



NORGE

(12) **PATENT**

(19) NO

(11) **308686**

(13) B1

(51) Int Cl⁷ H 04 L 25/30, 25/03

Patentstyret

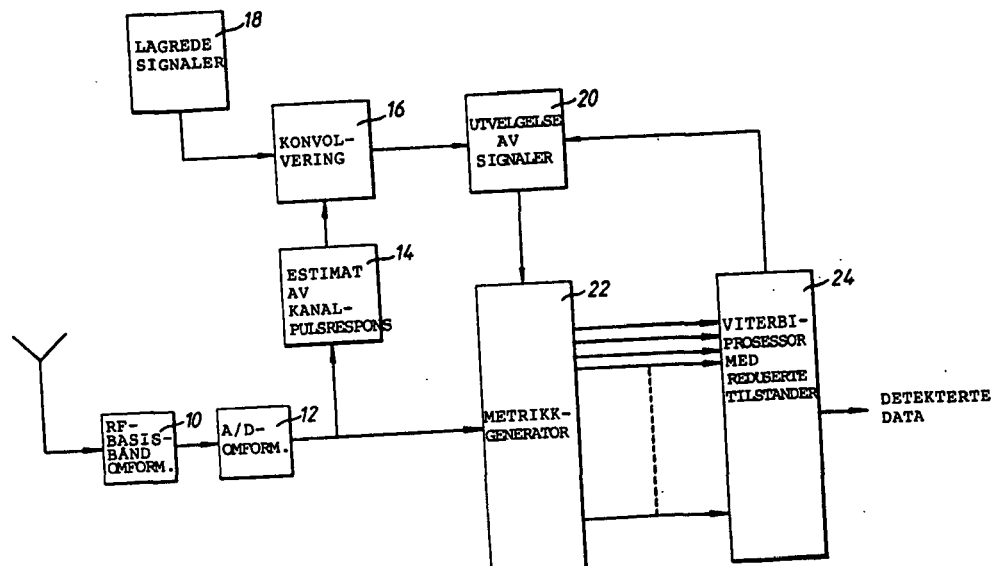
(21) Søknadsnr	19890908	(86) Int. inng. dag og søknadsnummer	
(22) Inng. dag	1989.03.03	(85) Videreføringsdag	
(24) Løpedag	1989.03.03	(30) Prioritet	1988.03.05, GB, 8805305
(41) Alm. tilgj.	1989.09.06		
(45) Meddelt dato	2000.10.09		
(71) Patenthaver	Orbitel Mobile Communications Ltd, The Courtyard, 2-4 London Road, Newbury, Berkshire RG13 1JL, England, GB		
(72) Oppfinner	Stephen William Wales, Shirley, Southampton, England, GB		
(74) Fullmektig	Bryn & Aarflot AS, 0104 Oslo		

(54) **Benevnelse** Utjevner for radiomottaker

(56) **Anførte publikasjoner** Torleiv Maseng & Odd Trandem: "Adaptive Digital Phase Modulation", ELAB Rapport, 1986, ELAB-Sintef, Trondheim
IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-19, no. 1. januar 1973, F.R.
Magee et al.: "Adaptive maximum-likelihood sequence estimation for digital signaling in the presence of intersymbol interference", s. 120-124

(57) **Sammendrag**

En GMSK-radiomottaker for drift ved nærvær av sterk flerbane-interferens, omfatter en basisbånd-frekvensomformer som arbeider for å tilveiebringe I- og Q-basisbånd GMSK-signaler, som vil være forvrengt av eventuell forekommende flerbane-interferens, som blir korrelert med en rekke forskjellige mulige signaler for å tilveiebringe med hensyn til hver korrelasjon, et sannsynlighetssignal, idet sannsynlighets-signalerne blir behandlet for å bestemme betydningen av det mottatte signal, hvorved de overførte data blir bestemt ved forekomst av flerbane-interferens.



Foreliggende oppfinnelse vedrører utjevnerne for radiomottakere av det slag som er beregnet for drift ved forekomst av sterk flerbane-interferens.

For eksempel mobiltelefoner omfatter en sender/mottaker hvor mottakeren mottar sendersignaler fra en basisstasjon via flere signalbaner. Sendersignalene
5 er vanligvis frekvensmodulerte signaler, og bærefrekvensen er høy. Flerbane-interferens kan frembringe signalbaner med lengde lik en forsinkelse ekvivalent med opptil fire bit med originaldata som brukes til å modulere bærebølgen. Spesielt digitale data eller talekommunikasjoner i dette området er ofte av typen gaussisk minimum skiftnøkling (GMSK). Mottakeren omfatter en basisbånd-
10 frekvensomformer som demodulerer de mottatte sendingene for å tilveiebringe I og Q basisbånd GMSK-signaler forvrengt av den tilstedeværende flerbane-interferens.

De data som skal overføres, er ordnet i pakker, og hver pakke blir sendt med en innledning som omfatter en adresse og en forutbestemt datasekvens.
15 Denne forutbestemte datasekvensen blir benyttet til å anslå "kanal-impulsresponsen" (signalforvrengning som skyldes flerbane-interferensen).

Hvis kanalens impulsrespons er bestemt, kan påfølgende overførte databiter tolkes på grunnlag av en sannsynlighet, i avhengighet av de foregående biter.

20 Det er mulig å bruke en Viterbi-algoritme til å sammenlikne de mottatte GMSK-signaler med alle mulige signaler og på grunnlag av sannsynligheten å velge det mest sannsynlige signal. Det mest sannsynlig signal antas å være det opprinnelige signal.

På den annen side er det mulig å konvolvare (folde) det mottatte signalet, slik som beskrevet i IEEE "Transactions on information theory", bind IT-19, nr. 1,
25 januar 1973, side 120-124, F. R. Magee et al, for å påtrykke et estimat over kanalforvrengningen på det innkommende signalet og å tilveiebringe signalsett fra de således konvolverte, innkommende signalene.

Et apparat til å bevirke en fullstendig sammenlikning og som benytter
30 Viterbi-algoritmen, ville være komplekst, kostbart og med slike dimensjons- og effekt-krav at det ikke ville utgjøre en kommersiell løsning på problemet med flerbane-interferens, spesielt i slike mottakere som brukes i mobiltelefoner.

Det er et formål med foreliggende oppfinnelse å tilveiebringe en utjevner for

en radiomottaker, hvilken utjevner omfatter en omformer for fra et mottatt signal å frembringe digitale sampler i et basisbånd, en anordning for å frembringe et estimat over kanalforvrengning i det mottatte signal, og en prosessor for behandling av de genererte metrikker i samsvar med en Viterbi-algoritme
5 for å bestemme den mest sannsynlige verdi av det øyeblikkelige sampelet av det mottatte signal. Utjevneren kjennetegnes ved et lager i hvilket det er lagret signalsett, en anordning for å tilføre forvrengningssestimatet til de lagrede signalsett for å modifisere disse, en utvelgelsesanordning for å velge signalsett avhengig av tidligere bestemte signalsampler, og en metrikk-genererende
10 anordning for generering av metrikker av de valgte signalsettene.

Oppfinnelsen vil bli beskrevet nærmere ved hjelp av et eksempel under henvisning til de vedføyde tegninger, hvor:

Fig. 1 er et blokkskjema av en del av en mottaker omfattende en utjevner ifølge foreliggende oppfinnelse;

15 Fig. 2 er et blokkskjema over en metrikkgenerator som utgjør en del av utjevneren på figur 1;

Fig. 3 er et blokkskjema over en metrikkberegner i metrikk generatoren på figur 2;

20 Fig. 4 er et blokkskjema over en signalvelger i metrikkgeneratoren på figur 2;

Fig. 5 er et gitterverk-skjema (trellis-diagram) med 8 tilstander.

I det følgende eksempel antas det at tale-eller data-signaler blir overført i pakker ved hjelp av et kjent system som benytter gaussisk minimum skiftnøkling (GMSK). Ved et slikt system er den informasjonen som skal overføres, på digital
25 form, eller så blir den omformet til digital form, og så sendt gjennom et gauss-filter.

De enkelte biter blir modifisert i avhengighet av en eller flere foregående biter. De således modifiserte signaler blir så kodet (eller kan ha blitt kodet før de sendes gjennom gaussfilteret) og brukes til å modulere, f.eks. frekvensmodulere en høyfrekvent bærebølge. Den modulerte bærebølge som har som sin modulasjon
30 den digitaliserte, filtrerte og kodede informasjon, blir så overført, med hver pakke i en respektiv tidsluke i et tidsdelt multipleks-transmisjonssystem, av for eksempel en base-sender for mobiltelefon.

Som nevnt i forbindelse med den kjente teknikk, omfatter hver pakke en

innledning som omfatter en forutbestemt bitsekvens og en adresse. En mottaker som har en utjevner i samsvar med foreliggende oppfinnelse, har lagret i seg en kodet og gauss-filtrert versjon av denne forutbestemte bitsekvensen. Den lagrede versjonen utgjør således en interferensfri versjon av den del av det
5 overførte signalet som tilsvarer den forutbestemte bitsekvensen.

Dersom den lagrede versjonen og den mottatte versjonen sammenlignes, kan det oppnås et estimat over kanalens impuls-respons. Kanalens impuls-respons er, som uttrykt ovenfor, forvrengningen på grunn av flerbane-interferens forårsaket av signalrefleksjon fra bygninger. Denne flerbane-interferensen
10 omfatter hovedsakelig signalekkoer (forsinkede signaler) på grunn av forskjellige veilengder for reflekterte signaler, overlagret på det mottatte signalet. De forskjellige veilengdene kan forårsake forsinkelser opp til $4T$, hvor T er bit-intervallet, dvs. forsinkelser på opp til fire databits.

Oppfinnelsen er rettet mot å trekke ut det ønskede signal fra det forvrengte
15 signal forårsaket av flerbane-interferensen.

Det vises nå til figur 1 hvor et forvrengt, mottatt signal blir overført fra en mottakers antenne til en basisbånd-frekvensomformer 10 hvor bærebølgen strippest fra inngangssignalet. Omformeren 10 mater ut forvrengte GMSK-signaler av I- og Q-type i basisbåndet.

20 I hver pakke svarer den første del av det forvrengte, mottatte signal til den forutbestemte bitsekvens. De forvrengte basisbånd GMSK-signalerne blir samlet ved bitfrekvensen, og samplene omformes fra analoge til digitale verdier i en A/D-omformer 12. Det er tilveiebrakt en estimator 14 for kanalens impulsrespons. Den digitale verdien av hvert sampel i den forutbestemte bitsekvensen mates fra
25 omformeren 12 til denne, og sammenlignes med den digitale verdien av det interferensfrie signalet som er lagret der. Sammenligningen muliggjør at et estimat av kanalens impulsrespons kan bestemmes. Den estimerte kanal-impulsresponsen $h(t)$ mates til en konvolveringsanordning 16.

Et lager 18 lagrer signalsekvenser i seg. For en full Viterbi-prosessor, og
30 med antakelse om syv-bits ord, kan 2^7 , dvs. 128 signalsekvenser lagres i dette. Disse signalsekvensene vil hver representere en respektiv kombinasjon blant alle mulige kombinasjoner av syv biter. I samsvar med foreliggende oppfinnelse er det funnet at bare 32 signalsekvenser er nok til å representere en full 128-sekvens.

Denne reduksjonen kan oppnås fordi hver bit etter den første i en signalsekvens $a_0 - a_6$, ved bruk av gaussisk filtrering, er avhengig av den foregående bit eller de foregående biter. Over en hvilken som helst periode på $+T > -4T$ (T er bitvarigheten), har bitene den følgende avhengighet:

5

	Periode	Påvirket bit	Avhengig av
	$0 \rightarrow +T$	a_{+1}	a_0, a_{-1}, a_{-2}
	$-T \rightarrow 0$	a_0	a_{-1}, a_{-2}, a_{-3}
10	$-2T \rightarrow -T$	a_{-1}	a_{-2}, a_{-3}, a_{-4}
	$-3T \rightarrow -2T$	a_{-2}	a_{-3}, a_{-4}, a_{-5}
	$-4T \rightarrow -3T$	a_{-3}	a_{-4}, a_{-5}, a_{-6}

Man kan se at bitene a_0 og a_{-6} har en virkning på bare en etterfølgende bit i sekvensen, mens bitene a_{-1} til a_{-5} påvirker minst to påfølgende biter. Istedenfor fullstendig å ignorere virkningen av bitene a_0 og a_{-6} , benyttes det en gjennomsnittsberegningsteknikk for å frembringe de 32 sett med signalsekvenser som tilnærmer på tilstrekkelig måte hele det 128-leddede settet av signalsekvenser.

Dersom signalsekvensen betegnes med $s(t, \underline{a})$, dannes den tilnærmede bølgeformen, for $n=0$ og $n=-4$, ved å modifisere $s(t, \underline{a})$ på følgende måte:

a) $n=0$

$$s(t, \underline{a}) = g_0(t) \exp(j2\pi h \sum_{i=-5}^{-1} a_i q(t-iT)) \exp(j\varnothing')$$

25

$$\text{hvor } g_0(t) = \langle \exp(j2\pi h a_0 q(t)) \rangle_{a_0}$$

($\langle \rangle_{a_0}$ betegner en midling over a_0 .)

$$\varnothing' \text{ er den redefinerte fasetilstand } (\varnothing' = \pi h \sum_{i=-\infty}^{-6} a_i)$$

30

b) $n=-4$

$$s(t, \underline{a}) = g_{-4}(t) \exp(j2\pi h \sum_{i=-5}^{-4} a_i q(t-iT)) \exp(j\theta)$$

$$g_{-4}(t) = \begin{cases} \exp(j\pi h a_{-6} \{q(t+6T) - 1/2\}) & t > a_{-6} \end{cases}$$

Funksjonen $q(t)$ har formen:

$$\begin{aligned} \text{For } t < 0 & \quad q(t) = 0 \\ \text{For } 0 < t < 2T & \quad q(t) = \int_{-\infty}^t f(u) du \\ \text{For } t > 2T & \quad q(t) = 1/2 \end{aligned}$$

hvor $f(u)$ er responsen til et gaussisk lavpassfilter på et datasymbol.

Ved å benytte den ovennevnte gjennomsnittsberegnings-teknikk, kan 128 digitale signalsekvenser som er gauss-filtrert, representeres av 32 signalsekvenser. Lageret 18 inneholder i den foretrukne utførelse av foreliggende oppfinnelse, en digital representasjon av bølgeformen for bare 16 signalsekvenser (de andre 16 signalsekvensene kan utledes som beskrevet nedenfor).

Som uttrykt ovenfor, betegnes den modulerte datasekvensen med $s(t, \underline{a})$ hvor a er den reduserte fem-bits datasekvens. Før Viterbi-algoritmen anvendes, er det nødvendig å konvolvere datasekvenser med kanal-impulsresponsen $h(t)$ for å danne et signalsett $c(t, \underline{a})$. Dette bevirkes ved kompleks konvolvering i konvolveringsanordningen 16. Det er også nødvendig å generere den kvadrerte modulus av signalsettet ($|c(t, \underline{a})|^2$).

Nedstrøms for konvolveringsanordningen 16 befinner det seg en signalvelger 20 (som er beskrevet mer fullstendig nedenfor), hvor passende signalsett $c(t, \underline{a})$ blir valgt og matet til en metrikk-generator 22. Utgangssignalet fra A/D-omformerer 12, det samlede og digitaliserte, innkommende forvrengte GMSK-signalet, mates også til metrikk-generatoren 22.

Den nødvendige metrikken $\Gamma(\underline{a})$ som skal genereres, er gitt ved formelen:

$$(1.1) \quad \Gamma(\underline{a}) = \operatorname{Re} \left\{ \int_{nt}^{(n+1)T} r(t) \cdot c(t, \underline{a}) dt \right\} - 0.5 \int_{nt}^{(n+1)T} |c(t, \underline{a})|^2 dt.$$

hvor $r(t) = I(t) + jQ(t)$ er det mottatte signal.

Ettersom sekvensen $\underline{a}$ er redusert ved midling slik som beskrevet ovenfor, starter deteksjonen på det nettopp foregående symbolet som er overført, istedenfor det aktuelle symbolet, dvs. for en vei-lagerlengde på N symboler, gir Viterbi-algoritmen et estimat over symbolet a_{n-N} istedenfor symbolet $a_{n-(N+1)}$ for et fullstendig tilfelle (a_n betegner det aktuelle symbolet).

Som uttrykt ovenfor, lagres bare 16 signalsekvenser i lageret 18, og det er bare nødvendig å konvolvare disse 16 signalsekvensene $s(t, \underline{a})$ med kanal-impulsresponsen $h(t)$ i konvolveringsanordningen 16. De andre 16 signalsekvensene kan genereres ved å summere ledd som involverer imaginærdelen av sekvensene ($s(t, \underline{a})$, med forskjellige fortegn. Dette beskrives matematisk på følgende måte:

Betegn sekvens med motsatt fortegn med $-a$, da genereres signalene for disse sekvensene som:

$$\operatorname{Re}\{c(t, \underline{a})\} = \operatorname{Re}\{s(t, \underline{a})\} \otimes \operatorname{Re}\{h(t)\} - \operatorname{Im}\{s(t, \underline{a})\} \otimes \operatorname{Im}\{h(t)\} \quad (1.2)$$

$$\operatorname{Im}\{c(t, \underline{a})\} = \operatorname{Im}\{s(t, \underline{a})\} \otimes \operatorname{Re}\{h(t)\} + \operatorname{Re}\{s(t, \underline{a})\} \otimes \operatorname{Im}\{h(t)\} \quad (1.3)$$

Videre behøver multiplikasjon med 0,5 i signalsettets modulus (slik som i ligning 1.1) ikke å utføres dersom de lagrede, modulerte data har følgende form:

$$s(t, \underline{a}) = (1/\sqrt{2}) \exp(j\phi(t, \underline{a})) \quad (1.6)$$

Det viktige punkt her er multiplikasjon med $1/\sqrt{2}$.

Signalsettene mates fra signalvelgeren 20 til metrikk-beregnerne 23 i metrikk-generatoren 22 sammen med de samplede, digitaliserte basisbånd GMSK-signaler. Generatoren 22 frembringer de metrikker som blir brukt i prosessoren 24 slik som uttrykt ovenfor.

5 Ved beregning av metrikkene er det bare nødvendig å bruke ett sampel/symbol. FIR-filtreringen eller korrelasjonsprosessen reduseres følgelig til en enkelt multiplikasjon. Virkningen av den akkumulerte fase i metrikk-genereringsprosessen er å kreve at I- og Q-dataene skal korreleres med både de reelle og imaginære deler av signalsettet, således blir fire korrelatorer brukt til å
10 generere en metrikk. Fordi den akkumulerte fase antar verdiene $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$, er det imidlertid bare nødvendig å utføre to av korrelasjonene i korrelatorene 25. Hvilket par avhenger av fasetilstanden. Ved å utvide uttrykket 1.1 for metrikken, og å betegne den akkumulerte fase som θ , er den ovenfor beskrevne prosess lett å se.

$$\begin{aligned}
 \Gamma(\underline{a}) = & \cos(\theta) \left(\int_{nT}^{(n+1)T} \text{Re}\{c(t, \underline{a})\} I(t) dt + \int_{nT}^{(n+1)T} \text{Im}\{c(t, \underline{a})\} Q(t) dt \right. \\
 & + \sin(\theta) \left(\int_{nT}^{(n+1)T} \text{Re}\{c(t, \underline{a})\} Q(t) dt - \int_{nT}^{(n+1)T} \text{Im}\{c(t, \underline{a})\} I(t) dt \right) \\
 & \left. - 0.5 \int_{nT}^{(n+1)T} |c(t, \underline{a})|^2 dt \right) \quad (3.1)
 \end{aligned}$$

$$\theta = \text{Mod}_{2\pi} \left(\pi/2 \sum_{i=-\infty}^{m-4} a_i \right) \quad (3.2)$$

Som angitt nedenfor under beskrivelsen av prosessoren 24, avhenger utvelgelsen av hvilke signaler som skal brukes ved genereringen av metrikkene,
30 av bane-lageret 26. Bane-lageret 26 inneholder verdier av tidligere antatte signaler opp til a_{m-5} (som i tid tilsvarer mottatt bit a_{n-6}) i minneanordningene 27 og 28 og den akkumulerte fasen (modulo 2π) i et fase-lager 29. Metrikk-genereringsprosessen for en gitt sekvens $\underline{a}$ er vist på figur 2 til 4.

Med henvisning til fig. 4 mates de konvolverte signalsettene $c(t, \underline{a})$ fra konvolveringsanordningen 16 til en første velger 30. I den første velgeren avvises halvparten av settene, avhengig av verdien a_{m-4} som leveres fra minnet 27 i banelageret 26. Som indikert matematisk ovenfor, summeres et inngangssignal a_{m-5} fra minnet 28 i banelageret 26 og den akkumulerte fasen fra fase-lageret 29, for å tilveiebringe et utgangssignal for å bestemme den multipliserings-faktor som skal påtrykkes gjennom terminal A på korrelatorene/de tilpassede filtrene 25 (fig. 3). Samme utgangssignal påtrykkes på en andre velger 31 for å velge real- og imaginærdelene av de valgte signalsettene. Utgangssignalet fra den andre velgeren 31 mates til terminal B. Den første velgeren 30 tilveiebringer også et utgangssignal for signalmoduli-velgeren 33, hvilket utgangssignal mates gjennom terminal C til den endelige summeringsenheten i metrikk-beregneren 23 (fig. 2 og 4).

I metrikk-beregneren 23 (fig. 2 og 3) mates multipliserings-faktoren fra terminal A til hver av korrelatorene/de tilpassede filtrene 25, og til disse mates også henholdsvis de samplede, digitaliserte I- og Q-verdiene av GMSK-basisbåndsignalene. Utgangssignalene fra korrelatorene 25 summeres og mates til en prosessor 32, hvor den første delen av metrikken beregnes. Utgangssignalet fra prosessoren 32 mates til en endelig summeringsenhet, hvor den valgte signalmodulus tilføyes før utmating til Viterbi-prosessoren 24. Etter behandling i prosessoren 24 utmates det mest sannsynlige signalet, som mates tilbake til tilstands-banelageret 26.

De metrikkene som genereres i generatoren 22, blir matet til prosessoren 24 som bestemmer sannsynligheten på grunnlag av gitterverk-tilstandsdiagrammer som vist på figur 5.

Gitt de 16 signalene, så er antall tilstander i gitterverket 64, som omfatter et sett med fasetilstander for å ta hensyn til den akkumulerte fase i det overførte signalet. Denne akkumulerte fase 0 kan anta en av fire verdier (når den er redusert med modulo 2π): $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$. Utjevneren med reduserte tilstander som er beskrevet, innbefatter ikke fasetilstandene. I stedet blir den akkumulerte fase for hver tilstand i gitterverket beregnet basert på innholdet av banelageret. Virkningen av dette på metrikk-genereringsprosessen ble beskrevet ovenfor. For ytterligere å redusere antall tilstander, blir et delsett av sekvensen $\underline{a}$ (sekvens $\underline{b}$)

brukt ved Viterbi-behandlingen. Sekvensen $\underline{b}$ har en lengde på fire symboler, og følgelig er der 8 tilstander i gitterverk-diagrammet som vist på figur 5.

Med fasetilstandene fjernet og gjennomsnittsteknikken som beskrevet ovenfor anvendt for å redusere lengden av sekvensen $\underline{a}$, blir resultatet en utjevner med 16 tilstander. I dette tilfelle utfører Viterbi-algoritmen følgende oppgave: en utvelgingsprosedyre blir brukt for å holde antallet sekvenser som er innbefattet i maksimaliseringen av metrikken, konstant. Dette medfører å ta sekvenser $(c(t, \underline{a}))$ som bare er forskjellige i symbolet a_{m-4} (hvor $a_m = a_{n-1}$) og å utvelge sekvensen med den største metrikk. Dette blir utført over alle slike kombinasjoner, og den største av de gjenværende metrikker danner grunnlaget for bestemmelsen om symbolet a_{m-N+1} .

For å redusere antall tilstander til 8, blir følgende modifikasjon av den ovenfor angitte prosedyre foretatt: istedenfor å ta sekvenser som adskiller seg bare i symbolet a_{m-4} , inngår bare sekvenser med lengde 4 symboler som adskiller seg i symbolet a_{m-3} i maksimaliseringen av metrikken.

I utjevneren med 16 tilstander er der ved hver tilstand i gitterverket, to mulige overganger. For hver overgang er der ved mottageren et signal $c(t, \underline{a})$ som brukes til å generere metrikken i det neste symbolintervall. For tilfellet med 8 tilstander er der nå fire mulige overganger, avhengig av symbolet a_{m-3} . For å bestemme de to signalene som skal brukes ved generering av metrikken for det neste symbolintervall, blir innholdet av banelageret undersøkt, så blir en tidlig bestemmelse foretatt med hensyn til beskaffenheten av a_{m-3} .

Verdiene av de behandlede metrikker blir bedømt, og den største behandlede metrikk er ekvivalent med det mest sannsynlige signal. Dette blir matet ut for ytterligere behandling for å tilveiebringe den databit-strøm som utgjør tale- og/eller datakommunikasjonen.

Fordi gjennomsnittsberegning eller midling blir brukt for å redusere alle mulige 7-bits verdier til 5-bits verdier, og på grunn av bruken av innholdet av banelageret til å styre signalutvelgelsen, er en redusert tilstandsprosessor mulig.

PATENTKRAV

1. Utjevner for en radiomottaker, omfattende en omformer (10, 12) for fra et mottatt signal å frembringe digitale sampler i et basisbånd, en anordning (14) for å
5 tilveiebringe et estimat over kanalforvrengning i det mottatte signal, og en prosessor (24) for å behandle genererte metrikker i samsvar med en Viterbi-algoritme for å bestemme den mest sannsynlige verdi av det øyeblikkelige sampel av det mottatte signal,
karakterisert ved et lager (18) i hvilket signalsett lagres, en anordning
10 for å tilføre forvrengningsestimatet til de lagrede signalsett for å modifisere disse, en utvelgelsesanordning (20) for å velge signalsett avhengig av tidligere bestemte signalsampler, og en metrikk-genererende anordning (22) for å generere metrikker av de valgte signalsettene.
- 15 2. Utjevner ifølge krav 1,
karakterisert ved at anordningen (14) for å tilveiebringe et estimat over kanalforvrengning omfatter en anordning for å sammenligne en kjent datasekvens som mottas som et forvrengt signal, med den kjente sekvens, og for å utlede estimatet fra denne sammenligningen.
- 20 3. Utjevner ifølge krav 1 eller 2,
karakterisert ved at de lagrede signalsett som holdes i lageret (18), er 5-bits sekvenser som representerer gjennomsnittsverdier av alle mulige 7-bits sekvenser.
- 25 4. Utjevner ifølge krav 3,
karakterisert ved at utvelgelsesanordningen (20) omfatter et tilstandsbane-lager (26) hvor forutgående, bestemte sampler lagres, og hvor utvelgelsesanordningen (20) er innrettet for å velge et delsett på seksten av de
30 lagrede signalsett som er ulike bare i symbolet a_{m-4} (hvor a_m er det antatte signal som i tid er ekvivalent med a_{m-1} , og a_m er det øyeblikkelige digitale sampel av det mottatte signal), for bruk ved generering av metrikkene, i avhengighet av innholdet av tilstandsbane-lageret (26).

5. Utjevner ifølge krav 4, karakterisert ved at utvelgelsesanordningen (20) også tilveiebringer et valg, i avhengighet av symbolet am-3, for å redusere utjevneren til en utjevner med 8 tilstander.

P A T E N T K R A V

1. Utjevner for en radiomottaker, omfattende en omformer (10, 12) for fra et mottatt signal å frembringe digitale sampler i et basisbånd, en anordning (14) for å tilveiebringe et estimat over kanalforvrengning i det mottatte signal, og en prosessor (24) for å behandle genererte metrikker i samsvar med en Viterbi-algoritme for å bestemme den mest sannsynlige verdi av det øyeblikkelige sampel av det mottatte signal, karakterisert ved et lager (18) i hvilket signalsett lagres, en anordning for å tilføre forvrengningsestimatet til de lagrede signalsett for å modifisere disse, en utvelgelsesanordning (20) for å velge signalsett avhengig av tidligere bestemte signalsampler, og en metrikk-genererende anordning (22) for å generere metrikker av de valgte signalsettene.
2. Utjevner ifølge krav 1, karakterisert ved at anordningen (14) for å tilveiebringe et estimat over kanalforvrengning omfatter en anordning for å sammenligne en kjent datasekvens som mottas som et forvrengt signal, med den kjente sekvens, og for å utlede estimatet fra denne sammenligningen.
3. Utjevner ifølge krav 1 eller 2, karakterisert ved at de lagrede signalsett som holdes i lageret (18), er 5-bits sekvenser som representerer gjennomsnittsverdier av alle mulige 7-bits sekvenser.
4. Utjevner ifølge krav 3, karakterisert ved at utvelgelsesanordningen (20) omfatter et tilstandsbane-lager (26) hvor forutgående, bestemte sampler lagres, og hvor utvelgelsesanordningen (20) er innrettet for å velge et delsett på seksten av de lagrede signalsett som er ulike bare i symbolet a_{m-4} (hvor a_m er det antatte signal som i tid er ekvivalent med a_{n-1} , og a_n er det øyeblikkelige digitale sampel av det mottatte signal), for bruk ved generering av metrikkene, i avhengighet av innholdet av tilstandsbane-lageret (26).

5. Utjevner ifølge krav 4,
karakterisert ved at utvelgelsesanordningen (20) også tilveiebringer et valg, i avhengighet av symbolet a_{m-3} , for å redusere utjevneren til en utjevner med 8 tilstander.

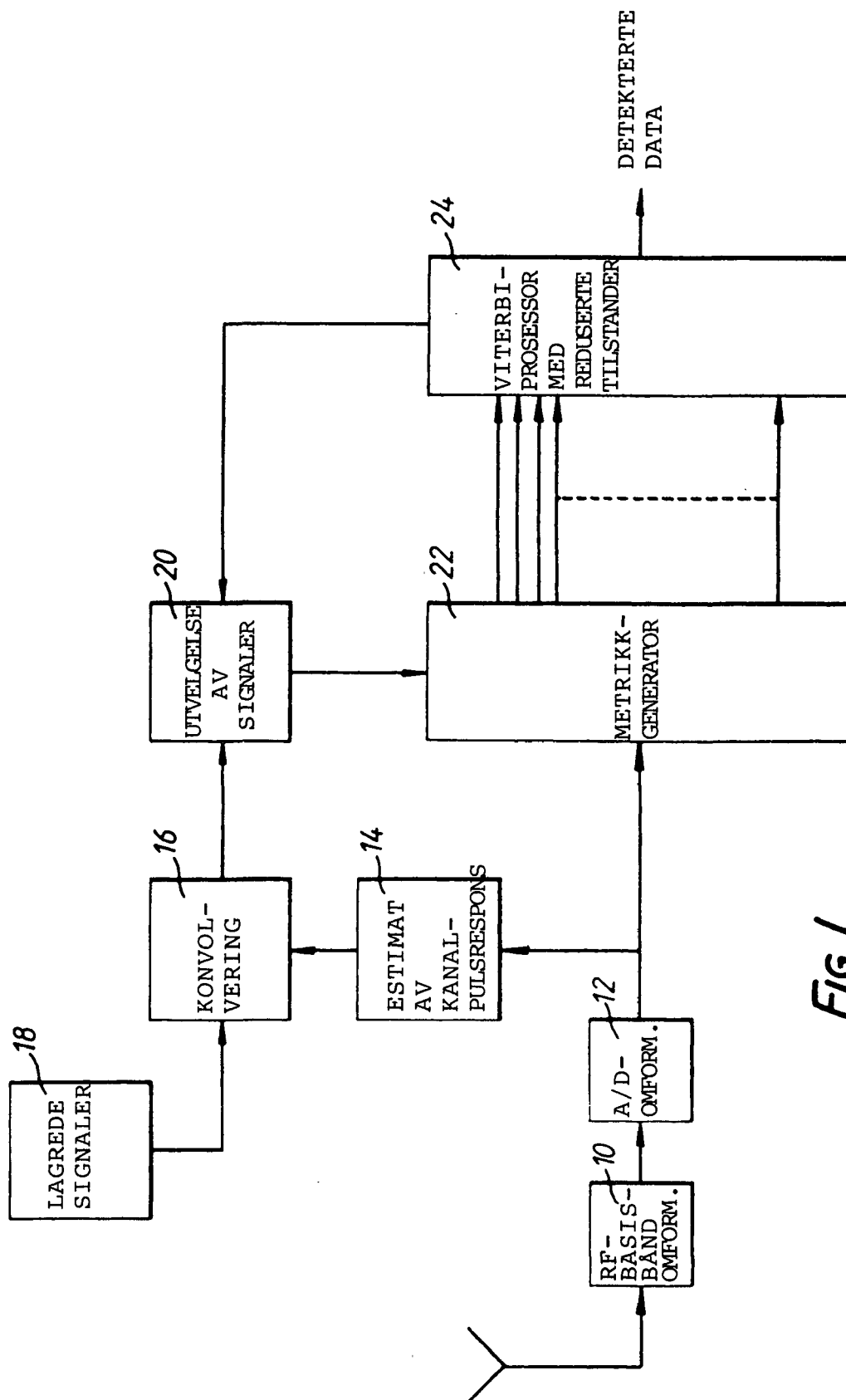
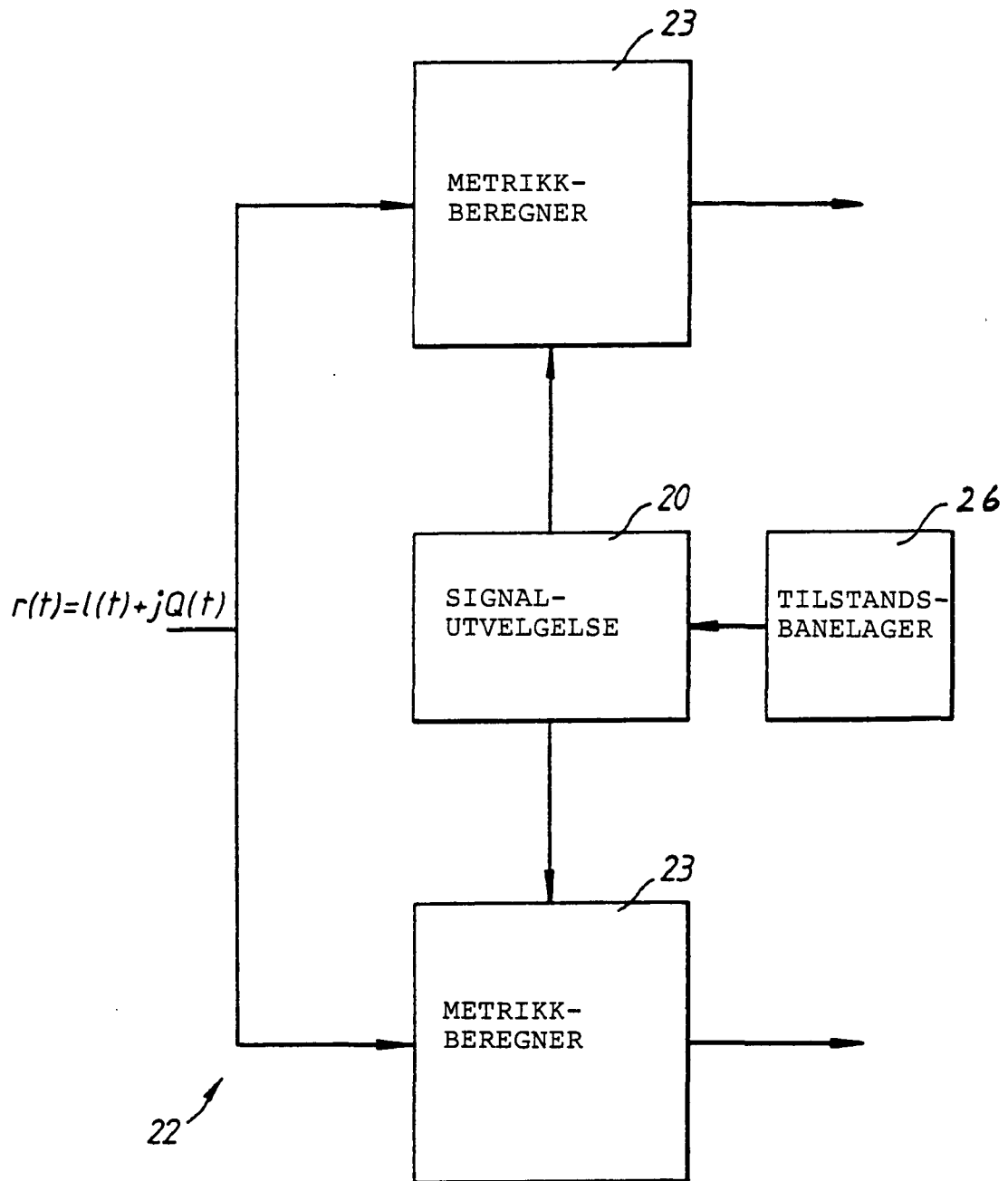


FIG. 1.

*FIG. 2.*

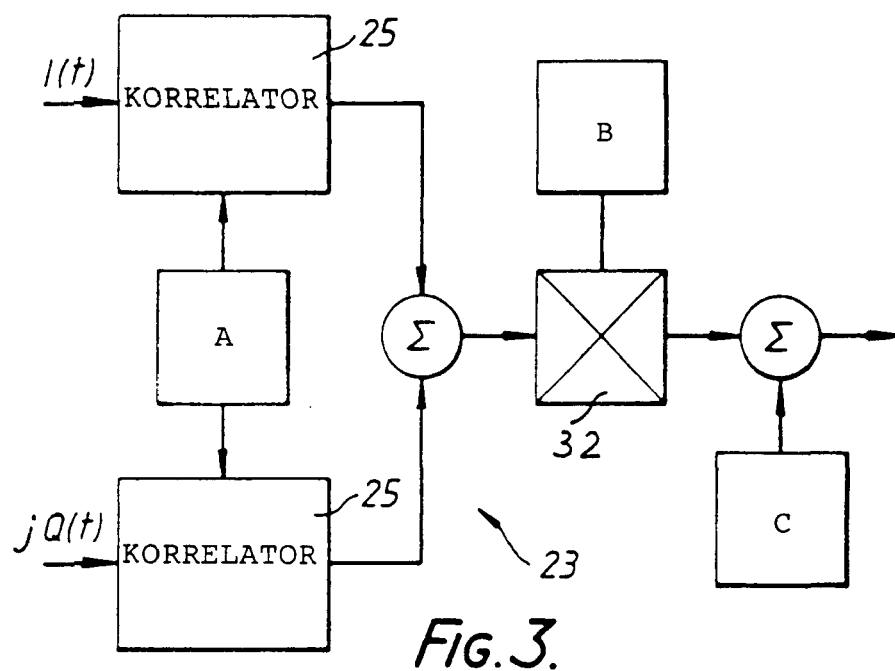


Fig. 3.

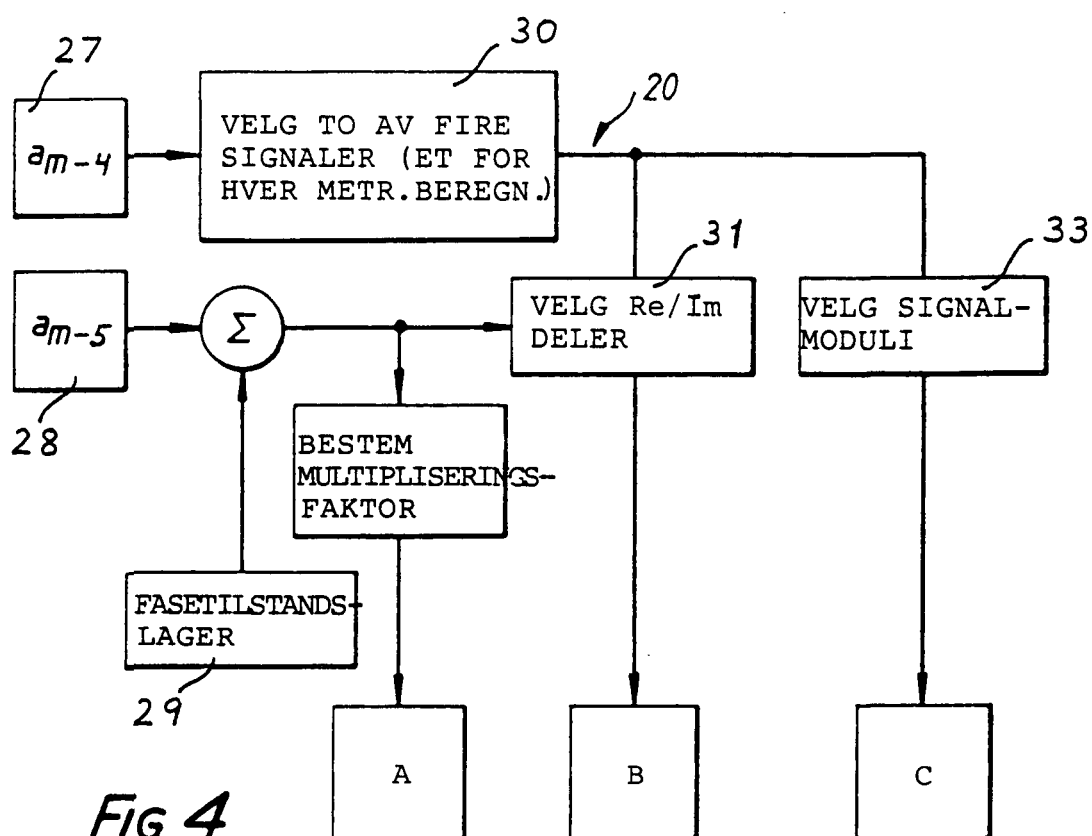
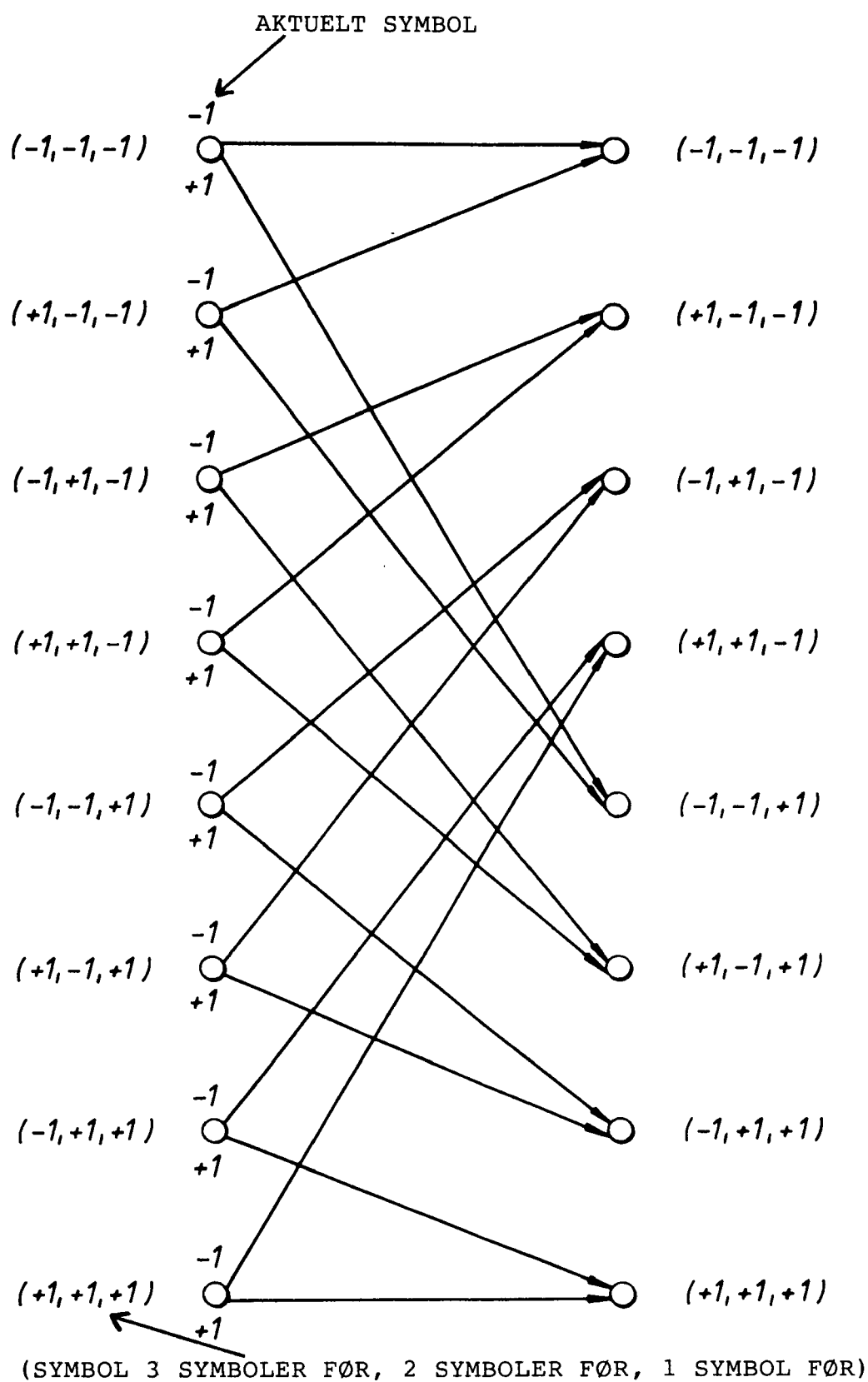


Fig. 4.

**Fig.5.**