NORGE
[NO]

STYRET
FOR DET INDUSTRIELLE
RETTSVERN

[B] (11) **UTLEGNINGSSKRIFT** Nr. 150659

[C] (45) PATENT MEDDELT
21. NOV. 1984

(51) Int. Cl.³ H 04 B 3/04, H 04 L 1/00,
H 03 K 5/19, G 01 R 29/02

(21) Patentsøknad nr. 793384

(22) Inngitt 22.10.79

(24) Løpedag 22.10.79

(41) Alment tilgjengelig fra 25.04.80
(44) Søknaden utlagt, utlegningsskrift utgitt 13.08.84

(30) Prioritet begjært 24.10.78, BRD, nr P 28 46 271

(54) Oppfinnelsens benevnelse Kobling til å bestemme fasedirring i digital-signaler.

(71)(73) Søker/Patenthaver SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT BERLIN UND MÜNCHEN,
Wittelsbacherplatz 2,
D-8000 München 22,
Forbundsrepublikken Tyskland.

(72) Oppfinner KARL KAMMERLANDER,
Wolfratshausen,
Forbundsrepublikken Tyskland.

(74) Fullmektig Siv.ing. Per Onsager,
Onsagers Patentkontor, Oslo.

(56) Anførte publikasjoner BRD (DE) utl. skrift nr 1285499.

Oppfinnelsen angår en kobling til bestemmelse av fasedirring i et ankommende signal som i det minste oppviser andeler i digital form, på mottagningssiden av en signaloverføringsstrekning, omfattende en differensieringskobling som omformer de digitale signalers resp. signalandelers flanker til tegnskiftpulser og på utgangssiden står i forbindelse med styreinngangen til minst én tidsfunksjonsgiver som frembringer en periodisk tidsfunksjon, og hvor de ved tegnskiftpulsenes opptreden markerte momentane tidsfunksjonsverdier fra tidsfunksjonsgiveren på utgangssiden under et måleintervall tilføres en tolkekobling - i det følgende delvis også kalt tydningskobling - resp. indikasjonskobling.

En kobling av denne art er kjent fra DE-AS 12 85 499 for måling av tegnforvrengning av telegrafisignaler. Ved denne kobling blir en tidsfunksjonsgiver startet ved begynnelsen av en målesyklus og igjen stanset ved slutten av en målesyklus. Med andre ord blir fasedirringsmålingen her gjennomført ved hjelp av et såkalt tidsvindu gjennom hvilket det mottagningssidig regenererte digitale signal betraktes, hvorved det blir mulig å anslå midlere prosentuell spredning av pulsflankenes nullgjennomgang.

Særlig ved overføring av digitale signaler over radio foreligger ved adapterende organisasjonsmetoder for en sende-mottagningsstasjon, f.eks. en mobil mottagningsstasjon, helt generelt det problem å kontrollere berettigelsen av å motta disse signaler for å sondre dem fra forstyrrelser og forstyrrende signaler. For så snart et signal er forstyrret utover et bestemt mål, er der fare for at der inntrer forfalskninger av informasjonsinnholdet. Målet for forstyrrelsen av signaler blir vanligvis uttrykt ved signal/støyforholdet S/N, svarende til energiforholdet mellom nyttesignal P_S og støysignal P_N.

$$\frac{S}{N} = 10 \cdot \lg \frac{P_S}{P_N} \text{ db}$$

Ved overføring av digitale signaler resp. digitale signaliseringer ytrer det effektive støyforhold seg ved den såkalte fasedirring av digitalsignalet. Dirrstørrelsen J er da målet for den midlere prosentuelle spredning av digitalsignalets nullgjennomganger i basisbåndet referert til lengden av en enkeltbit.

For bestemmelsen av "mottagningsverdigheten" av ankommende signaler på en overføringsstrekning, særlig en radiostrekning, foreligger prinsippielt muligheten av å gjøre bruk av feltstyrkemåling. Men feltstyrken alene gir ikke noe sikkert mål i så måte, siden også forstyrrelser som forårsakes av fremmede støykilder og overlagres på det egentlig ønskede signal, kan forespeile en tilstrekkelig signalfeltstyrke. Som det f.eks. fremgår av DE-OS 26 59 635, er det derfor rådelig å kontrollere berettigelsen av mottagningen av et ankommende signal, ikke bare ved hjelp av en feltstyrkemåling, men også eller utelukkende ved en fasedirringsmåling.

Den allerede nevnte måling av fasedirr ved hjelp av tidsvindu forutsetter at den mottagningssidige regenerator ved hjelp av en referansefrekvens er innstilt på det ankommende signals bitrate med tilstrekkelig nøyaktighet. Denne referansefrekvens tilveiebringes med en taktoscillator som kan trekkes etter ved hjelp av en fasereguleringskrets. Så snart synkroniseringen av faseregulatorkretsen har funnet sted, er både begynnelsen og slutten av hver mottatt signalbit kjent på mottagningsstedet. En slik anordning er f.eks. beskrevet i DE-AS 20 47 944. I alminnelighet velges fasereguleringskretsens båndbredde så liten at der for det referansesignal som leveres av taktoscillatoren, blir oppnådd en støyrensning som ved hjelp av den integrerende middelverdidannelse i fasereguleringskretsen definerer begynnelse og slutt av de uforstyrrede mottagningssidige bits, selv ved relativt lave verdier av S/N.

Denne form for måling av fasedirring i mottagningssignalet er ugunstig fordi den ubetinget forutsetter synkronisering av regeneratorens fasereguleringskrets. Først etter synkroniseringen er det altså mulig å påbegynne målingen av det mottatte signals kvalitet. Videre er det også uheldig at den nødvendige støyrensning av referansesignalet ved avtagende støyforhold S/N bare kan fås ved at fasereguleringskretsens båndbredde blir minsket tilsvarende. Dette fører imidlertid til lengre synkroniseringstid. Dermed øker medgått tid frem til kvalitetsmålingens begynnelse med avtagende støyforhold. Og hvis der sluttelig ikke lenger skjer noen synkronisering fordi støyforholdet S/N er blitt for lite resp. forstyrrelsen er blitt for sterk, er det først etter en tilsvarende ventetid, svarende til maksimal synkronise-

ringstid, mulig å konstatere berettigelsen av mottagning.

Særlig alvorlig ytrer de nevnte ulemper seg ved hurtigvirkende frekvensvariable og adaptive radiosystemer som enten arbeider med frekvenssprangmetoder, automatisk kanalsøkning eller en annen diversity-innretning. De minimumstider som behøves for adapsjonsprosessen ved slike radiosystemer, blir pga. fasedirrmålingen betraktelig øket ved at der nettopp ved forstyrrede radiokanaler melder seg behov for lang tid inntil det fastslås at forbindelsen er uskikket.

Til grunn for oppfinnelsen ligger den oppgave, når det gjelder en kobling til å bestemme fasedirring i mottagningsidig ankommende digitale signaler resp. digitale signaliseringer, å gi anvisning på en løsning som tillater en rask kvalitetsprøvning, altså ikke behøver å forutsette synkronisering av regenerator-fasereguleringskretsen.

Med utgangspunkt i en kobling av den innledningsvis angitte art blir denne oppgave ifølge oppfinnelsen løst ved at tidsfunksjonsgiveren er utført frittløpende, at tolkekoblingen over hvert måleintervall danner en middelverdi av de tidsfunksjonsverdier som tilføres den, og at tegnskiftpulsene ved differansekoblingens utgang i tilslutning til hvert måleintervall stiller den frittløpende tidsfunksjonsgiver tilbake til en på forhånd gitt utgangsstilling.

Til grunn for oppfinnelsen ligger den vesentlige erkjennelse at den for en kvalitetsbedømmelse nødvendige måling av fasedirring i et ankommende digitalt signal også lar seg gjennomføre asynkront, hvis der til dette anordnes en tidsfunksjonsgiver som styres av et ankommende signals tegnskiftpulser og måler ut bitvarigheten av de på hinannen følgende signalbits ved hjelp av en tidsfunksjon, såfremt denne frittløpende tidsfunksjonsgiver som frembringer en periodisk funksjon, har tilstrekkelig frekvenskonstans. Denne forutsetning er etter hva omfattende undersøkelser har vist, prinsippielt gitt ved anvendelse av vanlig koblingsteknikk.

Hensiktsmessig blir tidsfunksjonsgiverens periode valgt lik den ventelige bitperiode i det mottatte signal.

Tidsfunksjonsgiveren kan være av analog eller digital utførelse. I analog utførelse blir den hensiktsmesslig realisert i form av en sagtann- eller trekant-generator. I digital utførelse er det praktisk å bruke en teller styrt av en telletaktgenerator hvis taktfrekvens er vesentlig høyere enn bittakten i det mottatte signal. Fortrinnsvis er telleren en forlengs-baklengsteller.

Hensiktsmessig blir fasedirrmålingen ved ankommende digitale signaler resp. digitale signaliseringer, foretatt i signalets basisbåndleie, nærmere bestemt etter basisbåndbegrenseren i mottagningsveien.

Som en videreutvikling av oppfinnelsen har differensieringskoblingen to utganger, nemlig en utgang for den differensierte oppstigende resp. positive flanke, og en utgang for den differensierte synkende resp. negative flanke av signalbitsekvensen. Videre er der anordnet to like tidsfunksjonsgivere hvis styreinnganger står i forbindelse med de to utganger fra differensieringskoblingen, og hvis tidsfunksjonsverdi-utganger står i forbindelse med tilhørende innganger til tydningskoblingen. På denne måte er det bl.a.mulig å undertrykke forfalskninger av resultatet av fasedirrmålingen ved variasjoner i samplingsforholdet i den ankommende signalbitsekvens. Slike variasjoner i samplingsforhold representerer i praksis en likestrømkomponent av basissignalet overlagret på det digitale signal, og kan opptre ved drift i frekvensgeneratorer og ved usymmetrier hos filtre, modulatorer, koblingsledd og operasjonsforsterkere.

Hensiktsmessig består tydningskoblingen av et addisjonsledd som er etterkoblet tidsfunksjonsgiveren resp. -giverne, en fenomenteller tilkoblet utgangen resp. utgangene fra differensieringskoblingen, samt et tydningsledd hvis ene inngang får tilført fenomentellerens telleresultat som angir en på forhånd gitt bestemt måleblokklengde, mens fenomentellerens annen inngang samtidig tilføres de tidsfunksjonsverdier som til enhver tid er addert opp over lengden av en måleblokk i addisjonsleddet. I enkleste tilfelle består tydningsleddet av en forholddanner.

Ved anvendelse av en differensieringskobling med to utganger for separat utlevering av tegnskiftpulsene fra de differensierte positive og negative flanker, og av to like tidsfunksjonsgivere ved hvis hjelp der er mulig å eliminere det ankommende signals overlagrede likestrømskomponent, som utgjør en forstyrrende størrelse for måleresultatet, i basisbåndleiet, får man ved en videre utvikling av oppfinnelsen mulighet for å måle denne likestrømkomponent resp. den strømflytvinkel som forårsaker den, indirekte og utnytte den fremkommende målestørrelse for reguleringsformål. Til dette har tydningskoblingen videre en komparator, taktstyrt av de tegnskiftpulser som opptrer ved de to utganger fra differensieringskoblingen, en integrator som er etterkoblet komparatoren og stilles tilbake i takt med en måleblokklengde,

og en ekstra forholdsdanner, hvis ene inngang står i forbindelse med integratorutgangen, og hvis annen inngang får det halve telleresultat fra fenomentelleren tilført i takt med en måleblokklengde. Samtidig står hver av de to innganger til komparatoren i forbindelse med en ekstra tidsfunksjonsutgang fra de to tidsfunksjonsgivere. Den ekstra forholdsdanners utgang danner en annen utgang fra tydningskoblingen for det nevnte strømflytvinkelsignal.

Er en lengre måletid tillatelig, kan fasedelingen uavhengig av tilstedeværelsen av en strømflytvinkel også måles upåklagelig ved at differensieringskoblingen, som bare har én utgang, ved denne utgang bare avgir slike tegnskiftpulser som er avledet fra signalflanker i oppstigende eller i fallende retning.

Kommer fasedirrmålingen bare til anvendelse for overvåkning av støyforholdet på retningsradio- eller troposcatter-strekninger, kan tydningskoblingen fordelaktig være en koinsidenskobling med lagringsegenskaper.

Skal fasedirrmålingen tas til hjelp ved radiosystemer med større fleksibilitet for automatisk adapsjon til de til enhver tid beste mottagningsforhold, er det praktisk å oppbygge tydningsleddet av en mikroprosessor med to inngangssidige lagre påstyrt av mikroprosessoren. Den logikk som skal til for automatisk adapsjon av radiosystemet, blir da skaffet av mikroprosessoren.

Oppfinnelsen egner seg også på gunstig måte til måling av fasedirring i korte digitalmarkeringer av få millisekunders varighet. Fasedirrmålingen, som her bare er aktivert under markeringsblokkene, tar i den forbindelse sitt utgangspunkt i en anordning som gjør bruk av en differensieringskobling med to utganger og to tidsfunksjonsgivere. Hensiktsmessig består tydningskoblingen i dette tilfelle av en mikroprosessor med fire inngangssidige lagre påstyrt av mikroprosessoren. To lagre står med sine innganger i forbindelse med tidsfunksjonsverdi-utgangene fra de to tidsfunksjonsgivere, og to lagre står med sine innganger i forbindelse med utgangene fra differensieringskoblingen. Mikroprosessoren sammenligner de ankommende markeringsblokker fortløpende med et markeringsmønster som er innlest i den, og tester samtidig kvaliteten av det mottatte signal ved hjelp av fasedirrmålingen, hvorved den får et pålitelig kriterium for maksimalt antall av de konstaterte tillatelige feil under

sammenligningen av de ankommende markeringsblokker med ønskemønsteret.

Koblingen ifølge oppfinnelsen lar seg også, som en annen videreutvikling, på ytterst gunstig måte anvende i synkroniseringsinnretningen for en radiomottagers tidstaktgiver, hvor reguleringssignalet for den med hensyn til fase og/eller frekvens styrbare oscillator fås ved en fasesammenligning mellom taktoscillator-svingningen og det ankommende signal, nemlig på den måte at der i forbindelseveien mellom fasesammenlignerens utgang og tidstaktgiverens innstillingsinngang er anordnet en styrbar bryter som påstyres av utgangssignalet fra tydningskoblingens tydningsledd via en terskelkobling og alltid avbryter tilførselen av reguleringssignalet når og så lenge dette utgangssignal indikerer en utillatelig høy fasedirringsverdi. Den således tilveiebragte utsettelse av fase-etterreguleringen av taktoscillatoren representerer en vesentlig forbedring av en slik radiomottagers driftsegenskaper, fordi ukontrollert avveisdrift i taktoscillatoren i tilfellet av kortvarig opptredende forstyrrelser blir forebygget.

Videre lar koblingen til måling av signalstøyforholdet S/N i overføringskanalen ifølge enda en videre utvikling av oppfinnelsen seg anvende på en endestasjon for en informasjons-overføringsstrekning for analogsignaler på den måte at der på sendesiden i tidsavstander av størrelsesordenen sek. blir innblendet i analogsignalstrømmen digitale markeringsblokker som har en varighet av noen få msek., og som igjen utblendes tidssynkront på mottagningssiden og tilføres inngangen til dirrmåleinnretningen for bestemmelse av S/N-verdien. I den forbindelse blir lukene i den mottagningssidige analogsignalstrøm igjen utfylt med et analogt ekkosignal tilveiebragt med et skiftregister.

Oppfinnelsen vil i det følgende bli enda nærmere belyst ved utførelseseksempler som er anskueliggjort på tegningen.

Fig. 1 viser forskjellige diagrammer med tid som abscisse og bestemt til å klargjøre virkemåten av koblingen ifølge oppfinnelsen.

Fig. 2 er et diagram som viser sammenhengen mellom fasedirring og signal-støyforhold.

Fig. 3 inneholder ytterligere diagrammer over spenning som funksjon av tiden og bestemt til å belyse virkemåten av koblingen ifølge oppfinnelsen.

Fig. 4 viser en første utførelsesform for en kobling

ifølge oppfinnelsen.

Fig. 5 viser en annen utførelsesform for en kobling ifølge oppfinnelsen.

Fig. 6 viser en tredje utførelsesform for en kobling ifølge oppfinnelsen.

Fig. 7 viser en spesiell utførelsesform for et tydningsledd i en kobling i henhold til fig. 4 eller 5.

Fig. 8 er et blokkskjema over mottagningssiden i en utførelse med en kobling i henhold til fig. 4 eller 5.

Fig. 9 er et blokkskjema over en sende-mottagningskobling i en utførelse med en kobling i henhold til fig. 4 eller 5.

Fig. 10 viser enda en kobling ifølge oppfinnelsen.

Til forklaring av den målemetode som kommer til anvendelse ved oppfinnelsen, er der på fig. 1 inntegnet en rekke diagrammer over spenning som funksjon av tiden t. Diagram a viser et taktsignal som frembringes av en mottagningssidig oscillator, og som eksakt angir den bitperiode hvormed signalet som skal mottas, blir overført fra sendesiden. Dette taktsignal er på fig. 1 vist for 15 bits 1, 2, ... 15. Disse 15 bits utgjør en måleblokk-lengde MBL. Under bitnummerne (Bit-NR) er der i diagram bl angitt et uforstyrret digitalt basisbånd-mottagningssignal, hvis stigende og fallende flanker stemmer nøyaktig overens med de positive flanker av taktsignalet ifølge diagram a. Diagram cl angir fortegnsskiftpulser z0, zl ... zll, avledet fra mottagnings-signalet bl ved differensiering av signalflankene. Diagram dl viser en tidsfunksjonsgivers tidsfunksjon, nemlig tidsfunksjonen for en forlengs-/baklengsteller som påstyres med en telle-frekvens fz som er en faktor 2^7 høyere enn taktsignalets bittakt-frekvens fb. Telleren er realisert slik at den med utgangspunkt null teller 64 telleskritt oppover og så igjen nedover og på denne måte nøyaktig etter én bit igjen kommer tilbake til sin utgangsstilling. Telleren har en tilbakestillingsinngang hvor tegnskiftpulsene ifølge diagram cl foreligger. Ved hjelp av tellefunksjonen blir altså med andre ord bittiden utmålt og resultatet av målingen i form av måleverdier ml, m2 ... mll over en måleblokklengde MBL, tilført en tydningskobling som vil bli beskrevet nærmere. I diagram dl er disse måleverdier, som er markert ved sorte punkter, til enhver tid null, da det ankommende digitale signal ifølge diagram dl er uforstyrret.

Dette resultat forandrer seg når det digitale mottagnings-

signal i henhold til fig. d2 oppviser en fasedirring og signal-flankene altså ikke lenger stemmer nøyaktig overens med de positive flanker av taktsignalet ifølge diagram a. I diagram b2 sees igjen tegnskiftpulsene z0, z1 ...z11, hvis beliggenhet nå er forskjøvet i forhold til tegnskiftpulsene ifølge diagram c1. Tidsfunksjonen av tidsfunksjonsgiveren ifølge diagram d2 stemmer nå med hensyn til nullgjennomganger ikke lenger overens med tegnskiftpulsene, og setter hver gang de opptrer, forlengs-baklengstelleren tilbake i dens nullstilling. Før tilbakestillingen blir måleresultatet, som her består av den momentane tellerstand, gitt videre til tydningskoblingen. Måleresultatene me1, me2 ... me11 er nå altså ikke lenger null og gir dermed ved utgangen fra tydningskoblingen et signal som indikerer størrelsen av dirringen. I diagrammene d3 og d4, som tilsvarer diagram d2, er der vist tidsfunksjoner av tidsfunksjons-givere som arbeider analogt. Tidsfunksjonen ifølge diagram d3 er likeledes en størrelse som tiltar og igjen avtar innen en periode, og som har ikke-lineært forløp og er avpasset slik at den kompenserer det ikke-lineære forløp av den på fig. 2 viste sammenheng mellom signal-støyforhold målt i dB, og dirringen J målt i prosent. På denne enkle måte er det mulig å la den av tydningskoblingen leverte størrelse være proposjonal med signal-støyforholdet, og dermed få en lineær indikasjon på signal-støyforholdet. Diagram d4 viser forløpet av tidsfunksjonen av en tidsfunksjonsgenerator som utgjøres av en sagtanngenerator, og hvis sagtannperiode igjen stemmer overens med en bittakt-periode. Alt etter om måleresultatene me1, me2 ... me11 bestemmes i det nedre eller det øvre spenningsområde av sagtann-forløpet, fåes på denne måte direkte opplysning om retningen av den momentane faseforskyvning av nullgjennomgangene i det digitale mottagningssignal. Prinsippielt er også andre tidsfunksjoner tenkelige. F.eks. kunne en tellefunksjonsperiode også strekke seg over to bitperioder. Dette saksforhold får betydning om der for avledningen av tegnskiftpulsene bare benyttes signal-flanker med én polaritet.

Det utførelseseksempel på en kobling til fasedirrmåling som er vist på fig. 4, omfatter en del av den mottagningssidige signalvei hos en FM-radiomottager med en mellomfrekvensdel ZF på venstre side, etterfulgt av en demodulator D hvori det mottatte digitale signal blir omsatt fra mellomfrekvensleiet

til basisbåndleiet. Etter demodulatoren D følger en basisbånd-begrenser BR som på utgangssiden er forbundet med inngangen til en regenerator RG. For den tegn-regenerasjon som skal gjennomføres i regeneratoren RG, behøves en fortegnstakt ZT. Denne leveres av en taktgenerator som ikke er vist nærmere, og som ved hjelp av en fasereguleringskrets blir bragt i synkronisme med den ankommende signalfrekvens. På utgangssiden av regeneratoren RG kan det regenererte digitale signal tas ut i basisbåndleiet ved utgangen sa for å behandles videre. Den egentlige dirrmåleinnretning JME består på inngangssiden av en differensieringskobling DS som med sin inngang er koblet til utgangen fra basisbåndbegrenseren BR. Videre oppviser dirrmåleinnretningen en tidsfunksjonsgiver ZG, en fenomenteller EZ, et addisjonsledd AD, et tydningsledd AW og en styreinnretning ST som står i forbindelse med en frittløpende oscillator OZ med tilstrekkelig frekvenskonstans. Differensieringskoblingen DS leverer ved sin utgang de allerede nevnte fortegnskiftpulser, som tilføres inngangen til fenomentelleren, styreinnretningen ST og, via et forsinkelsesledd τ, tilbakestillingsinngangen til tidsfunksjonsgiveren ZG. Er tidsfunksjonsgiveren ZG en forlengs-baklengsteller slik det ble beskrevet i forbindelse med diagrammene d1 og d2 på fig. 1, er dens telleinngang forbundet med en utgang fra oscillatoren OZ, som herunder leverer svingningen med tellefrekvens fz. Tidsfunksjonsverdi-utgangen fra tidsfunksjonsgiveren ZG er forbundet med addisjonsleddet AD, hvori de fremkommende måleverdier me1, me2 ... me11 på fig. 1 blir addert opp over en måleblokklengde MBL. Det styresignal som inneholder måleblokklengden, blir av styreinnretningen ST tilført addisjonsleddet AD og fenomentelleren EZ. Ved slutten av en måleblokklengde avgir addisjonsleddet måleresultat-summen M og fenomentelleren SZ telleresultatet n med hensyn til tegnskiftpulsene til det egentlige tydningsledd AW, ved hvis utgang ma den med dirringen J resp. signalstøyforholdets proposjonale størrelse fremkommer for videre behandling resp. for indikasjon. I enkleste tilfelle består tydningsleddet AW av en forholdsdanner som danner forholdet mellom summen M av måleverdien me og fenomenantallet n og dermed dirringsverdien J. Som allerede nevnt innledningsvis blir der for kvalitetsprøvningen foruten dirrmålingen, også under tiden foretatt en feltstyrkemåling. De to målestørrelser lar seg på gunstig måte forene til et kvalitetskriterium A på den måte at

A blir definert som forholdet mellom inngangsnivået Pe og dirringen J. Dette saksforhold er på fig. 4 angitt ved den avbrutte ledning fra mellomfrekvensdelen ZF til tydningsleddet AW. Tydningsleddet AW, som sammen med addisjonsleddet AD og fenomentelleren EZ utgjør tydningskoblingen AS, består i dette tilfelle av to forholdsdannere, hvorav den ene avgir dirringsverdien og den annen det nevnte utvalgskriterium A.

Den dirrmålefunksjon som ble beskrevet under henvisning til fig. 1, og som fig. 4 viser et første utførelseseksempel på, tar som utgangspunkt at der ved uforstyrrede signaler og ved begrensede digitale fortegnssekvenser foreligger nøyaktig like fortegnslengder (like strømflytvinkler) for de logiske tilstander "0" og "L". Denne forutsetning kan man i praksis ikke alltid gå ut ifra, da uunngåelig drift i frekvensgeneratorer, usymmetri i filtre, demodulatorer, koblerledd og operasjonsforsterkere nødvendigvis fører til en likestrømkomponent som er overlagret det digitale signal i basisbåndleiet. Likestrømkomponenten utgjør en forstyrrende faktor, hvis størrelse avhenger av dens absolutte verdi. Denne forstyrrende faktor forfalsker fasedirrmålingen siden f.eks. alle logiske tilstander "0" får lenger varighet enn de logiske tilstander "L".

Dette forhold er tydeliggjort i diagrammene på fig. 3, som tilsvarer dem på fig. 1. Det signal i basisbåndleiet som er vist i diagram b3, er ikke forstyrret, men oppviser en overlagret likestrømkomponent som ytrer seg i et ujevnt samplingsforhold. Fortegnsskiftpulsene ifølge diagram c3 stemmer således ikke overens med de positive flanker i bitsekvensen ifølge diagram A og fører derfor ved utgangen fra tidsfunksjonsgiveren til måleverdier mel, me2 ... mell forskjellige fra verdien 0, som vist i diagramdel 5.

Alt som skal til for å eliminere denne forstyrrende størrelse, er for dannelsen av måleverdiene bare å anvende slike tegnskiftpulser som enten er avledet fra de positive eller fra de negative signalpulsflanker. På fig. 3 viser diagrammene c3a og c3b tegnskiftpulser avledet fra henholdsvis de positive og de negative signalpulsflanker. Diagram d5a og d5b viser de tilhørende tidsfunksjoner. Innflytelsen av strømflytvinkelen er nå eliminert for måleresultatenes vedkommende. I diagrammene d5a og d5b er måleverdiene mel, me2 ... me5 til enhver tid null svarende til uforstyrret signal. Riktignok er antall

måleresultater over måleblokklengden MBL ved denne forholdsregel halvert. For å komme frem til tilsvarende gode resultater når det gjelder å få flere måleverdier, er det således nødvendig ved anvendelse av tegnskiftpulser som enten bare er avledet fra de positive eller fra de negative signalpulsflanker, å fordoble lengden av måleblokkene. Denne fordobling kan man imidlertid unngå hvis man som anskueliggjort i diagrammene c3a/d5a og c3b/d5b, bestemmer måleverdiene fra tegnskiftpulsene ifølge diagram c3a og c3b samtidig på separate veier og adderer dem for dannelse av en måleverdisum.

En tilsvarende koblingsutførelse er vist på fig. 5. Differensieringskoblingen DS' har her to utganger a1 og a2. Ved utgang a1 står de tegnskiftpulser som er avledet fra de positive signalpulsflanker, og ved utgang a2 står de tegnskiftpulser som er avledet fra de negative signalpulsflanker. Fenomentelleren EZ får begge tegnskiftpulsene tilført for felles telling. Derimot finnes der nå to tidsfunksjonsgivere ZG1 og ZG2, hvis styreinnganger via forsinkelsesleddet τ er forbundet med en og en av de to innganger a1 og a2 til differensieringskobling. Tidsfunksjonsverdi-utgangene b1 og b2 fra disse to tidsfunksjonsgivere er i samsvar med fig. 4 forbundet med addisjonsleddet AD hos tydningskoblingen AS og blir der likeledes addert med hverandre over tiden for en måleblokklengde og derpå tilført tydningsleddet AU, som utgjør en forholdsdanner VB, og som likeledes får telleresultatet $\underline{n}$ fra fenomentelleren.

Som videreutvikling av oppfinnelsen lar koblingen på fig. 5 seg utvide til en strømvinkel-måleinnretning som er vist stiplet på figuren. Til formålet har tydningskoblingen AS en komparator KOM som taktes ved hjelp av tegnskiftpulsene ved utgangen a1 fra differensieringskoblingen DS', og hvis to innganger er forbundet med ekstra utganger c1 og c2 fra tidsfunksjonsgiverne ZG1 og ZG 2. Ved utgangene c1 og c2 står tidsfunksjonene fra de to tidsfunksjonsgivere. Komparatoren sammenligner de to tidsfunksjoner med hverandre og leverer differanseresultatet på det tidspunkt da en tegnskiftpuls opptrer ved utgangen a1 fra differensieringskoblingen DS', til en integrator I, som stilles tilbake i takt med måleblokklengden, og som på sin utgangsside er forbundet med den ene inngang til en ytterligere forholdsdanner VB'. Ved den annen inngang til denne forholdsdanner tilføres telleresultatet $\underline{n}$ fra fenomentelleren via et

divisjonsledd T 2:1. Den størrelse som fås ved utgangen fra denne ytterligere forholdsdanner, kan tas ut ved den annen utgang ma' fra tydningskoblingen AS og angir strømflytvinkelen med hensyn til størrelse og fortegn. Med denne utgangsstørrelse er det mulig å påstyre en korreksjonskobling for strømflytvinkelen, anordnet internt på mottagningssiden.

Blir fasedirrmålingen bare anvendt for overvåkning av signal-støyforholdet S/N på retningsradio- eller troposcatter-strekninger, lar tydningskoblingen AS seg forenkle ved at det er mulig å unnvære noen spesiell styring av addisjonsleddet AD og fenomentelleren EZ fra en styreinnretning, og dessuten realisere tydningsleddet med en koinsidenskobling med lagringsegenskaper. En tilsvarende utførelsesform er vist på fig. 6. Tydningsleddet AW består her av en inngangssidig OG-port UND med et lager S etterkoblet dens utgang. Med sikte på anvendelse av en forlengs-baklengsteller som tidsfunksjonsgiver ZG med tellefrekvens fz lik det hundredobbelte av bitfrekvensen fd for det ankommende digitale signal, kan dirringsverdien uten videre omregning angis direkte i prosent i en visende innretning tilkoblet utgangen ma. En omformning direkte til en indikasjon av signal-støyforhold er selvsagt likeledes mulig.

Skal fasedirringens størrelse ved radiosystemer med mer fleksibel organisasjon tas til hjelp for automatisk adapsjon til de til enhver tid beste mottagningsforhold, lar tydningsleddet AW seg ikke utforme på samme enkle måte som i utførelsesformene på fig. 4 - 6. Isteden må tydningsleddet her utvides med en logikk, som hensiktsmessig blir realisert med en mikroprosessor. En tilsvarende kobling er vist på fig. 7. Mikroprosessoren MIZ er via dataledningsknippet DB forbundet med to lagre SM, Sn, hvorav lageret SM på sin inngangsside får tilført sumverdien M fra addisjonsleddet, og lageret SN får telleresultatene n fra fenomentelleren. Lagrene SM og Sn tjener her som mellomlagre, over hvilke de innleste verdier via dataledningsknippet ved hjelp av adresser kommer til mikroprosessoren. Kvotientdannelsen skjer så først i mikroprosessoren.

Et generelt problem ved mobilradio består i at der pga. den stedsavhengige fordeling av mottagningsenergien og under innflytelsen av topografiske forhold dannes strålingsskygger. Befinner en mobil stasjon seg i en slik strålingsskygge, mottar den i regelen bare støy, noe som fører til at regeneratoren, som

først var ført etter til mottagningssignalets fasestilling, kommer i drift på udefinert måte. Så snart der igjen fås radiokontakt, må regeneratoren synkronisere på ny, hvorved tid går tapt. Dette utgjør en betraktelig ulempe, særlig ved moderne, hurtig frekvensbevegelige systemer. Ulempen lar seg rydde av veien hvis dirrmåleinnretningen i synkroniseringsinnretningen i henhold til en videre utvikling av oppfinnelsen blir anvendt til å styre funksjonen av fasereguleringskretsen for taktoscillatoren på egnet måte.

Fig. 8 viser et tilsvarende utførelseseksempel. Tidstakten ZT for regeneratoren RG tas her fra taktoscillatoren TO med etterkoblet faseforskyver PS, etterfulgt av en frekvensdeler TR med delingsforhold 1:m. Til synkronisering av denne tidstaktgiver tjener en fasereguleringskrets. Denne fasereguleringskrets innbefatter en fasesammenligner PV, hvis to innganger får tilført henholdsvis det digitale signal fra utgangen fra basisbåndbegrenseren BR, og tidstakten ved inngangen til regeneratoren. Fasesammenligneren PV er på utgangssiden forbundet med integratoren I', som frembringer det egentlige reguleringssignal, og som ved kjente koblinger har sin utgang direkte forbundet med innstillingsinngangen $\underline{x}$ til faseforskyveren PS. I henhold til oppfinnelsen er der nå i forbindelsesveien mellom utgangen fra integratoren I' og innstillingsinngangen $\underline{x}$ anordnet en styrbar bryter SS, hvis styreinngang via en terskelverdikobling SW er forbundet med utgangen fra dirrmåleinnretningen JME ifølge fig. 4 eller 5. Terskelverdikoblingen SW er avpasset slik at bryteren SS via den blir åpnet og tilførselen av styresignaler til setteinngengen $\underline{x}$ til faseforskyveren PS dermed blir avbrutt når den for fasedirringen representative utgangsstørrelse fra dirrmåleinnretningen JME overskrider en verdi som indikerer et totalt eller høyprosentig signaltap. Udefinert avdrift av tidstaktgiveren i tidsintervallet for denne faseforstyrrelse blir altså på denne måte forhindret, så der i regelen etter avslutning av faseforstyrrelsen ikke lenger behøves noen fornyet synkronisering av tidstaktgiveren. Bryteren SS har i tillegg også en ytterligere styreinngang, via hvilken reguleringen kan avbrytes ved hjelp av et korrektur-frigivningssignal KF når det er ønskelig av hensyn til en organisasjonsavhengig styring.

En ytterligere vinning når det gjelder å forbedre regenerasjonsegenskapene, blir oppnådd ved at ikke bare fasen av

tidstakten ZT for regeneratoren, men også dennes taktfrekvens eksakt blir ført etter til taktfrekvensen av det mottagnings-sidige digitale signal. På fig. 8 er denne etterregulering av frekvensen antydet stiplet. Inngangssidig består dette etter-reguleringssystem av en feilteller FZ som er tilkoblet regu-leringssløyfen ved innstillingsinngangen x og etterfølges av en digital-analogomformer D/A. Digital-analogomformerens utgang er via en reguleringssignalgiver RSG forbundet med styreinngangen til taktoscillatoren TO. De innstillingspulser for fasefor-skyveren PS som frigis av dirrmåleinnretningen JME via bryteren SS, og som enten har positivt eller negativt fortegn, blir tilført feiltelleren FZ, som ved overensstemmelse av frekvensene mellom tidstakt og mottatt signal inntar en midlere tellestilling. Ved frekvensavvik forlater feiltelleren denne midlere tellestilling og aktiverer via digital-analogomformeren D/A reguleringssignal-giveren RSG, som i sin tur i små skritt forskyver taktoscillatorens frekvens i ønsket retning. Også her blir det ved hjelp av den av dirrmåleinnretningen JME styrte bryter SS forhindret at oscillatoren ved signalinnbrudd blir utsatt for en frekvensdrift på udefinert måte.

Skal der ved automatiske mobile eller faste radioinnretninger bygges opp en forbindelse, skjer der innledningsvis en digital utveksling av tegn, bestemt for en gjensidig identifikasjon. Denne utveksling av tegn er nødvendig både ved heldigitale og ved analoge forbindelser. Med den kobling oppfinnelsen gir anvisning på for asynkron fasedirrmåling, er det mulig å foreta den dermed muliggjorte kvalitetsprøvning allerede under opp-bygningsfasen for en forbindelse for meget raskt å fastslå om forbindelsen er skikket eller uskikket for vedkommende tilsiktede formål. Ved konstatert manglende skikkethet kan forbindelsen straks løses på grunnlag av kvalitetskriteriet. En automatisk adapterende kanalsøkemetode vil i dette tilfelle straks på-begynne oppbygning av forbindelsen på en annen kanal.

Også en automatisk overvåkning av forbindelser under utvekslingen av informasjoner er mulig med koblingen til fasedirr-måling i henhold til oppfinnelsen, siden det ved denne form for dirrmåling er mulig til stadighet å stille den aktuelle verdi av signal-støyforholdet til rådighet uansett mottagningsnivå.

Vanskeligere blir situasjonen hvis utvekslingen av informa-sjoner skjer analogt, som det f.eks. er tilfellet ved offentlig,

mobil landstasjonsradio. Hittil har der ikke eksistert noen mulighet for analogkanalen til å måle signal-støyforholdet under samtalen. Dette er en stor ulempe forsåvidt som avgiftstellingen ved offentlig, mobil landstasjonsradio nødvendigvis må gjøres avhengig av kvalitetsprøvningen av strekningen. Da imidlertid bare mottagningsnivå-kriteriet står til rådighet for denne kvalitetsprøvning, løper avgiftstellingen til tross for mulig sammenbrudd av strekningen alltid videre, selv om denne støyforstyrrelse overlagres på det egentlige signal.

Koblingen til fasedirrmåling kan som videreutvikling av oppfinnelsen også komme til anvendelse ved analog signaloverføring ved at der i det klare eller også tilslørte analogsignal i større tidsavstander (ca. ls) blir føyet inn en kort digitalmarkering av noen millisekunders varighet i signalstrømmen, bestemt for den gjensidige identifikasjon. Blir nå nytteforbindelsen forstyrret, så faller markeringen i tilfellet av sterk forstyrrelse ut og avbryter forbindelsen. Når forstyrrelsen bare et visst mål som ennå ikke fører til utfall av markeringen, men alikevel allerede influerer for sterkt på forståeligheten, er det med den i samsvar med oppfinnelsen foretatte måling av fasedirringen hos markeringsblokkene mulig å fastslå forholdet og ved behov etter passende integrasjonstid å utløse forbindelsen. Fasedirr-måleinnretningen blir til dette formål bare aktivert under markeringsblokkenes varighet. Hensiktsmessig skjer innblendingen av markeringsblokkene i den analoge tale periodisk, f.eks. i avstander på ett sekund, hvorved der ikke inntrer noen merkbar forstyrrelse av forståeligheten av talen. Markeringsblokkene blir på mottagningssiden igjen utblendet fra lavfrekvenssignalet og de korte luker i enkleste tilfelle igjen utfylt med innblendede ekkoer.

Et tilsvarende utførelseseksempel på en slik sende/mottagerstasjon er vist grovt skjematisk på fig. 9. Sende/mottagningsstasjonen omfatter en sender SE og en mottager EM som er forbundet med hverandre via en pense W med en antenne A. På senderens modulasjonsside og på mottagerens lavfrekvensside er der anordnet en og en omkobler Us resp. Ue, som periodisk i visse tidsavstander aktiveres av en felles styreinnretning SSt. Omkoblingskontaktene hos den sendesidige omkobler Us får det analogiske signal Sig A og det digitale signal Sig D tilført. I en takt med periode ett sekund blir omkobleren Us for noen millisekunder

ad gangen bragt i den stiplet angitte koblingsstilling, hvorved en digital markeringsblokk blir innblendet i den analoge signalstrøm. På mottagningssiden blir digitalsignalet Sig D ved hjelp av omkobleren Ue på samme måte igjen utblendet fra den analoge signalstrøm og tilført dirrmåleinnretningen JME. En tredje omkobler Uo, hvis koblingskontakt danner signalutgangen sa, kan koble denne signalutgang etter valg til inngangen til eller utgangen fra skiftregisteret SR, via hvilket analogsignalet Sig A så ledes til omkobleren Ue. Ved hjelp av denne omkobler Uo, som på samme måte som omkobleren Ue styres av styreinnretningen SSt, blir den i skiftregisteret SR lagrede forutgående analogsignaldel under tidsrommet for utprøvning av det digitale signal Sig D nok en gang tilført utgangen sa, og signalluken dermed lukket.

For å identifisere digitale signaliseringskoder, f.eks. startsignalisering, er det nødvendig å tyde fortegnsutsagnet ved hjelp av fasedirrmålingen fra fortegnskift til fortegnskift såvel med hensyn til dirring som til gjensidig kronologisk relasjon og polaritet. En slik tydning blir hensiktsmessig gjennomført i forbindelse med en mikroprosessor. Fig. 10 viser et tilsvarende utførelseseksempel. Koblingen gjør her bruk av en differensieringskobling DS' tilsvarende fig. 5 og styrer via sine to utganger a1 og a2 til enhver tid en styreinngang til en av de to tidsfunksjonsgivere ZG1 og ZG2. Fenomentelleren er ikke vist her, da dirrmålingen bare blir bedømt fra fortegnskift til fortegnskift. Tydningskoblingen AS oppviser mikroprosessoren MIZ, som via dataledningsknippet DB står i forbindelse med fire lagre S11, S12, S22 og S21. Lagrene S11 og S21 tjener som mellomlagre for tidsfunksjonsverdiene ved utgangene b1 og b2 fra tidsfunksjonsgeneratorene henholdsvis ZG1 og ZG2, mens der i lagrene S12 og S22 innleses fortegnskiftpulser fra utgangene a1 og a2 fra differensieringskoblingen DS'. For mikroprosessoren står dermed i disse lagre dirringsverdien ved hvert fortegnskift sammen med fortegnskiftets polaritet til rådighet for å utkalles via dataledningsknippet. Mikroprosessoren MIZ sammenligner fortløpende disse verdier med et forventet mønster som er lagret i den. Stemmer de målte verdier med forventningsmønsteret med hensyn til kronologisk toleranse av enkeltfenomener og tegnsekvens, f.eks. et starttegn med etterfølgende barkerkode slik det er antydet på fig. 10, kan denne anordning anvendes

direkte til mottagning av tidstegn.

Den store fordel ved denne anordning ligger i at en tidstegnmottagning i denne form automatisk bedømmer det til enhver tid aktuelle signalstøyforhold i tillegg. Målinger som riktignok gir mønsteret, men som med hensyn til enkeltmålingene såvel som summålingen viser en for høy dirringsverdi, blir dermed utelukket.

Den målefeil som opptrer ved dirrmålingen ifølge oppfinnelsen ved at tidsfunksjonsgiveren løper fritt, altså asynkront til den ankommende digitale signalsekvens, kan man i alminnelighet se bort fra i praksis.

Antas f.eks. en tidsfunksjonsgiver som er realisert ved en forlengs-baklengs teller, og som av en frittløpende oscillator er avstemt på ønskefrekvensen 2^7 av det ankommende signals bitfrekvens med en nøyaktighet av $1 \cdot 2^{-3}$, fås ved uforstyrret signal svarende til diagrammet bl på fig. 1 en forlengs-baklengstellefeil på 0,1 % referert til hver enkeltbit. Denne feil ville i sluttresultatet av dirrmålingen representere et optimalt oppnåelig signalstøy-forhold ved en fortløpende meander, tydelig større enn 40 dB. Dette betyr stadig en høy overføringskvalitet. Betinget ved målingens egenart,hvoretter hver enkeltmåling igjen begynner med 0, blir det sikret at den til enhver tid påløpne feil ikke adderer seg opp fra måling til måling. Denne feil kan i praksis stige til 1 % , da der i en pseudostatistisk tekst naturnødvendig også vil opptre lengre tilstander med ens polariserte signaler, hvor forlengs-baklengstelleren uten i mellomtiden å stilles tilbake, vil addere opp frekvensfeilen og der dermed vil inntre en økning av feilen alt etter tilstandens varighet.

Fullstendig ignorerbart blir problemet imidlertid når man går ut fra at der i moderne radioapparater står kvartsgeneratorer med en nøyaktighet av $1 \cdot 10^{-5}$ til rådighet. Ved en tilstand med tusen bits med samme fortegn vil der da oppstå en ved asynkronismen forårsaket enkeltfeil på 1 %, som pga. fenomenets sjeldenhet helt vil bli borte ved middelverdidannelsen og dessuten bli fullstendig tilsløret av den apparaturmessig betingede dirring.

P a t e n t k r a v :

1. Kobling til bestemmelse av fasedirring i et ankommende signal som i det minste oppviser andeler i digital form, på mottagningssiden av en signaloverføringsstrekning, omfattende en differensieringskobling som omformer de digitale signalers resp. signalandelers flanker til tegnskiftpulser og på utgangssiden står i forbindelse med styreinngangen til minst én tidsfunksjonsgiver som frembringer en periodisk tidsfunksjon, og hvor de ved tegnskiftpulsenes opptreden markerte momentane tidsfunksjonsverdier fra tidsfunksjonsgiveren på utgangssiden under et måleintervall tilføres en tolke- resp. indikasjonskobling, k a r a k t e r i s e r t v e d at tidsfunksjonsgiveren (ZG) er utført frittløpende, at tolkekoblingen (AS) over hvert måleintervall (MBL) danner en middelverdi av de tidsfunksjonsverdier som tilføres den, og at tegnskiftpulsene ved differensieringskoblingens utgang i tilslutning til hvert måleintervall stiller den frittløpende tidsfunksjonsgiver tilbake til en på forhånd gitt utgangsstilling.

2. Kobling som angitt i krav 1, k a r a k t e r i s e r t v e d at tidsfunksjonsgiverens (ZG) periode er lik forventet bitperiode av det mottatte signal (Sig).

3. Kobling som angitt i krav 1 eller 2, k a r a k t e r i s e r t v e d at tidsfunksjonsgiveren (ZG) er en sagtann- eller trekant-generator.

4. Kobling som angitt i krav 1 eller 2, k a r a k t e r i s e r t v e d at tidsfunksjonsgiveren (ZG) er en teller styrt av en telletaktgenerator (OZ), og at denne har en taktfrekvens (fz) vesentlig høyere enn det mottatte signals bittakt (fb).

5. Kobling som angitt i krav 4, k a r a k t e r i s e r t v e d at telleren er en forlengs-baklengsteller.

6. Kobling som angitt i et av kravene 1-5, k a r a k t e r i s e r t v e d at der er anordnet to like tidsfunksjonsgivere (ZG1, ZG2) hvis styreinnganger står i forbindelse med de to utganger (A1, A2) fra differensieringskoblingen for de differensierte stigende og for de differensierte

fallende flanker av signalbitsekvensen, og hvis tidsfunksjons-verdi-utganger (D1, D2) står i forbindelse med tilhørende inn-ganger til tolkekoblingen.

7. Kobling som angitt i et av de foregående krav, k a r a k-t e r i s e r t v e d at tolkekoblingen (AS) består av et addisjonsledd (AD) etterkoblet tidsfunksjonsgiveren (ZG) resp. -giverne (ZG1, ZG2), en fenomenteller (EZ) tilkoblet differensie-ringskoblingens (DS, DS') utganger, samt et tydningsledd (AW) hvis ene inngang får tilført fenomentellerens telleresultat (n) som indikerer en på forhånd bestemt måleblokklengde (MBL), mens fenomentellerens annen inngang samtidig får tilført de tidsfunk-sjonsverdier (M) som i addisjonsleddet til enhver tid er addert opp over måleblokklengden.

8. Kobling som angitt i krav 7, k a r a k t e r i s e r t v e d at tydningsleddet (AW) er en forholdsdanner (VB).

9. Kobling som angitt i krav 7, k a r a k t e r i s e r t v e d at tydningsleddet (AW) er en koinsidenskobling med lagringsegenskaper.

10. Kobling som angitt i krav 7, k a r a k t e r i s e r t v e d at tydningsleddet (AW) består av en mikroprosessor (MIZ) med to inngangssidige lagre (SM, Sn) påstyrt av mikroprosessoren.

11. Kobling som angitt i et av kravene 6 til 8, k a r a k-t e r i s e r t v e d at tolkekoblingen (AS) enn videre oppviser en komparator (KOM) som taktstyres av tegnskiftpulser som opptrer ved en og en av de to utganger fra differensierings-koblingen (DS'), en integrator (I) som er etterkoblet komparatoren og stilles tilbake i takt med en måleblokklengde (MBL), og en ekstra forholdsdanner (VB'), hvis ene inngang står i forbindelse med integratorens utgang, og hvis annen inngang i takt med en måleblokklengde får det halve telleresultat (n/2) fra fenomen-telleren (EZ) tilført, at hver av komparatorens to innganger står i forbindelse med en ekstra tidsfunksjonsutgang (c1, c2) fra de to tidsfunksjonsgivere (ZG1, ZG2), og at den ekstra forholds-danners utgang utgjør en annen utgang (ma') fra tolkekoblingen (AS) for et strømflytvinkel-signal.

12. Kobling som angitt i et av kravene 1 til 5 og 6, k a r a k t e r i s e r t v e d at tolkekoblingen (AS) består av en mikroprosessor (MIZ) med fire inngangssidige lagre (S11, S12, S21, S22) påstyrt av mikroprosessoren, og at to av disse lagre med sine innganger står i forbindelse med tidsfunksjonsverdi-utgangene (b1, b2) fra de to tidsfunksjonsgivere (ZG1, ZG2) og to av lagrene med sine innganger står i forbindelse med utgangene (a1, a2) fra differensieringskoblingen (DS').

13. Anvendelse av koblingen ifølge et av kravene 1 til 9, i synkroniseringsinnretningen for en radiomottagers tidstaktgiver (TO, PS), hvor reguleringssignalet for den med hensyn til fase og/eller frekvens styrbare taktoscillator fås via en fasesammenligning av taktoscillatorens svingning med det ankommende signal (Sig) på den måte at der i forbindelsesveien mellom fasesammenlignerens (PV) utgang og tidstaktgiverens (TO, PS) innstillingsinngang (x) er anordnet en styrbar bryter (SS) som påstyres av utgangssignalet fra tolkekoblingens (AS) tydningsledd (AW) via en terskelverdikobling (SW) og avbryter tilførselen av reguleringssignalet alltid når og så lenge dette utgangssignal indikerer en utillatelig sterk fasedirring (fig. 8).

14. Anvendelse av koblingen ifølge et av kravene 1 til 12 på en endestasjon for en informasjonsoverføringsstrekning for analogsignaler på den måte at der sendesidig i tidsavstander av størrelsesorden sekund i analogsignalstrømmen innblendes digitale markeringsblokker som har noen få millisekunders varighet, og som på mottagningssiden igjen utblendes tidssynkront og tilføres dirrmåleinnretningens (JME) inngang, og at lukene i den mottagningssidige analogsignalstrøm så igjen utfylles med et analogt ekkosignal tilveiebragt ved hjelp av et skiftregister (SR) (fig. 9).

FIG 1

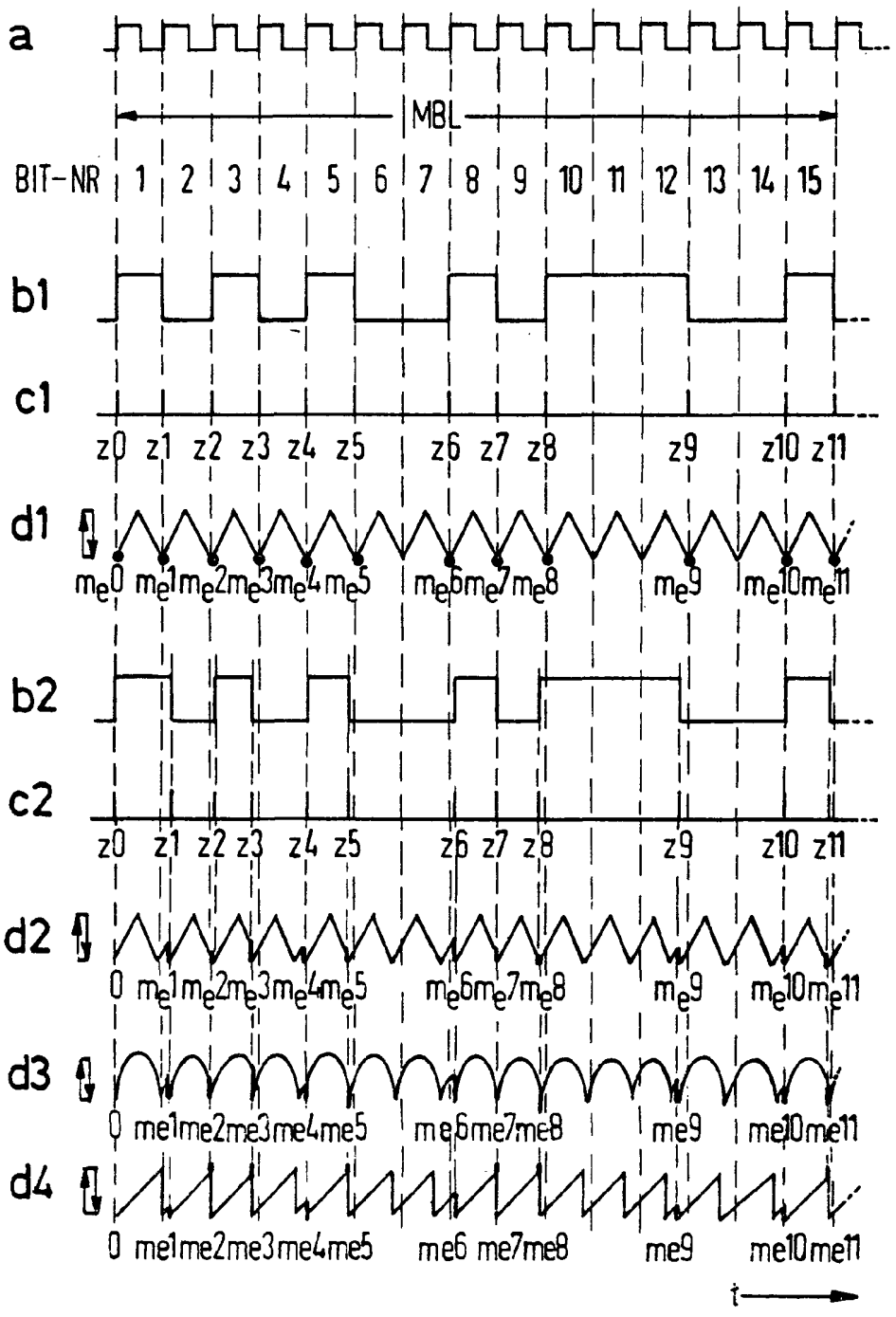

a
MBL
BIT-NR 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15
b1
c1
z0 z1 z2 z3 z4 z5 z6 z7 z8 z9 z10 z11
d1
me0 me1 me2 me3 me4 me5 me6 me7 me8 me9 me10 me11
b2
c2
z0 z1 z2 z3 z4 z5 z6 z7 z8 z9 z10 z11
d2
0 me1 me2 me3 me4 me5 me6 me7 me8 me9 me10 me11
d3
0 me1 me2 me3 me4 me5 me6 me7 me8 me9 me10 me11
d4
0 me1 me2 me3 me4 me5 me6 me7 me8 me9 me10 me11
t

FIG 2

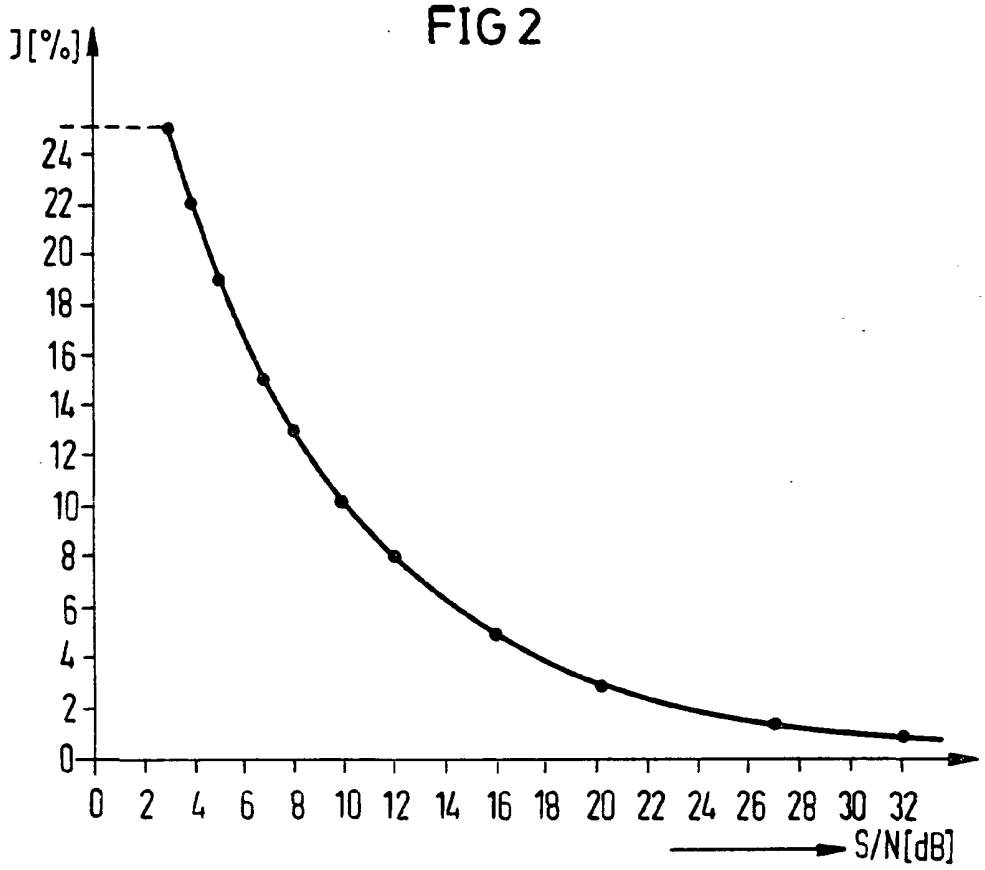

J[%]
24
22
20
18
16
14
12
10
8
6
4
2
0
0 2 4 6 8 10 12 14 16 18 20 22 24 26 28 30 32
S/N[dB]

FIG 3

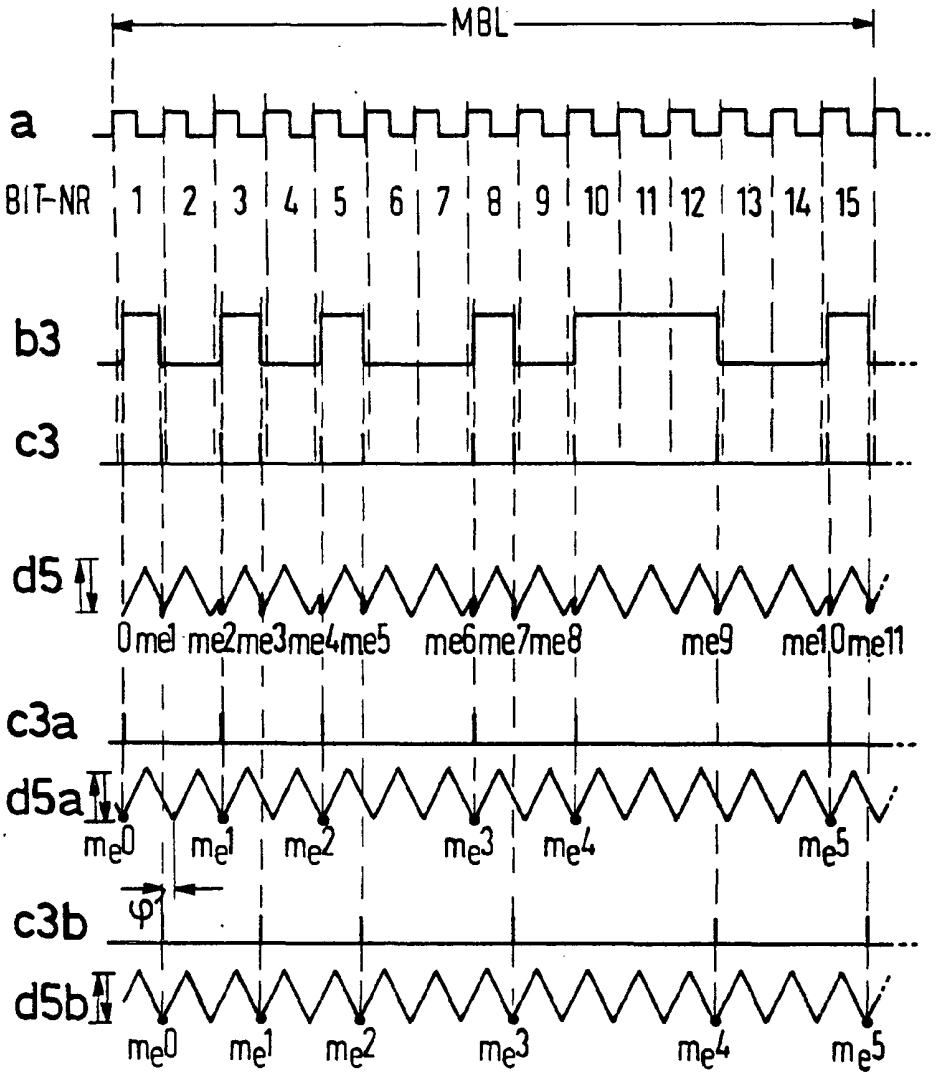

MBL
a
BIT-NR
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15
b3
c3
d5
0 me1 me2 me3 me4 me5 me6 me7 me8 me9 me10 me11
c3a
d5a
me0 me1 me2 me3 me4 me5
φ
c3b
d5b
me0 me1 me2 me3 me4 me5

FIG 4

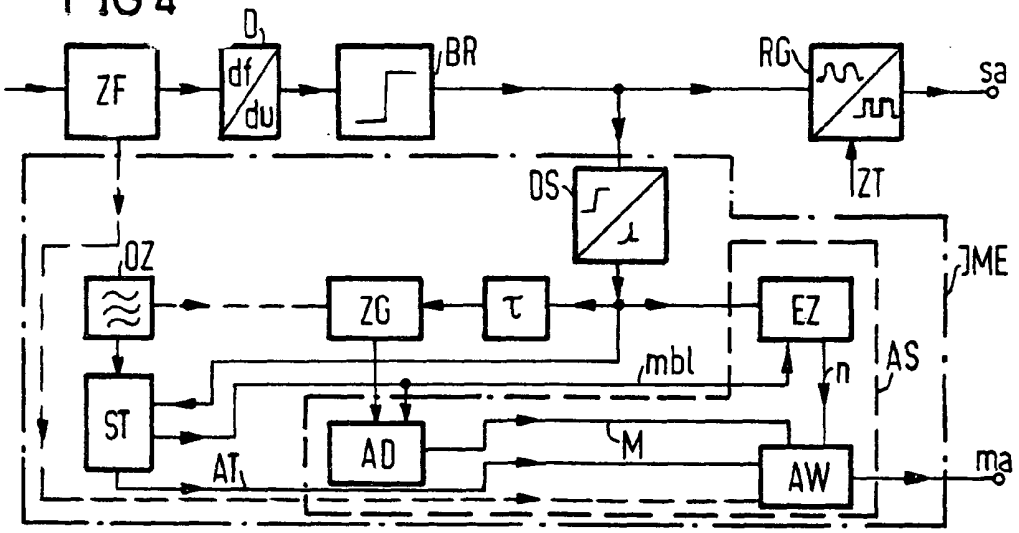

ZF
D
df/du
BR
RG
sa
ZT
DS
OZ
ZG
τ
EZ
ME
mbl
n
AS
ST
AD
M
AT
AW
ma

FIG5

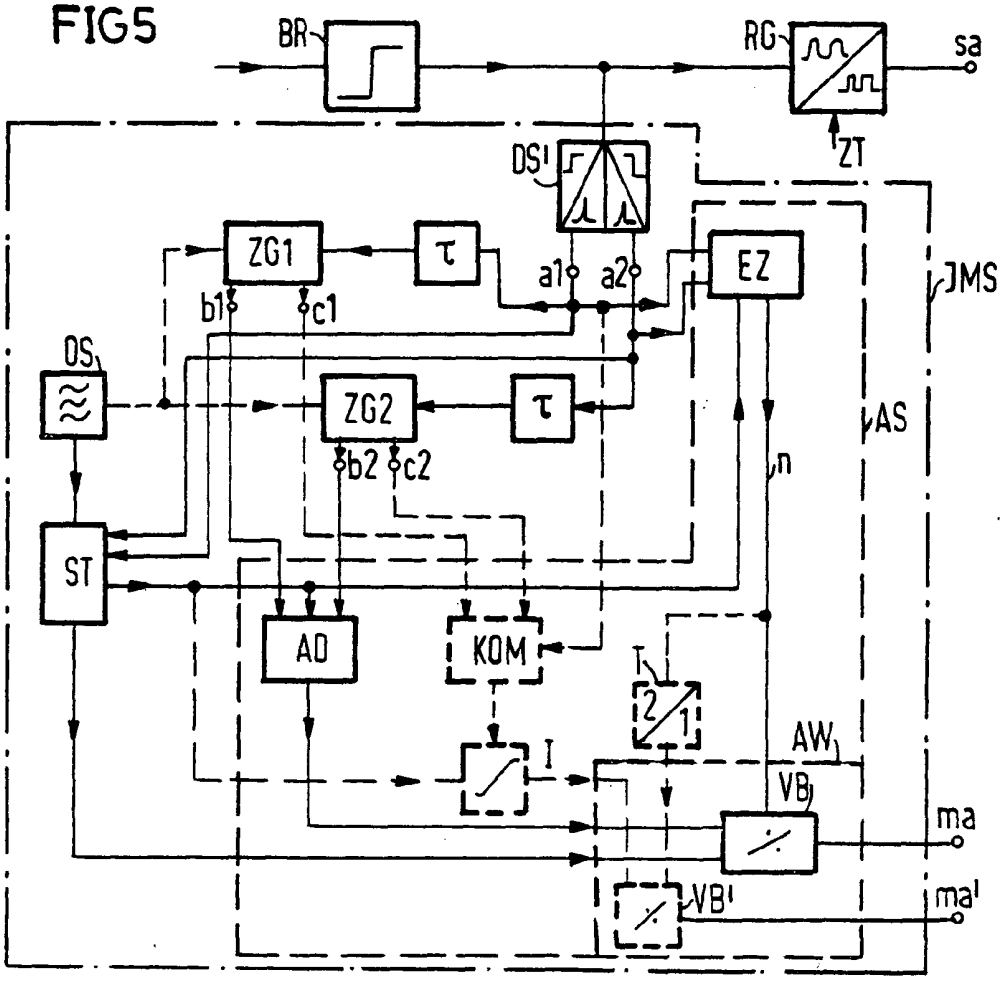

BR
RG
sa
ZT
DS'
ZG1
τ
a1
a2
EZ
MS
b1
c1
DS
ZG2
τ
AS
b2
c2
n
ST
AD
KOM
I
2
1
AW
VB
ma
VB'
ma'

FIG 6

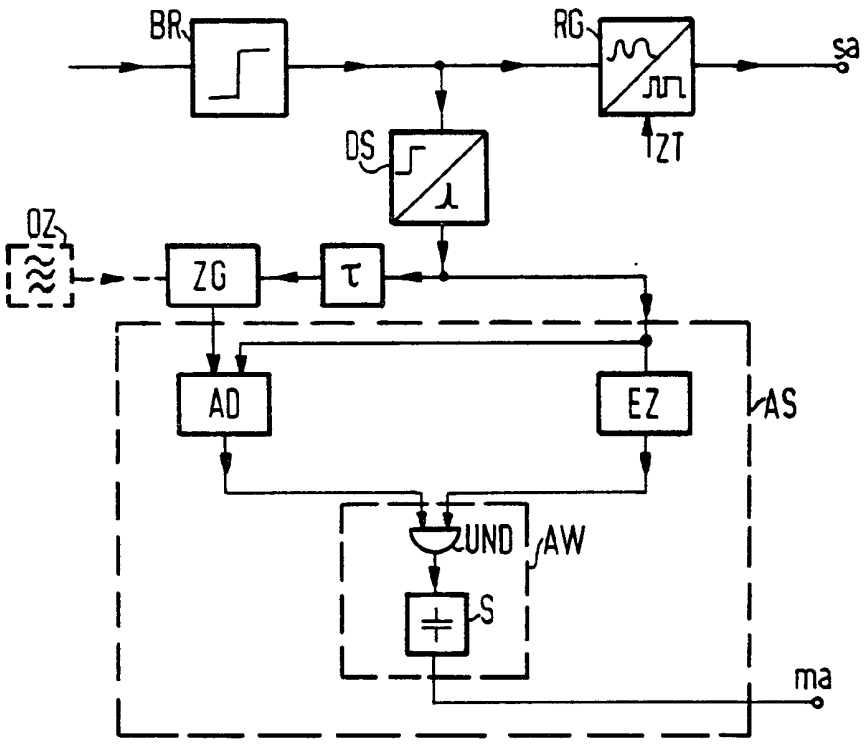


FIG 7

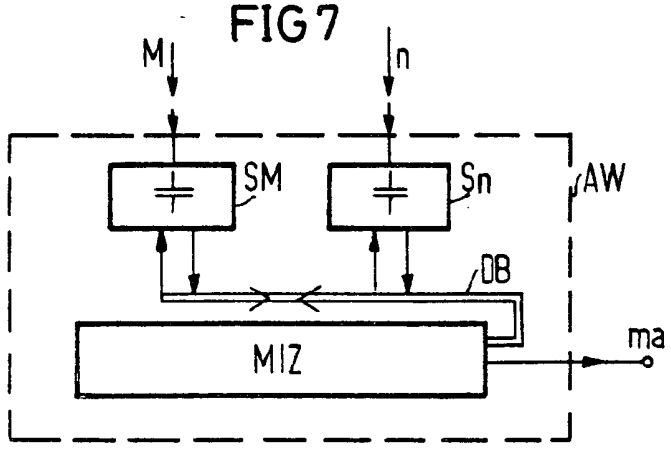


FIG8

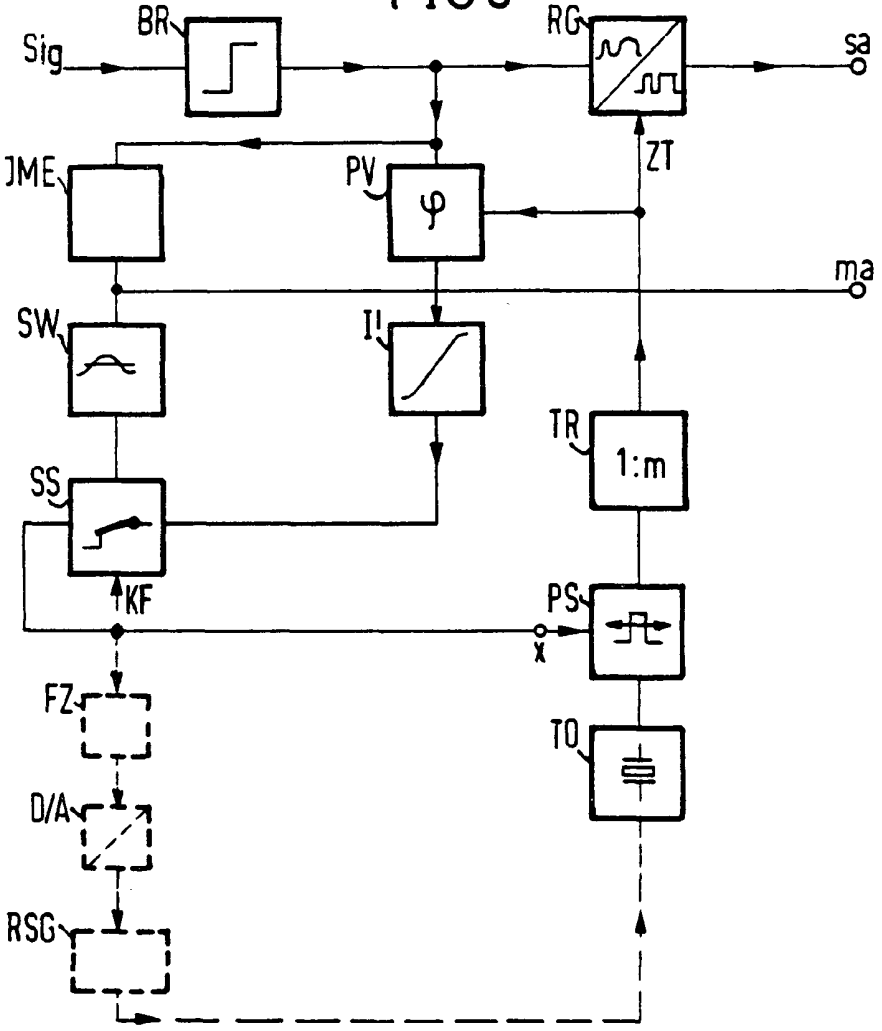

Sig
BR
RG
sa
JME
PV
φ
ZT
ma
SW
I!
TR
1:m
SS
KF
PS
x
FZ
TO
D/A
RSG

FIG9

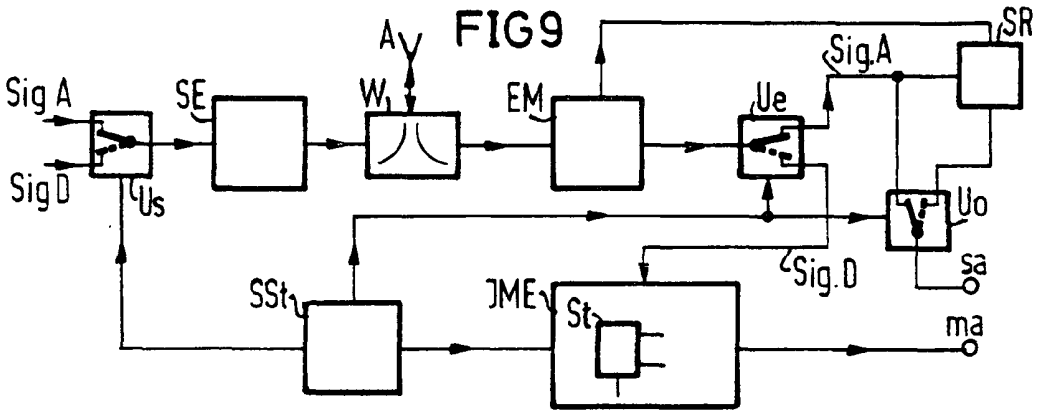
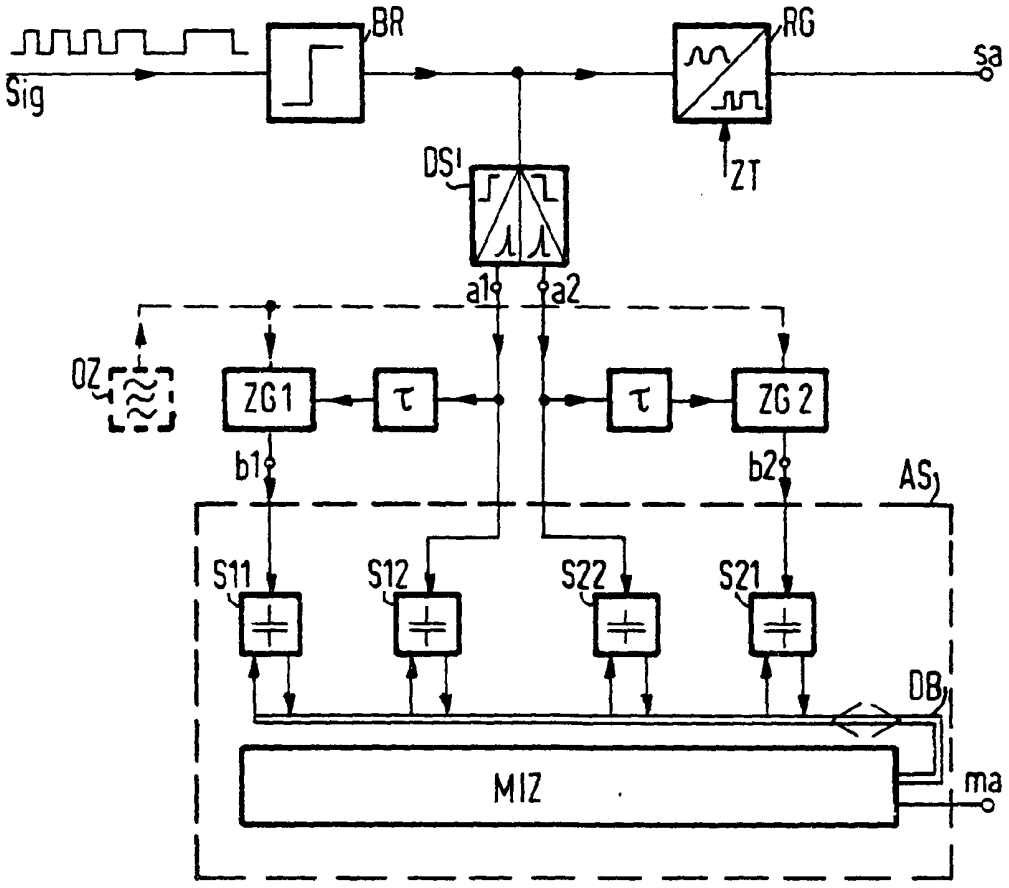

A
SR
Sig.A
Sig A
SE
W1
EM
Ue
Sig D
Us
Uo
sa
Sig.D
SSt
JME
St
ma

FIG 10


Sig
BR
RG
sa
ZT
DS
a1
a2
OZ
ZG1
τ
τ
ZG2
b1
b2
AS
S11
S12
S22
S21
DB
MIZ
ma