



NORGE

(12) **PATENT**

(19) NO

(11) **317331**

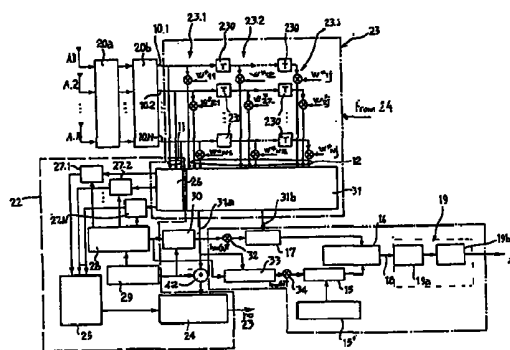
(13) **B1**

(51) Int Cl⁷

H 04 B 7/005, 7/08

Patentstyret

(21)	Søknadsnr	19982248	(86)	Innt.inng.dag og søknadsnr	
(22)	Inng.dag	1998.05.15	(85)	Videreføringsdag	
(24)	Løpedag	1998.05.15	(30)	Prioritet	1997.07.14, IT, TO97A000633
(41)	Alm.tilgj	1999.01.15			
(45)	Meddelt:	2004.10.11			
(71)	Søker	Csel - Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni SpA , Via Guglielmo Reiss Romoli, 274, I-10148 Torino, IT			
(72)	Oppfinner	Andrew Peter Ansbros, Via Salbertrand, 50, I-10146 Torino, IT Spase Drakul, Via Medici, 20, I-10143 Torino, IT Antonio Fanigliulo, Piazza Carrara, 7, I-10132 Torino, IT Gianluca Fontana, Via Dematteis, 4, I-10098 Rivoli, IT			
(74)	Fullmektig	Zacco Norway AS , Postboks 765 Sentrum, 0106 Oslo, NO			
(54)	Benevnelse	Fremgangsmåte og anordning for digitalt radiosignalmottak			
(56)	Anførte publikasjoner	IEEE-Vehicular Technology Conference, US, New York, IEEE, vol. CONF. 47, 1997, pages 884-888			
(57)	Sammendrag	En mottaker er beskrevet, f.eks. for GSM systemer, der en mengde digitale signaler hver inneholder en treningssekvens ($x_p(t)$) som er i stand til å produsere en estimering av transmisjonskanalen mottas i flertall ($A.1 \dots A.N$) i form av en mengde kopier ($10.1 \dots 10.N$) som hver inneholder en respektiv kopi av treningssekvensen. Det mottatte digitalsignalet blir utsatt for en forsinkelsesaktivitet hvorved det oppnås en mengde versjoner av et slikt signal, som hver inneholder et respektivt sett av signalkopier. Hver versjon gjennomgår en respektiv filtreringsaktivitet (23.1 23.N) uavhengig av de øvrige versjonene, ved å anvende et respektivt første sett av filtreringskoeffisienter ($W^*_{11} \dots W^*_{N1} \dots W^*_{Nj}$) fremskaffet ved å starte fra et respektivt første sett av filtreringskoeffisienter. Dette respektive første sett fremskaffes ved å gjennomføre, for hver kopi av det mottatte signal, en filtreringsaktivitet som utnytter et respektivt andre sett av filtreringskoeffisienter identifisert som et signal ($u(t)$) som er i stand til, ved konvolvering ($u(t) * x_p(t)$) med treningssekvensen, en enhetsfunksjon $\delta(t)$ på et gitt tidsintervall, fortrinnsvis på en bit. Filtreringskoeffisientene tilhørende det første settet utledes ved å starte fra nevnte første sett av filtreringskoeffisienter ved hjelp av en MMSE tilpasning, fortrinnsvis med en initielt raskt konvergeringsfase av typen rekursiv minste kvadrat (RLS) etterfulgt av en optimaliseringsfase av typen minste middelkvadrat (LMS).			



Den foreliggende oppfinnelse vedrører digital kommunikasjon og omfatter spesielt en fremgangsmåte og en anordning for mottakingen av digitale radiosignaler, i henhold til innledningen i henholdsvis patentkravene 1 og 6.

- 5 Oppfinnelsen er blitt utviklet med spesiell vekt på dens mulige anvendelse innenfor mobile radiokommunikasjonssystemer, eksempelvis systemer kjent som GSM og IS-54. Uansett kan oppfinnelsen anvendes i en hvilken som helst sammenheng der mottakingsprinsippet er illustrert i et funksjonsdiagram som i hovedsak tilsvare eller er identisk med det diagrammet som er vist i figur 1.

10

- For å illustrere hvordan oppfinnelsen kan benyttes i et eksisterende system, er det vist i figur 1 et skjema for en vanlig, enkel-antenne GSM-mottaker. I dette skjemaet viser referanse 11 en linje på hvilken et mottatt basisbånd-digitalsignal opptrer. I tillegg til en reell anvendbar signalkomponent inneholder signalet en treningssignal-komponent som
- 15 f.eks. en innledning eller et såkalt "midamble", som i alt vesentlig består av en rekke binære symboler $x_p(t)$ som antas å være kjent i overensstemmelse med GSM standarden. Signalet på linje 10 fremkommer fra radiosignalene mottatt på en antenne via en signalbehandling i en modul angitt med referanse 20, der er antennesignalet eksempelvis konvertert til basisbånd og viderebehandlet på en hensiktsmessig måte for å oppnå
- 20 demodulasjon.

- Signalet på linje 10 splittes av et demultipleks-trinn (ikke vist i skjemaet) mellom to grener 11 og 12, for å videreføre henholdsvis treningssignalet eller informasjons-signalet. For ordens skyld bør det nevnes - noe som også er vel kjent innen fagfeltet - at
- 25 slik signaldeling ikke nødvendigvis tilsvare en reell signalføring gjennom to ulike fysiske kanaler, fordi den kan bli effektivert i praksis ved hjelp av ulike metoder for signalbehandling.

- Signalbehandlingen utført i den første grenen 11 sikter mot å oppnå en estimering av
- 30 impulsresponsen i kanalen der transmisjonssignalet har forplantet seg. Den estimerte responsen kan fås ved å analysere hvorledes treningssignalet er påvirket av kanalen. Den nevnte estimeringen blir vanligvis utført gjennom korrelasjonen (eller den balanserte filtreringen) som utføres i en modul merket 14. I trinn 15 blir konvolvingen beregnet basert på det estimerte oppholdet mellom
- 35 kanalimpulsresponsen og en rekke mulige transmitterte basisbånd-signaler $S'_p(t)$ (i løpet av en bits periode) for å oppnå signalestimatene $x(t)$. Disse estimatene føres til en behandlingsmodul 16 der signalet som er ledet over grenen 12 ankommer etter en mulig

filtrering utført i filter 17. Dette filteret har en impulsrespons lik den tidsfastsatte flertydighets-funksjonen (der den flertydighets-funksjonen som kjent er auto-korrelasjonen av treningssekvensen), dvs. en respons gitt av $[x_p(t) \cdot x_p(T-t)] h_w(t)$, der $h_w(t)$ er en tidsgap (tidsvindu)-funksjon. Denne metoden er beskrevet av R. Steel, "Mobile Radio Communications", New York 1992, Chapter 6. I behandlingsmodulen 16 blir det utført en måling av "avstanden" (en trinnvis vekstmåling med en bits intervall) mellom de genererte sekvenser og de virkelig mottatte data. Den trinnvise målingen utført i funksjonsblokken 16 ledes gjennom linje 18 til en Viterbi prosessor (kjent innen fagfeltet), innlemmet i funksjonsblokk 19, der de nye måleverdiene for hver tilstand blir etablert, slik det skjer i GSM transmisjonssystemer. Viterbi prosessoren følges i kaskade-anordning av en differensialdekoder (tilsvarende kjent innen fagfeltet) som leverer den utgående strømmen av data. I alt vesentlig avgis det mottatte signalet på linje 10 til en behandlingsprosess som ideelt kan sees på som en komplementær og motsatt aktivitet i forhold til aktiviteten i transmisjonskanalen.

Ved å analysere prinsippskjemaet i figur 1, vil det fremgå at jo kraftigere forandringene i transmisjonssignalet - og også treningssignalet - blir i transmisjonen gjennom kanalen, dess mer komplekse og tunge blir de ulike prosessaktivitetene som utføres i trinnene 14, 15, 16 og 19.

Spesielt i mobile radiosystemer (i det minste for basestasjoner, men bruken av denne teknikken blir også utvidet for mobilterminaler) har bruken av multiple mottakings-teknikker basert på anvendelsen av et N antall mottakerantennner blitt allment utbredt. Signalet mottatt på et antennearrangement av denne type utgjør i realiteten N antall kopier av det samme startsignalet, der kopiene mottas på det nevnte antennearrangementet på en annerledes måte (f.eks. på grunn forskjellig fordeling av ekko, etc.).

Oppfinnelsen utnytter et slikt system av mange antenner for å utvikle en mer robust mottakerstruktur som forbedrer kvaliteten på kommunikasjonslinken. Behandlingen av det individuelle symbolet på mottakersiden fører til analysen av et visst antall (f.eks. , M) av symboler som mottas suksessivt. En mottakerarkitektur med N antall antenner, bør, for de samme utbredelsesomgivelser, baseres på analysen av $N \times M$ symboler. Gjenoppretting av det utsendte signalet i forbindelse med multi-innmatningssystemet innebærer i hovedsak invertering av en systemmatrise $N \times j$, der N er antallet antenner og j er antallet tidsøyeblikk (dvs. antall etterfølgende øyeblikkstilstander) som vurderes nødvendig for å kunne reprodusere nøyaktig transmisjonssignalet. Direkte inversjon av denne matrisen kan, dersom den utføres uten varsomhet, føre til støyforsterkning og

ustabilitet. Dessuten kan metoden bli ganske krevende når det gjelder tidsforbruk og nødvendig utstyr, og det fremstår neppe som praktisk for sanntidsbehandling av de mottatte signalene, hvilket er nødvendig f.eks. når det gjelder talesignaler.

- 5 Hensikten med den foreliggende oppfinnelse er derfor å muliggjør en løsning som, til tross for likhet med det generelle skjemaet vist i figur 1, ikke fører med seg ulemperne beskrevet ovenfor, og som videre muliggjør en større oppløsning i ytelsen til autokorrelasjonsfunksjonen for treningssignalet $x_p(t)$.
- 10 I samsvar med den foreliggende oppfinnelsen, er denne hensikten oppnådd takket være en fremgangsmåte og en anordning som har de kjennetegnende egenskaper som det er redegjort for spesielt i de følgende patentkrav 1 og 6 med tilhørende, respektive underkrav 2-5 og 7-11.
- 15 Oppfinnelsen er primært basert på det faktum at i et anvendelsesområde som et GSM mobilradiosystem er, vil et ekko i de individuelle kanalene i en multippel mottaker-situasjon (N antall mottakerantenner) i hovedsak bli adskilt ved at det tas prøver av det mottatte signalet, og derfor vil matrisen som registrerer hvordan kanalen fungerer (dvs. matrisen som skal estimeres og inverteres på mottakersiden) i realiteten inneholde et
20 antall elementer med null eller nesten null-verdier).

Oppfinnelsen skal nå beskrives, utelukkende gjennom ikke-begrensede eksempler, med henvisning til de medfølgende tegninger, der:

- 25 **Figur 1** viser skjematisk en mottakerarkitektur for GSM systemer, som allerede er blitt grundig beskrevet ovenfor;
- Figur 2** viser, i blokkskjematisk form, strukturen for en mottaker som fungerer i henhold til oppfinnelsen;
- 30 **Figur 3** er et kurvediagram som viser ytelsen til systemet i henhold til oppfinnelsen når det gjelder autokorrelasjonen for treningssignalet;
- Figur 4** er et kurvediagram som viser ytelsen for oppfinnelsen i en gitt
35 transmisjonskanal;
- Figur 5** viser en variant av oppfinnelsen.

Skjemaet i figur 2 viser et utvidet generelt blokkskjema tilsvarende det som er vist i figur 1 og gjør bruk av en rekke inngangsantennener $A.1 \dots A.N$, sammenkoblet i henhold til et typisk multippel mottakings-opplegg. Identiske elementer i figur 1 og 2 er angitt med like referanser.

Den enkle inngangslinjen 10 vist i figur 1, tilsvarer i figur 2 N antall inngangslinjer $10.1 \dots 10.N$, der hver linje overfører en tilsvarende kopi av det mottatte signalet, som kan uttrykkes generelt i form av et komplekst signal, hvilket innebærer et signal med en reell del og en imaginær (eller faseforskjøvet) del. Hver av disse kopiene stammer fra en tilsvarende inngangsantenne $A.1 \dots A.N$ gjennom en omforming fra radiofrekvens til mellomfrekvens etterfulgt av en omforming fra mellomfrekvensen til basisbåndet. Slike konverteringer blir individuelt utført på en kjent måte på N antall signalstrømmer som kommer fra N antall antenner i blokkene 20a og 20b tilsvarende, som et sett, blokk 20 i figur 1.

Henvisningstallet 26 viser til en demultipleks-enhet som splitter informasjonssignalet og den kjente "midamble" i ulike strømmer på samme måte som nevnt i forbindelse med figur 1, der den eneste forskjellen er at funksjonen til demultipleks-enheten 26 tilsvarer oppsplittingen av N antall parallelle signalveier.

Blokkene 16 og 19 (den sistnevnte delt på figuren i Viterbi dekode 19a og differensialdekode 19b) utfører de samme funksjonene som de tilsvarende blokkene i figur 1.

Alle kretsene som er innrammet av den stiplede blokken 22 utfører "kanal-estimeringen" av signalprøvene fra de mottatte basisbåndsignalene $10.1 \dots 10.N$ i henhold til oppfinnelsen. De estimerte kanalimpuls-responsene fra utgangene av FIR (Finite Impulse Response) filtrene $27.1 \dots 27.N$ oppnås ved beregning av signalformen mellom innkommende treningssignaler $x_p(t)$ (fremskaffet av blokk 29) og impulsresponsene $u(t)$ for FIR-filtrene. Disse filtrene kan implementeres som tverrgående filtre. Impulsresponsen $u(t)$ blir bestemt ved å anta at signalformen $x_p(t) * u(t)$ er en kvasi-Dirac impuls. Ved å ta prøver av pulsresponsen $u(t)$ i blokk 28, finnes koeffisientene for FIR-filtrene. Utvalget av hensiktsmessige impulsresponser $u(t)$ avhenger av forplantningskanalen. Utgangssignalene fra filtrene $27.1 \dots 27.N$ blir behandlet i et trinn 25 der de initielle vektall for tilpasningsalgoritmen utført i trinn 24 blir valgt. Tilpasningsalgoritmen kan med fordel være en MMSE (minste middelkvadrat-avvik)

algoritme og kan implementeres som en RLS (rekursiv minste kvadrat) eller en LMS (minste middelkvadrat) algoritme.

Trinn 23 (stråleformende nettverk) består av en gruppe med j -filtre individuelt vist som 23.1...23.j. Hvert filter fungerer på en tilsvarende versjon av inngangssignalet, der den første versjonen (behandlet av filter 23.1) tilsvarende signalet mottatt på linjene 10.1...10.N mens de andre versjonene tilsvarende det samme signalet gradvis forsinket ved forsinkelsesintervallene $T, 2T, \dots, (j-1)T$ som et resultat av passeringen gjennom de tilsvarende forsinkelseslinjene 230. Intervallet T kan f.eks. høre sammen med bit-perioden benyttet for transmisjon (korreksjonsledd med normal avstand). Imidlertid kan korreksjonsledd med delvis eller ulik avstand også benyttes.

Mer spesifikt er i filter 23.1 vektcoeffisientene $w_{11}^*, w_{21}^*, \dots, w_{N1}^*$, anvendt på kopiene av det mottatte signalet. En tilsvarende signalbehandling foregår i filter 23.2, med applikasjonen, for de ulike signalkopiene forsinket av et intervall T , av coeffisientene $w_{12}^*, w_{13}^*, \dots, w_{N2}^*$, og slik videre til filter 23.j, der coeffisientene $w_{1j}^*, w_{2j}^*, \dots, w_{Nj}^*$, anvendes på de forskjellige signalkopiene forsinket med et intervall $(j-1)T$.

De foran nevnte vektcoeffisientene, som kan ideelt representeres som en matrise med N rader og j kolonner, blir beregnet i blokken merket 24 som anvender en estimeringsmekanisme med tilpasning som vil bli fylligere beskrevet lenger ned.

Uavhengig av den mulige oppstillingen av coeffisientene $w_{1j}^*, \dots, w_{Nj}^*$ i matriseform, vil det fremgå at filtersettet 23.1 ... 23.j innebærer, på de ulike signalversjonene som finnes på linjene 10.1 ... 10.N, en signalbehandling som ikke har en matriseform for hvert stadium i j -tidsforløpet. Faktisk blir hver enkelt av signalversjonene som i tur og orden er forsinket med et intervall T gjenstand for en uavhengig filteroperasjon (se f.eks. Fuhal and Bonek, "Space-time decomposition: Exploiting the full information of a training sequence for an adaptive array", Electronics Letters, vol. 32, no. 21, s. 1938 - 1939, oktober 1996).

Dette valget har vist seg å være fordelaktig med hensyn til den generelle løsningen slik som den beskrevet ovenfor, der kanalestimeringen og korreksjonen eller stråleformingen av mottakersignalet medfører en matriseestimering og omforming, med de ulemper som er gjennomgått ovenfor. Til forskjell fra den kjente løsningen, muliggjør utformingen vist i figur 2 en kanalestimering utført uavhengig av den enkelte versjonen av det mottatte signalet, vurdert i forhold til det sett av signalkopier som den er sammensatt av.

Dette gjør det mulig å ta i betraktning virkningene av kanalen (typisk på grunn av ekko-fenomener) på den enkelte versjon. Dette resulterer, på den ene side, i en forenkling av behandlingsaktivitetene og, på den annen side, i muligheten for å unngå negative fenomener (feilutbredelse, støyforsterkning) knyttet til det mottatte signalets egenart
 5 (f.eks. et GSM signal, i det eksempelet som gjennomgås).

Den følgende matematiske beskrivelsen av metoden behandler en meget viktig side ved oppfinnelsen, nemlig den forbedrede kanalestimeringen i det innledende trinnet av vekttilpasning. Spesielt er koeffisientene for impulsresponsen $u(t)$ i FIR filtrene 27.1 til
 10 27.N valgt på en slik måte at de passer til ligningen

$$x_p(t) * u(t) = \delta d(t) \quad (1)$$

δ er Dirac delta.

15 Impulsresponsen $u(t)$ blir ført til blokk 30, som reelt sett påvirker signalformen definert i ligning (1). Utgangen fra blokk 30 blir multiplisert i multiplikasjonstrinnet 32 med en vindus- eller tidsgapfunksjon $h_w(t)$ for å produsere en tidsfastsatt tvetydig funksjon $\delta_w(t)$.

20 Det første utgangssignalet 31a fra stråleformingsnettverket 23 er det mottatte trenings-signalet $x_p(t)$ påvirket av en skalar kanalrespons $a(t)$, dvs.

$$x_p(t) = x_p(t) * a(t) \quad (2)$$

25 Ved signalutformingen av treningssignalet ved hjelp av impulsresponsen $u(t)$ i blokk 33 og multiplisering med den samme tidsgapfunksjonen $h_w(t)$ oppnås et estimat $a_w(t)$ for en gitt forsinkelse, i henhold til ligningen:

30
$$[x_p(t) * a(t) * u(t)] h_w(t) \quad (3)$$

Som kjent innenfor fagfeltet, vil signalutformingen som utføres i blokk 30 få mer delta-utforming dess mer nøyaktig estimatet fra kanalresponsen blir. Imidlertid må en lage en kompromissløsning når det gjelder denne ønskede egenskapen i samme grad som i
 35 virkelige sanntids-kommunikasjonssystemer.

Den andre utgangen 31b på stråleformingsnettverket 23 formidler informasjonssignalet $x(t, \tau)$ påvirket av den samme impulsresponsen $a(t)$. Konvolveringen mellom slikt signal og den tidsfastsatte tvetydige funksjonen $\delta_w(t)$ blir beregnet i trinn 17, som gir følgende utmatning:

5

$$x(t, \tau) * a(t) * \delta_w(t) \quad (4)$$

Utmatningen fra trinn 17 blir benyttet i trinn 16 for å beregne den trinnvise metrikk.

- 10 Trinn 15 utfører konvolveringen mellom den tidsfastsatte kanalresponsen $a_w(t)$ og basisbånd-signalet generert i modulator 15'. På denne måten blir alle mulige signaler skapt. De benyttes i blokk 16 for å få fram all gradvis metrikk som i figur 1.

- Fastsettelsen av vektsettingen i blokk 24 er basert på reduksjonen av
15 middelkvadratavviket mellom det mottatte treningssignalet på 31a og det opprinnelige treningssignalet $x_p(t)$ fra blokk 29, som allerede er kjent for mottakeren. Subtraksjonen mellom de to signalene blir utført i 42.

- Mottakerstrukturen vist i figur 2 er tilpasset for å kunne benyttes med spesiell fordel,
20 f.eks., innen et GMS transmisjonssystem der en "midamble" på 26 bits er omgitt av 58 informasjons-bits.

- I dette tilfellet, er "midamble"-sekvensen α_n med $n=1 \dots 26$ (fysiske verdier), karakterisert ved en spesiell autokorrelasjons-egenskap som tillater kanalestimering med
25 en 5 bits forsinkelse, dvs. en estimering basert på ligningen:

$$\begin{array}{rcl} 1 & 20 & \\ \text{---} & \sum_{k=5} \alpha_k \alpha_{k+n} = \delta_n & n = 4, \dots, 0, \dots, 4 \\ 16 & k=5 & \end{array} \quad (5)$$

30

Imidlertid, mens denne egenskapen uttrykker en Dirac-delta på en bit, når modulasjonen påtrykkes, vil auto-korrelasjonen for den modulerte sekvensen $x_p(t)$ uttrykt ved

$$R(\tau) = \int x_p(t) * x_p(\tau - t) dt \quad (6)$$

35

bli fordelt over 4 bits, med et påfølgende tap av oppløsning.

I situasjonen nettopp beskrevet er det mulig og spesielt gunstig å benytte en metode for filtrering av treningssekvensen som skaper en auto-korrelasjonsfunksjon med en delta-lignende fremtreden på et smalere intervall, spesielt, men ikke begrenset til, en bit.

- 5 Beregningen av den forbedrede foreløpig kanalestimerte (IICE) responsen oppnås ved å anvende matriserepresentasjonen av signalprøvene $x_p(n)$ og $u(n)$. For eksempel er utgangssignalet fra et balansert filter som trinn 14 i figur 1, gitt av ligningen

$$10 \quad R_{MF}(n) = \sum_{k=1}^{\text{lengde}(x)} x_p(n-k) \cdot x_p^H(k) \quad (7)$$

der $x_p(n)$ er den kjente sendte treningssekvensen, og $\text{lengde}(x)$ angir sekvenslengden mens eksponenten H angir Hermitte's konjugasjon. Responsen på IICE filteret, $u(n)$, på
15 signalet $x_p(n)$ er gitt ved ligningen

$$20 \quad R_{MF}(n) = \sum_{k=1}^{\text{lengde}(x)} x_p(n-k) \cdot x_p^H(k) \quad (8)$$

Autokorrelasjonsfunksjonen bestemt av ligning 7 har en tidsvarighet lik to ganger tidsvarigheten for GMSK impulsresponsen (dvs. varigheten av 4 bits). Vi kan utføre en bedre autokorrelasjonsfunksjon ved å bruke en impulsrespons $u(n)$ som tilfredsstiller den følgende matriseligningen

$$25 \quad X_p \cdot u^H = \delta \quad (9)$$

der

$$30 \quad X_p = \begin{matrix} & x_1 & \dots & x_{16} \\ x_{11} & \dots & x_{26} \end{matrix} \quad (10)$$

Ligningssettet uttrykt ovenfor trenger ikke nødvendigvis å være kvadratisk, siden
35 antallet begrensninger kan være større, mindre, eller lik antallet variable i $u(t)$.

Omformingen av dette systemet utføres ved å bruke enkel-verdi dekomponering og den tilhørende løsningen kan uttrykkes på formen

$$u(t) = x^{-1} \cdot \delta \quad (11)$$

5

Auto-korrelasjonen for dette filteret og for det vanlige GSM balanserte filteret er vist som sammenligning på figur 4 der antall bits er plottet langs x-aksen og skalaen langs y-aksen er en normalisert skala for å tilordne en enhetsverdi for autokorrelasjonsmaksimum. Den heltrukne kurven representerer vanlig estimasjon, mens den stiplede kurven viser hvordan det nye filteret beskrevet ovenfor opptrer. Det påpekes spesielt at det sistnevnte filteret skaper en autokorrelasjon på en enkelt bit med praktisk talt total undertrykkelse av autokorrelasjonsverdien for et bånd med få bits før og etter den sentrale autokorrelasjonstoppen.

10

15 Kanalestimering som bruker vanlig fremgangsmåte og den fremgangsmåten som her er foreslått, kan uttrykkes henholdsvis med de to følgende ligninger:

$$h_{\text{est-gammel}}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x_p^*(\tau-t)dt \quad (12)$$

20

$$h_{\text{est-ny}}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)u(\tau-t)dt \quad (13)$$

25 der $y(t) = x_p(t)*h(t)$, $h(t)$ representerer pulsresponsen for transmisjonskanalen, og x_p^* er konjugasjonskompleks av $x_p(t)$.

Siden korrelasjonen mellom $u(t)$ og $x_p(t)$ ligger nær opp til virkemåten til en ideell Dirac-delta funksjon i større grad enn ligning (12) gjengitt ovenfor, kan man oppnå en bedre kanalestimasjons-oppløsning ved å bruke ligning (13) fremfor ligning (12).

30

Koeffisientene til $u(t)$ kan ytterligere multipliseres, dersom det anses hensiktsmessig, med faste koeffisienter for å danne ytterligere romlig filtrering slik som Chebychev filtrering.

35

Merk at et filter av typen som er merket 17 i figur 1 ikke lenger er nødvendig (i den eksempelvis anvendelsen for GSM) siden det balanserte filteret ikke benyttes i

kanalestimeringen. Et slikt filter kan imidlertid være inkludert i anvendelsestilfeller for andre systemer.

Fra det foregående følger at løsningen i henhold til oppfinnelsen tillater tilrettelegging av en mottaker der kanalinterferens og de ulineære effektene fra modulasjonen, slik som GMSK modulasjon, blir behandlet separat. Mottakeren er i stand til å utnytte den romlige strukturen i både signalet og i interferensen. På dette grunnlag er det mulig å oppnå en mottakerstruktur som fungerer både i vinkel (multipel mottaking) og i tid for å oppnå en motsetning både i forhold til intersymbolinterferens (ISI) og interferens fra ulike sendere.

Spesielt viser skjemaet i figur 2 bruken av en MMSE (minste middelkvadratavvik) korreksjonsledd for å dempe kanaldefektene separat, etterfulgt av en Viterbidekoder for utjevning av GMSK signalet (demodulasjon). Signalet fra MMSE korreksjonsleddet blir korrigert og faserettet. Mottakeren kan også benyttes til å omfatte ulike multipel-mottakingssystemer, med en løsning som, i hvert fall for tiden, er spesielt fordelaktig for bruk i basestasjonene tilhørende mobile radiosystemer. Den samme strukturen kan under enhver omstendighet også anvendes på mobile mottakere utstyrt med flere antenner for multipel mottaking.

De fremtredende karakteristika for løsningen som er vist - bare i form av ikke begrensede eksempler - med henvisning til den for tiden foretrukne anvendelsen av oppfinnelsen kan beskrives kort i det følgende.

Signalet mottatt på N antall antenneelementer $A_1, \dots, A_N$ blir omformet til basisbånd, og det digitaliserte signalet som på den måten oppnås, blir demultiplekset (blokk 26) hvorved treningssekvensen (typisk en midamble) blir separert fra datasekvensen. Filtringsteknikken beskrevet ovenfor anvendes på N antall sekvenser som derved oppstår og som gjør det mulig å oppnå identifisering av de relevante ekko. Verdiene som korresponderer med de identifiserte ekko (i praksis de komplekse konjugasjonene fra disse) og deres område blir benyttet som inngangsverdier for MMSE algoritmen. Den påfølgende iterasjonen av det tilhørende systemet (typisk RLS) gjennomføres på hvert identifisert ekko ved å bruke treningssekvensen. Særlig kan denne tilpasningen anvendes på den første og siste bit i treningssekvensen for derved å unngå å feilberegne forstyrrende signaler. Disse utgangsverdier er videre tilpasset for hvert ekko ved å bruke en LMS algoritme som, om nødvendig, kan benyttes for å invertere hele systemet (alle ekko).

- Løsningen tillater videre en bedre ekkoidentifisering og en redusert hvitstøy-forsterkning siden bare ekkoene blir behandlet. En god inngangsestimering av vektallene er også tilgjengelig, basert bare på signalet, sammen med en rask konvergering av RLS algoritmen, siden sistnevnte fungerer bare på N antall vektall for hvert ekko, med følgelig muligheten til å gjennomføre de tilhørende behandlingsoppgavene i parallell på de ulike kanalene. Derved oppnås både en reduksjon av beregningsarbeidet og en raskere beregning takket være muligheten til å arbeide i parallell. Det er også mulig å tenke seg bruk av en LMS type iterasjon for å oppnå et gjennom-optimalisert system som starter med den suboptimale ekko-for-ekko fremgangsmåten. Som nevnt ovenfor, vil muligheten for å benytte bits på begynnelsen og slutten av treningssekvensen føre til en betydelig reduksjon av muligheten for feilaktig deteksjon av forstyrrende signaler fra andre sendere.
- 15 Fordelene ved den ovenfor beskrevne oppfinnelsen kan oppsummeres som følger:
- 1) Den innledende vektallstilpasningen bringer en nærmere det globale minimum for MMSE-funksjonen, og forbedrer derfor konvergeringshastigheten til algoritmen som benyttes;
 - 20 2) Blokk 22 sørger reelt sett for en damping av uønskede signaler fra de andre brukerne (felleskanal interferensdamping);
 - 3) Bruk av periodetid tilpasning resulterer i en justering av signalet fra antenne-elementene slik at det oppnås et maksimalt signal/støy-forhold ved å bruke en maksimalforhold-kombinerende strategi, siden tilpasningen av ulike trinn utføres i parallell,
 - 25 4) Den forbedrede innledende kanalestimeringen gir anledning til bruk av maksimum sannsynlighetsestimering for sekvensen som den optimale strategien for å håndtere intersymbol interferens, siden felleskanal-interferens er blitt dempet i blokk 22. Under slike forhold kan blokkskjemaet i figur 2 bli tilpasset til den såkalte blinde korreksjonen og forenklet som vist i figur 5, der et MMSE korreksjonsledd 100 som mottar datasignalet gjennom linje 31b og vektallene på utgangen av blokk 24 erstatter samtlige av blokkene 17, 32, 33, 34, 15', 15, 16 i figur 2.
 - 30
 - 35 Den foretrukne utformingen av oppfinnelsen illustrert i figur 2 har den ytterligere fordelen av en forbedret synkroniseringssegenskap. Synkroniseringsstrategien er basert på oversampling av det mottatte signalet. Fra de mottatte signalene blir det tatt prøver

med en prøvehastighet på P ganger bithastigheten. På den måten blir et P antall ulike datasekvenser skapt. På denne måten blir oppløsningen for den forbedrede innledende autokorrelasjons-funksjonen bedre og klokkesynkroniseringen blir forbedret. Derfor kan en grovsynkronisering oppnås ved å ta prøver av det mottatte signalet på

5 bithastigheten med hensyn til utformingen i figur 2. En finsynkronisering kan oppnås ved å bruke krysskorrelasjonsegenskapen til de åtte treningssekvensene definert i GSM standarden, men i dette tilfellet bør de mottatte signalene oversamples. Et passende terskelnivå bidrar til å velge autokorrelasjonsfunksjonen for den ønskede bruker og med sikte på dette vil en finsynkronisering bli etablert. Denne informasjonen har i hovedsak

10 oppstått i blokk 25 i figur 2.

Forbedringen i systemytelsen som oppnås ved bruk av oppfinnelsen, fremgår ved gjennomgang av figur 4, som viser bitfeilraten BER versus forholdet E_b/N_0 (E_b = energi pr. bit, N_0 = spektralstøytetthet) for en GSM kanal ved bruk av oppfinnelsen

15 (stiplet kurve) og ved bruk av en vanlig mottaker.

Selv om oppfinnelsen er blitt beskrevet med spesiell henvisning til bruken i forbindelse med GSM system, kan den uten bortkastet eksperimentering også benyttes i andre systemer der de utsendte signalene inneholder en treningssekvens som er kjent på

20 forhånd. Spesielt er tilpasningsmodulen 18 i stand til å generere settet av filtreringskoeffisientene også i flerbrukersystemer, slik som SDMA (Space Division Multiple Access) systemer der to eller flere brukere innen samme område tillates å bruke den samme fysiske kanalen (tid - frekvens). I dette tilfellet er det nødvendig at nevnte brukere anvender treningssekvensene x_p med tilstrekkelig rettvinklet

25 karakteristikk som tillater algoritmen å skille mellom ekko som dannes av de ulike brukere.

P a t e n t k r a v

1.

Fremgangsmåte for mottaking av digitale signaler bestående av en treningssekvens $x_p(t)$ som påvirkes av en skalar kanalrespons $a(t)$ egnet til å produsere et estimat av transmisjonskanalen, der det digitale signalet mottas multippelt som en mengde signalkopier (11.1 ... 11.N) og hver består av en respektiv kopi $x_p(t)*a(t)$ av nevnte treningssekvens, k a r a k t e r i s e r t v e d at den omfatter følgende operasjoner:

- 10 - å generere en mengde versjoner av det mottatte digitale signalet separert med et gitt forsinkelsesintervall (T), der hver versjon inneholder et tilsvarende sett signalkopier;
- å gjennomføre en filtreringsaktivitet (23.1 ... 23.j) for hvert av de nevnte versjoner av det mottatte digitalsignalet uavhengig av de øvrige versjonene, der
15 den respektive filtreringsaktivitet blir gjennomført på hver av de nevnte versjonene ved å anvende på de respektive sett av signalkopier et korresponderende første sett av filtreringskoeffisienter ($w^*_{11}...w^*_{N1}$;; $w^*_{1j}...w^*_{Nj}$) fremskaffet ved start fra et innledende sett av filtrerings-koeffisienter;
- å fremskaffe nevnte respektive innledende sett av filtreringskoeffisienter ved at
20 den respektive versjonen av det mottatte digitalsignalet gjennomgår en respektiv andre filtreringsaktivitet (16.1 ... 16.j), gjennomført uavhengig av de respektive andre filtreringsaktiviteter utført på de øvrige versjonene av det mottatte digitalsignalet, der hver av nevnte andre filtreringsaktiviteter som gjennomføres med et respektivt andre sett av filtreringskoeffisienter identifiseres som et signal
25 ($u(t)$) som er i stand til å generere, ved konvolvering ($u(t)*x_p(t)$) med den nevnte treningssekvens, en enhetsfunksjon på en gitt tidsluke.

2.

Fremgangsmåte som angitt i krav 1, k a r a k t e r i s e r t

- 30 v e d at nevnte respektive andre sett av filtreringskoeffisienter ($u(t)$) er identifisert som et signal som er i stand til å generere ved hjelp av konvolvering ($u(t)*x_p(t)$) med den nevnte treningssekvens, en enhetsfunksjon på én bit.

3.

- 35 Fremgangsmåte som angitt i krav 1 eller 2, k a r a k t e r i s e r t v e d at nevnte respektive første sett av filtreringskoeffisienter genereres ved start

fra nevnte respektive innledende sett av filtreringskoeffisienter ved hjelp av minimum middel-kvadratsavviks-tilpasning (MMSE).

4.

- 5 Fremgangsmåte som angitt i krav 3, k a r a k t e r i s e r t v e d at nevnte tilpasning er valgt fra gruppen dannet av rekursiv minste kvadrat (RLS) tilpasning og av minste middelkvadrat (LMS) tilpasning.

5.

- 10 Fremgangsmåte som angitt i krav 4, k a r a k t e r i s e r t v e d at nevnte minimum middelkvadrat-avviks tilpasning omfatter en initiell rask konvergeringsfase av typen rekursiv minste kvadrat (RLS) etterfulgt av en fase av typen minste middelkvadrat (LMS) tilpasning.

15 6.

Anordning for mottaking av digitale signaler som omfatter en treningssekvens ($x_p(t)$) som påvirkes av en skalar kanalrespons $a(t)$ og som kan produsere et estimat av transmisjonskanalen, der anordningen omfatter en mengde antenner som fungerer i multippel, slik at digitalsignalet blir mottatt i form av en mengde signalkopier

- 20 (10.1....10.N) som hver inneholder en respektiv kopi ($x_p(t)*a(t)$) av nevnte treningssekvens, k a r a k t e r i s e r t v e d

- forsinkelsesmiddel for å produsere en mengde versjoner av det mottatte digitale signalet separert med et gitt forsinkelsesintervall (T), der hver versjon inneholder et respektivt sett av signalkopier,
- 25 - andre filtreringsmiddel (23.1, 23.2 ... 23.j) for å påføre hver av de nevnte versjonene av det mottatte digitalsignalet en respektiv filtreringsaktivitet uavhengig av de øvrige versjonene, der nevnte respektive andre filtreringsaktivitet blir gjennomført på hver av de nevnte versjonene ved å anvende på det respektive sett av signalkopier et respektivt andre sett av
- 30 filtreringskoeffisienter ($w^*_{11}...w^*_{N1}; w^*_{1j}...w^*_{Nj}$) som er fremskaffet ved start fra et respektivt, innledende sett av filtreringskoeffisienter,
- andre filtreringsmiddel (27.1, 27.2 ... 27.N) for å frembringe nevnte respektive innledende bestemt sett av filtreringskoeffisienter ved å påføre de respektive kopier av nevnte treningssekvens en respektiv andre filtreringsaktivitet
- 35 gjennomført uavhengig av de respektive andre filtreringsaktiviteter utført på de øvrige respektive kopier av nevnte treningssekvens; der hver av disse andre filtreringsaktivitetene blir gjennomført med et respektivt andre sett av

filtreringskoeffisienter identifisert som et signal ($u(t)$) som er i stand til å generere, ved konvolvering ($u(t)*x_p(t)$) med nevnte treningssekvens, en enhetsfunksjon på en gitt tidsluke.

5 7.

Anordning som angitt i krav 6, k a r a k t e r i s e r t v e d at nevnte respektive andre sett av filtreringskoeffisienter ($u(t)$) er identifisert som et signal som er i stand til å generere, ved hjelp av konvolvering ($u(t)*x_p(t)$) med nevnte treningssekvens, en enhetsfunksjon over et forhåndsbestemt intervall.

10

8.

Anordning som angitt i krav 7, k a r a k t e r i s e r t v e d at den omfatter en tilpasningsmodul (24) som beregner det nevnte første sett av filtreringskoeffisienter med start fra nevnte respektive sett av filtreringskoeffisienter ved
15 hjelp av en tilpasning av typen minimum middelkvadratavvik.

9.

Anordning som angitt i krav 8, k a r a k t e r i s e r t v e d at nevnte tilpasningsmodul (24) virker i henhold til en algoritme som er valgt fra gruppen
20 som omfatter tilpasning av typen rekursiv minste kvadrat og tilpasning av typen minste middelkvadrat.

10.

Anordning som angitt i krav 9, k a r a k t e r i s e r t v e d at nevnte tilpasningsmodul (24) virker med en initiell rask konvergeringsfase av typen
25 rekursiv minste kvadrat etterfulgt av en fase av typen minste middelkvadrat.

11.

Anordning som angitt i kravene 8 - 10, k a r a k t e r i s e r t
30 v e d at nevnte tilpasningsmodul (24) er anordnet for å produsere et respektivt første sett av filtreringskoeffisienter for hver av en mengde brukere innenfor samme celle i et digitalt radiokommunikasjonssystem der nevnte brukere anvender den samme fysiske tid - frekvens kanal.

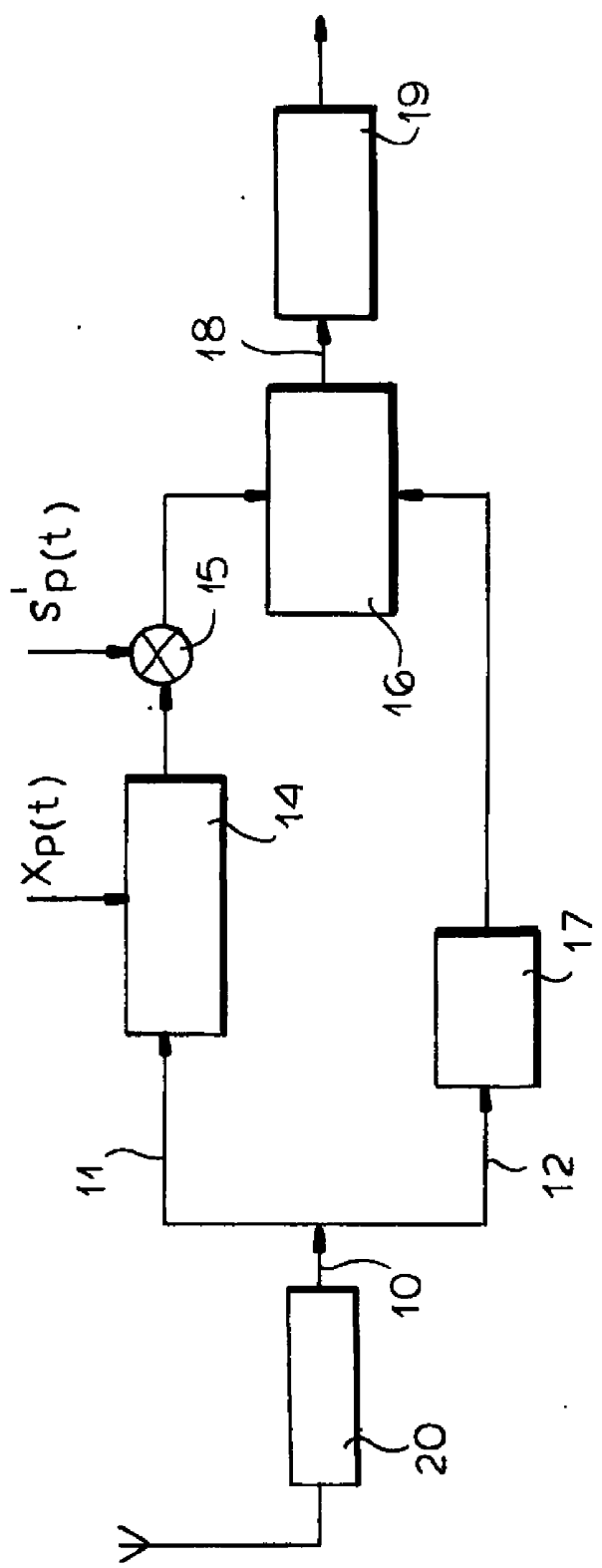


FIG.1

FIG.2

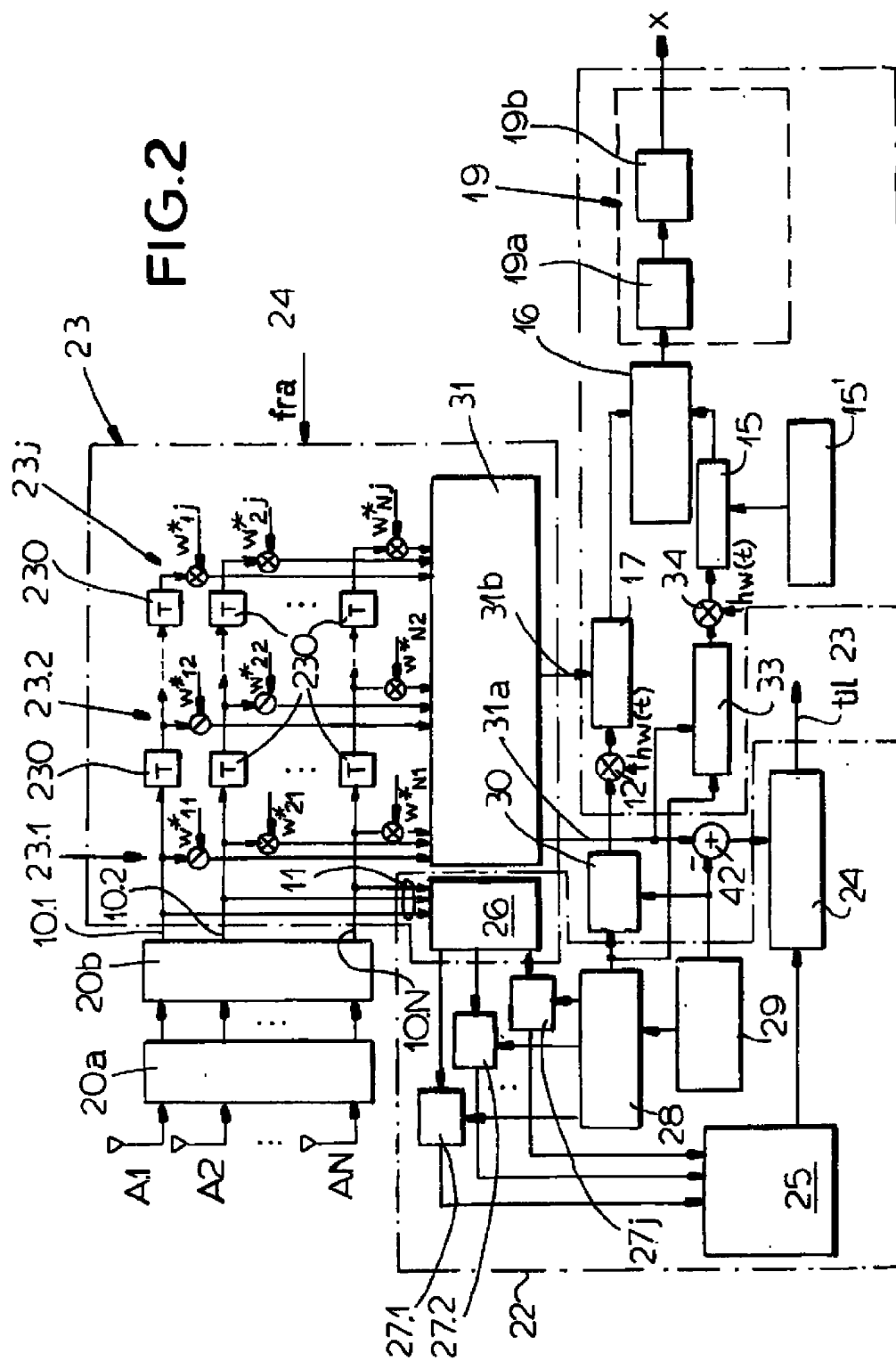
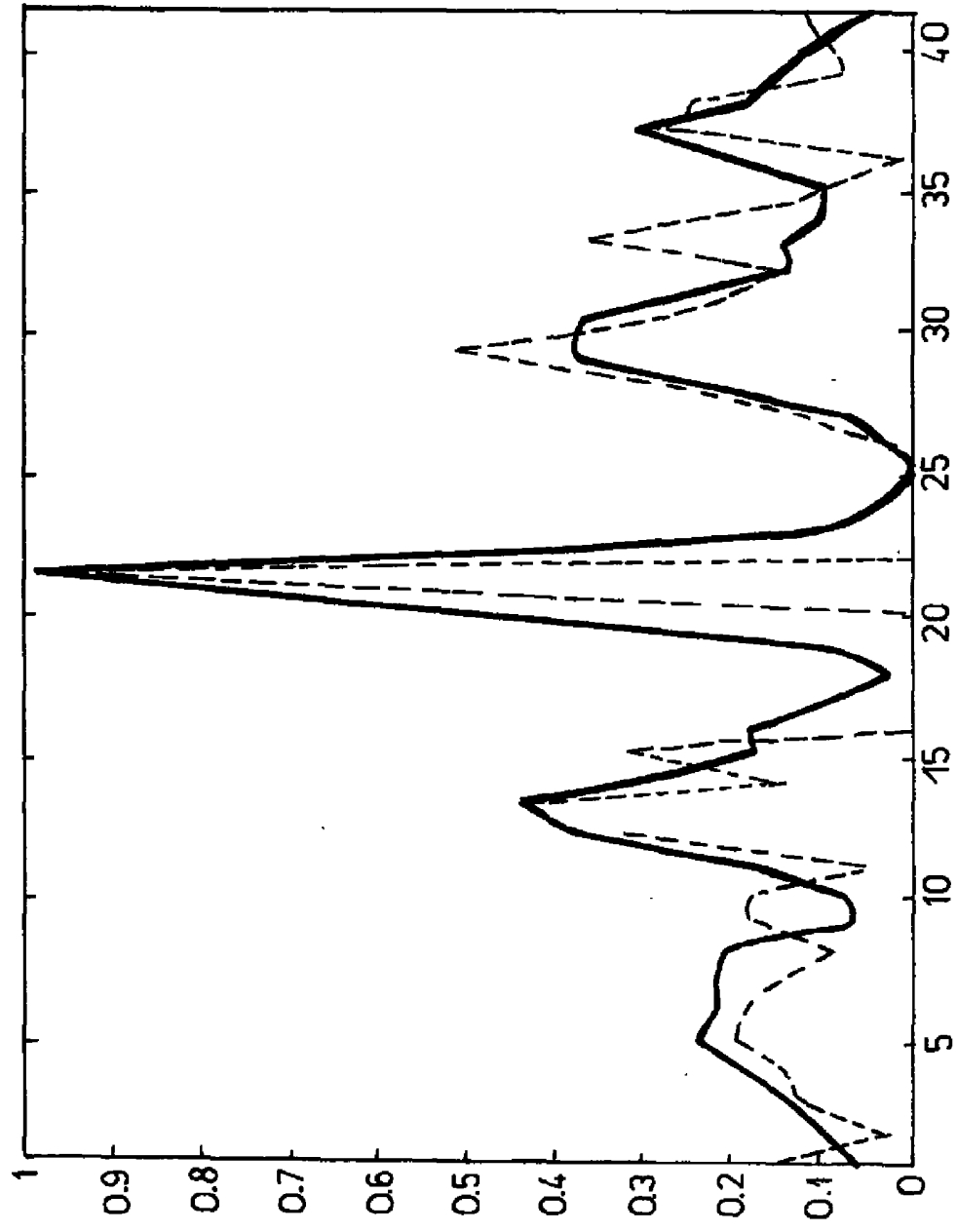


FIG.3



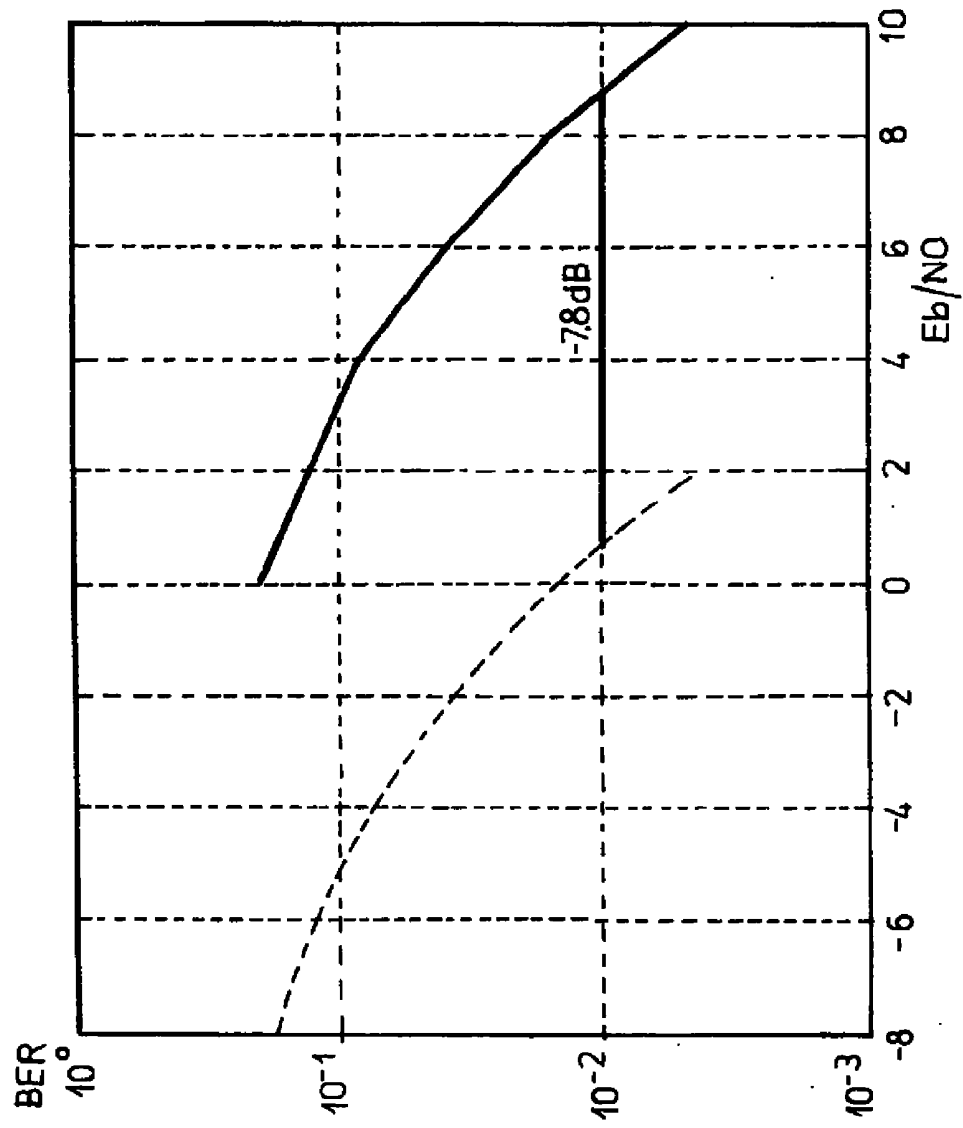


FIG.4

