordenstal k . Forudsættes et binært system, er a_k enten lig $+1$ eller -1 , og det findes, at g_k er en vilkårlig variabel med forventningsværdien Δc_k og med en sandsynlighedsfordeling $pgk(x)$ som vist i fig. 7a. Spidsværdien for udslaget til g_k er lig r . Fortegnet til g_k er også en vilkårlig variabel G_k , hvis værdi kan være $+1$ eller -1 .

10 Nedenfor er de følgende benævnelser benyttet:

G_{km} = målt, akkumuleret værdi for G_k målt over m -trin.
 \bar{G}_{km} = forventningsværdi til G_k målt over m -trin.
 pgk = sandsynlighedsfordeling for g_k .
 PGk = sandsynlighedsfordeling for G_k .

15 Dersom den tilsatte støj fra støjgeneratoren 21 (N2) nu har en praktisk talt rektangulær fordeling og er så stærk, at Δc_k er mindre end r , vil $pgk(x)$ være praktisk talt konstant op til $x = \Delta c_k$. Sandsynlighedsfordelingen er vist i fig. 7a og b for pgk og PGk .

20 Hvis også forudsætter en gausisk fordeling, noget der er tilladt, når m er et stort tal, fås:

$$\Delta c_k \approx \frac{\bar{G}_{km}}{m \cdot pgk(0)}$$

og for at retfærdiggøre brugen af den målte værdi af G_{km} i stedet for forventningsværdien \bar{G}_{km} i denne formel, må m tilfredsstille følgende udtryk:

$$m \frac{\Delta c_k \cdot pgk(0)}{(1 - 2 \cdot \Delta c_k \cdot pgk(0))^2} > 1$$

25 Vi har nu ikke bare fundet frem til en formel for beregning af koefficientafvigelsen Δc_k , men desuden en formel, ved hjælp af hvilken nøjagtigheden til tap-fejlkalkulationen kan bedømmes. Nøjagtigheden vil sædvanligvis ikke være god

nok til at give de korrekte tappekoefficienter i et trin, men det nødvendige antal gentagelser vil være ganske lavt.

Vi behøver nu en værdi for $p_{gk}(0)$, som kan sættes ind i formlen ovenfor. Men lad os først se nærmere på sandsynlighedsfordelingen $p_{gk}(g_k)$. Dersom sletningsfejlen Δc er lille, og den interne støj q ikke bliver tilføjet, ville g_k blive domineret af fjernendesignalet s . I et digitalt transmissionssystem vil både $p_{gk}(0) = 0$ og $\bar{G}_k = 0$ på grund af signalmønsteret, og vi kan i det hele taget ikke opnå nogen skønnet værdi for Δc_k . Derfor må der tilføjes en ukorreleret, men styret støj q , som vil fylde mellemrummene i fordelingen af det ønskede signal.

Det er muligt at måle $p_{gk}(0)$ ved prøvetagning af g_k , og detektore, hvor ofte værdien falder mellem to tærskelværdier, som er valgt symmetrisk omkring $g = 0$.

En kreds for måling af sandsynlighedstæthedsfunktionen ifølge denne fremgangsmåde er vist i fig. 3.

Det sammensatte signal efter sletning ($s+e-\hat{e}$) føres til et par sammenligningskredse (D og E) med tærskelniveauer defineret af modstandskæden A, B, C. Dersom indgangsspændingen ligger mellem de to tærskelværdier $+V_t$ og $-V_t$, vil udgangen fra OG-port F være aktiv og aktivere tælleren G. Tælleren clock-styres ved en egnet frekvens og tilbagesættes efter j -tælleperioder. Dersom tællerudgangen lige før tilbagesætning er L, har vi:

$$p_{gk} = \frac{L}{2jV_t}$$

Dette er gennemsnitsværdien for p_{gk} mellem de to tærskelniveauer.

Det kan imidlertid være mere praktisk at måle spidsværdien r og benytte tilnærmelsen:

$$p_{gk}(0) = \frac{1}{2r}.$$

En anden kreds til at skønne sandsynlighedstætheden i forhold til denne sidstnævnte fremgangsmåde er vist i fig. 4. Det sammensatte signal $s+e$ sammenlignes med et referanceniveau fra digital/analogomformerens I i sammenligningskreds K. Når amplituden til det sammensatte signal er større end r , vil en impuls gives til regulatoren H. Udgangen r' fra H er en digital fremstilling af r . Ved at foretage en successiv tilnærmelse findes den korrekte værdi for r . Sandsynlighedstætheden p_{gk} bestemmes derefter af ligningen

$$p_{gk} = \frac{1}{2r}.$$

10 Dette er et godt skøn, hvis den intern tilførte støj q har en rektangulær fordeling og er den dominerende del af g . Amplituden til q må vælges på en sådan måde, at sandsynlighedsfordelingen er ganske glat uden at den giver en ekstrem stor værdi for spidsværdien r .

15 En mere detaljeret beskrivelse af et transmissionsanlæg, som benytter foreliggende opfindelse, er vist i fig. 5. Overføringsdata skiftes ind i registeret 30. Multiplexeren 31 kan vælge én af de sidste n overførte bit, hvor n er et fast tal, f.eks. 8. Disse n bit multipliceres en for en med en koefficient c_k , som er lagret i Random Access Memory 32 (ARAM). Multiplikationen udføres ved hjælp af eksklusiv- eller-porten 33. Koefficienten c_i er koefficienten med nr. i af et totalt antal n -koefficienter. Resultatet akkumuleres i 34, således at den endelige sletningsværdi ved modtagelse af den sidste af de nødvendige n -perioder kan lagres i puffer-lageret 35 til styring af digital/analogomformerens 36. Derefter indtræffer nye n -perioder, i hvilke de n -korrelationsværdier øges eller mindskes. Korrelationsværdierne k_i hentes fra ARAM 32, eksklusiv- eller-porten spærres, og k_i øges eller mindskes i additionskreds 37 med resultatet

20

25

30

at fortegnsmultiplikationen mellem fejlfortegnet og den aktuelle databit bliver hentet fra registeret 30. Resultatet føres tilbage til ARAM 32 gennem puffer-laget 38. Når en af korrelationsværdierne k_i overskrider en bestemt grænse, afbrydes processoren 39, korrelationsprocessen stopper og og processoren udlæser alle korrelationsværdier k_i gennem et to-vejs-virkende pufferlager 40. Tidsrammerne, som tidligere blev benyttet til korrelation, bliver nu gjort tilgængelige for processoren 39 (MUX 49) for vilkårlig adgang til ARAM 32. Baseret på disse korrelationsværdier, den medgåede tid og fortegnskorrelationen, kalkulerer processoren nu nye sæt koefficienter c_i , som skrives ind i ARAM 32 på adressesteder, som tidligere blev benyttet til korrelationsværdier. Derefter forandres adresseringen til ARAM 32 således, at det nye sæt koefficienter tages i brug, mens området med de tidligere koefficienter slettes og benyttes til korrelationsformål.

Kredsen 42 er en multiplexer, 43 en tæller.

Nøjagtigheden i Δc_k afhænger af nøjagtigheden, hvormed $p_{gk}(0)$ ($\approx 1/2r$) og G_{km} kan fastlægges. Der er ingen grund til at forbedre skønnet af \bar{G}_{km} , dersom skønnet af $p_{gk}(0)$ er den egentlige begrænsende faktor.

Ekkosletningskredsen i henhold til det foreliggende princip er blevet simuleret på en computer. Kalkuleringen af ekkosignalet e og fjern-ende-signalet s er blevet udført i frekvensområdet ved hjælp af eksisterende computer-programmer (PSIM), hvor kabelkarakteristikkerne er blevet omhyggelig behandlet ifølge en kendt programmodel (BALCAB). Dette er vigtigt for at få et billede af det ønskede antal tapper i transversalfilteret. Den resterende del af systemet er blevet moduleret i tidsområdet.

Flere varianter af systemet er blevet simuleret. Den ene, som er valgt for implementering af udstyret, havde følgen-

de karakteristikkere:

- bithastighed 12 kb/s
- liniekode: bifase
- kalkulation af et nyt sæt koefficienter, så snart korrelationsregisteret har nået værdien ± 128 .
- 5 - Længden af transversalfilteret omfatter 8 symboler (bit) med en opløsning på 4 prøvetagninger pr. bit.
- Linielængden er maksimalt 15 km, noget som svarer til en dæmpning på 50 dB ved 12 kHz. Kablet er bygget op af to
- 10 sektioner med forskellige karakteristikkere for at give virkningen af et fjernliggende ekko.
- Den styrede støj har en rektangulær fordeling og en givet spidsamplitude, som svarer til spidsamplituden til det ønskede signal s.

15 Man har fundet, at efter 10 gentagelser, eller 15000 bits, er den maksimale værdi for signal/sletningsfejl-forholdet opnået. For at undertrykke fluktuationer, som begrænser det maksimalt opnåelige signal/støjforhold, var det nødvendigt at reducere Δc -værdierne, som man fik ved den beskrevne algoritme, når tappekoefficienterne nærmer sig deres endelige værdi.

20

Når denne algoritme bliver tilpasset til brug i et praktisk system, foreligger forskellige muligheder. Systemet, som er afprøvet i praksis, gør brug af at vælge en fast

25 værdi for G_m optimaliseret for de sidste gentagelser i tappekoefficientkalkulationen. Hver tap har sit eget korrelationsregister. Hver gang et nyt af registrene bliver overfyldt, bliver nye tappekoefficienter kalkuleret og taget i brug.

30 Signalbehandlingssystemer har en tendens til at blive kostbare, når stor hastighed kombineres med komplicerede algoritmer. Derfor er den aritmetiske kreds blevet delt op i to dele. En hurtig, sand tid aritmetik-kreds genererer sletningsprøvetagninger ved addition/subtraktion af tappe-

koefficienterne, og forøgelse/formindskelse i korrelationsværdierne G_m for alle tappe.

Kalkulationen af nye sæt tappekoefficienter omfatter division og multiplikation. Denne udføres af en standard
 5 mikroprocessor. Tiden, som kræves til at udføre kalkulationen, er ikke kritisk, da systemet vil forløbe på det gamle sæt koefficienter, indtil de nye er klar til brug.

Den hurtige aritmetiske kreds og den relativt langsomme mikroprocessor deler et fælles koefficientlager. Lageret er
 10 delt i to dele a og b. Tappekoefficienterne bliver lagret i den ene del a og korrelationsværdierne G_{km} bliver akkumuleret i den anden del b. Når et af korrelationsregistrene bliver overfyldt, bliver processoren afbrudt (interrupted) og udlæser alle korrelationsværdier. Når de nye tappekoefficienter er blevet kalkuleret, læses de ind i sektion b
 15 i hukommelsen. Derefter ombyttes brugen af de to dele af koefficientlageret. Den aritmetiske kreds udlæser tappekoefficienterne fra sektion b og akkumulerer korrelationen i sektion a.

20 Den matematiske model i fig. 7 omfatter en sand tids multiplikation givet ved følgende udtryk:

$$G_k = \text{sgn} (a_k \cdot (d)).$$

I udstyret, som blev realiseret, blev dette erstattet af

$$G_k = a_k \cdot \text{sgn} (d),$$

som gennemføres ved hjælp af en eksklusiv-eller-port.

Løsninger ifølge opfindelsen kan også være af interesse i
 25 støjsletningsudstyr, selv om det ønskede signal og hovedsignalet er indbyrdes korreleret til hinanden. Princippet, som beskrives ovenfor, kan da også benyttes til at detektere en uønsket grad af korrelation mellem fjern-ende-signalet s , som repræsenterer den ønskede information, og den

lokale senders udsendte signal e , som repræsenterer støjen. Fordi korrelationsværdierne akkumuleres, før de tages i brug, er det muligt at lade en detekteret høj grad af korrelation mellem disse to signaler påvirke en udeladelses-
5 kredse, som passiviserer den ellers aktive koefficientopdatering og benytter de allerede sidst lagrede koefficienter, indtil ukorrelerede signaler påny opnås.

P a t e n t k r a v:

1. Fremgangsmåde til at fjerne et støjsignal (e) fra et sammensat signal ($e+s$), som foruden støjsignalet (e) omfatter et ønsket signal (s), hvor støjsignalet (e) og det ønskede signal er indbyrdes ukorreleret, hvor støjsignalet

5 (e) eller et signal, som er en funktion af samme (e_0) overvåges, og hvor det ønskede signal (s) kan være meget svagere end støjsignalet (e), idet fjernelsen af støjsignalet (e) udføres ved først at sende støjsignalet (e eller e_0) gennem en transversalfilterkreds (5, 18) med en overførings-

10 funktion (\hat{e}), hvor der frembringes en estimeret værdi (\hat{e}) af støjsignalets løbende indvirkning på det sammensatte signal ($e+s$), således at der opstår et resulterende signal ($e+s-\hat{e}$), at fortegnsinformation, som fås fra en sammenligning mellem støjsignalet og det resulterende signal i en

15 korrelationskreds (10), benyttes til at frembringe korrektionsværdierne (Δc_k) til justerbare koefficienter (c_k) i transversalfilterkredsen (5, 18), hvor de derved opnåede nye, korrigerede koefficientværdier benyttes til af filteret at udløse den efterfølgende estimerede værdi (\hat{e}), hvorved

20 det opnås, at det resulterende signal ($e+s-\hat{e}$) får en gradvis tilnærmelse til det ønskede signal (s), og hvor fortegnsinformationen, som fås fra en ren fortegnssammenligning mellem øjebliksværdier af det overvågede støjsignal (e) og det sammensatte signal ($e+s$), og som udelukkende består af +1'ere og

25 -1'ere, akkumuleres til dannelse af en akkumuleret fortegnskorrelationsværdi (som kan have en absolutværdi $\gg 1$), k e n - d e t e g n e t ved, at akkumuleringen af de fortegnskorreleerede værdier løber kontinuerligt over et variabelt tidsrum, hvis varighed bestemmes af den løbende størrelse af korre-

30 lationsværdien (Δc_k), idet tidsrummet gøres større jo mindre korrelationsværdien er, at den endelige akkumulerede fortegnskorrelationsværdi, som foreligger ved udløbet af det aktuelle tidsrum, sammen med varigheden af det variable akku-

5 muleringsstidsrum, benyttes i en aritmetisk enhed (12) for at fastlægge den (de) påfølgende filterkoefficient(er) ($c_1 \dots c_k \dots c_n$) eller den påfølgende justeringsværdi ($\Delta c_1 \dots \Delta c_k \dots \Delta c_n$) før de samme, og at denne proces gentages fortløbende under hele signalets forløb.

2. Fremgangsmåde ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at akkumuleringen af de fortegnskorreleerede værdier løber kontinuerligt; indtil en forudbestemt akkumuleret korrelationsværdi opnås.

10 3. Fremgangsmåde ifølge krav 1 eller 2, og hvor mindst to filterkoefficienter benyttes, k e n d e t e g n e t ved, at akkumuleringen, som fortrinsvis er en ren summering af fortegnskorrelationsværdier, foretages i parallel for alle filterkoefficienter, og at akkumuleringen fortsættes, indtil
15 en af de akkumulerede værdier når op til en forudbestemt værdi, hvorefter alle værdier tilbagesættes og en ny akkumuleringsproces påbegyndes for at fastlægge nye filterkoefficienter eller nye justeringsværdier for de samme, mens de sidst opnåede akkumulerede fortegnsværdier divideret med
20 akkumuleringstiden benyttes som en faktor ved udledning af nye filterkoefficienter.

4. Fremgangsmåde ifølge krav 1, 2 eller 3, k e n d e t e g n e t ved, at sandsynlighedstætheden (p_{gk}) til det sammensatte signal ($s+e$) måles eller evalueres og benyttes som en
25 skaleringsfaktor under bestemmelse af filterkoefficienterne.

5. Fremgangsmåde ifølge krav 4, k e n d e t e g n e t ved, at justeringsværdierne til filterkoefficienterne (Δc_k) kalkuleres til at være proportionale med den akkumulerede fortegnskorrelationsværdi ($\sum_{i=0}^m$ sgn. s.å) og omvendt
30 proportionale med korrelationstiden (repræsenteret ved m) og med sandsynlighedstætheden (p_{gk}) til det sammensatte signal ($s+e$) for amplituder mindre end den maksimale støj-amplitude.

6. Fremgangsmåde ifølge krav 1, 2, 3, 4 eller 5, hvor sandsynlighedstætheden (p_{gk}) i det nævnte amplitude-interval enten er meget lille eller ikke konstant (ikke uniform), og hvor styret støj (q) med en tilnærmet rektangulær fordeling og med en maksimalamplitude (r), som mindst er lig den maksimale signalamplitude, adderes til det korrigerede signal ($s+e-\hat{e}$), k e n d e t e g n e t ved, at sandsynlighedstætheden til det korrigerede signal med styret støj (q) tilføjet ($s+e-\hat{e}+q$) benyttes til at kalkulere forandringen i filterkoefficienter.
7. Fremgangsmåde ifølge ethvert af de foregående krav, k e n d e t e g n e t ved, at støjsignalet (e) er et digitalt signal eller en lineær afledning af et sådant signal.
8. Fremgangsmåde ifølge krav 5, 6 eller 7, k e n d e t e g n e t ved, at værdien til sandsynlighedstætheden (p_{gk}) estimeres ved måling af den relative tid, i hvilken det sammensatte signal ($s+e-\hat{e}+q$) har en værdi mellem to forudbestemte tærskelværdier.
9. Fremgangsmåde ifølge krav 5, 6 eller 7, k e n d e t e g n e t ved, at værdien til sandsynlighedstætheden (p_{gk}) estimeres ved invertering af den maksimale amplitude ($2r$) til det sammensatte signal ($s+e-\hat{e}+q$).
10. Fremgangsmåde ifølge ethvert af kravene 1-9, k e n d e t e g n e t ved, at filterkoefficienterne (c_k) og de akkumulerede korrelationsværdier mellem det sammensatte signal og signaler fra støj-kilden lagres på forskellige hukommelsessteder eller i helt forskellige hukommelser, at de aktuelle koefficienter benyttes i hurtige sandtids-perioder med en ikke-destruktiv læse/skriveoperation, at korrelationsværdierne (og varigheden af korrelationstiden) udlæses langsomt i en lokaltidsperiode for at kalkulere nye, korrigerede filterkoefficientværdier, mens de nye korrigerede koeffi-

cienter indlæses i de adressesteder, hvor korrelationsfaktorerne tidligere blev lagret, og forbindelserne først efter færdigkalkulering af et fuldstændigt sæt nye, korrigerede filterkoefficienter omkobles til hukommelsen således, at den hukommelsesdel, som sidst blev benyttet som koefficientlager, nu benyttes til lagring af nye akkumulerede korrelationsværdier, mens det nye sæt koefficienter tages i brug for beregning af den næste generation af sletningsværdier.

10 11. Støjsletningskreds (8) til at reducere støjen (e) i et sammensat signal (s+e), som dels består af et ønsket signal (s) fra en signalgenerator (1) og dels af et støjsignal (e), som kommer fra en støjgenerator (2), og som er omformet af en støjoverføringsfunktion (c), som foreligger i ydre parametre (3), hvilken støjsletningskreds (8) omfatter en korrelator (10), en akkumulator (11) og et transversalfilter (5) med flere (1... k... n) tapper (6), som hver har en justerbar filterkoefficient (c_k), og hvor udgangen fra transversalfilteret (\hat{e}) er koblet sammen med det sammensatte signal (s+e) til indgangssiden af en subtraktionsenhed (7), k e n d e t e g n e t ved, at udgangen (\hat{s}) fra subtraktionsenheden (7) og udgangen fra støjgeneratoren (2) er koblet til korrelatoren (10) og sammenlignes dér, at resultatet af denne sammenligning akkumuleres i akkumulatoren (11) med variabel akkumuleringstid, at signaler, som repræsenterer akkumulerede værdier og akkumuleringstid, føres videre til en aritmetisk enhed (12), og at udgangen fra denne aritmetiske enhed (12) føres til tappene (6) på transversalfilteret (5) for korrektion af tidligere filterkoefficienter.

15

20

25

30

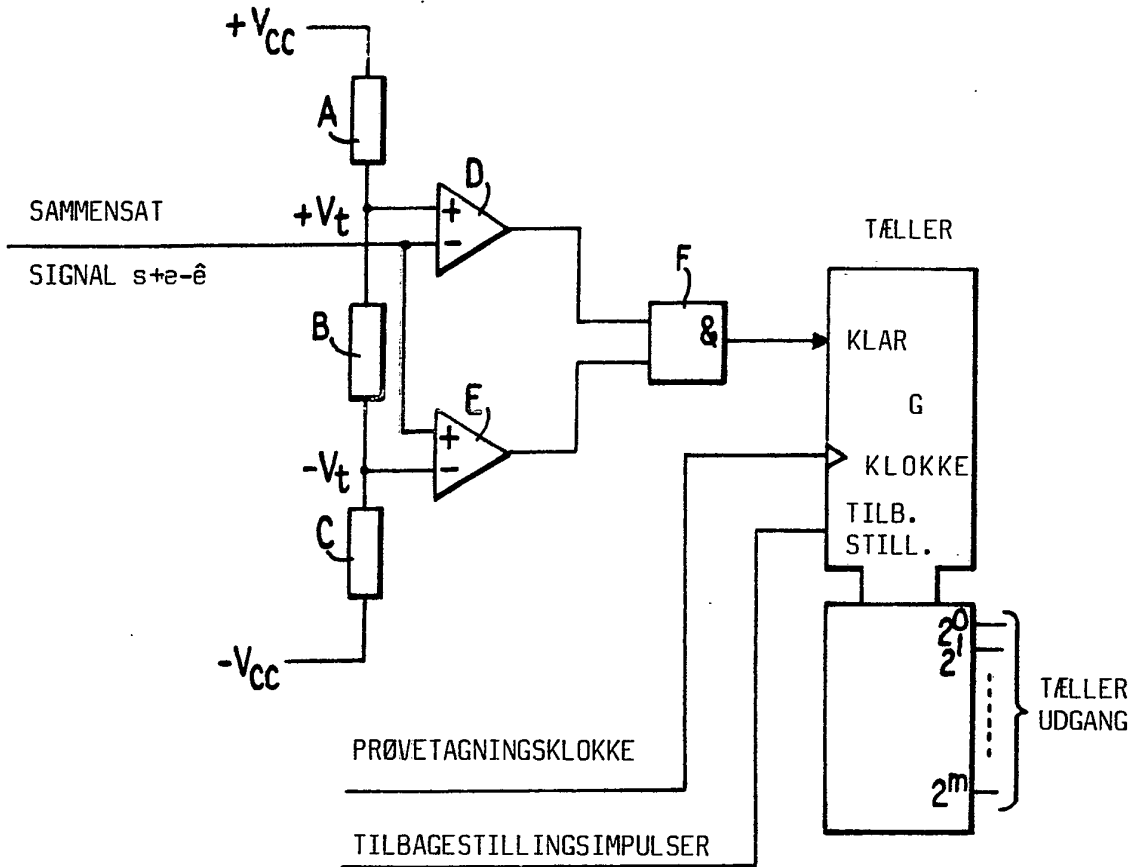


FIG.3

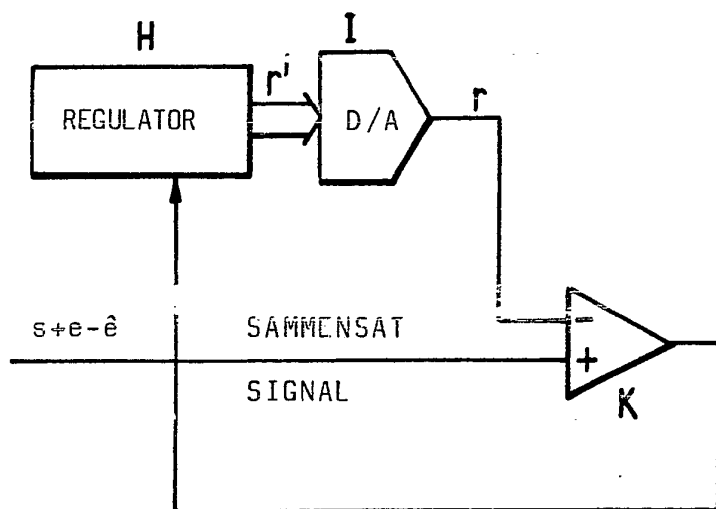


FIG.4

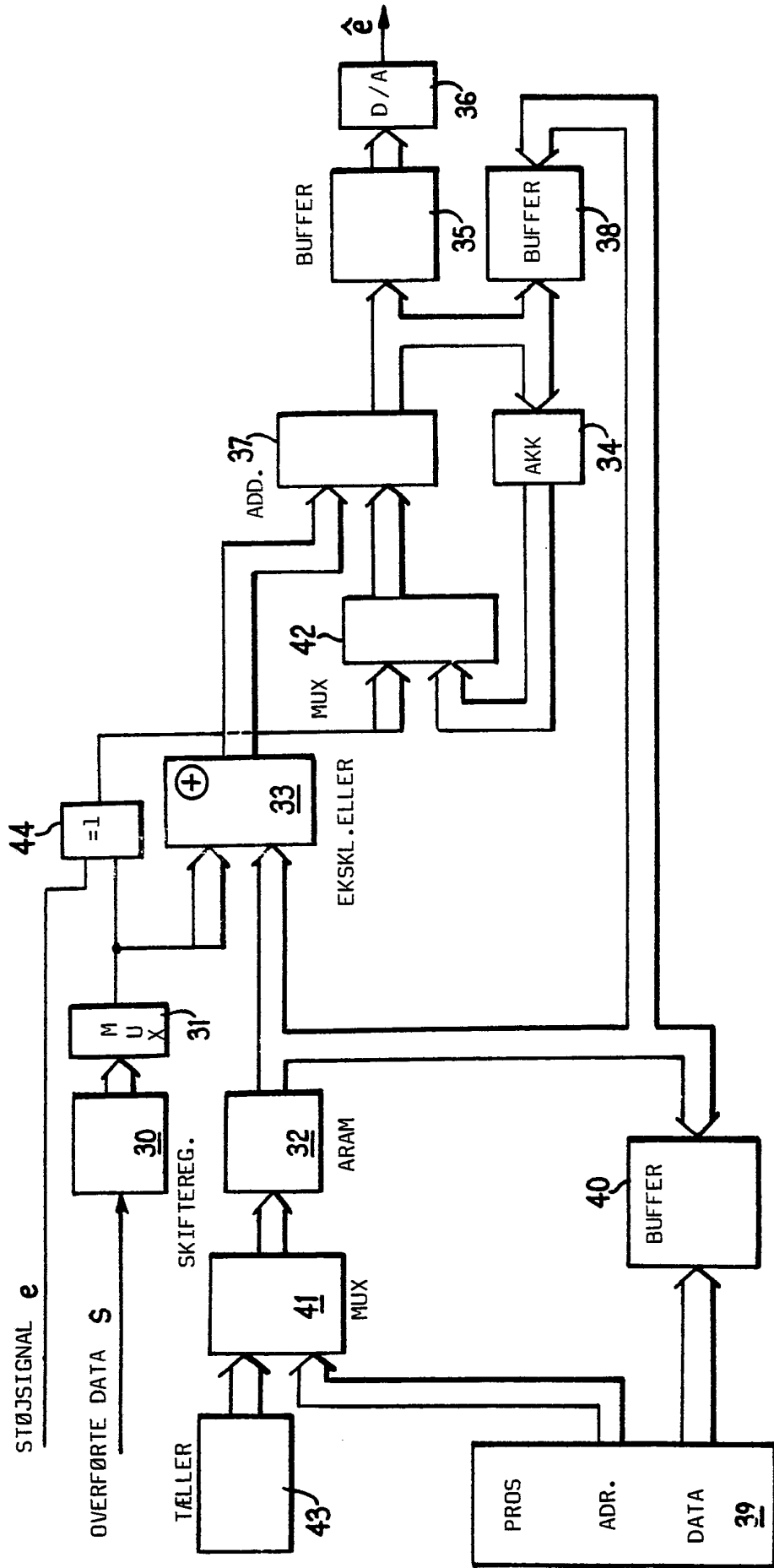


FIG.5

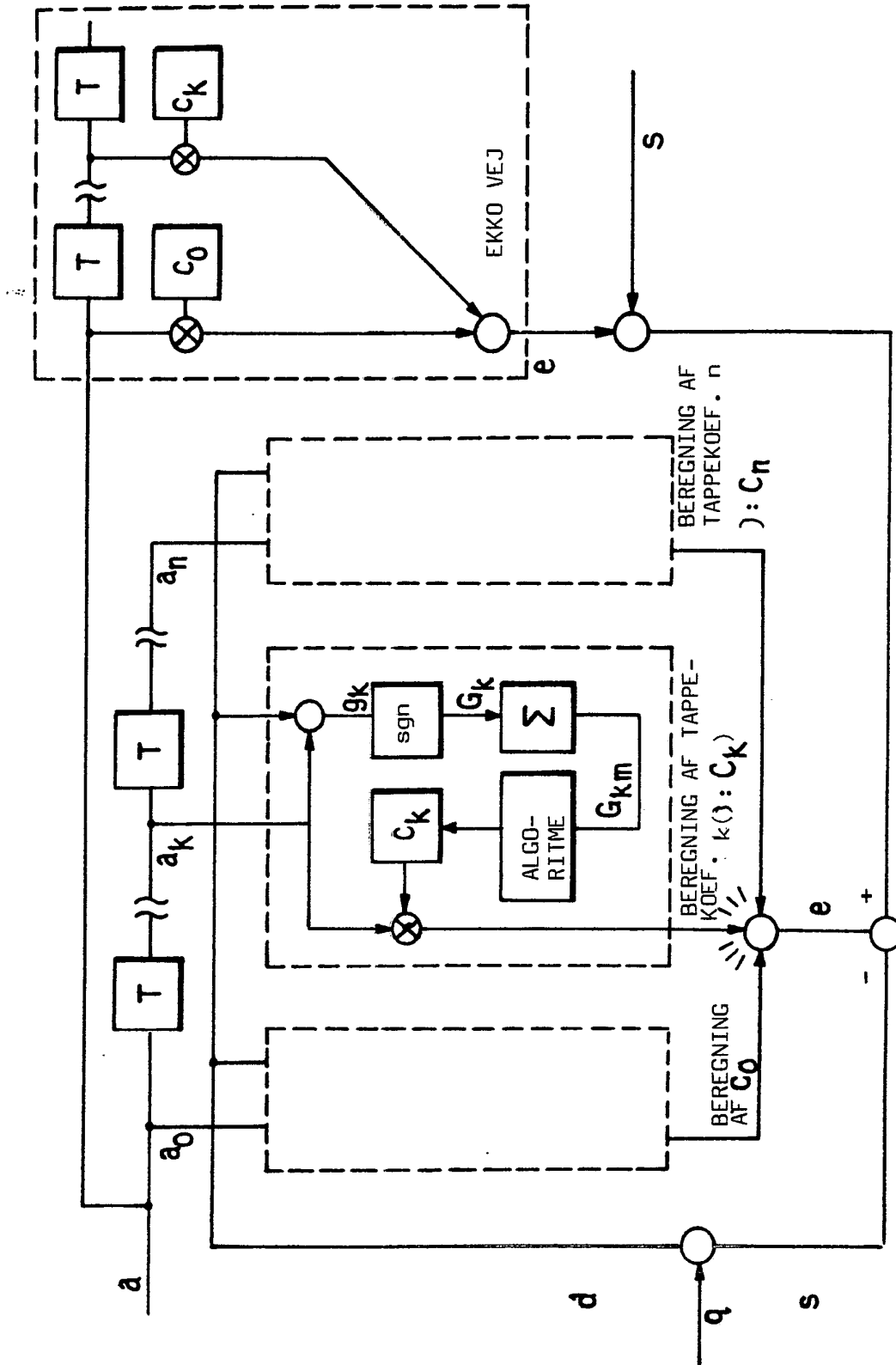


FIG. 6

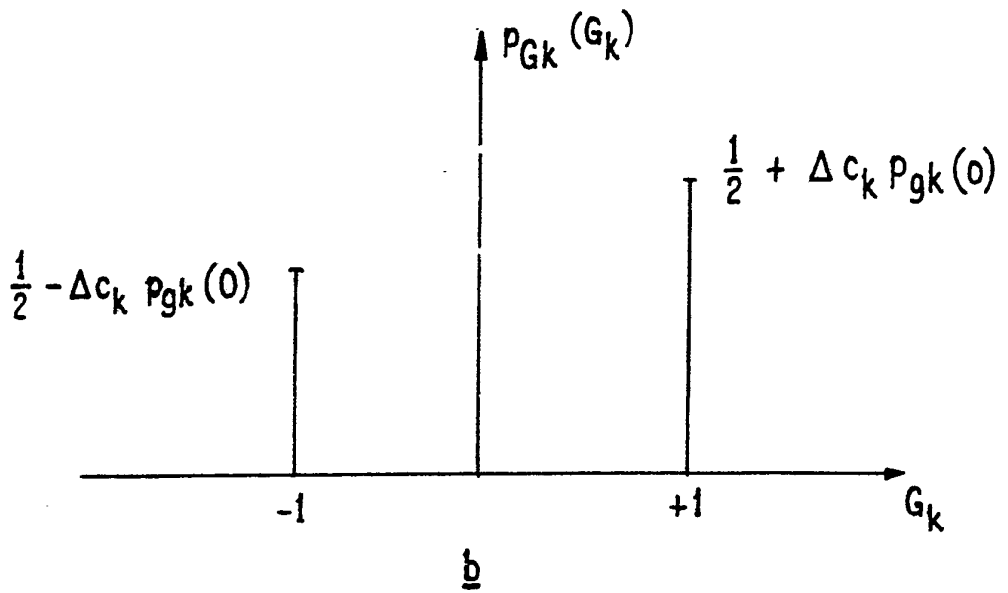
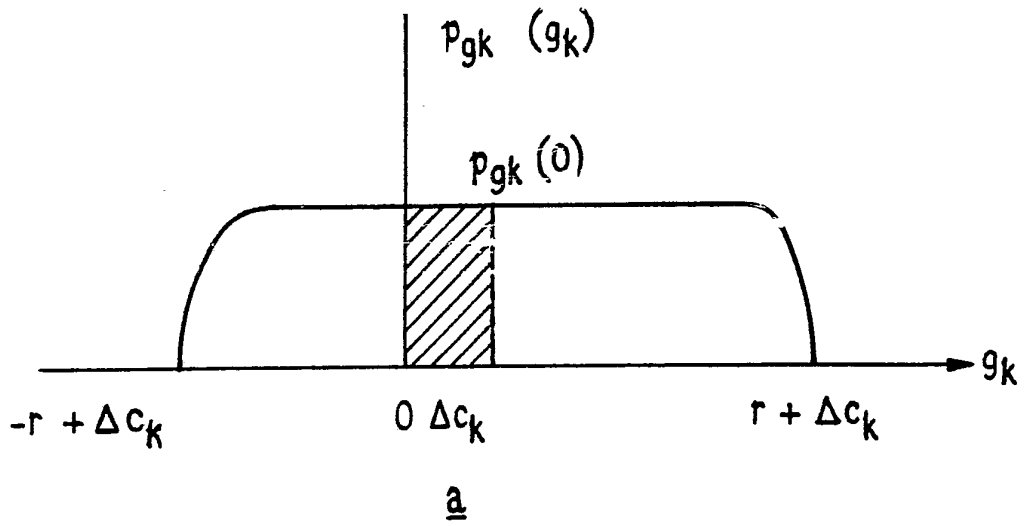


FIG.7