



Patentdirektoratet
TAASTRUP

(21) Patentansøgning nr.: 4056/82

(51) Int.Cl.5

H 04 L 25/49

(22) Indleveringsdag: 10 sep 1982

G 11 B 20/14

(41) Alm. tilgængelig: 12 mar 1983

H 03 M 7/14

(44) Fremlagt: 06 apr 1992

(86) International ansøgning nr.: -

(30) Prioritet: 11 sep 1981 JP 143618/81

(71) Ansøger: *SONY CORPORATION; 7-35 Kitachinagawa 6-chome; Shinagawa-ku; Tokyo 141, JP

(72) Opfinder: Hiroshi *Ogawa; JP, Tamotsu *Yamagami; JP

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

(54) Fremgangsmåde og apparat til kodning af et digitalt informationssignal samt fremgangsmåde til afkodning og registreringsmedium

(56) Fremdragne publikationer

Andre publikationer: An Audio Engineering Society Preprint, 31 okt 1980 - 3 nov 1980, side 1-14.
IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 30 mar. - 1 apr. 1981, side 587-589.

(57) Sammendrag

4056-82

En foretrukken udførelsesform for opfindelsen har relation til et system til kodning af et binært digitalt informationssignal, der omfatter et 8-bit informationsord, som optræder indenfor et frekvensbånd, til frembringelse af et kodet binært digitalt informationssignal bestående af 17-bit kanalord, der omfatter 14-bit informationsord og 3-bit adskillelsesord, således at det kodede signal opfylder d- og k-betingelsesreglerne, samt at jevnstrømsbalancen reduceres, hvor nævnte kodede binære digitale informationssignal har et format med væsentligt reducerede bestanddele i et forudbestemt frekvensområde af nævnte frekvensbånd, hvilken fremgangsmåde omfatter konvertering af hvert 8-bit informationsord til et 14-bit informationsord, samt omfatter frembringelse af et sæt af fire mulige 3-bit adskillelsesord til anvendelse sammen med hvert 14-bit informationsord, som opfylder d- og k-betingelsesreglerne. Fremgangsmåden ifølge opfin-

delsen udføres fortrinsvis ved, at der bestemmes en integrerende overføringsfunktionskarakteristik, der har en høj forsterkning med hensyn til det forudbestemte frekvensområde, og at der frembringes et trinsvarssignal ved modificering af hvert 14-bit informationsord og hvert tilhørende 3-bit adskillelsesord ved hjælp af den integrerende overføringsfunktionskarakteristik, samt at trinsignalet evalueres for et forudbestemt antal af 14-bit informationsord ved hjælp af den integrerende overføringsfunktionskarakteristik, samt at trinsignalet evalueres for et forudbestemt informationsord og tilhørende 3-bit adskillelsesord, enten særskilt for hvert ord eller ved afslutningen af hvert muligt 17-bit kanalord, således at der opnås verdier, som indeholder information med hensyn til det forudbestemte frekvensområde, hvorhos fremgangsmåden omfatter udvælgelse af de mulige 3-bit adskillelsesord svarende til den tilhørende værdi, som ligger tættest ved nul, samt omfatter addition af hvert udvalgt 3-bit adskillelsesord hørende til hvert 14-bit informationsord, således at der frembringes et antal 17-bit kanalord, som danner det kodede binære digitale informationssignal.

Opfindelsen vedrører en fremgangsmåde og et apparat til kodning af binære dataord til en konverteret digital kode for transmission, hvor koden har et format med i hovedsagen ingen bestanddele i et forudbestemt uønsket frekvensområde, samt et registreringsmedium, som kan opnås ved nævnte fremgangsmåde og en fremgangsmåde til afkodning af binære dataord.

I digitale transmissionssystemer og i magnetiske og optiske registrerings/gengivelsessystemer er den transmitterede eller registrerede information repræsenteret ved en følge af symboler. Disse symboler danner tilsammen et alfabet, som for binære data er et binært alfabet bestående af symbolerne "1" og "0". Et symbol, f.eks. "1", kan registreres, i overensstemmelse med en NRZ-mærkekode (ikke-retur-til-nul) i form af en overgang mellem to tilstande af magnetisering i tilfælde af en magnetisk plade eller -bånd, eller mellem to tilstande af intensitet eller fokusering i tilfælde af en optisk plade. Det andet symbol "0" registreres ved fraværet af en sådan overgang. I praksis pålægger visse systembetingelser regler for, hvilken orden disse symboler må optræde.

Visse systemer skal have iboende taktimpulsinformation. Dermed forstås, at følgen af symboler, som skal transmitteres eller registreres, skal have tilstrækkeligt antal overgange, dvs. skal have en såkaldt længdebegrænset kode, således at et taktimpulssignal, der kræves for detektion og synkronisering, kan frembringes og reguleres alene ved hjælp af symbolfølgen. I overensstemmelse hermed må der sørges for en maksimum afstand mellem to efter hinanden følgende overgange på det registrerede medium, og dermed et maksimum tidsinterval ($T_{\max}$) svarende her til.

Et yderligere krav kan være, at visse symbolsekvenser ikke må findes i informationssignalet, da disse sekvenser

er beregnede til specielle formål, f.eks. som synkroniseringssekvens. Hvis synkroniseringssekvensen efterlignes af en sekvens i informationssignalet, ødelægger informationssignalet synkroniseringssekvensens entydighed og gør
5 som følge deraf synkroniseringssekvensen uegnet til dens tilsigtede formål.

Det kræves yderligere, at overgangene ikke følger for tæt efter hinanden, således at symbolinterferens begrænses. I
10 tilfælde af magnetisk eller optisk registrering kan sidstnævnte krav også være relateret til informationstætheden på registreringsmediet. Hvis f.eks. den forudbestemte minimale afstand mellem to på hinanden følgende overgange på registreringsmediet, og som følge deraf det
15 dertil svarende minimale tidsinterval ($T_{\min}$) for det signal, der skal registreres, øges, øges informationstætheden i det væsentlige i samme udstrækning, dvs. i samme forhold. Den krævede, minimale båndbredde ($B_{\min}$) står i relation til det minimale tidsinterval $T_{\min}$ mellem over-
20 gange, dvs.

$$B_{\min} = \frac{1}{2 T_{\min}}$$

25 En fremgangsmåde til kodning af data der opfylder ovenstående betingelser, er indeholdt i US patentskrift nr. 4 501 000. Som beskrevet i dette skal det kodede binære digitale signal opfylde en d- og en k-betingelsesregel, som omfatter følgende: (a) d-betingelsesregel, dvs. to
30 "1"-type symboler skal være adskilt af et forløb på mindst d-symboler af "0"-typen i rækkefølge, og (b) k-betingelsesregel, dvs. den maksimale længde af et forløb af en række symboler af "0"-typen er k.

35 Hvis f.eks. en strøm af binære data betragtes som på hinanden følgende sekventielle ord, som hvert har m databit, kan ordene kodes til tilsvarende kodeord på n informa-

tionsbit, hvor $n > m$. Da $n > m$ overstiger antallet af mulige kodeord (2^n) kraftigt antallet af forskellige dataord (2^m), og det er kun nødvendigt at bruge de kodeord, der opfylder d-reglen og k-reglen. Det vil med andre ord
5 sige, at hvis d- og k-reglerne benyttes på de kodeord på n informationsbit, som skal transmitteres eller registreres, vil de 2^m forskellige ord svare til 2^m ord med informationsbit ud af et totalt antal på 2^n sådanne ord. Etableringen af sammenhæng mellem dataord og kodeord ud-
10 føres, så der kun bruges de kodeord, der opfylder k- og d-reglerne.

Det er ønskeligt at opretholde jævnstrømsbestanddelene af følgen af symboler så tæt ved nul som muligt, fordi informationskanalerne normalt ikke reagerer på jævnstrøm, således at en vilkårlig jævnstrømsbestanddel af det transmitterede registrerede signal sandsynligvis bliver tabt. Det har derfor være foreslået i det førnævnte patentskrift, at addere et redundans- eller adskillelsesord,
15 f.eks. på tre bit, til hvert kodet, binære digitalord, således at der frembringes et nyt kanalord med i hovedsagen ingen jævnstrømsbestanddele, dvs. hvor jævnstrømsubalancen er væsentligt reduceret, og hvor d- og k-betingsreglerne også opfyldes. Med en sådan metode svarer
20 et m -bit digitalt ord f.eks. til et n_1 -bit digitalt ord, som opfylder d- og k-reglerne, og hvor en overgang fra en høj til en lav tilstand sker for hver forekomst af en "1"-bit i hvert n_1 -bit ord. Den øjeblikkelige værdi af integrationen af det kodede signal kaldes den digitale
25 sumværdi (DSV) og omfatter information om signalets jævnstrømsindhold. Mere specielt gælder, at jo tættere DSV-værdien er ved nul, jo færre jævnstrømskomponenter findes der i signalet. På denne måde kan et n_2 -bit redundansord adderes til hvert n_1 -bit ord, så der dannes et nyt n -bit
30 kanalord, hvor DSV-værdien er så tæt ved nul som muligt, samtidig med at d- og k-reglerne opfyldes.
35

Ovennævnte system tager kun sigte på et reducere jævnstrømsubalancen og at opfylde k- og d-reglerne. Imidlertid er det også ønskeligt at sørge for, at det kodede binære digitale signal har i hovedsagen ingen bestanddele i et forudbestemt uønsket frekvensområde, f.eks. i forbindelse med et optiskplade-gengivelsesapparat, hvor et binært digitalt informationssignal registreres på en optisk plade ved hjælp af tilstedeværelsen eller fraværet af huller på pladen. Med et sådant apparat kan en optisk laserstråle reflekteres fra overfladen af det registrerede medie, således at tilstedeværelsen eller fraværet af huller detekteres, hvor den reflekterede laserstråle, som reflekteres mellem to hosliggende huller, moduleres i overensstemmelse med den binære digitale information på registreringsmediet.

Den reflekterede laserstråle detekteres således, at der frembringes et detekterings- eller informationssignal, som indeholder den registrerede information. Hvis der imidlertid optræder en plet eller revne, såsom et fingeraftryk på pladen, kan detekteringssignalet blive forstyrret af en asymmetrisk amplitudemoderet bestanddel, og der opnås derfor ikke en gengivelse med høj pålidelighed. Da den tilføjede bestanddel fra fingeraftrykket optræder som en lavfrekvensbestanddel, er det ønskeligt, at det gengivne binære digitale informationssignal har et format med i hovedsagen ingen bestanddele i et sådant lavfrekvent spektrum, som er forårsaget af fingeraftrykket, således at gengivelse med høj pålidelighed kan opnås.

Et andet problem, der kan opstå med sådanne optiske plade-gengivelsesapparater, vedrører sporingen af hullerne inden for plade-sporene. Sporingen der udføres ved hjælp af et servospejl, og fokuseringsdybden af apparatets servolinse styres på basis af indhylningskurven af det gengivne detekteringssignal. Imidlertid kan lavfrekvensbestanddele af detekteringssignalet af sig selv forårsage

drift af indhylningskurven, hvilket medfører en unøjagtighed i sporingen og fokuseringen af laserstrålen. Endvidere udviser sporingssløjfen et måtningsfænomen hidrørende fra en fasekompensation, hvilken medfører et sporspring og bliver yderligere påvirket af lavfrekvensbestanddelen af detekteringssignalet. I overensstemmelse hermed er det ønskeligt at sørge for et gengivet detekteringssignal, der har et format med i hovedsagen ingen bestanddele i et forudbestemt lavfrekvensområde.

10

En fremgangsmåde til kodning af et binært, digitalt audiosignal bestående af $m = 8$ ord således, at der frembringes et kodet, binært, digitalt signal bestående af n -bit kanalord, er omtalt i IEEE International Conference of Acoustics, Speech and Signal Processing, 30. marts 1981, side 587-589. Hvert n -bit kanalord består af et informationsord på $n_1 = 14$ bit og et adskillelsesord på $n_2 = 3$ bit.

20

Denne kendte fremgangsmåde, som også kaldes EFM-systemet, er meget lig den i det ovenfor nævnte US-patent 4 501 000 foreslåede fremgangsmåde til datakodning, og den omfatter følgende trin:

25

- hvert m -bit ord omsættes til et n_1 -bit informationsord,
- der genereres et sæt af mulige n_2 -bit adskillelsesord med ingen eller én transient,

30

- effekten ved lav frekvens for et antal kanalord, som fås af et antal informationsord, vurderes, og de tilhørende adskillelsesord modificeres,

35

- der vælges det ene af de mulige n_2 -bit adskillelsesord for hvert af de nævnte n_1 -bit informationsord som svar på nævnte vurdering, og

- de valgte af de mulige n_2 -bit adskillelsesord tilføjes efter hvert af de nævnte n_1 -bit informationsord.

5 Med baggrund i dette teoretiske sammendrag er det et af opfindelsens formål at angive en fremgangsmåde og et apparat til kodning af et binært, digitalt informationssignal, som undgår de beskrevne vanskeligheder ved den kendte teknik.

10 Ved opfindelsen anvendes en fremgangsmåde og et apparat til kodning af et binært digitalt informationssignal, således at det kodede binære digitale informationssignal har et format med væsentligt reducerede bestanddele i et forudbestemt frekvensområde, for at jævnstrømsbalancen
15 bliver så lille som muligt, og således at d- og k-betingelsesreglerne opfyldes.

Opfindelsen angår en fremgangsmåde til kodning som angivet i indledningen til krav 1, hvilken fremgangsmåde
20 ifølge opfindelsen er ejendommelig ved det i samme kravs kendetegnende del angivne. Opfindelsen angår endvidere et apparat til kodning som angivet i indledningen til krav 12, og som er ejendommeligt ved det i den kendetegnende del af krav 12 angivne.

25 Opfindelsen angår yderligere en fremgangsmåde til afkodning i kombination med fremgangsmåden ifølge krav 1 som angivet i krav 19's indledende del, hvilken fremgangsmåde er ejendommelig ved det i samme kravs kendetegnende del
30 angivne.

Opfindelsen angår endelig et registreringsmedium som angivet i indledningen til krav 19, hvilket registreringsmedium ifølge opfindelsen er ejendommeligt ved det i den
35 kendetegnende del af krav 19 angivne.

Opfindelsen vil blive nærmere forklaret ved den følgende beskrivelse af nogle udførelsesformer, idet der henvises til tegningerne, hvor

- 5 fig. 1A-1E viser skematiske diagrammer, som bruges til forklaring af en kendt fremgangsmåde til kodning af et binært digitalt informationssignal, der er længdebegrænset,
- 10 fig. 2A og 2B viser grafiske diagrammer, som bruges til forklaring af resultatet af fremgangsmåden i fig. 1A-1E,
- 15 fig. 3 viser et skematisk diagram af en del af et optisk pladegengivelsesapparat, som kan anvendes ved opfindelsen,
- 20 fig. 4A-4C viser bølgeformsdiagrammer, der bruges til forklaring af uregelmæssigheders påvirkning af signalet, som er gengivet af apparatet på fig. 3 med en kendt kodningsfremgangsmåde,
- 25 fig. 5 er et grafisk diagram, der viser en ønskelig karakteristisk som tillægges detektionssignalet for at overvinde ulemperne ved uregelmæssighederne, som er vist i fig. 4A-4C,
- 30 fig. 6A og 6B viser bølgediagrammer, der bruges til forklaring af uønsket sporing- og fokuseringsdrift, som skyldes lavfrekvente bestanddele af detektionssignalet, der er gengivet af apparatet i fig. 3 med kendte kodningsfremgangsmåder,
- 35 fig. 7 viser et grafisk diagram af en ren integrerende overføringsfunktion,
- fig. 8 viser et grafisk diagram, der bruges til forklaring af frekvenskarakteristikkerne fra et servosystem til

det optiske pladegengivelsesapparat i fig. 3, i forbindelse med hvilket opfindelsen kan anvendes,

5 fig. 9 viser et skematisk diagram, som bruges til forklaring af fejlsporingen af hullerne på en registreringsplade, hvor fejlsporingen skyldes lavfrekvente bestanddele i servosystemet, der er vist i fig. 3,

10 fig. 10 viser et grafisk diagram af en overføringsfunktionskarakteristik, der har relation til opfindelsen til frembringelse af et binært digitalt informationssignal, som har et format med i det væsentligste ingen bestanddele i lavfrekvensområdet på fig. 8,

15 fig. 11 viser et tidsdiagram, som bruges til forklaring af virkningen af overføringsfunktions-karakteristikken i fig. 10 på et impulssignal i overensstemmelse med en udførelsesform af opfindelsen,

20 fig. 12 viser et blokdiagram over et transversalfilter ifølge en udførelsesform af opfindelsen,

fig. 13 viser et tidsdiagram, som bruges til forklaring af virkemåden af transversalfiltret på fig. 12,

25 fig. 14 viser et impulssvar for filterkarakteristikkerne til transversalfiltret på fig. 12,

30 fig. 15 viser et grafisk diagram, der bruges til forklaring af overføringsfunktions-karakteristikkerne for transversalfiltret i fig. 12,

fig. 16 viser et tre-tidspunkt beslutningsdiagram til angivelse af en kodningsfremgangsmåde ifølge en anden udførelsesform af opfindelsen,

35

fig. 17 viser et rutediagram, der bruges til forklaring af fremgangsmåden, som anvendes sammen med tre-tidspunkt beslutningsdiagrammet på fig. 16, medens

- 5 fig. 18 viser et blokdiagram af apparatet til udøvelse af fremgangsmåden ifølge rutediagrammet på fig. 17.

Der henvises til fig. 1A-1E, hvor der er vist et kendt skema til kodning af et binært dataord til kanalord, som
10 er en følge af binære bit. Hvis de originale data betragtes som en følge af m-bit informationsord (ikke vist), kan f.eks. hvor $m = 8$, hvert 8-bit ord omdannes til et tilsvarende n_1 -bit binært digitalt informationsord, der omfatter et antal af "1" og "0" bit, hvor "1" bit'en svarer til en overgang mellem to tilstande af magnetisering af en magnetplade eller -bånd, eller mellem to tilstande af intensitet eller fokusering af en optisk plade, i overensstemmelse med en NRZ-mærkedel (ikke-retur-til-nul), og "0" bit'en svarer til fraværet af en sådan overgang. Som et eksempel af hensyn til forklaringen er $n_1 = 14$. Det vil gælde at $n_1 > m$, således at 2^m 8-bit mulige kombinationer af "1" og "0" bit omdannes til 2^{n_1} kombinationer ud af 2^n mulige kombinationer af "1" og "0" bit, for at tilfredsstille d- og k-reglerne. F.eks. som før
15 nævnt hvor $m = 8$ og $n_1 = 14$, behøves der kun at udvælges 256 14-bit ord fra et totalt antal på mere end 16000 mulige 14-bit ord. For $n_1 = 14$, $d = 2$ og $k = 10$ er der 277 mulige kombinationer af 14-bit ord, som vil opfylde d- og k-reglerne. I det på fig. 1A-1E viste eksempel er d valgt til at være lig med to og k er valgt til at være
20 lig med ti.

Som det er forklaret i US patentskrift nr. 4 501 000 er et n_2 -bit redundansord eller adskillelsesord WR føjet til
35 hvert 14-bit kodede binært digitalt informationsord, f.eks. for hvor $n_2 = 3$, at mindske jævnstrømsubalancen af det resulterende kodesignal samtidigt med, at det sikres,

at d- og k-reglerne ikke overtrædes. På denne måde dannes n-bit ord af n_1+n_2 -bit, hvilket er vist i fig. 1B-1E. De nye kanalord skal også opfylde d- og k-reglerne. I tilfældet hvor $d = 2$, kan der kun anvendes redundansordene (000), (100), (010), (001), hvor hver af disse redundansord WR er vist på fig. 1B-1E i nævnte rækkefølge og i forbindelse med et informationsord WI. Formålet med d-reglen er som tidligere nævnt at sikre at overgangene (svarende til "1" bit) ikke følger for tæt efter hinanden. Et sådant valg af redundansord WR opfylder k-reglen, hvor $k = 10$. Som tidligere nævnt tillader k-reglen at det kodede signal kan indeholde taktinformation. I overensstemmelse hermed er et redundansord WR tilføjet hvert informationsord WI, således at der dannes en følge af kanalord, som er vist i fig. 1B-1E.

I tilfælde af en magnetisk plade eller et magnetisk bånd svarer "1"-bit'en i det kodede ord som tidligere nævnt til en overgang mellem to magnetiseringstilstande eller i tilfælde af en optisk plade til overgangen mellem to tilstande af intensitet eller fokusering i overensstemmelse med en (NRZ-M) kode, medens "0"-bit'en svarer til fraværet af en sådan overgang. En impulsbølgeform WF, der er vist for hvert af tilfældene i fig. 1B-1E, er frembragt for at blive transmitteret eller registreret på et magnetisk eller optisk medie. Det vil kunne forstås, at bølgeformen WF vil have en jævnstrømsubalance i den udstrækning, at de positive dele, som er de dele der følger en opadgående overgang, overskrider de tilsvarende negative dele, som er de dele, der følger en nedadgående overgang. Hvis f.eks. niveauerne af bølgeformen WF svarer til værdierne henholdsvis af +1 og -1, er ubalancen lig med integralet over bølgeformen WF, således at ubalancen er den øjeblikkelige værdi af integrationen (ved integrationskarakteristikkerne på fig. 7) af impulsbølgeformen WF, hvilket er vist ved den stiplede linie i fig. 1B-1E. Målet der normalt bruges til jævnstrømsubalancen, er den

digitale-sum-værdi (DSV). Almindeligvis svarer størrelsen af jævnstrømsubalancen, som reducerer signalstøjforholdet, til DSV.

5 Redundansordet WR udvælges ved afslutningen af hvert informationsord WI således, at DSV'en ved afslutningen af hvert nyt kanalord, er så tæt ved 0 som muligt for at minimere jævnstrømsubalancen. F.eks. som vist i fig. 1B, i det tilfælde hvor redundansordet WR_i (000) adderes til
10 informationsordet WI_i , bliver en digital-sum-værdi på +7 opnået ved afslutningen af det nyligt dannede kanalord, dvs. ved afslutningen af redundansordet WR_i (000). For redundansordene WR_i (100), (010) og (001), som vist i figurerne henholdsvis 1C-1E, er den digitale-sum-værdi henholdsvis +1, +3 og +5. Additionen af redundansordet WR_i
15 (100), som vist i fig. 1C, medfører at det nyligt dannede kanalord har den laveste digitale-sum-værdi, således at der sørges for den største reduktion af jævnstrømsubalancen. Hvis DSV'ens evalueringspunkt bliver taget ved afslutningen af hvert nyligt dannet kanalord, kan redundansordet WR, som sørger for den laveste DSV for hvert
20 informationsord WI, blive udvalgt således, at jævnstrømsubalancen af det kodede informationssignal bliver så lille som mulig.

25 Da den ovenfor beskrevne fremgangsmåde ikke ændrer selve de transmitterede informationsord, men kun medfører ændringer ved addition af redundansordene, indebærer ovennævnte fremgangsmåde ingen øget byrde for afkodningsapparatets modtagning af det transmitterede signal eller for
30 apparatets tilbageføring af det registrerede signal. Med andre ord kan det datamønster, der optræder i redundansordene WR, blive ladet ude af betragtning i løbet af afkodningen eller demodulationen. Hvis frekvensspektret af informationsordene WI fremgår af fig. 2A, kan f.eks. et
35 redundansord blive adderet til hvert informationsord, således at der ved brug af ovennævnte fremgangsmåde kan

dannes nye kanalord, som har et format med i hovedsagen ingen jævnstrømsbestanddele. Det vil kunne forstås at DSV'ens evalueringspunkt, som bestemmer redundansordet WR_i ikke behøver at optræde i afslutningen af redundansordet WR_i . Med andre ord er det muligt at sørge for et evalueringspunkt ved afslutningen af informationsordet WR_{i+2} eller ved andre passende steder, således at hvert redundansord WR er vurderet over et flertal af informationsord.

10

Med den ovenfor beskrevne fremgangsmåde er der imidlertid kun jævnstrømsbestanddelen af informationssignalet, der er effektivt undertrykt eller undgået, medens en sådan undertrykkelse ikke optræder over signalets lavfrekvensområde. I overensstemmelse hermed er der stadigvæk forskellige problemer tilbage. F.eks. med det på fig. 3 viste optiskplade-gengivelsesapparat, hvor en overgang mellem to tilstande af intensitet eller fokusering er repræsenteret ved tilstedeværelsen eller fraværet af et hul på en registreringsplade 2. En laserlyskilde 6 frembringer en laserstråle, som passerer gennem et halvspejl 7 og reflekteres af et servospejl 3, samt fokuseres på registreringspladen 2 ved hjælp af en servolinse 4. Laserstrålen moduleres af den registrerede information, der er registreret ved tilstedeværelsen og fraværet af huller på pladen, og laserstrålen reflekteres tilbage igennem servolinsen 4 og servospejlet 3 samt reflekteres på halvspejlet 7, der reflekterer den modulerede laserstråle til en detektor 1, som frembringer en gengivet information eller et detekteringssignal, således som det er vist i fig. 4A. Hvis en plet eller en revne er til stede på registreringspladen, vil der imidlertid optræde en forvrængning af detekteringssignalet i form af en asymmetrisk amplitudemoduleret bestanddel. F.eks., hvis der befinder sig et fingeraftryk på registreringspladen 2, medfører det gengivne signal som er vist på fig. 4C, forvrængning af det gengivne informationssignal, som er

35

vist på fig. 4B, således at der ikke opstår en høj pålidelighed i gengivelsen. For at undgå en sådan skadelig effekt er det ønskeligt at kanalordet har et format med i hovedsagen ingen komponenter i fingeraftrykkets frekvens-
5 område. Hvis f.eks. frekvensområdet af det gengivne signal, som er forårsaget af fingeraftrykket, er vist ved en kurve a i fig. 5, er det ønskeligt at kanalordet besidder et frekvensområde, der er vist på fig. 5 ved kurven b. Informationssignalet kan på denne måde gengives, således
10 at kurven a's uønskede frekvensområde undgås.

Et andet problem kan opstå i forbindelse med servomekanismen, som bruges til sporing og fokusering af laserstrålen på registreringspladen 2. Optiskplade-gengivelsesapparatet på fig. 3 omfatter et servokredsløb 5, der
15 er indrettet til at styre servospejlet 3 og servolinsen 4 i afhængighed af indhylningskurven for detekteringssignalet fra detektoren 1, således at laserstrålen spores og fokuseres nøjagtigt på registreringspladen. Almindeligvis er frekvensspektret af indhylningskurven meget mindre end
20 frekvensspektret af selve detekteringssignalet, hvilket er vist i fig. 6A. Imidlertid kan detekteringssignalets lavfrekvensbestanddele, som er tæt på servofrekvensbåndet, forårsage en drift af indhylningskurven, hvilket er
25 vist ved streg-prik-linien i fig. 6B. Dette kan selvfølgelig medføre fejl i de sporende og fokuserende servooperationer, der normalt udføres ved en niveauændring. Der er yderligere tilføjet en fasekompensationskarakteristik for at sikre en stabil servooperation, hvorved forstærkningen i servofrekvensbåndet øges. Hvis en lavfrekvensbestanddel af detekteringssignalet er til stede i et sådant
30 servofrekvensbånd, indtræder der et stort støjelement i servosporingssløjfen, således at der opstår et måtningsfænomen, der kan medføre et sporspring.

35

Den fremgangsmåde der er beskrevet i US patentskrift nr. 4 501 000 medfører kun reducere af jævnstrømsbestandde-

len i det kodede informationssignal. I overensstemmelse hermed omfatter opfindelsen en fremgangsmåde til kodning af et binært digitalt informationssignal, som har et format med i hovedsagen ingen signalbestanddele i et forudbestemt uønsket frekvensområde, f.eks. et forudbestemt lavfrekvensområde, og ikke kun ved den enkelte jævnstrømsbestanddel. Dette opnås ved udvælgelse af redundansordet og det tilhørende registreringsmedie. I overensstemmelse med opfindelsen har en overføringsfunktion en integrerende karakteristisk og omfatter en information, som er bestemt med hensyn til det frekvensområde, der skal undertrykkes, f.eks. frekvensområdet fra jævnstrømsbestanddelen til frekvensen for fingeraftrykket på registreringsmediet eller frekvensområdet for servooperationen. Impulssignalet WF modificeres af overføringsfunktionskarakteristikken, således at der frembringes et trinsignal, hvis værdi eller niveau opnås ved et evalueringspunkt. Redundansordet WR udvælges således, at værdien ved evalueringspunktet reduceres til en værdi så tæt på nul som muligt.

Et specifikt eksempel på fremgangsmåden ifølge opfindelsen vil nu blive beskrevet for en længdebegrænset kode af blok-konverterings-typen, der er indrettet således, at detekteringssignalet, som er frembragt af detektoren i (fig. 3), ikke frembringer en ekstern forstyrrelse i sporingsoperationen. Frekvenskarakteristikken for servosystemet på fig. 3 er vist i fig. 8, hvor den fuldt optrukne kurve repræsenterer den totale karakteristisk af servosystemet, som f.eks. omfatter servokredsløbet 5 og servospejlet 3 i fig. 3. Hvis den stiplede linie i fig. 8 repræsenterer frekvenskarakteristikken af f.eks. servospejlet 3, skal frekvenskarakteristikken af servokredsløbet 5 have den på fig. 8 viste streg-prik-karakteristik, således at der opnås den totale karakteristisk, der er angivet ved den fuldt optrukne linie. Hvis ordet har et format med bestanddele i servosystemets frekvensområ-

de, som vist i fig. 8, vil den nøjagtige sporing ved registreringspladens sporingscenter ikke blive opnået, hvilket er vist ved streg-prik-linien på fig. 9. Hvis f.eks. bølgelængden af laserstrålen er $0,8 \mu\text{m}$ og den numeriske åbning af servolinsen er ca. 0,45, må der sørges for en maksimal sporingsafvigelse på $0,1 \mu\text{m}$ for at opnå en nøjagtig sporing. Det følger af dette, at hvis ordet har et format med højdeniveaubestanddele i servosystemets frekvensområde, bliver sporingsafvigelsen stor og fejlsporing optræder, som vist i fig. 9.

For at sikre en stabil servooperation, er det endvidere normalt nødvendigt at sørge for en servokompensationsbåndkarakteristik, som er vist ved streg-prik-linien på fig. 8. Dette medfører at forstærkningen øges i dette frekvensområde. Hvis kanalordene omfatter bestanddele i dette frekvensområde, introduceres en stor støjbestanddel ind i servosløjfen, hvilket medfører det førnævnte måtningsfænomen, som kan medføre et sporspring. Dette er især tilfældet, hvor afskæringsfrekvensen for servoorganet er lav, og hvor forstærkningen for servokompensationsbåndet er stor.

I overensstemmelse med opfindelsen er det derfor ønskeligt at redundansordet vælges således, at kanalordene har et format med i hovedsagen ingen bestanddele i det forudbestemte frekvensområde for servosystemet, dvs. mellem 0 Hz (jævnstrøm) og a KHz, hvor f.eks. $a = 20$. På denne måde vil bestanddele i kanalordene ikke resultere i en ekstern forstyrrelse af servosystemet, og fejlsporing vil derfor ikke opstå.

Ifølge opfindelsen indeholder en overføringsfunktion information med hensyn til det frekvensspektrum, der skal undertrykkes. For at udføre en undertrykning af frekvensområdet f.eks. mellem 0 Hz og 20 KHz, dvs. at der frembringes et binært kodet digitalinformationssignal med i

hovedsagen ingen bestanddele i et sådant frekvensområde, bestemmes først overføringsfunktionen på fig. 10, der har en integrerende karakteristik. Fig. 10's overføringsfunktion indebærer en høj forstærkning af bestanddelene i frekvensområdet mellem 0 Hz og 20 KHz (a), hvor frekvensen a i fig. 10 svarer til frekvensen a i fig. 8. Frekvensen b i fig. 10 kan f.eks. være 40 KHz. På denne måde indeholder overføringsfunktionen på fig. 10 information med hensyn til det frekvensområde, der skal undertrykkes.

10

Overføringsfunktionen på fig. 10 kan udtrykkes således:

$$G(S) = \frac{C}{(S + a)(S + b)} \quad \dots(1),$$

15

hvor a svarer til knækfrekvensen ved 20 KHz, og b svarer til knækfrekvensen ved 40 KHz, medens c er en konstant. Overføringsfunktionens trinsignal Y bliver således følgende:

20

$$Y = G(S) \cdot \frac{1}{S} = \frac{C}{(S + a)(S + b)} \cdot \frac{1}{S}$$

$$= \frac{C}{a(a - b)(S + a)} + \frac{C}{b(b - a)(S + b)} + \frac{C}{abS} \dots(2).$$

25

Den øjeblikkelige værdi y(t) af trinsignalet Y opnås således:

30

$$y(t) = \frac{C}{a(a - b)} e^{-at} + \frac{C}{b(b - a)} e^{-bt} + \frac{C}{ab} \dots(3)$$

35

Hvis f.eks. den på fig. 11 viste impulsbølgeform WF modificeres af overføringsfunktionskarakteristikken på fig. 10, opnås der et trinsignal, som er vist ved den stiplede linie på fig. 11. Den øjeblikkelige værdi $y(t)$ af trinsignalet ved $t=t_{10}$ opnås ved brug af (3),

$$\begin{aligned}
 y(t) \\
 t=t_{10} &= -y(2T) + y(2T) - y(2T) + y(T) \\
 &\quad -y(2T) + y(T) - y(T) \\
 &= -2y(2T) + y(T) \qquad \dots(4),
 \end{aligned}$$

hvor $y(t)_{t=0}=0$. På denne måde svarer den øjeblikkelige værdi $y(t)$ ved $t=t_{10}$ til DSV'en, som opnås med hensyn til informationsordene på fig. 1A-1E, medens der også er indeholdt information med hensyn til servosystemets frekvensbånd, som ønskes undertrykt. Det vil kunne forstås, at fremgangsmåden til kodning ifølge opfindelsen kan udnyttes på næsten samme måde som fremgangsmåden, der tidligere er beskrevet med hensyn til fig. 1. De fire redundansord WR (000), (100), (010) og (001) adderes adskilt eller sammenkædet med hvert 14-bit informationsord WI, og trinsignalet af impulssignalet WF (fig. 1B-1E) frembringes derefter ved modificering af hvert kanalord, ved hjælp af den integrerende overføringsfunktionskarakteristik på fig. 10, på næsten samme måde, som tidligere beskrevet med hensyn til fig. 11. Trinsignalets øjeblikkelige værdi opnås ved afslutningen af hvert ord, og redundansordet WR udvælges svarende til det kanalord, der har trinsignalets øjeblikkelige værdi, som er så tæt ved nul som muligt. Som et resultat har kanalordet et format med i hovedsagen ingen bestanddele i det forudbestemte frekvensområde, som f.eks. er mellem 0 Hz og 20 KHz. Det vil kunne forstås, at afslutningen af ethvert af de følgende informationsord WI_{i+2} , WI_{i+3} ... kan bruges som evalueringsspunkter til bestemmelse af, hvilke af redundansordene WR(000), (100), (010), (001) der frembringer et optimalt resultat.

I en udførelsesform for opfindelsen anvendes et transversalfilter til bestemmelse af en udglattet øjebliksværdi, som svarer til et antal øjebliksværdier af trinsignalet. Det på fig. 12 viste transversalfilter omfatter et antal forsinkelseskredsløb 11a - 11d, der hver især er indrettet til at forsinke indgangssignalet i en forudbestemt tid, som f.eks. er den tid T, det tager for at transmittere et kanalord. I overensstemmelse hermed er forsinkelseskredsløbet 11d's udgangssignal forsinket tiden 4T fra forsinkelseskredsløbet 11a's indgangssignal. Øjebliksværdierne x_1 , x_0 , x_{-1} , x_{-2} , x_{-3} , opnås ved indgangsklemmen 14, og udgangssignalerne fra forsinkelseskredsløbene henholdsvis 11a-11d overføres til et additionskredsløb 13 gennem vægtningskredsløbene henholdsvis 12a-12e. Øjebliksværdierne x_{-3} , x_{-2} , x_{-1} og x_0 er på fig. 13 repræsenteret af pile til tiderne henholdsvis t_{-3} , t_{-2} , t_{-1} og t_0 . Ved tiden t_1 på fig. 13 er vist fire værdier af øjebliksværdien x_1 , da der er fire mulige redundansord, som kan adderes til det tilsvarende informationsord WI_1 . Vægtningskredsløbene 12a-12e vægter de tilførte signaler med størrelsen henholdsvis a_0 - a_4 , der bestemmes ved hjælp af impulssignalet for transversalfiltrets karakteristik på fig. 12, hvilket er vist på fig. 14, hvor fig. 14's vandrette akse repræsenterer tiden, og værdierne a_0 - a_4 er adskilte af en tidsperiode T. Den udglattende øjebliksværdi $y(t)$ frembringes ved transversalfiltrets udgangsklemme 15, hvilket signal bruges til at bestemme det redundansord, der skal adderes til informationsordet til tiden t_1 . Det på fig. 12 viste transversalfilters udgangssignal ved udgangsklemmen 15 kan repræsenteres af følgende:

$$Y_n = \sum_{K=0}^m A_K X_{n-K} \quad \dots(5),$$

hvor $n = 0, 1, 2, 3$ svarende til de fire redundansord, som kan adderes til informationsordet til tiden t_1 . F.eks. kan øjebliksværdierne Y_1 skrives på følgende måde:

$$5 \quad Y_1 + a_0 x_1 + a_1 x_0 + a_2 x_{-1} + a_3 x_{-2} + a_4 x_{-3} \dots (6).$$

Værdierne Y_0, Y_1, Y_2 og Y_3 sammenlignes, og redundansordet til tiden t_1 bruges til at frembringe den af Y_n , som er tættest til nul. Dette redundansord adderes til
 10 informationsordet WI_1 til tiden t_1 . Hvis overføringsfunktionskarakteristikken på fig. 10 er repræsenteret ved det skraverede område på fig. 15, har transversalfiltret på fig. 12 den resulterende overføringsfunktionskarakteristik, der er vist ved den fuldt optrukne linie i venstre side af fig. 15, hvor linien omgiver det skraverede
 15 areal. Dette medfører, at bestanddele af det kodede binære digitale informationssignal i det forudbestemte frekvensområde, som ønskes undertrykt, er væsentligt reduceret. Overføringsfunktionskarakteristikken svarende til
 20 det prikkede areal og funktionskarakteristikken svarende til den fuldt optrukne linie, der omgiver det prikkede areal i fig. 15, er "alias"-karakteristikker svarende til den fuldt optrukne linie, der omgiver det prikkede areal i fig. 15, er "alias"-karakteristikker svarende til ka-
 25 rakteristikkerne på venstre side af fig. 15 til frembringelse af "alias"-bestanddele. "Alias"-bestanddelene er et resultat af, at trinsignalet ikke alene beregnes for hver periode T , men også for hver $1/T$. "Alias"-bestanddelene behøver imidlertid ikke at blive undertrykt.

30 En yderligere modifikation af opfindelsen er vist ved den stiplede linie på fig. 12, hvor udgangen af additionskredsløbet 13 er tilbagekoblet til indgangen gennem forsinkelseskredsløb 11f og et vægtningskredsløb 12f, som
 35 har en vægtningsværdi b_1 , hvorved der opnås et transversalfilter af den cycliske type således, at der opnås en bedre styring af udgangssignalet. I overensstemmelse her-

med bliver udgangssignalet af et sådant transversalfilter følgende:

$$5 \quad Y_n = \sum_{K=1}^N b_K y_{n-K} + \sum_{K=0}^M a_K x_{n-K} \quad \dots(7).$$

Det kan ses, at tilbagekoblingsdelen kun har ét vægtningskredsløb 12f, der har en enkelt vægtningskarakteristik b_1 . I overensstemmelse hermed kan ligning 7 reduceres til følgende:

$$15 \quad Y_n = b_1 y_{n-1} + \sum_{K=0}^M a_K x_{n-K} \quad \dots(8).$$

Det kan forstås, at mange modifikationer kan udføres inden for rammerne af opfindelsen. F.eks. kan der selv om der kun er vist fire forsinkelseskredsløb 11a - 11d hvor der kun benyttes fire øjebliksværdier $x_1 \dots x_3$, bruges et vilkårligt antal af øjebliksværdier blot ved at tilføje et antal forsinkelseskredsløb, såsom forsinkelseskredsløb 11e med tilføjet vægtningskredsløb, hvilket er vist i fig. 12. Endvidere kan, selv om opfindelsen er blevet beskrevet med hensyn til længdebegrænset kode af blokkonverteringstypen, f.eks. en længdebegrænset kode af foldningstypen benyttes. Dette skyldes, at evalueringen af DSV'en for en længdebegrænset kode af foldningstypen ikke giver tilfredsstillende båndundertrykkelse som ovenfor beskrevet med hensyn til den tidligere kendte metode.

Det skal forstås, at man blot ved ændring af overføringsfunktionen kan undertrykke bestanddele i forskellige ønskede forudbestemte frekvensområder af det kodede binære digitale informationssignal.

Det skal endvidere forstås, at transversalfiltret på fig. 12 benytter tidligere bestemte værdier x_{-3} , x_{-2} , x_{-1} og x_0 , til tiderne henholdsvis t_{-3} , t_{-2} , t_{-1} og t_0 til bestemmelse af, hvilke af de fire redundansord WR der skal adderes til n_{-1} -bit informationsordet WI til tiden t_1 . Imidlertid kan efterfølgende værdier af trinsvarsignalet til tiderne t_2 , t_3 osv. benyttes til at bestemme redundansordet WR til tiden t_1 , i stedet for at benytte tidligere bestemte værdier af trinsvarsignalet til tiderne t_{-3} , t_{-2} , t_{-1} og t_0 , eller alternativt kan man benytte en kombination af efterfølgende værdier til tiderne t_2 , t_3 osv. og tidligere værdier til tiderne t_0 , t_{-1} osv. til bestemmelse af redundansordet WR, der skal adderes til informationsordet WI til tiden t_1 .

Et rutediagram til en sådan bestemmelse er vist i fig. 17. Fig. 17 viser, at der til at begynde med er brugt følgende begyndelsesværdier: $k = 1$, $S_0 = 0$ og $P_0 = +1$, hvor k repræsenterer det antal af informationsord WI, for hvilke redundansordet skal beregnes, og S_0 repræsenterer en forudindstillet værdi x af trinsvarsignalet, som går forud for den begyndende beregning, medens P_0 repræsenterer en forudindstillet polaritet af trinsvarsignalet til et sådant tidspunkt. Det skal huskes, at et "1"-bit i informationsordet WI repræsenterer en overgang mellem to forskellige tilstande, hvorimod en "0"-bit repræsenterer fraværet af en sådan overgang. Hvis det NRZ-M-kodede informationsord har et lige antal af "1"-bit, vil niveauet af pulsbølgeformen WF af informationsordet i afslutningen derfor være det samme som niveauet i begyndelsen af informationsordet, dvs. enten høj eller lav, medens polariteten P repræsenteres ved $+1$. Med andre ord, hvis det NRZ-M kodede informationsord har et ulige antal af "1"-bit, vil niveauet af pulsbølgeformen WF være forskellig i for- og bagenden, og i overensstemmelse hermed er polariteten P repræsenteret ved -1 . På denne måde er den forudindstillede polaritet P_0 indstillet til en begyndelses-

værdi på +1.

Derefter er en variabel i sat til en, dvs. $i = 1$, og værdien S af trinsvarsignalet til tiden t_1 er bestemmende for n_1 -bit informationsordet $WI(k)$, som det er vist i fig. 16 for hver af de fire mulige redundansord $WR(000)$, (100) , (010) og (001) . Værdien S af trinsvarsignalet og polariteten P af informationsordet $WI(k)$, som er adderet med hvert muligt n_2 -bit redundansord (WRk) , er bestemt af følgende ligninger:

$$S_i = S_{k-1} + P_{k-1} \cdot MS_i(k) + P_{k-1} + RM_i(k) \cdot CS(k) \quad \dots(9),$$

$$P_i = P_{K-1} + RM_i(k) + R(k) \quad \dots(10).$$

Da der er fire mulige redundansord, som kan adderes til n_1 -bit informationsordet $WI(K)$, udføres der en sløjfeoperation, i hvilken i bliver kontinuert øget med en, indtil værdien g er opnået, hvor maksimumværdien $g=4$, hvilket svarer til de fire mulige redundansord, der kan adderes til informationsordet. I forbindelse med dette er værdierne $S_1, P_1; S_2, P_2; S_3, P_3$ og S_4, P_4 bestemt og lagret i en hukommelse.

Efter at værdierne S_i, P_i for $i=1, 2, 3, 4$ er bestemt, tilføres disse værdier det næste trin af rutediagrammet, hvilket trin også har begyndelsesværdierne $i=j=1$. I tilslutning til værdierne S_i, P_i og ved brug af en dobbelt sløjfe, er de næste 16 mulige værdier S af trinsvarsignalet og værdien P af polariteten til tiden t_2 beregnet som vist i fig. 16 med følgende ligninger:

$$S_{ij} = S_i + P_i \cdot MS_{ij}(k+1) + P_i + RM_{ij}(k+1) \cdot CS(k+1) \quad (11),$$

$$P_{ij} = P_i + RM_{ij}(k+1) + R(k+1) \quad (12).$$

Derefter lagres værdierne S_{ij} , P_{ij} , hvori $i=j=1, 2, 3, 4$, i en hukommelse og overføres til næste trin af rutediagrammet for beregningen af de næste 64 mulige redundansbit, som kan adderes til informationsordet til tiden t_3 , osv. så længe som det ønskes. Ved bestemmelsen kan de tidligere værdier S_{k-1} , $S_{k-2} \dots S_{k-p}$ benyttes. I overensstemmelse hermed overføres alle disse værdier $S_{k-1} \dots S_{k-p}$, (S_i, P_i) , (S_{ij}, P_{ij}) osv. til et kredsløb, som vægter disse signaler på næsten samme måde som transversalfiltret på fig. 12, og som bestemmer det optimale redundansord, der skal adderes til informationsordet til tiden t_1 . Det kan forstås, at denne bestemmelse udføres for opnåelsen af en værdi af trinsvarsignalet til et efterfølgende tidspunkt, f.eks. tidspunktet t_4 , som ligger tættest ved nul. Derefter skrives n_1 -bit informationsordet til tiden t_1 og det optimale n_2 -bit redundansord ind i et register. Efter at en sådan bestemmelse er blevet udført, er værdien S_{k-1} til bestemmelse af de næste fire mulige redundansord til tiden t_2 sat lig med den optimalt bestemte værdi S_i . På samme måde er polariteten P_{k-1} sat lig med den optimalt bestemte polaritet P_i . I tilslutning til dette øges værdien k med en. Hvis den øgede værdi af k er større end værdien k for det sidste informationsord, stoppes operationen. Hvis dette ikke er tilfældet bliver de førnævnte værdier S_{k-1} , P_{k-1} og k overført til begyndelsen af rutediagrammet, hvor operationen bliver gentaget, f.eks. for informationsordet til tiden t_2 .

Der henvises nu til fig. 18, som viser apparatet, der er indrettet til at udøve den beskrevne fremgangsmåde med hensyn til rutediagrammet på fig. 17. Fig. 18 viser, at m -bit data overføres fra en informationsterminal 102 til et læselager (ROM) 104, som i afhængighed heraf frembringer et udgangssignal F , der svarer til antallet af "0"-bit ved forenden af det n_1 -bit kodeinformationsord, der svarer til m -bit informationsordet, og frembringer et udgangssignal B svarende til antallet af "0"-bit ved bag-

enden af det tilsvarende n_1 -bit informationsord. Udgangssignalerne F og B fra ROM 104 overføres sammen med m-bit data fra indgangsterminalen 102 og en taktpuls CK fra en taktindgangsterminal 106 til et register 108. Når det

5 næste m-bit informationsord fra indgangsterminalen 102 er overført fra registeret 108 sammen med udgangssignalerne FB fra ROM 104, bliver de lagrede data i register 108 derefter overført sekventielt til efterfølgende registre, f.eks. registrene 110, 112, 114 og 116, og til så mange

10 andre registre som ønsket. De sidstnævnte registre er også forsynet med taktimpulssignalet C fra taktimpulsindgangsterminalen 106. Den lagrede m-bit information i registrene overføres til ROM 118 under styring af et sekvensstyret logisk kredsløb 120. ROM 118 er indrettet til

15 at konvertere m-bit informationsordene til tilsvarende n_1 -bit informationsord, som overføres til en ROM 122. For hvert n_1 -bit informationsord frembringer ROM 122 et signal CS, der svarer til værdien af trinsvarsignalet af n_1 -bit informationsordet, og frembringer et signal R svarende til polariteten af et sådant ord. Endvidere overføres

20 udgangssignalerne FB fra registrene 108, 110, 112, 114, 116 osv. til en ROM 124, som bestemmer de mulige n_2 -bit redundansord, der kan adderes til de respektive n_1 -bit informationsord, som overføres til ROM 122. Det skal

25 forstås, at maksimalt fire mulige redundansord kan adderes til hver n_1 -bit informationsord, dvs. $n_{2-1} \dots n_{2Q}$, hvor $Q=4$. De mulige n_2 -bit redundansord overføres til en ROM 126, som frembringer et signal MS, der svarer til værdien af trinsvarsignalet af hver n_2 -bit redundansord,

30 og frembringer et signal RM svarende til polariteten af hvert sådanne redundansord. Endvidere overføres hvert muligt n_2 -bit redundansord fra ROM 124 til et vælgekredsløb 128, som kan omfatte en hukommelse til lagring af n_2 -bit ordene.

35

Det vil kunne forstås, at det er muligt at frembringe en komplementær fremgangsmåde og et komplementært apparat

til afkodningen under gendannelsen. F.eks. kan et synkroniseringssignal adderes til dekodede binære digitale informationssignaler, og efter gendannelsen kan det kodede binære digitale informationssignal udskilles med hensyn
5 til synkroniseringssignalet, medens n_2 -bit adskillelsesordet kan adskilles fra hvert n -bit kanalord, og det resterende n_1 -bit informationsord kan konverteres tilbage til deres tilsvarende n -bit informationsord.

10 Signalerne CS og R fra ROM 122 og signalerne MS og RM fra ROM 126 overføres til en aritmetisk logisk enhed (ALU) 130 omfattende en hukommelse, hvilket i det følgende vil blive betegnet som ALU 130, der styres ved hjælp af et sekvensstyret logisk kredsløb 120. Det skal specielt nævnes,
15 at ALU 130 frembringer et evalueringssignal svarende til den fornævnte værdi S af det kombinerede trinsvarsignal for hvert muligt kanalord (informationsord og redundansord), og frembringer et signal svarende til polariteten P, hvilket tidligere er beskrevet med hensyn til rutediagrammet på fig. 17. Som tidligere diskuteret i forbindelse med rutediagrammet, bestemmer et digitalfilter og et optimalt redundansord-bestemmende kredsløb
20 132 værdien af trinsvarsignalet for mulige kombinationer af efterfølgende kanalord, som ligger tættest ved nul, f.eks. til tiden t_4 . Det sidstnævnte kredsløb 132 overfører et signal til vælgerkredsløbet 128, som vælger det optimalt bestemte n_2 -bit redundansord, der skal adderes til informationsordet, f.eks. til tiden t_1 . Vælgerkredsløbet 128 overfører dette n_2 -bit redundansord til et register 134, der også er forsynet med det tilsvarende n_1 -
25 bit informationsord fra ROM 118. Registeret 134 frembringer på en udgangsterminal 136 et udgangs- n -bit kanalord som omfatter n_1 -bit informationsordet og det optimalt bestemte n_2 -bit redundansord. Derefter gentager apparatet operationen for det næste informationsord, indtil det
30 sidste informationsord er behandlet. I det ovenfor beskrevne apparat styrer det sekvensstyrede logiske kredsløb

35

løb 120 rækkefølgen af funktionerne af alle registrene
108, 110, 112, 114, 116 og 134, ROMs 118, 122, 124, 126
samt ALU 130.

5

10

15

20

25

30

35

P a t e n t k r a v:

1. Fremgangsmåde ved kodning af et binært, digitalt informationssignal, der omfatter m -bit informationsord, som optræder inden for et frekvensbånd, til frembringelse af et kodet, binært og digitalt informationssignal bestående af n -bit kanalord, hvor fremgangsmåden omfatter følgende trin:
- 5
- 10 konvertering af hvert m -bit informationsord til et n_1 -bit informationsord, hvor $n_1 > m$,
- 15 frembringelse af et sæt mulige n_2 -bit adskillelsesord til anvendelse sammen med hvert n_1 -bit informationsord,
- 20 evaluering af kurveformerne (WF) for signaler, der frembringes ved kodning af hvert n_1 -bit informationsord og hvert af de respektive, mulige n_2 -bit adskillelsesord til i det mindste ét forudbestemt evalueringstidspunkt, så der opnås udgangsværdier, der viser kurveformernes effekt for et forudbestemt frekvensbånd,
- 25 udvælgelse af det optimale af de mulige n_2 -bit adskillelsesord for hvert af de nævnte n_1 -bit informationsord i afhængighed af nævnte udgangsværdi, og
- 30 addition af de udvalgte af de mulige n_2 -bit adskillelsesord, som følger efter hvert tilhørende n_1 -bit informationsord til frembringelse af et n -bit kanalord af det nævnte kodede, binære og digitale informationsord,
- k e n d e t e g n e t ved, at nævnte evaluering omfatter følgende trin:
- 35 - frembringelse af en integrerende overføringsfunktionskarakteristik, der indeholder information med hensyn til nævnte forudbestemte frekvensbåndområde, som det kodede,

binære og digitale informationssignals komponenter skal reduceres til,

5 - bestemmelse af de trinsvarsignaler, som frembringes, når kurveformerne (WF) modificeres af nævnte integrerende overføringsfunktionskarakteristik,,

10 - evaluering af nævnte trinsvarsignaler til et evalueringspunkt, som er placeret ved slutningen af et adskillelsesord eller ved slutningen af et informationsord, så der opnås det optimale trinsvarsignal, som er tættest ved nul, og

15 - frembringelse af en total evalueringsværdi baseret på i det mindste en første af nævnte evalueringsværdier, som resulterer fra trinsvarsignalet og har information med hensyn til nævnte frekvensområde.

20 2. Fremgangsmåde ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at nævnte bestemmelse omfatter bestemmelse af en integrerende overføringsfunktionskarakteristik (fig. 10), som har en stor forstærkning for signaler, der optræder inden for nævnte frekvensområde.

25 3. Fremgangsmåde ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at nævnte evaluering omfatter særskilt evaluering af nævnte trinsvarsignal for hvert n_1 -bit informationsord og hvert n_2 -bit adskillelsesord således, at der opnås en særskilt evalueringsværdi for hvert n_1 -bit informationsord og hvert n_2 -bit adskillelsesord, hvor hver særskilt opnået evalueringsværdi indeholder information med hensyn
30 til nævnte frekvensområde, samt at evalueringen omfatter kombination af respektive af de særskilt opnåede evalueringsværdier til opnåelse af nævnte totale evalueringsværdi.
35

4. Fremgangsmåde ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t
ved, at nævnte udvælgelse omfatter udvælgelse af det til
hvert af nævnte n_1 -bit informationsord hørende n_2 -bit ad-
skillelsesord, som svarer til den totale evaluerings-
5 værdi, der er tættest ved nul.

5. Fremgangsmåde ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t
ved, at nævnte evaluering omfatter evaluering af nævnte
trinsvarsignal til et flertal evalueringstidspunkter,
10 hvor på hinanden følgende evalueringstidspunkter er ad-
skilt ved forekomst af et flertal n_1 -bit informationsord
og tilhørende n_2 -bit adskillelsesord.

6. Fremgangsmåde ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t
15 ved, at nævnte evaluering omfatter evaluering af nævnte
trinsvarsignal til et flertal evalueringstidspunkter, så-
ledes, at der opnås et flertal af nævnte evalueringsvær-
dier omfattende information med hensyn til nævnte forud-
bestemte frekvensområde, samt at nævnte totalevaluerings-
20 værdi frembringes som svar på nævnte flertal af evaluate-
ringsværdier.

7. Fremgangsmåde ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t
ved, at fremgangsmåden omfatter særskilt addition af
25 hvert muligt n_2 -bit adskillelsesord (WR) og hvert n_1 -bit
informationsord (WI) således, at der frembringes mindst
ét n -bit kanalord svarende til hvert n_1 -bit informations-
ord (WI), og at nævnte modificering omfatter modificering
af hvert af nævnte n_1 -bit kanalord med nævnte integre-
30 rende overføringsfunktionskarakteristik for frembringelse
af nævnte trinsvarsignal.

8. Fremgangsmåde ifølge krav 7, k e n d e t e g n e t
ved, at nævnte evaluering omfatter evaluering af nævnte
35 trinsvarsignal for hvert n -bit kanalord.

9. Fremgangsmåde ifølge krav 7, k e n d e t e g n e t ved, at nævnte evaluering omfatter evaluering af nævnte trinsvarsignal for et flertal n -bit kanalord således, at der opnås et flertal af evalueringsværdier.

5

10. Fremgangsmåde ifølge krav 9, k e n d e t e g n e t ved, at nævnte evaluering omfatter vægtning af nævnte flertal af evalueringsværdier for opnåelse af et flertal af vægtede evalueringsværdier, samt omfatter kombination af nævnte vægtede evalueringsværdier for opnåelse af nævnte totale evalueringsværdi.

10

11. Fremgangsmåde ifølge krav 7, k e n d e t e g n e t ved, at hvert n -bit kanalord i en kontinuert strøm af nævnte kanalord er således, at der opfyldes en d -regel, hvor et minimum på d på hinanden følgende bit af én type eksisterer mellem bit af den anden type, og der opfyldes en k -regel, hvor et maksimum på k på hinanden følgende af nævnte ene type eksisterer mellem nævnte bit af den anden type, og at nævnte frembringelse opfylder d -reglen og k -reglen.

15

20

12. Apparat til kodning af et binært, digitalt informationssignal, der omfatter m -bit informationsord, som optræder inden for et frekvensbånd, til frembringelse af et kodet, binært og digitalt informationssignal bestående af n -bit kanalord, hvor apparatet omfatter:

25

midler (118) til konvertering af hvert m -bit informationsord til et n_1 -bit informationsord, hvor $n_1 > m$,

30

midler (124) til frembringelse af et sæt mulige n_2 -bit adskillelsesord til anvendelse sammen med hvert n_1 -bit informationsord,

35

midler (132) til evaluering af kurveformerne (WF) for signaler, der frembringes ved kodning af hvert n_1 -bit in-

formationsord og hvert af de respektive, mulige n_2 -bit adskillelsesord til i det mindste ét forudbestemt evalueringstidspunkt, så der opnås udgangsværdier, der viser kurveformernes effekt for et forudbestemt frekvensbånd,

5

midler (128) til udvælgelse af det optimale af de mulige n_2 -bit adskillelsesord for hvert af de nævnte n_1 -bit informationsord i afhængighed af nævnte værdi, og

10

midler (134) til addition af de udvalgte af de mulige n_2 -bit adskillelsesord, som følger efter hvert tilhørende n_1 -bit informationsord til frembringelse af et n -bit kanalord af det nævnte kodede, binære og digitale informationsord, k e n d e t e g n e t ved, at nævnte midler

15

til evaluering omfatter:

- midler til frembringelse af en integrerende overføringsfunktionskarakteristik, der indeholder information med hensyn til nævnte forudbestemte frekvensbåndområde, som det kodede, binære og digitale informationssignals komponenter skal reduceres til,

20

- midler (126) til bestemmelse af de trinsvarsignaler, som frembringes, når kurveformerne (WF) modificeres af nævnte integrerende overføringsfunktionskarakteristik,,

25

- midler (120, 130) til evaluering af nævnte trinsvarsignaler til et evalueringspunkt, som er placeret ved slutningen af et adskillelsesord eller ved slutningen af et informationsord, så der opnås det optimale trinsvarsignal, som er tættest ved nul, og

30

- midler til frembringelse af en total evalueringsværdi baseret på i det mindste en første af nævnte evalueringsværdier, som resulterer fra trinsvarsignalet og har information med hensyn til nævnte frekvensområde.

35

13. Apparat ifølge krav 12, k e n d e t e g n e t ved, at nævnte midler til konvertering omfatter første hukommelsesorganer (118) til frembringelse af hvert af nævnte n_1 -bit informationsord (WI) i afhængighed af hvert m-bit informationsord, og hvor nævnte midler til frembringelse omfatter andre hukommelsesorganer (124) til frembringelse af nævnte sæt af mulige n_2 -bit adskillelsesord (WR) til brug med hvert af nævnte n_1 -bit informationsord (WI).
14. Apparat ifølge krav 13, k e n d e t e g n e t ved, at det andet af nævnte midler (124) til frembringelse omfatter tredje hukommelsesorganer (122) til frembringelse af et første signal svarende til nævnte trinsvarsignal, som er frembragt ved modificering af hvert n_1 -bit informationsord (WI) ved hjælp af nævnte integrerende overføringsfunktionskarakteristik, og fjerde hukommelsesorganer (126) til frembringelse af et andet signal svarende til nævnte trinsvarsignal, der er frembragt ved modificering af hvert n_2 -bit adskillelsesord (WR) ved hjælp af nævnte integrerende overføringsfunktionskarakteristik, samt at der findes organer til frembringelse af nævnte evalueringssignal i afhængighed af nævnte første og andet signal svarende til tilhørende n_1 -bit informationsord (WI) og tilhørende n_2 -bit adskillelsesord (WR).
15. Apparat ifølge krav 14, k e n d e t e g n e t ved, at nævnte første, andre, tredje og fjerde hukommelsesorganer hver især omfatter et læselager (ROM).
16. Apparat ifølge krav 13, k e n d e t e g n e t ved, at nævnte udvælgelsesorganer (128) omfatter vælgerorganer, som er indrettet til at modtage de mulige n_2 -bit adskillelsesord (WR) fra nævnte andre hukommelsesorganer, samt organer (132) til bestemmelse af et optimalt redundansord til styring af vælgerorganerne for videreførsel af det udvalgte n_2 -bit adskillelsesord (WR) hørende til hvert n_1 -bit informationsord (WI), i afhængighed af nævn-

te evalueringssignal.

17. Apparat ifølge krav 13, k e n d e t e g n e t ved,
at nævnte midler til addition omfatter registerorganer
5 (134), som forsynes med hvert udvalgte n_2 -bit adskillel-
sesord fra vælgerorganerne (128) og hvert af de respekti-
ve n_1 -bit informationsord fra nævnte første hukommelses-
organer (118) for frembringelse af nævnte n -bit kanalord,
som udgør det kodede, binære og digitale informationssig-
10 nal.

18. Fremgangsmåde til afkodning af et binært digitalt in-
formationssignal som er kodet ifølge fremgangsmåden i
krav 1, og som består af n -bit kanalord, og hvor hvert n -
15 bit kanalord i løbet af gengivelsen omfatter et n_1 -bit
informationsord og et n_2 -bit adskillelsesord, hvilket ko-
dede binære digitale informationssignal har et tilføjet
synkroniseringssignal og har et format med væsentligt re-
ducerede bestanddele i et arbitrært frekvensområde såle-
20 des, at der dannes et originalt binært digitalt informa-
tionssignal, som består af m -bit informationsord hvor
 $n_1 > m$, k e n d e t e g n e t ved, at fremgangsmåden om-
fatter følgende trin:

25 detektering af nævnte synkroniseringssignal,

udskillelse af det kodede, binære og digitale informa-
tionssignal i afhængighed af nævnte detektering af nævnte
synkroniseringssignal,

30 adskillelse af n_1 -bit informationsordene fra nævnte ud-
skilte kodede, binære og digitale informationssignal,
samt

35 konvertering af hvert adskilte n_1 -bit informationsord til
et tilsvarende m -bit informationsord således, at nævnte
originale binære digitale informationssignal dannes.

19. Registreringsmedium som har en derpå registreret informationsstruktur, som omfatter kodede binære og digitale informationssignaler k e n d e t e g n e t ved, at kodningen er opnået ved en fremgangsmåde ifølge mindst et af kravene 1 til 11.

10

15

20

25

30

35

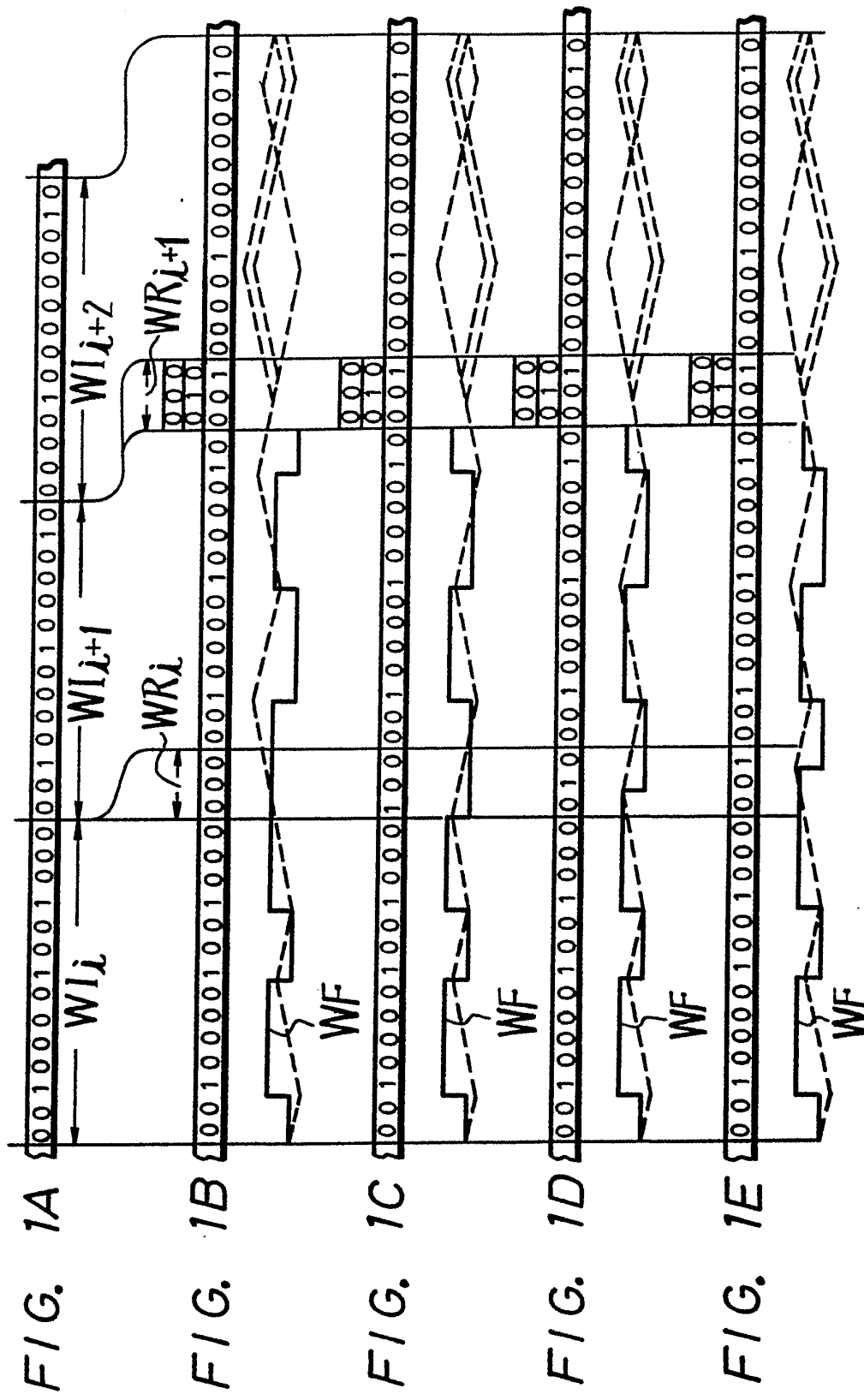


FIG. 2A

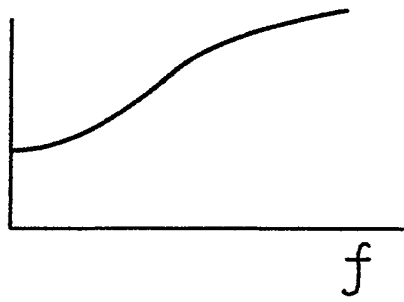


FIG. 4A



FIG. 4B



FIG. 2B



FIG. 4C



FIG. 3

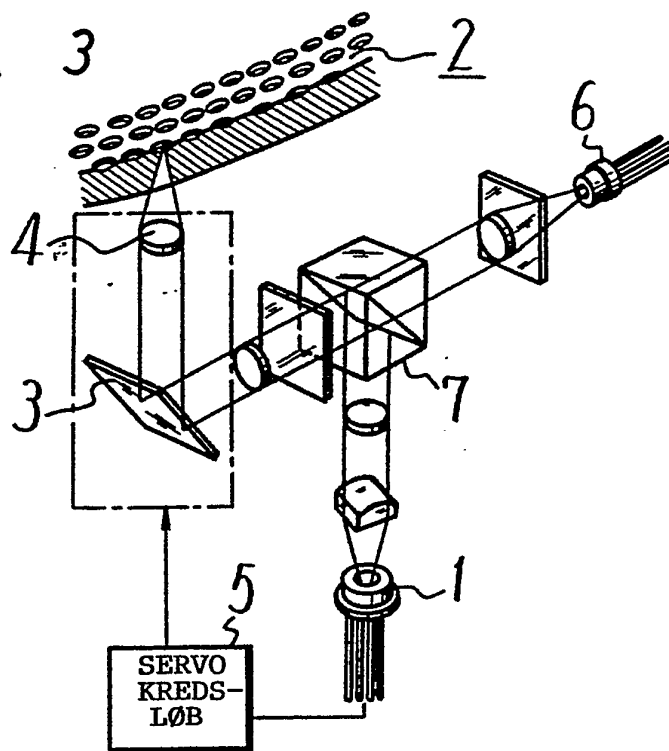


FIG. 5

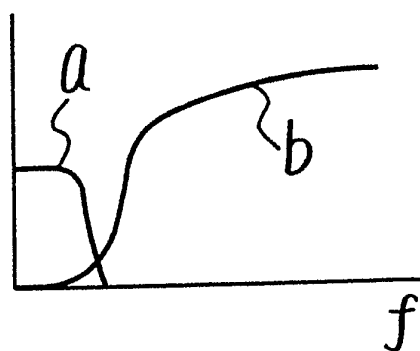


FIG. 6A



FIG. 6B



FIG. 7

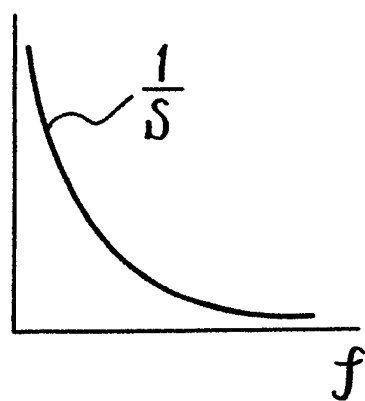


FIG. 8

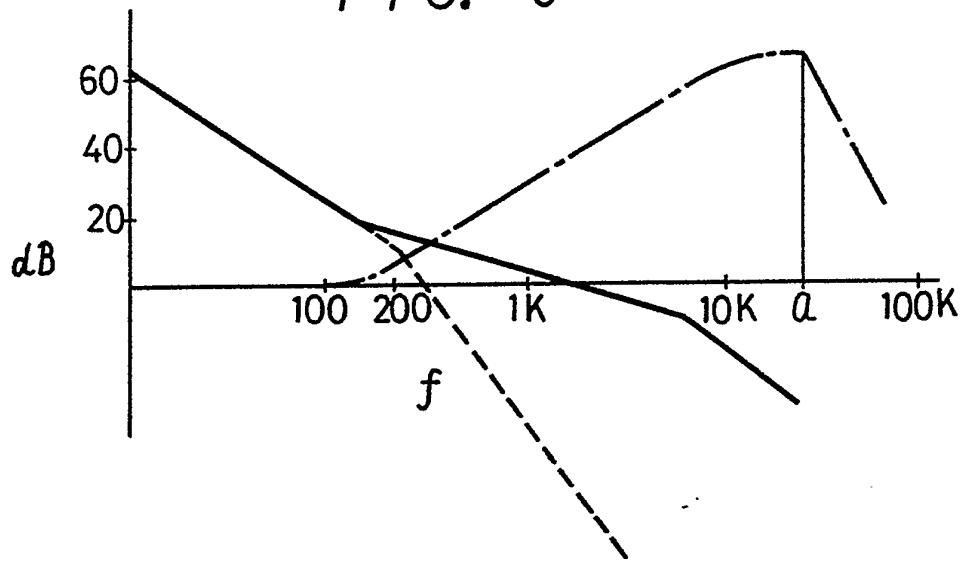


FIG. 9

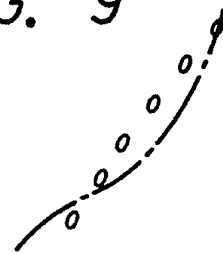


FIG. 10

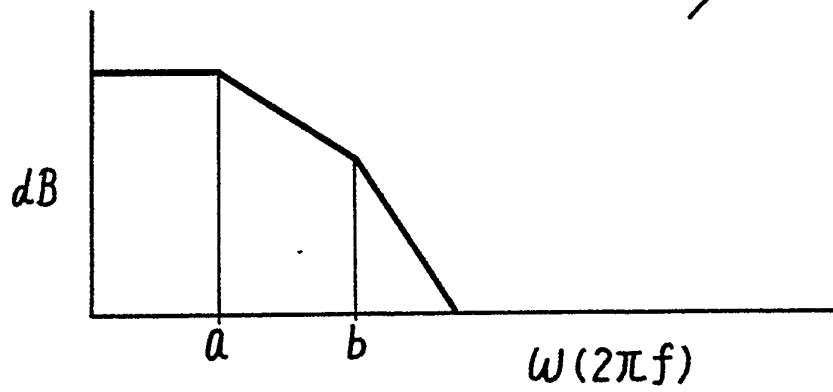


FIG. 11

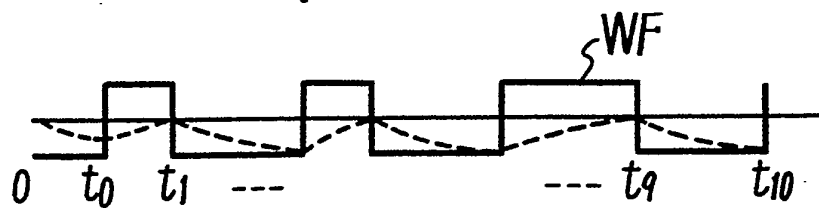


FIG. 12

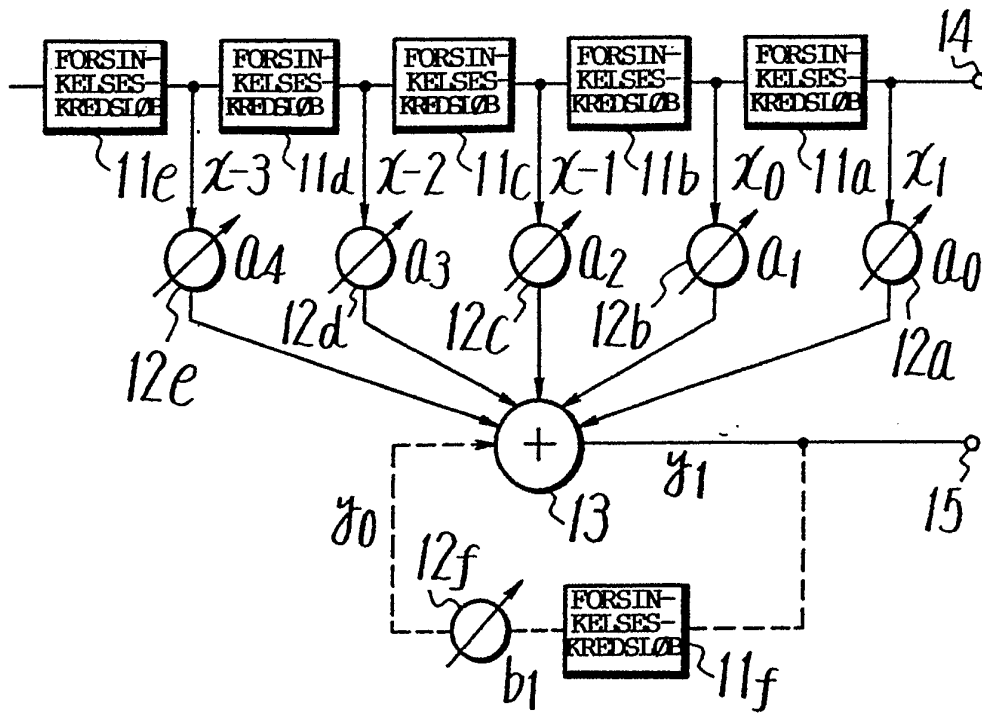


FIG. 13

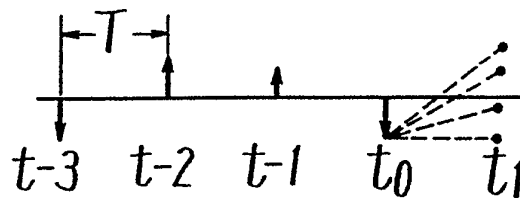


FIG. 14

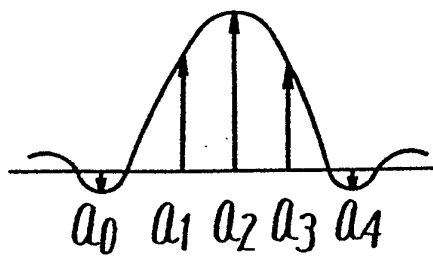


FIG. 15

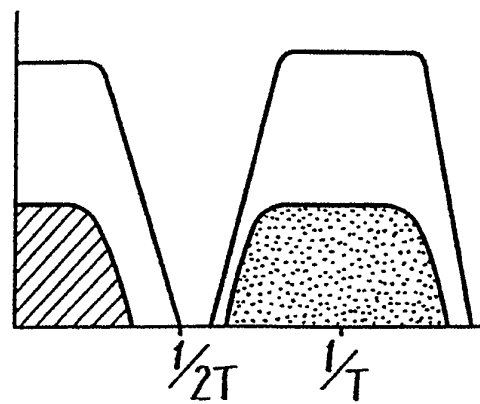


FIG. 16

