

(19) DANMARK



Patentdirektoratet
TAASTRUP

(12) PATENTSKRIFT

(11) 168750 B1

(21) Patentansøgning nr.: 1076/90

(51) Int.Cl.5

H 04 B 3/06

(22) Indleveringsdag: 01 maj 1990

H 04 B 7/005

(41) Alm. tilgængelig: 02 nov 1991

H 04 L 25/03

(45) Patentets meddelelse bkg. den: 30 maj 1994

(86) International ansøgning nr.: -

(30) Prioritet: -

(73) Patenthaver: *Dancall Telecom A/S; Bransagervej 30; 9490 Pandrup, DK, *Cetelco A/S; Østre Alle 6; 9530 Støvring, DK

(72) Opfinder: Benny *Madsen; DK, Stig Bluecher *Brink; DK, Poul Brinch *Larsen; DK

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

(54) Fremgangsmåde til modforvrængning i en modtager af signaler, der har passeret en transmissionskanal

(56) Fremdragne publikationer

US pat. nr. 4694469

US pat. nr. 4701936

(57) Sammendrag:

1076-90

I en modforvrænger af DFE-type ("Decision Feedback Equalizer") til modforvrængning i en modtager for elektromagnetiske signaler, der har passeret en transmissionskanal, benyttes et antal vægtfaktorer eller tapkoefficienter i dels en fremkoblingsdel og dels en tilbagekoblingsdel. Som startbetingelse for disse koefficienter vælges værdier, som baserer sig på et estimat for kanalens impulsrespons. I fremkoblingsdelen benyttes estimatværdierne komplekst konjugeret, hvilket svarer til et såkaldt "matched filter", og i tilbagekoblingsdelen benyttes autokorrelationen af estimatet for kanalens impulsrespons. Detekteringen af databittene kan begynde ved en eventuel læresekvens og arbejde sig ud derfra. Estimatet for kanalens impulsrespons kan også anvendes til synkronisering, og før detekteringen kan der ske en fase- eller frekvensjustering af de modtagne signaler.

DK 168750 B1

fortsættes

1076-90

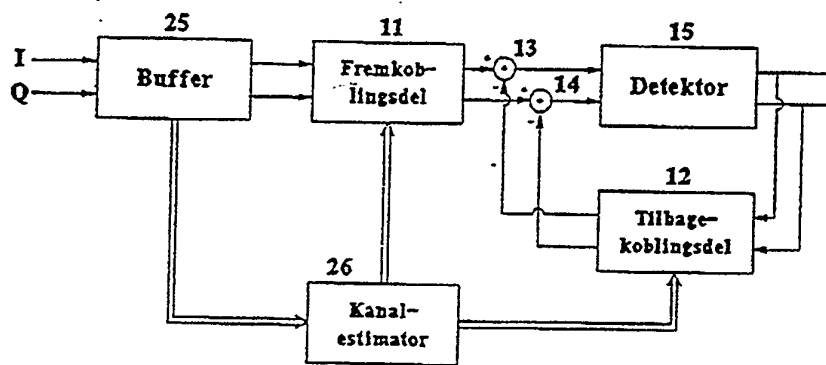


Fig. 6

Opfindelsen angår en fremgangsmåde til modforvrængning til brug i en modtager for elektromagnetiske signaler, der har passeret en transmissionskanal. Modforvrængningen er af den type, hvor de modtagne signaler føres til en første serieforbindelse af et antal tidsforsinkelses-
5 elementer, som er forbundet til et fælles summationspunkt i overensstemmelse med et første sæt af respektive vægtfaktorer, hvorved et udgangssignal frembringes. Dette udgangssignal føres til en anden serieforbindelse af et
10 antal tidsforsinkelseselementer, som på tilsvarende vis er forbundet til nævnte summationspunkt i overensstemmelse med et andet sæt af respektive vægtfaktorer.

Når der kommunikeres over en mobil kanal, som f.eks. i et moderne mobiltelefonsystem, udsættes signalet mellem sender og modtager for forskellige former for amplitude- og fasepåvirkninger. Den i denne forbindelse mest interessante påvirkning er den, der opstår på grund af fler-
15 vejsudbredelse af det transmitterede signal. Modtageren vil modtage forskellige bidrag, der har tilbagelagt forskellige transmissionsveje, og disse bidrag vil interferere destruktivt eller konstruktivt afhængigt af frekvens. Når den mobile enhed bevæger sig, vil der derfor forekomme kraftige udsving i den modtagne effekt. Når der
20 er tale om transmission af digitale signaler, og når den forsinkelse, som flervejsudbredelsen giver anledning til, er større end symboltiden, dvs. tiden mellem hver informationsbit, vil der desuden ske en afsmitning mellem de enkelte bit.

30 Dette benævnes intersymbolinterferens (ISI). For at kompensere herfor, er det nødvendigt i modtageren at anvende en modforvrænger. Som regel benyttes den engelske benævnelse "equalizer".

35 Ofte findes der blandt de transmitterede data en såkaldt læresekvens, dvs. et bitmønster, som på forhånd er kendt

af modtageren. Ved at sammenligne de modtagne signaler med de forventede fås således kendskab til kanalens øjeblikkelige impulsrespons.

- 5 Med den kendte teknik kan kompenseringen udføres på to forskellige måder.

Ved den ene metode foretages der ikke en egentlig modforvrængning af det modtagne signal. Metoden bygger i stedet
10 på, at datamodtageren kender alle mulige datasekvenser, og med viden om kanalens øjeblikkelige impulsrespons kan beregne alle mulige forvrængede signaler og derefter vælge det, der passer bedst med det netop modtagne. Denne type benævnes MLSE efter den engelske betegnelse "Maximum
15 Likelihood Sequence Estimator".

Den anden metode bygger derimod på, at det modtagne signal modforvrænges, dvs. transmissionskanalens indvirkning på signalet bliver udlignet, hvorefter datainformation
20 estimeres i en simpel detektor. Oftest sker der i modforvrængeren en tilbagekobling af de estimerede data, og denne type benævnes så DFE efter den engelske betegnelse "Decision Feedback Equalizer". En DFE-modforvrænger er opbygget af bl.a. to hovedblokke, nemlig en fremkoblingsdel og en tilbagekoblingsdel. Hver af disse omfatter en serieforbindelse af et antal forsinkelseselementer, hvis forsinkelse svarer til symboltiden, altså tiden mellem hver informationsbit, således at en datasekvens kan skiftes hen igennem kæden. Som indgangssignal til fremkoblingsdel
25 den modtagne datasekvens, medens der for tilbagekoblingsdelens vedkommende benyttes den tilsvarende detekterede sekvens. Det øjeblikkelige udgangssignal fra hvert forsinkelseselement i både frem- og tilbagekoblingsdelen multipliceres med en vægtfaktor eller
30 koefficient og føres til et fælles summationspunkt, som igen er forbundet til en detektor. Som regel er disse modforvrængere adaptive, dvs. de tilpasser sig løbende
35

kanalens øjeblikkelige impulsrespons, således at kanalens forvrængning udlignes. Dette sker ved løbende justering af vægtfaktorerne.

5 Sådanne modforvrængere af DFE-type kendes fra bl.a. europæisk offentliggørelsesskrift nr. 323870.

10 Hidtil har forsøg med DFE imidlertid givet skuffende resultater i sammenligning med MLSE-modtagere, formentligt fordi de ikke kan nå at konvergere hurtigt nok. Til gengæld er MLSE-modtagere langt mere beregningskrævende og dermed dyrere i både udvikling og produktion end DFE-modtagere.

15 Fra US A 4 701 936 kendes et eksempel på, at man i en DFE-modforvrænger beregner et estimat af kanalens impulsvar og benytter dette ved indstilling af filterkoefficienterne. Dette har imidlertid ikke ændret på forholdet mellem DFE- og MLSE-modtagere.

20 I en modtager, som omtales i US A 4 694 469, anvendes et synkroniseringskredsløb, hvori indgår to seriekoblede filtre. I det første filter indstilles filterkoefficienterne ud fra den komplekst konjugerede værdi af kanalens impulsvar, medens der i det andet filter indgår autokorrelationen.

30 Formålet med opfindelsen er at angive en modforvrænger af DFE-type, som har en ydelse i samme størrelsesorden som den, der kan opnås med MLSE-modtagere.

35 Dette formål opnås ved en fremgangsmåde, som angivet i krav 1's indledende del, der ifølge opfindelsen er ejendommelig ved det i kravets kendetegnende del angivne. Ved hjælp af den kendte læresekvens kan et estimat for transmissionskanalens impulsrespons, udtrykt ved en række filterkoefficienter, beregnes på simpel vis, og ved at kom-

- plekst konjugere disse og derefter bruge dem som startværdier for koefficienterne i fremkoblingsdelen, dvs. den første serieforbindelse af et antal tidsforsinkelselementer, opnås en optimal løsning med hensyn til støj.
- 5 Disse koefficienter svarer til de, der benyttes i et såkaldt "matched filter", d.v.s. et filter, hvis impulsrespons er tilpasset transmissionskanalen, så der på udgangen opnås maksimalt signal/støj-forhold.
- 10 Ved yderligere som omtalt i krav 2 at generere autokorrelationen af estimatet for kanalens impulsrespons, ligeledes udtrykt ved en række filterkoefficienter, og benytte disse som startværdier for koefficienterne i tilbagekoblingsdelen, dvs. den anden serieforbindelse af et antal
- 15 forsinkelselementer, vil intersymbolinterferens stammende fra tidligere detekterede symboler, dvs. informationsbit, blive fjernet.
- Da den omtalte læresekvens typisk vil være placeret i
- 20 midten af en databitsekvens, fås det bedste resultat ved, som i krav 3, at foretage detekteringen fra midten og udefter i stedet for at følge den rækkefølge, som bittene er modtaget i.
- 25 For at sikre synkronisme med det transmitterede signal, fastlægges synkroniseringstidspunktet ved hjælp af estimatet for kanalens impulsrespons, som det fremgår af krav 4, 5 og 6.
- 30 Ligeledes kan det være nødvendigt at fase- eller frekvensjustere det modtagne signal ifølge krav 7, før selve detekteringen finder sted.
- I en særlig udførelsesform benyttes fremgangsmåden i en
- 35 modforvrænger, som er beregnet til anvendelse i modtageapparater for det nye fælles europæiske, digitale mobiltelefonsystem, der benævnes GSM.

Opfindelsen skal forklares nærmere i det følgende under henvisning til tegningen, hvor

5 fig. 1 viser et eksempel på opbygningen af en i og for sig kendt sender/modtager til et digitalt mobiltelefonsystem,

fig. 2 viser et blokdiagram for en kendt modforvrænger af DFE-type,

10

fig. 3 viser opbygning og virkemåde for fremkoblingsdelen,

15

fig. 4 er et eksempel på en simpel udførelsesform for et detektorkredsløb, som indgår i modforvrængerens,

fig. 5 viser opbygningen af tilbagekoblingsdelen,

20

fig. 6 viser et blokdiagram for en DFE-modforvrænger udbygget med kanalestimulator,

fig. 7 viser opbygningen af kanalestimatorblokken,

25

fig. 8 viser et blokdiagram af en DFE-modforvrænger med fase- eller frekvensjustering,

fig. 9 viser et eksempel på opbygningen af et rekonstruktionsfilter,

30

fig. 10 viser en forsinkelsesblok,

fig. 11 viser en fasetilpasningsenhed, og

fig. 12 viser virkemåden for en fasedrejer.

35

På fig. 1 er vist et i og for sig kendt eksempel på en sender/modtager til et digitalt mobiltelefonsystem -

f.eks. det fælleseuropæiske digitale mobiltelefonsystem, som benævnes GSM -, hvor fremgangsmåden ifølge opfindelsen kan anvendes.

5 Et signal modtages på en antenne 1 og passerer en duplexer 2, hvorefter det forstærkes og båndbegrænses i højfrekvensmodtageren 3. Signalet på dennes udgang er komplekst, hvor realdelen benævnes I-komponenten (Inphase) og imaginærdelen benævnes Q-komponenten (Quadrature). Det
10 komplekse signal digitaliseres, inden det føres videre til indgangen på modforvrængeren 4, som beskrives nærmere nedenfor. På udgangen af modforvrængeren 4 findes det detekterede signal, der føres til videre behandling, som typisk kan foregå i en dekodeer 5. Desuden indgår frekvenssyntese 6, kontrolenhed 7 samt senderkredsløbene 8,
15 9 og 10.

En sådan sender/modtager er bl.a. beskrevet nærmere i international patentansøgning PCT/US86/00618.

20 Modforvrængeren 4 kan f.eks. være af DFE-type, og på fig. 2 ses på et blokdiagram, hvordan en sådan på kendt vis kan være opbygget. DFE-modforvrængeren omfatter en buffer 25, en fremkoblingsdel 11, en tilbagekoblingsdel
25 12, summationspunkterne 13, 14 og en detektor 15, og disse blokke vil blive beskrevet nærmere nedenfor. Signalet fra bufferen føres til fremkoblingsdelen 11, og udgangssignalet herfra føres til summationspunkterne 13 og 14 (for henholdsvis real- og imaginærdel), hvor udgangssig-
30 nalet fra tilbagekoblingsdelen 12 subtraheres. Fra summationspunkterne 13 og 14 føres signalet til detektoren 15, der i simpleste form kan være en komparator, og udgangssignalet herfra består af de detekterede bit. Dette signal føres dels til tilbagekoblingsdelen 12 og dels til
35 efterfølgende kredsløb uden for modforvrængeren.

Opbygningen af fremkoblingsdelen 11, detektoren 15 og tilbagekoblingsdelen 12 beskrives nedenfor under henvisning til figurerne 3, 4 og 5.

5 Fig. 3 viser opbygningen af fremkoblingsdelen. Indgangssignalet X er den modtagne datasekvens, som er lagret i bufferen 25. Signalet føres gennem et antal forsinkelses-
10 elementer 16, hvorefter hver af de forsinkede signalværdier multipliceres med en tilhørende filterkoefficient i multiplikationspunkterne 17 og summeres i summationspunkterne 18. Der kan også som tidligere omtalt benyttes et fælles summationspunkt. Alle signaler er komplekse. Udgangssignal X' føres til summationspunkterne 13 og 14 (for henholdsvis real- og imaginærdel).

15 Fig. 4 viser en simpel udførelsesform for detektoren 15, realiseret ved hjælp af to nulkomparatorer 19, 20, der alternerende aftaster henholdsvis I- og Q-komponenterne, samt en omskifter 21. Udgangssignalet er +1, hvis den af-
20 tastede værdi er større end eller lig med 0, og -1, hvis den er mindre end 0. Tilsvarende er værdien rent reel, hvis den aftastes i I-kanalen, og rent imaginær, hvis den aftastes i Q-kanalen.

25 Detektoren kan også være mere avanceret. Modforvrængerer af DFE-type kan i sig selv kun udligne intersymbolinterferens fra allerede detekterede databit. Ved at anvende en mere avanceret detektor, f.eks. en Viterbi-detektor, vil der også kunne tages hensyn til intersymbolinterferens fra efterfølgende databit.
30

Fig. 5 viser opbygningen af tilbagekoblingsdelen. Opbygningen svarer til fremkoblingsdelen, idet der indgår et antal forsinkelses-elementer 22, et antal multiplikationspunkter 23 og summationspunkterne 24. Indgangssignalet a
35 er den netop detekterede sekvens.

Hvis modforvrængereren er adaptiv, vil der løbende ske en justering af koefficienterne. Dette sker ved, at der først vælges et sæt udgangsværdier eller startbetingelser for hver af de komplekse koefficienter. Typisk nulstilles de alle, bortset fra realdelen af én af koefficienterne, den såkaldte hovedkoefficient (hovedtap), som sættes til 1. Derefter køres den modtagne læresekvens gennem modforvrængereren, og ved sammenligning med den kendte læresekvens fås et fejlsignal, som danner grundlag for opdatering af koefficienterne. Denne procedure kan så gentages, indtil der opnås konvergens. Imidlertid har det som tidligere nævnt vist sig, at modforvrængereren på denne måde ikke kan konvergere hurtigt nok til, at der kan opnås de ønskede resultater.

Det nye ifølge opfindelsen er, at startværdierne for koefficienterne til multiplikationspunkterne 17 i fremkoblingsdelen og koefficienterne til multiplikationspunkterne 23 i tilbagekoblingsdelen vælges på en ny måde, der baserer sig på et estimat af transmissionskanalens impulsrespons, udtrykt ved et antal filterkoefficienter, idet et sådant estimat kan frembringes på en enkel og i og for sig kendt vis ved hjælp af en kanalestimator.

Ved at benytte disse startgæt har det været muligt at opnå langt bedre resultater end tidligere, især ved lave signal/støj-forhold. Faktisk har det overraskende vist sig, at hvis man for hver modtaget databitsekvens vælger startkoefficienterne på denne måde, opnås der ikke yderligere forbedring ved løbende opdatering af koefficienterne. Ved lave signal/støj-forhold (dårlige modtageforhold) kan det endog være en fordel ikke at opdatere koefficienterne. Det vil altså sige, at modforvrængereren ikke behøver at være adaptiv, hvilket er særdeles fordelagtigt med hensyn til modforvrængerens kompleksitet.

I fig. 6 er DFE-modforvrængereren fra fig. 2 derfor udbygget med en kanalestimator 26. Det fra højfrekvensmodtageren 3 modtagne komplekse signal føres først til bufferen 25, som kan lagre signalet i et givet tidsrum, dvs. lagre en sekvens af en given længde. I GSM-systemet indeholder hver modtaget datasekvens en læresekvens, og så snart denne er lagret i bufferen, kan kanalestimatoren 26 gå i gang med at estimere transmissionskanalens impulsrespons udtrykt ved en række filterkoefficienter. Dette beskrives nærmere nedenfor. Kanalens impulsrespons omfatter i GSM-systemet bidrag fra modulationen, senderfiltre, den fysiske transmissionskanal og modtagefiltre.

Fig. 7 viser, hvorledes kanalestimatoren 26 kan være opbygget. Indgangssignalet X er den modtagne læresekvens, som udgør en del af den modtagne datasekvens, der er lagret i bufferen 25. Hvert element i den modtagne sekvens er et komplekst tal og består således af en realdel og en imaginærdel. Ved hjælp af et antal forsinkelseelementer 27 (z^{-1}), et antal koefficienter 28 (C_n) og et antal summationspunkter 29 bestemmes krydskorrelationen mellem den faktisk modtagne læresekvens og den kendte læresekvens, hvor sidstnævnte er identisk med den fra senderen afsendte læresekvens. Resultatet bliver en sekvens Y af korrelationsværdier, som lagres i bufferen 30. En del af denne sekvens kan udtages som det estimat (h) af kanalens impulsrespons, der ifølge opfindelsen benyttes i fremkoblingsdelen 11.

Denne del udtages efter et princip, hvor et vindue forskydes hen over samtlige korrelationsværdier, og for hver placering beregnes energien af de indgående korrelationsværdier. Dette sker ved, at sekvensen Y føres til en blok 31, der beregner kvadraternormen af de komplekse værdier. Herved fås sekvensen V, der føres til et antal forsinkelseelementer 32, hvor antallet svarer til længden af vinduet. Ved hjælp af summationspunkterne 33 opnås summen af

kvadratnormerne hørende til vinduet, hvilket svarer til energien af korrelationen beregnet over vindueslængden. Blokken 34, som måler maximalværdi, finder det vindue, der har størst energiindhold og lagrer dets nummer, dvs. 5 tidspunktet for dets begyndelse eller referencetidspunktet, Tref. Det er korrelationsværdierne i dette vindue, der anvendes som estimatet for kanalens impulsrespons.

Ifølge en alternativ udførelsesform kan metoden til udvælgelse af estimatet for kanalens impulsrespons varieres. Efter at vinduet med maximal energi er fundet, afsøges dette for at finde den korrelationsværdi i vinduet, der har størst kvadratnorm, dvs. maximal amplitude. Derefter udtages et nyt vindue af korrelationen, som placeres symmetrisk omkring det nye referencetidspunkt, og det 15 er så korrelationsværdierne heri, der anvendes som estimat for kanalens impulsrespons.

I begge tilfælde føres det fundne referencetidspunkt til 20 apparatets kontrolenhed 7 for synkronisering.

Med det frembragte estimat for kanalens impulsrespons som grundlag kan startbetingelserne for koefficienterne 17 (fremkoblingsdelen) og 23 (tilbagekoblingsdelen) nu genereres. 25

Koefficienterne 17 i fremkoblingsdelen fremkommer ifølge opfindelsen ved at komplekst konjugere (og tidsreversere) de værdier, der i kanalestimatoren blev udtaget som et 30 estimat for kanalens impulsrespons.

Koefficienterne til tilbagekoblingsdelen fremkommer ifølge opfindelsen som en del af kanalens impulsrespons foldet med fremkoblingsdelens impulsrespons og dermed som 35 autokorrelationen af kanalens impulsrespons. Dette opnås ved at føre vinduets estimatværdier fra korrelationsbufferen gennem fremkoblingsdelen (eller et identisk kreds-

løb). Der anvendes kun den del af autokorrelationen, der svarer til resten, efter at fremkoblingsdelens tidsforsinkelse er taget i betragtning, således at der opnås korrekt tidssynkronisme mellem de to signaler i summationspunkterne 13 og 14.

Ved hjælp af det i kanalestimatoren 26 frembragte estimat for kanalens impulsrespons er det også muligt at fase- eller frekvensjustere det modtagne signal før detekteringen. Fig. 8 viser, hvorledes modforvrængereren fra fig. 6 således kan udbygges med en funktion til synkronisering af referencefrekvens. Dette sker ved at detektore og korrigerer for en fasefejl. Udgangssignalet fra detektoren 15 ledes til et rekonstruktionsfilter 35, som ved hjælp af information fra kanalestimatoren 26 rekonstruerer et signal, der svarer til signalet enten før eller efter fremkoblingsdelen. Det rekonstruerede signal sammenlignes så med det faktiske signal i fasetilpasningsenheden 36. Da det rekonstruerede signal er baseret på detekterede værdier, vil det være tidsforsinket, hvorfor det faktiske signal må tidsforsinkes tilsvarende i tidsforsinkelsesledet 37, inden det tilføres fasetilpasningsenheden 36. Her beregnes faseforskellen mellem de to signaler. Resultatet heraf føres til fasedrejeren 38, hvor det modtagne signal fasedrejes i overensstemmelse hermed. Da systemet er lineært, kan fasedrejeren 38 placeres enten umiddelbart før (som vist) eller umiddelbart efter fremkoblingsdelen.

Figurerne 9-12 viser de ekstra blokke, der benyttes i udførelsesformen fra fig. 8 til fase- eller frekvenskorrektur.

Fig. 9 viser rekonstruktionsfiltret, der også er opbygget af forsinkelseselementer 39, koefficienter 40 og summationspunkter 41. Som nævnt kan det rekonstruerede signal svare til signalet enten før eller efter fremkoblingsdelen. Benyttes signalet før, skal rekonstruktions-

filtrets impulsrespons svare til estimatet af kanalens impulsrespons, som er umiddelbart tilgængelig i kanalestimatoren. Benyttes signalet efter fremkoblingsdelen, skal rekonstruktionsfiltrets impulsrespons svare til kanalens impulsrespons foldet med fremkoblingsdelens impulsrespons, hvilket som tidligere nævnt svarer til autokorrelationen af estimatet.

Fig. 10 viser forsinkelsesblokken, som består af et skifteregister sammensat af et antal tidsforsinkelseselementer 42, der indeholder tidsforsinkede værdier af det komplekse indgangssignal. Den maximale forsinkelse i blokken vælges under hensyntagen til rekonstruktionsfiltret 35, således at der opnås tidssynkronisme i fasetilpasningsenheden 36. Indgangssignalet kan som nævnt tages enten umiddelbart før eller umiddelbart efter fremkoblingsdelen 11.

Fig. 11 viser fasetilpasningsenheden, som bestemmer fasetilpasningen ud fra faseforskellen mellem udgangssignalet fra rekonstruktionsfiltret og udgangssignalet fra forsinkelsesblokken ved anvendelse af en fasetilpasningskonstant (μ). Resultatet er et signal, der oplyser, om fasen skal øges eller mindskes, og som føres til fasedrejeren.

Fig. 12 viser fasedrejeren, som i 43 akkumulerer og midler værdierne, som modtages fra fasetilpasningsenheden. Udgangssignalet er det fra bufferen modtagne indgangssignal fasedrejet i overensstemmelse med den akkumulerede faseværdi. Selve fasedrejningen sker i blokken 44. For tegnet for de fra fasetilpasningsenheden modtagne værdier bestemmes af, om detektionen foregår fra midten af den lagrede sekvens mod dens begyndelse (baglæns) eller fra midten mod slutningen.

35

P a t e n t k r a v:

1. Fremgangsmåde til modforvrængning i en modtager af
5 signaler, der har passeret en transmissionskanal, hvor
signalerne føres til en første serieforbindelse af et an-
tal tidsforsinkelseselementer, der er forbundet til et
fælles summationspunkt i overensstemmelse med et første
10 sæt af respektive vægtfaktorer til frembringelse af et
udgangssignal, og hvor dette udgangssignal føres til en
anden serieforbindelse af et antal tidsforsinkelsesele-
menter, som er forbundet til nævnte summationspunkt i
overensstemmelse med et andet sæt af respektive vægtfak-
torer, samt hvor der frembringes et estimat af kanalens
15 impulssvar, k e n d e t e g n e t ved, at det første sæt
af vægtfaktorer initieres i overensstemmelse med det kom-
plekst konjugerede estimat af kanalens impulssvar.

2. Fremgangsmåde ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t
20 ved, at det andet sæt af vægtfaktorer initieres i over-
ensstemmelse med autokorrelationen af et estimat af ka-
nalens impulsrespons.

3. Fremgangsmåde ifølge krav 1 eller 2, hvor de transmit-
25 terede signaler er sammensat af korte databitsekvenser,
og hvor hver databitsekvens omfatter en delsekvens, som
på forhånd er kendt af modtageren, og som tidsmæssigt er
placeret således i databitsekvensen, at den efterfølger
og efterfølges af et antal databit, k e n d e t e g -
30 n e t ved, at en hel databitsekvens modtages og lagres,
før modforvrængning og detektering finder sted, og at mod-
forvrængningen og detekteringen i forbindelse med en
adaptiv opdatering af vægtfaktorerne påbegyndes ved den
kendte delsekvens og derefter arbejder sig bort herfra
35 til hele sekvensen er detekteret.

4. Fremgangsmåde ifølge krav 1 eller 2, k e n d e t e g-
n e t ved, at modforvrængningen synkroniseres tidsmæs-
sigt til den modtagne bitstrøm.

5 5. Fremgangsmåde ifølge krav 4, k e n d e t e g n e t
ved, at der udvælges et vindue, med passende længde, af
det komplekse impulsrespons-estimat således, at dette
vindue har maximalt energiindhold, og at dette vindue be-
nyttes til synkronisering.

10

6. Fremgangsmåde ifølge krav 4 eller 5, k e n d e t e g-
n e t ved, at modforvrængningen synkroniseres ved at be-
stemme det tidspunkt, der svarer til den maximale ampli-
tude af impulsrespons-estimatet eller et vindue heraf.

15

7. Fremgangsmåde ifølge krav 1 eller 2, k e n d e t e g-
n e t ved, at der foretages en fase- eller frekvens-ju-
stering af det modtagne signal før selve detekteringen
heraf.

20

25

30

35

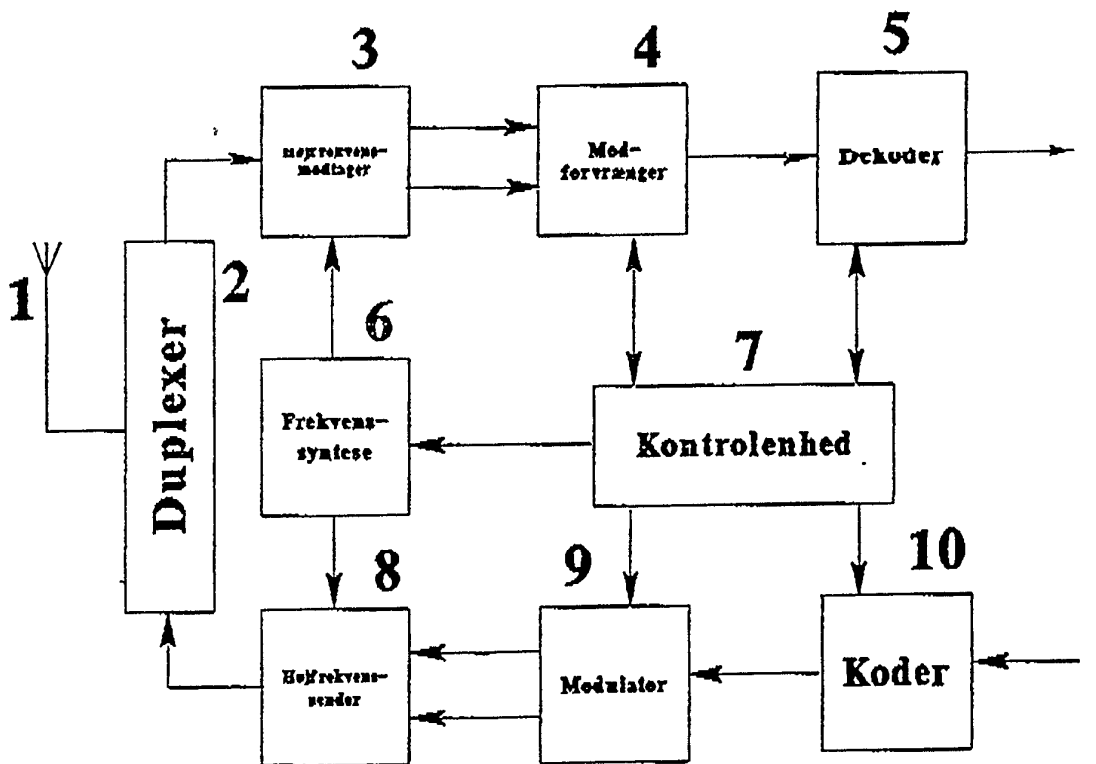


Fig. 1.

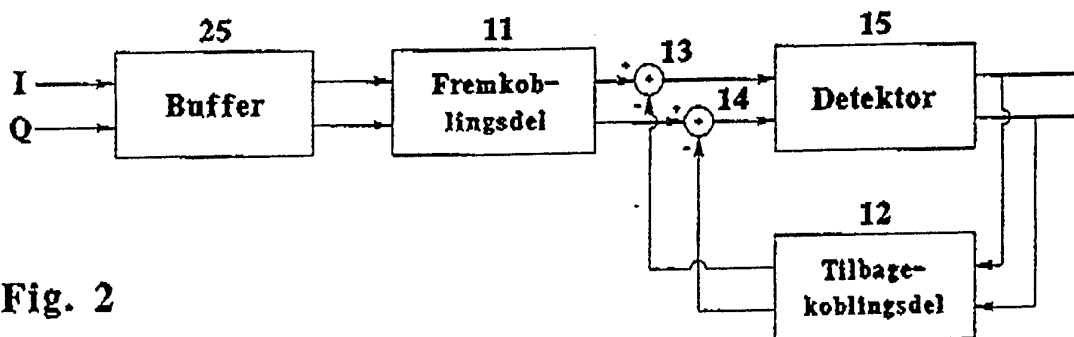


Fig. 2

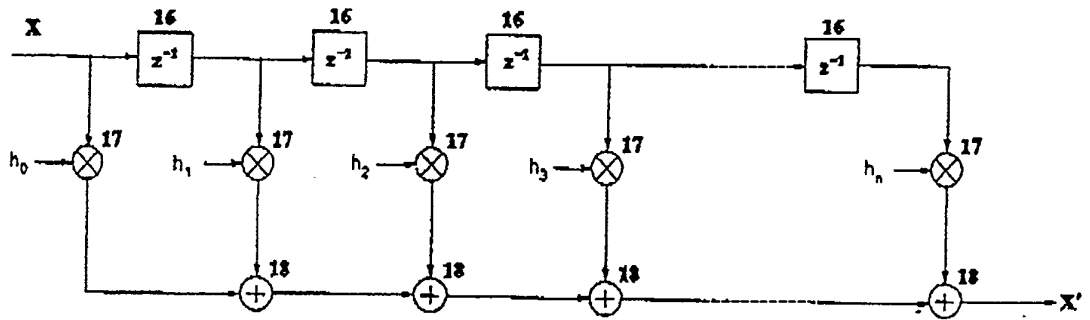


Fig. 3.

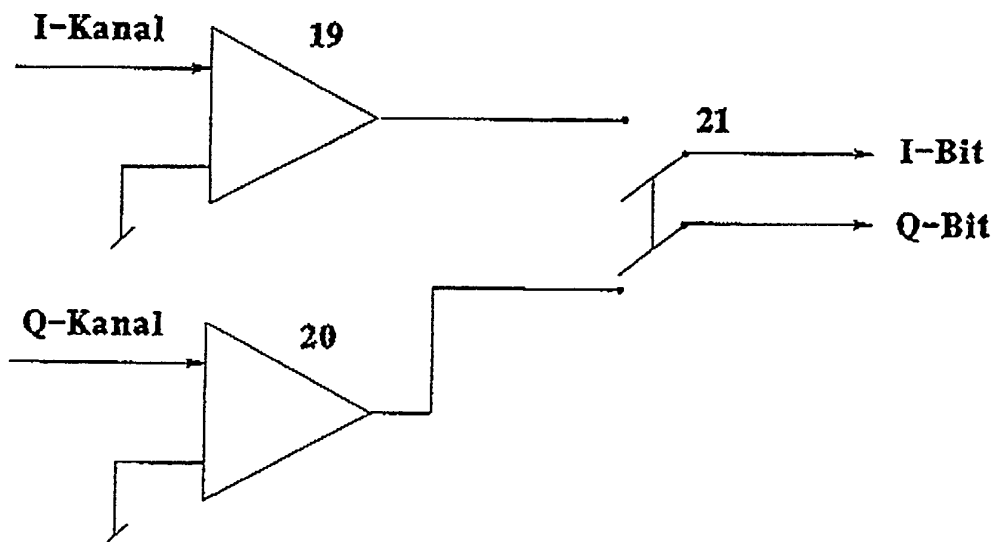


Fig. 4.

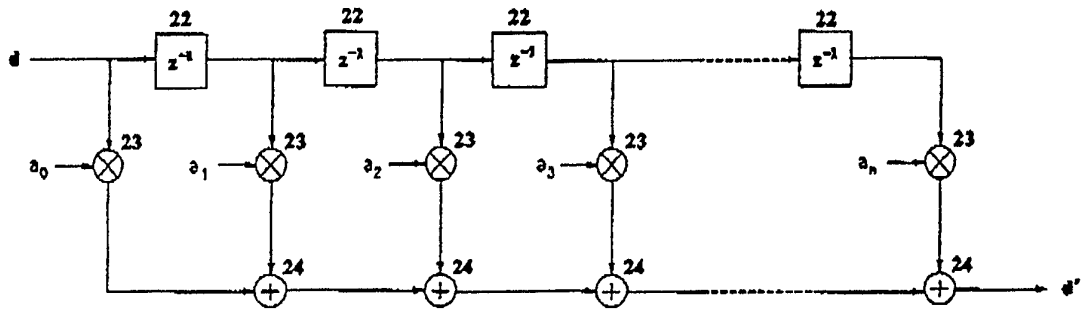


Fig. 5.

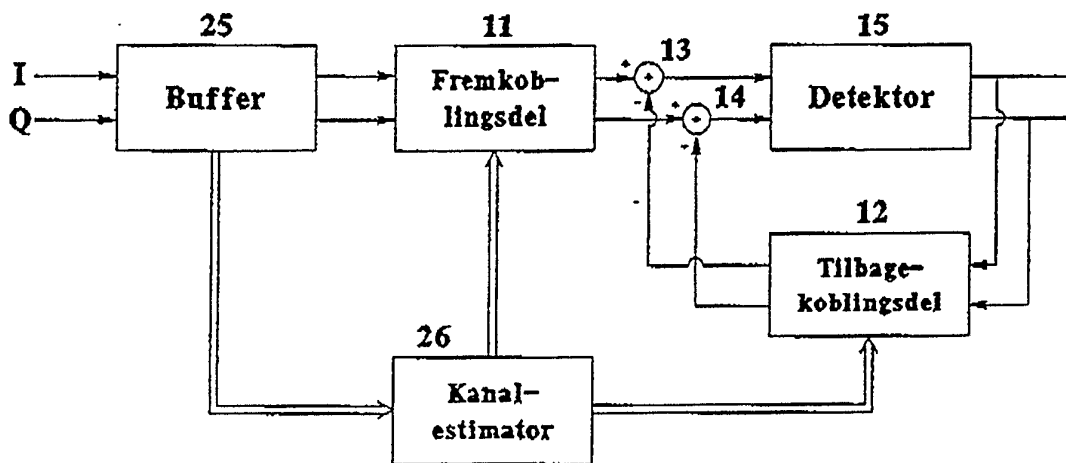


Fig. 6

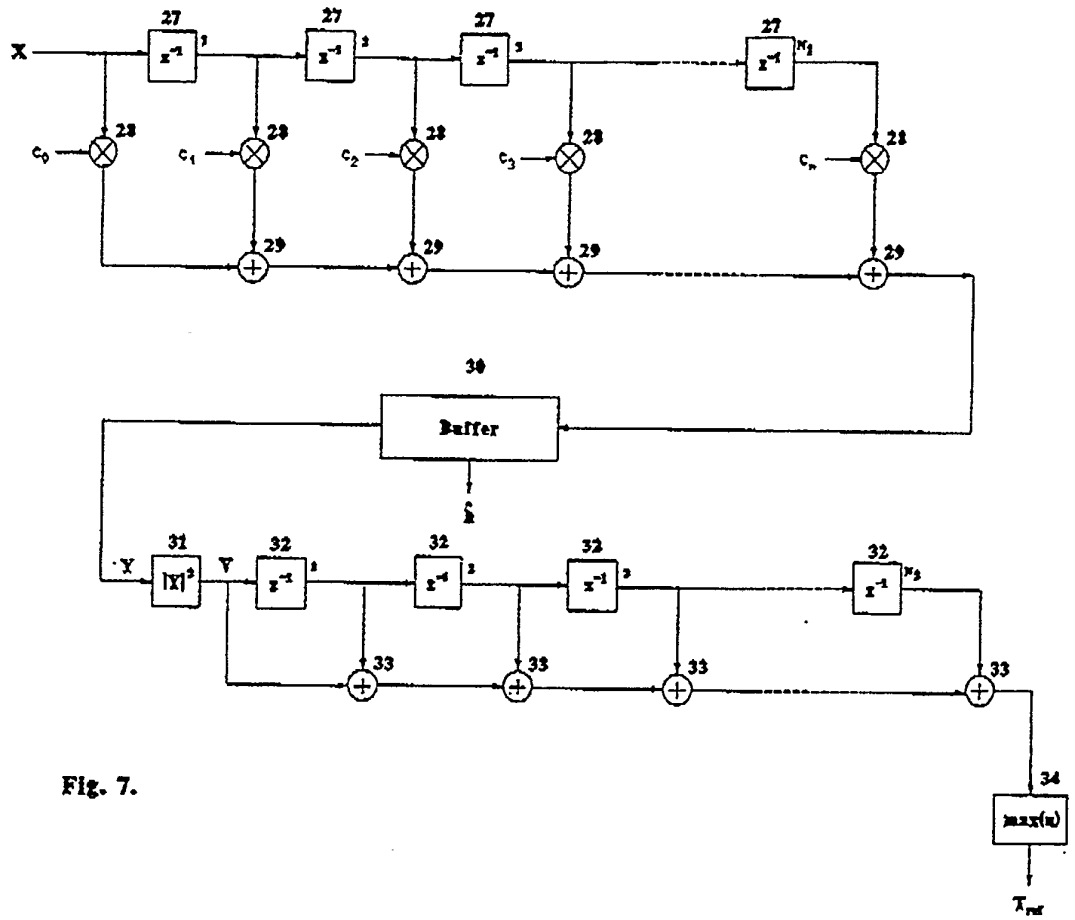


Fig. 7.

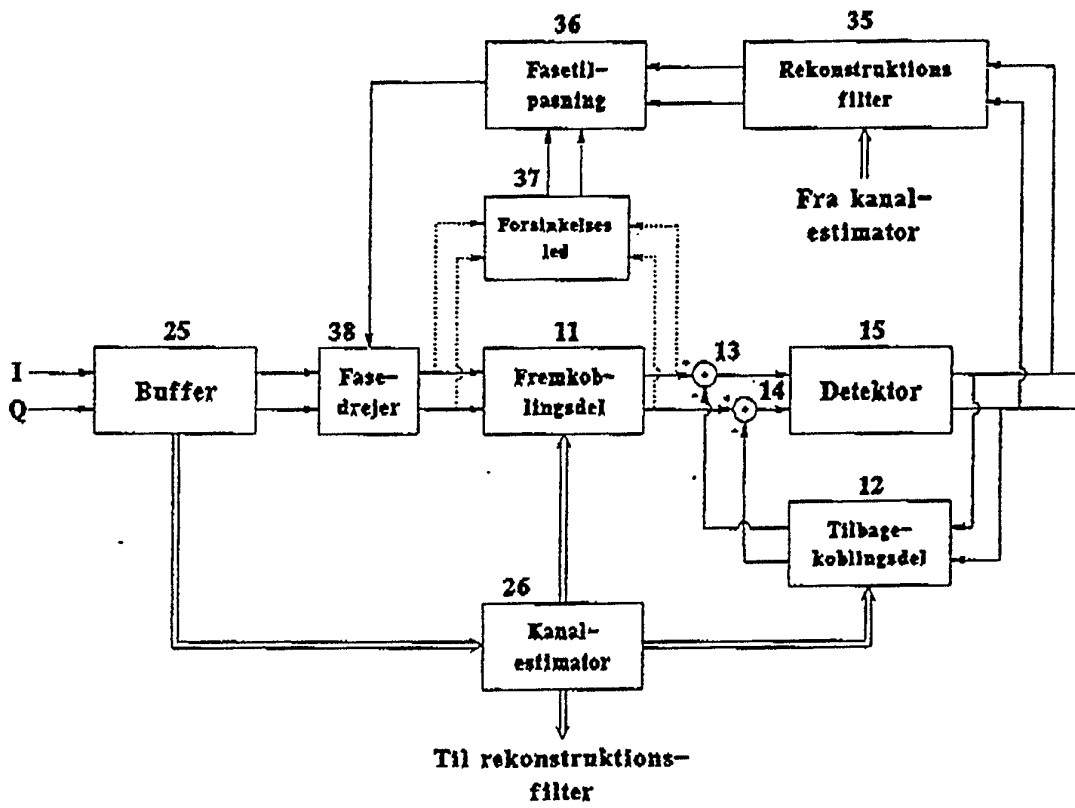


Fig. 8

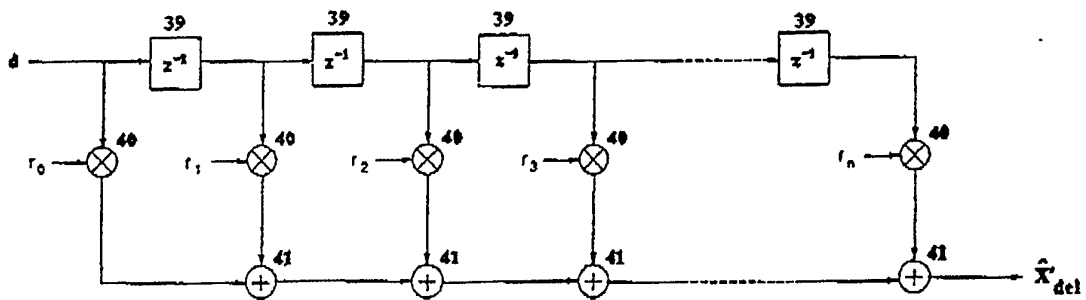


Fig. 9.

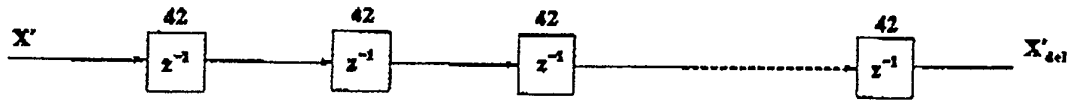


Fig. 10.

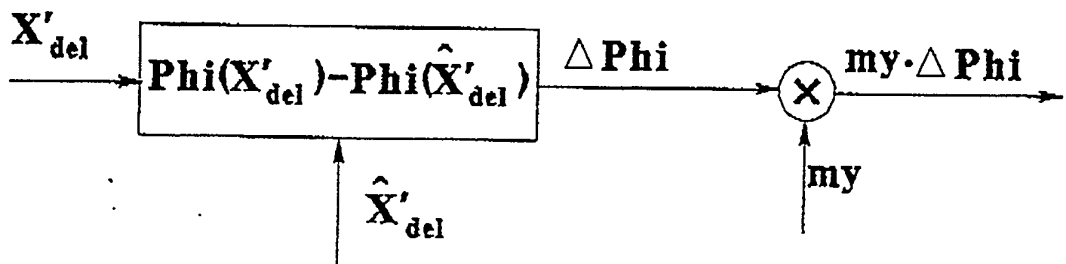
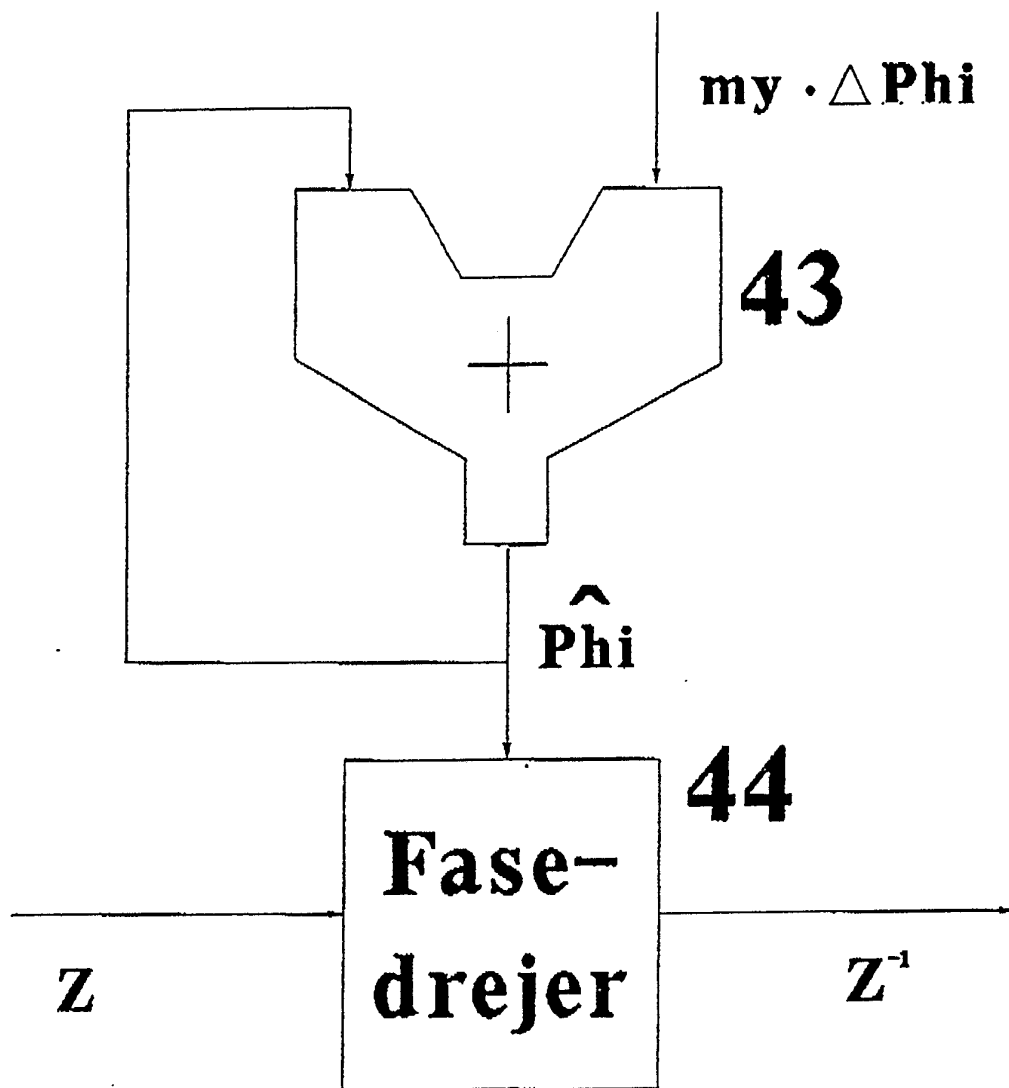


Fig. 11.

**Fig. 12.**