



NORGE

(12) **UTLEGNINGSSKRIFT**

(19) NO

(11) 169318

(13) B

(51) Int Cl⁵ H 04 L 7/04, H 04 J 3/06, H 04 L 27/14

Styret for det industrielle rettsvern

(21) Søknadsnr 850568
(22) Inng. dag 14.02.85
(24) Løpedag 14.02.85
(41) Alm. tilgj. 16.08.85
(44) Utlegningsdag 24.02.92
(62)

(86) Int. inng. dag og søknadsnummer

(85) Videreføringsdag
(30) Prioritet 15.02.84, FR, 8402623

(71/73) Søker/Innehaver Etablissement Public de Diffusion dit "Telediffusion de France", 21-27 rue Barbès, F-92120 Montrouge, FR
(72) Oppfinner(e) Jean Pierre Collec, Rennes, FR
Michel Roger Rigal, Janze, FR
(74) Fullmektig Onsagers Patentkontor AS, Oslo

(54) **Benevnelse** Fremgangsmåte ved kringkasting av data over radio, særlig til mobile mottagerplasser, samt mottageranordninger til bruk ved fremgangsmåten

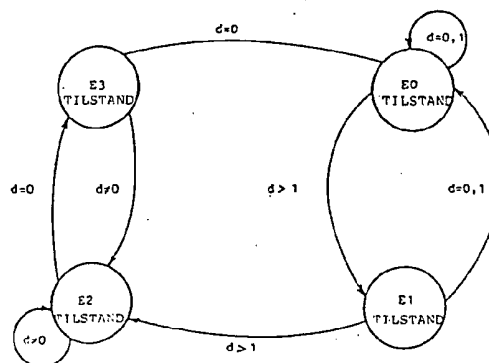
(56) **Anførte publikasjoner** Ingen

(57) **Sammendrag**

Et anlegg til radiokringkasting av data, særlig til mobile mottagerplasser, kringkaster datablokker, hvis begynnelse utsendes periodisk. Prefikset hos hver pakke begynner med to bit-synkroniserings-oktetter og en oktettssynkroniserings-oktett. I disse tre oktetter utgjør de to sistnevnte et periodisk synkroniseringstegn for pakkestart.

Behandlingen av tegnet omfatter en søkefase og en følgefase. Overgangen fra søke- til følgefase skjer når tegnet under søkning er funnet med Hamming-avstand null to ganger etter hverandre. Søkefasen omfatter to tilstander (E2 og E3). Overgangen fra den ene til den annen tilstand (E2 resp. E3) skjer når tegnet er funnet med avstand null, og den omvendte overgang når neste tegn ikke er funnet med avstand null. Følgefasen omfatter likeledes to tilstander (E0 og E1). Den første (E0) er den tilstand som antas etter overgang fra søke- til følgefase. Overgangen fra første til annen tilstand (henholdsvis E0 og E1) skjer når det følgende tegn finnes med avstand større enn 1, og den omvendte overgang når det følgende tegn finnes med en avstand lik null eller 1. Overgangen fra følgefase til søkefase skjer når etterfølgende tegn i annen fase (E1) er funnet med en avstand større enn 1.

Anlegget arbeider med modulasjonsform MSK.



Oppfinnelsen angår en fremgangsmåte ved radio-kringkasting av pakker av data som kan stamme fra forskjellige kilder og mer spesielt er bestemt til å mottas i mobile mottagere, i alminnelighet installert i kjøretøyer, i henhold til innledningen av krav 1. Det sier seg selv at de kringkastede data også vil kunne mottas i stasjonære mottagere. - Oppfinnelsen angår også en mottageranordning i henhold til innledningen av krav 6 og som benytter den førnevnte fremgangsmåte.

Mottagningen av data i en mottager på et kjøretøy byr på spesielle vanskeligheter. Således forandrer mottagningsforholdene seg uavlatelig når kjøretøyet flytter seg, eksempelvis når det gjelder forstyrrelser som kan innvirke på det mottatte signal.

Videre befinner mottagerantennen som sitter på kjøretøyet, seg i en høyde av omtrent 1,5 m, og det er av innlysende grunner praktisk talt umulig å benytte en direktiv mottagerantenne.

Sluttelig vil der når kjøretøyet som inneholder mottageren, kjører i et tettbebygget strøk, forekomme meget tallrike refleksjoner av signalene fra de omgivende bygninger, noe som gir opphav til et sammensatt mottatt signal som kan være meget komplisert. Spesielt kan det påvises at modulasjonskurven for det mottatte sammensatte elektriske signal i tilfellet av meget tallrike refleksjoner har en tetthetsannsynlighet som følger Rayleighs lov.

I praksis betyr det at det mottatte felt, dvs. signalet ved inngangen til den mobile mottager, under kjøretøyet bevegelse vil få en verdi som kan variere meget raskt. Særlig kan man konstatere meget raske svekkelser av signalet i gjennomsnittlige tidsavstander svarende til en halv bølgelengde av den mottatte bæresvingning. Virkningen av disse svekkelser avhenger av kjøretøyet farts og datastrømmens størrelse. Svekkelsen størrelse kan likeledes variere, men utgjør ofte mellom 10 og 20 dB under midlere mottatt nivå.

Sluttelig forekommer et annet slags forstyrrelser som utgjøres av parasittisk støy og spesielt kan skyldes menneskelig virksomhet. Størrelsen av deres generende innflytelse varierer i avhengighet av det benyttede frekvensbånd. De viktigste kilder for slike parasittiske forstyrrelser er

kjøretøyenes belysningskretser, visse industrielle installasjoner som gjør bruk av høyfrekvente strømmer, samt defekte isolatorer for elektriske fordelingsledninger med høy og midlere spenning.

Alle disse forstyrrelser samvirker til å forringe kvaliteten av det mottatte signal, og siden informasjonen er representert ved numeriske data, ytrer forringelsene seg ved en økning av antallet av feilaktig mottatte bits. I praksis har erfaringer med kringkasting av data som mottas i mobile mottagere, vist at feilandelen undergår raske og undertiden betydelige fluktuasjoner om en bestemt midlere verdi under en mottagningstid som er betydelig i forhold til datastrømmen (av størrelsesorden flere minutter). Disse fluktuasjoner skyldes ikke bare variasjoner i nivået av det mottatte signal, men også parasittisk RF-støy.

En inngående analyse viser forekomst av "salver" av feil svarende til betydelige og lokale økninger av feilandelen. Disse salver, hvis omfang undertiden kan gå opp i flere tusen suksessive oktetter som er defekte, altså inneholder minst én feil, gjør det nødvendig dels å sørge for en særlig effektiv feildeteksjon og dels å foreta gjentagelser av pakkene. Således ville anvendelsen av en korreksjonsstrategi for å bedre kvaliteten av de kringkastede budskap under de ovennevnte forhold gjøre det nødvendig å anvende koder med stor korreksjonskapasitet, noe som i alminnelighet krever en komplisert dekoding som ville øke mottagerens pris.

I praksis innebærer opplegget for et funksjonsdyktig anlegg til radiokringkasting av pakker av data at man foretar valg mellom kjente teknikker og deretter perfeksjonerer visse sider av disse teknikker for bedre å avpasse dem etter det ønskede resultat. Disse valg gjelder særlig frekvensbåndet som skal benyttes, modulasjonen, størrelsen av datastrømmen, måten begynnelsen av pakkene detekteres på, og den koding som benyttes til deteksjon av feil, samt strategien når det gjelder mottagning av pakkene. I praksis har en del av disse valg ingen sammenheng med hverandre. Videre må man ta hensyn til det forhold at radiokringkastingsanlegget må være i stand

til å kringkaste pakker av data som stammer fra forskjellige kilder, dvs. når det gjelder et anlegg for forskjellige slags tjenester, å kunne behandle såvel alfanumeriske tekster som grafiske data eller syntetisk tale.

Når det gjelder frekvensbåndet, må man ta hensyn til spekterets omfang og de begrensninger som er gitt ved lovmessige nasjonale og internasjonale bestemmelser. I det eksempel som vil bli beskrevet i detalj i det følgende, skal den benyttede bærefrekvens (HF) være 67,75 MHz.

Valget av modulasjonsform beror på et kompromiss mellom forskjellige hensyn: modulasjonens forhold til støy, dens virkningsgrad, dvs. den numeriske informasjonsstrøm som den tillater i et gitt spektrum, dens motstand mot lineære og ikke-lineære forvrengninger samt sluttelig demodulatorens kompleksitet som bestemmer dens pris. Modulasjonen av forenklet MSK-type, f.eks. den som er beskrevet i fransk patentskrift 2.428.345, representerer et slikt kompromiss. Det dreier seg her om en fasemodulasjon med to tilstander og med dempet sidebånd. Like overfor støy forholder denne modulasjon seg teoretisk på samme måte som modulasjoner med to eller fire tilstander samt koherent demodulasjon. Det dreier seg her om en modulasjon som har konstant modulasjonskurve og dermed byr ypperlig motstand mot forvrengninger. Anvendelsen av denne modulasjon betinger en demodulator med utforming og komplisitet omtrent som en MDP2-demodulator.

I det eksempel som vil bli beskrevet, er bitstrømmen på 30 kbit/s, noe som ved mottagningen muliggjør en komplett behandling med logikk-utstyr. Man ville kunne benytte sterkere bitstrømmer ved å gjøre bruk av kabelkoblede automater.

Med hensyn til deteksjonen av begynnelsen av pakkene er det gunstig om pakkene begynner periodisk for å muliggjøre en slags synkronisering av systemet.

I EP-A-0 044 780 er der allerede beskrevet et anlegg til multipleksing av pakker av numeriske data som overføres på en kontinuerlig utsendt bærebølge, f.eks. en bærebølge som kringkastes via satellitt eller et jordbundet nett. Ved dette anlegg blir pakkene av data (B_i) individuelt innbefattet i overføringsblokkene (P_i) som utsendes periodisk på en

numerisk modulert bærebølge. Når det gjelder klokketid for det numeriske tog av overførte data, svarer overføringsblokkenes (P_i) sendeperiode til "I" klokkepulser. Perioden for mottagning av pakkenes begynnelsestidspunkter er lik eller litt større enn maksimal lengde av en overføringsblokk. Begynnelsen av hver overføringsblokk omfatter et synkroniseringstegn (E_i).

Imidlertid er systemet som klart påpekt i innledningen i patentskriftet EP-A-0 044 780 spesielt bestemt til radio-kringkasting av data via satellitter eller jordbundne nett som benytter kanaler med stor kapasitet for å gi forbindelser av ypperlig kvalitet. I praksis har de således kringkastede signaler et nivå som stiller seg inn meget langsommere enn nivåene av de signaler som mottas av de mobile mottagere, varierer. De synkroniseringskoblinger som er vist på fig. 5 og 9-10 i patentskriftet, er tilfredsstillende ved en kringkasting via satellitt. Således viser diagrammene på fig. 10 at synkroniseringen bibeholdes i 12 suksessive perioder selv om synkroniseringstegnet ikke konstateres, og at bare tre suksessive konstateringer av tegnet gjør det mulig å låse systemet i fase.

Med pakker på f.eks. 40 oktetter og en bitstrøm på 30 kbit/s som nevnt ovenfor løser synkroniseringskoblingen ifølge EP-A-0 044 780 seg først etter omtrent 130 ms og behøver 40 ms for å låse seg pånytt. Imidlertid kan signalnivået ved mottagningen på bevegelige plasser forringes og gjenopprettes i løpet av meget kortere tidsrom. Den kjente kobling ville føre til en altfor langvarig fortsettelse av behandlingen av pakker som med stor sannsynlighet er defekte, og ville i utillatelig grad forsinke gjenopptagelsen av behandlingen. Av den grunn er det en hensikt med den foreliggende oppfinnelse å skaffe en synkroniseringsform som gjør det mulig bedre å ta hensyn til formen av variasjonene i nivået av inngangssignalet til en mobil mottager.

I og med at man som nevnt tidligere har gått inn for å gjenta pakkene flere ganger, har det også syntes interessant å benytte et system til gruppering av data som det der er

beskrevet i patentsøknad EP-A-0 077 712. Ved denne grupperingsform blir de data som sendes ut av hver kilde, ordnet i data-grupper som hver dannes av en sekvens av datablokker. Hver datablokk danner et datafelt i en pakke. Med andre ord utgjøres hver pakke av en blokk av data som følger etter et prefiks som inneholder synkroniseringssignalene for bits og oktetter, en kode til kildeidentifisering, et indekssignal for pakkekontinuitet og en informasjon om pakkens struktur. Ennvidere innbefatter første blokk i en gruppe en frontgruppe dannet av oktetter som definerer gruppens type, gruppens kontinuitetsindeks, antall blokker i gruppen etter første blokk samt omfanget av gruppens siste blokk, samtidig som alle blokkene unntagen den siste har maksimalt omfang. Prefikset hos hver pakke omfatter dessuten en informasjon med hensyn til om blokken i vedkommende pakke er eller ikke er første blokk i en gruppe.

Ennvidere omfatter prefikset hos første blokk av en gruppe en informasjon om antall ganger gruppen siden vil bli gjentatt. Sluttelig slutter hver datablokk med et visst antall blokk-kontrolloktetter som danner et suffiks.

Ifølge et kjennetegn for oppfinnelsen gis der anvisning på en fremgangsmåte ved radiokringkasting av pakker av binære data som kan mottas i mobile mottagere, hvor pakkens begynnelser sendes ut periodisk, samtidig som prefikset hos hver pakke begynner med to bitsynkroniseringsoktetter og en oktettssynkroniseringsoktett, annen synkroniseringsbitoktett og oktettssynkroniseringsoktetten utgjør et periodisk pakkestart-synkroniseringstegn, og hvor

synkroniseringsbehandlingen omfatter en søkefase og en følgefase,

overgangen fra søkefase til følgefase skjer når synkroniseringstegnet i søkefasen er funnet med hamming-avstand null to ganger på hverandre,

søkefasen omfatter to tilstander,

overgangen fra første til annen tilstand skjer når et synkroniseringstegn er funnet med hamming-avstand null,

overgangen fra annen til første tilstand skjer når det etterfølgende tegn ikke finnes med en hamming-avstand null,

følgefasen likeledes omfatter to tilstander hvorav den første av disse tilstander antas etter overgangen fra søkefase til følgende fase,

overgangen fra første til annen tilstand skjer når det etterfølgende tegn finnes med en hamming-avstand større enn 1,

overgangen fra annen til første tilstand skjer når det etterfølgende tegn finnes med en hamming-avstand lik null eller 1,

og overgangen fra følgefase til søkefase skjer når tegnet under følgefasens annen tilstand finnes med en hamming-avstand større enn 1.

Et annet kjennetegn for fremgangsmåten i henhold til oppfinnelsen består i at den benyttede modulasjon er en fasemodulasjon med to tilstander og med dempet sidebånd ("MSK-modulasjon") og deteksjonen av synkroniseringstegnet under søkefasen likeledes utføres på dets komplement, idet søkefasen og følgefasen oppspaltes i respektive direkte og komplementære komponenter og konstateringen av det direkte tegn i første tilstand av søkefasen forhindrer konstatering av de komplementære tilstander og omvendt.

Ved fremgangsmåten i henhold til oppfinnelsen blir ifølge enda et særtrekk de binære data som stammer fra en kilde, samlet i grupper som oppdeles for å danne en sekvens av datablokker, hvorav hver blokk kompletteres med et kontroll-suffiks som utgjør en pakkes datafelt, og utsendelsen av hver gruppe gjentas et visst antall ganger mens gruppene gjenopprettes ved mottagningen etter hvert som gruppene gjentas, og gruppene sammenstilles til sider etter hvert som det har vært mottatt komplette, feilfrie grupper.

Ifølge et ytterligere særtrekk benyttes der ved fremgangsmåten i henhold til oppfinnelsen en første automatisk forsterkningsstyring som virker i høyfrekvenstrinnet (HF) og en annen automatisk forsterkningsstyring som virker i mellomfrekvenstrinnet (MF), samtidig som den første automatiske forsterkningsstyring har påtagelig mindre tidskonstant enn den annen.

Enda et kjennetegn består i at de binære data ved fremgangsmåten overføres i MSK- eller tilsvarende modulasjon og det modulerte signal ved mottagningen bringes på firkantform og sammenlignes deretter med hensyn til fase med et referansesig-

nal med regulerbar frekvens dobbelt så høy som det modulerte signals bærefrekvens, det ved sammenligningen konstaterte faseavvik tjener til å regulere referansesignalets frekvens, og referansesignalets frekvens divideres med to for å levere et signal som multipliseres med det modulerte signal for å frembringe det demodulerte signal.

Mottageranordninger til bruk i kringkastingssystemer som benytter den ovenfor angitte fremgangsmåte er kjennetegnet ved trekk som fremgår av krav 6-9.

De ovenfor angitte og andre kjennetegn for oppfinnelsen vil fremgå klarere ved lesning av den følgende beskrivelse av et utførelseseksempel, hvor der henvises til tegningen.

Fig. 1 er et blokkskjema over en datamottager i samsvar med oppfinnelsen.

Fig. 2a og 2b er skjematiske diagrammer som anskueliggjør formen av binære pulstog på forskjellige steder av mottageren på fig. 1.

Fig. 3 er et funksjonsskjema i blokkform og anskueliggjør virkemåten av synkroniseringsmodulen for begynnelsen av blokkpakkene i mottageren på fig. 1.

Fig. 4 er et diagram som anskueliggjør funksjonen av synkroniseringsmodulen på fig. 2.

Fig. 5 er et funksjonsdiagram i blokkform som anskueliggjør virkemåten av analyse- eller tolkemodulen for data i mottageren på fig. 1.

Fig. 6 er en logikkskjema som anskueliggjør funksjonen av analyse- eller tolkemodulen på fig. 5.

Fig. 7 er et skjema som anskueliggjør minnefordelingen ved et grensesnitt som er felles for tre moduler av logikk-systemet på fig. 6.

Fig. 8 er et skjema over et grensesnitt mellom inngangsmodulen og hovedmodulen i logikkskjemaet på fig. 6.

Fig. 9 er et blokkskjema over et grensesnitt mellom hovedmodulen og utgangsmodulen i logikkskjemaet på fig. 6.

Fig. 10 er et blokkskjema over høy- og mellomfrekvensdelen av mottageren på fig. 1.

Fig. 11 er et koblingsskjema i blokkform over den automatiske styring av HF- og MF-forsterkning i mottagerdelen på fig. 10.

Fig. 12 er et blokkskjema over demodulatoren hos mottageren på fig. 1.

Fig. 13 er et koblingsskjema over demodulatoren på fig. 12, og

Fig. 14a og 14b viser bølgeformer som tjener til å anskueliggjøre virkemåten av demodulatoren på fig. 13.

Den mobile datamottager hvis funksjon er anskueliggjort i blokkskjemaet på fig. 1, omfatter følgende hoveddeler:

- en antenne 1,
- et system 2 av høy- og mellomfrekvenskretser,
- en demodulator 3,
- en kobling 4 til forming og nydannelse av klokkebittakt,
- en synkroniseringsmodul 5,
- en demultiplekser 6, og
- en tolkekobling 7.

Systemet 2 mottar høyfrekvens-signalet fra antennen 1 og leverer ved inngangen til demodulatoren 3 et mellomfrekvenssignal hvis nivå er praktisk talt konstant. Demodulatoren 3 leverer signalet i basisfrekvensbåndet til inngangen til koblingen 4, hvis utgang 8 leverer binærtoget, og hvis utgang 9 leverer klokkebiten for utgangsbittotet ved utgangen 8.

I synkroniseringskretsen 5 søkes de periodiske begynnelsestidspunkter for pakkene. Datautgangen 10 som er tilkoblet inngangen til demultiplekseren 6, aktiveres bare under visse betingelser for god synkronisering, som det vil bli gjort rede for i det følgende.

Demultiplekseren 6 velger ut de pakker som svarer til den i mottageren valgte kilde og overfører til analyse- eller tolkekoblingen 7 blokkens nytte-oktetter via en forbindelse 11 bestående av åtte parallelle ledere, oktettbedømmelses-informasjonen INT via lederen 12 og oktettindeks-markeringen via lederen 13.

I det binære pulstog på fig. 2a, hvor der er vist en pakke (n+1) som følger etter pakken n og etterfølges av pakke (n+2), vender begynnelsen I av pakkene tilbake periodisk i avstander på 41x8 bits. Hver pakke begynner med et pakkeprefiks dannet av åtte oktetter. Hvert pakkeprefiks etterfølges av et datafelt som omfatter høyst 32 oktetter, og hvorav de to siste S1 og S2 i datafeltet danner et pakkesuffiks eller CRC. Datafeltet

etterfølges av fylloktetter etter at der er medgått 41 oktetter mellom to pakkebegynnelser I. Således blir et datafelt med maksimal lengde på 32 oktetter stadig etterfulgt av en fyll-oktett 00.

Prefikset omfatter to bitsynkroniseringsoktetter R, en oktett-synkroniseringsbit OC, tre veiadresseringsoktetter X, Y og Z, en pakkekontinuitets-indeksoktett IC og en pakke-strukturoktett SP. I det beskrevne eksempel kan oktettene R og OC uttrykt heksadesimalt, være henholdsvis 55 (eller AA) og 18 (eller E7).

I den følgende beskrivelse vil de datafeltoktetter som går forut for suffikset, bli betegnet som datablokker, idet suffikset selvsagt bare utgjøres av redundansbitene av en syklisk 16 grads kode regnet, for hver pakke, på denne datablokk. Likedan som ifølge den ovennevnte patentsøknad EP-A-0 077 712 blir datablokkene vedrørende informasjonen fra en og samme kilde, definert ved XYZ, omgruppert til sekvensiell form i grupper av endelig lengde, betegnet datagrupper. Hver datagruppe setter seg sammen av et datagruppe-startfelt etterfulgt av datagruppens data.

Datagruppens startfelt etterfølger prefikset hos den første pakke som inneholder gruppens første blokk, og som i det følgende rett og slett vil bli betegnet som "første gruppe". Gruppens startfelt inneholder informasjoner som gjelder gruppen, det vil f.eks. si:

- gruppetype,
- gruppe-kontinuitetsindeks,
- gruppe-gjentagelsesindeks,
- gruppeomfang.

I det beskrevne eksempel kan antall gjentakelser av en gruppe varieres fra 0 til 15.

Synkroniseringsmodulen 5 på fig. 3 omfatter en synkroniseringstegn-dekoderkobling 14 som har en datainngang tilkoblet utgangen 8 fra formnings- og klokkebit-gjenopprettelseskoblingen 4 på fig. 1, og en klokkeinngang tilkoblet utgangen 9 fra den samme kobling 4. Den har en forbindelse 15 til en behandlingslogikk-enhet 16 og en annen utgang 17 som er forbundet med inngangen til en dechiffreringskrets 18 hvis

utgang er forbundet med inngangen til en gjenopprettelses-krets 19 for dataaktetenes fase. Utgangen fra kretsen 19 er tilkoblet inngangen til demultiplekseren 6.

Kretsen 14 til dekoding av synkroniseringstegn utgjøres av et skiftregister REG og et programmerbart leselager PROM. Registerets kapasitet er det samme som for det søkte tegn, dets datainngang er forbundet med inngangen 8 og dets klokke-inngang med inngangen 9. Registerets serieutgang er via en port forbundet med utgangen 17. Registerets parallellutganger er forbundet med adresseinngangene til det programmerbare leselager, som har flere utganger $d=0$, $d=1$, $d+1$ som er tilkoblet forbindelsen 15. Utgangen $d=0$ aktiveres når Hamming-avstanden med synkroniseringstegnet er lik 0, utgangen $d=1$ aktiveres når denne avstand er lik 1 og utgangen $d+1$ aktiveres når avstanden er større enn 1. Videre har minnet en utgang DIR som angir at det behandlede tegn er et direkte ord, og en utgang INV som angir at det behandlede tegn er komplementet til det direkte ord. Mellom disse utganger og forbindelsene 15 er der anordnet porter som gjøres virksomme på tidspunkter fastlagt med logikkenheten 16 via 15.

Behandlingslogikkenheten 16 omfatter en mikroprosessor som er i stand til å analysere de informasjoner som avgis av utgangene $d=0$, $d=1$ og $d=+1$, og til å anta fire tilstander E_0 , E_1 , E_2 og E_3 som er anskueliggjort på fig. 4. Logikkenheten 16 avgjør, avhengig av disse tilstander, tidspunktene for lesning av utgangene $d=0$, $d=1$ og $d=+1$. Videre har den en styreutgang til å gjøre forbindelsen 17 virksom eller uvirksom.

Dechiffreringskretsen 18 er en kjent krets som behøves når man ved sendingen har gjort bruk av en chiffrering bestemt til å lette gjenopprettelsen av klokkebiten. For visse kombinasjoner av data ville kunne slette spektralenergien av gjenopprettelsesfrekvensen. For å unngå dette blir pakken unntagen ved fronten nøklet med en pseudotilfeldig sekvens, og nøklingssekvensen innledes for hver pakke. I kretsen 18 blir dechiffreringen realisert ved modulo-2-addisjon med en leselager-tabell.

Kretsen 19 til å bringe dataoktettene tilbake i fase er en krets som inverterer eller ikke inverterer det etterfølgende binære mønster alt etter om utgangen INV eller utgangen DIR er aktivert i minnet PROM hos kretsen 14.

I tilstanden E2 søker dekoderkretsen bit for bit synkroniseringstegnet, som utgjøres av den sekvens av 16 bits som omfatter annet synkroniseringsbit-oktett R som etterfølges av oktetten OC. Når logikkenheten 16 er i tilstand E2, blir således utgangen $d=0$ varig aktivert. I praksis blir der i tilstanden E2 søkt to tegn AAE7 eller 5518, for i betraktning av forstyrrelsene i det mottatte HF-signal skjer gjenopprettelsen av signalets fase på 180° nær.

Så snart synkroniseringstegnet eller dets inverse tegn er funnet, blir utgangen $d=0$ aktivert og denne informasjon via 15 overført til mikroprosessen hos logikkenheten 16, som lagrer resultatet og går over til tilstand E3. Blir synkroniseringstegnet påny gjenfunnet for den etterfølgende pakke, altså i en tidsavstand på 41 oktetter, blir utgangen $d=0$ igjen aktivert og det samme signal overført fra 14 til 16. Logikkenheten 16 går dermed over til tilstand E0. I motsatt fall går den til tilstanden E2. Når man tar hamming-avstanden i betraktning, kan det sies at gjenkjennelse av et synkroniseringstegn uten feil i tilstanden E2 bringer systemet i tilstand E3, at fornyet gjenkjennelse av tegnet i avstand $d=0$ i tilstand E3 bringer systemet til å gå over til tilstand E0, mens systemet dersom d er forskjellig fra 0, går tilbake til tilstand E2.

I tilstand E0 blir søkningen av synkroniseringstegnet gjort gjeldende ved 25. bit fra begynnelsen I av hver pakke, et tidspunkt som bestemmes av logikkenheten 16. Hvis neste synkroniseringstegn som er funnet i tilstand E0, har en hamming-avstand $d=0$ eller $d=1$, blir de tilsvarende utganger aktivert, og logikkenheten 16 levner systemet i tilstand E0.

Hvis neste synkroniseringstegn i tilstand E0 finnes med en hamming-avstand d større enn 1, aktiveres utgangen $d+1$, og logikkenheten 16 bringer systemet over i tilstand E1.

I tilstand E1 vil der hvis neste synkroniseringsbit som stadig søkes ved 25. bit etter tidspunktet I, blir funnet

med en hamming-avstand $d=0$ eller $d=1$, skje aktivering av de tilsvarende utganger, og logikkenheten 16 bringer systemet i tilstand E0.

Hvis neste synkroniseringstegn i tilstand E1 finnes med en hamming-avstand større enn 1, blir utgangen $d+1$ aktivert, og logikkenheten 16 bringer systemet i tilstand E2.

Demultiplekseren 6 på fig. 3 omfatter en vei- eller kilde-valgkobling 20 hvis utgang er forbundet med et utgangsgrensesnitt 21. Valgkoblingen 20 mottar det binære tog fra kretsen 19 og kan likedan som koblingen 14 utgjøres av et register og et programmerbart leselager hvis innhold utgjør identifikasjonen XYZ av den vei eller kilde hvis informasjoner brukeren ønsker å utnytte. I og med at kildeadresse-oktettene X, Y og Z er tilslørt med en hamming-kode, likedan som alle start-oktettene generelt, omfatter valgkoblingen likeledes de nødvendige korreksjonskretser, som er plassert foran registeret. Når valgkoblingen har mottatt oktettene X, Y og Z med en hamming-avstand d lik 0 eller 1, overfører den til utgangsgrensesnittet 21 de oktetter som følger etter oktetten Z.

Utgangsgrensesnittet 21 mottar således det binære tog som er anskueliggjort på fig. 2b. Hver salve på 34×8 bits er adskilt fra den påfølgende ved en dødtid som ved en bitstrøm på 30 kbit/s tilsvarer 1,867 ms. Grensesnittet 21 gjennomfører serie-parallellomforming av oktettene og har en port 22 som leverer bitene B0-B7 hos hver dataoktett parallellt til en utgang 23 som avgir en avbrudds-kravbit INT, og en utgang 24 som avgir en bit IC til oktettindeks-markering. Dermed fremsetter grensesnittet via 21 et avbruddskrav INT til tolkekoblingen 7. Forøvrig er bit IC markert under overføringen av indeksoktetten. Således synkroniserer tolkekoblingen 7 seg på IC ved begynnelsen av hver pakke og - i tilfellet av avbrudd i behandlingen forårsaket av feil - på gruppe-startoktettene i første pakke. Således kan dels kretsene 5 og 6 og dels koblingen 7 arbeide selvstendig med sine egne funksjoner.

Blokkskjemaet på fig. 5 anskueliggjør funksjonen av

tolkemodulen 7 som er bestemt til å levere datasider til brukeren.

I det følgende skal det antas at der under anvendelse av den ovennevnte metode DIDON 3 til formidling av et magasin sammensatt av sider med adresser XY og oppdelt i avsnitt (slik det forstås ved UL5 ifølge ANTIOPE-standard), foreligger et gjensidig entydig samsvar mellom en gruppe og et avsnitt.

Funksjonsblokkene for koblingen 7 utgjøres av et inngangsgrensesnitt 25 hvis innganger er tilknyttet hver sin forbindelse 22-24 fra demultiplekseren 6. Utgangen fra inngangsgrensesnittet 25 er tilknyttet et system 26 til søkning av begynnelsen av et avsnitt eller en gruppe, og utgangen fra dette grensesnitt er tilkoblet et system 27 til søkning av feilfrie pakker. Utgangen fra blokken 27 er tilkoblet et system 28 til gruppe-gjenopprettelse etter repetisjoner. Utgangene fra blokken 28 er forbundet med henholdsvis blokken 26, blokken 27 og et serielager 29 som inneholder listen over avsnitt. Lageret 25 er tilknyttet et system 30 til å kontrollere tilstedeværelsen av samtlige avsnitt som danner en side. Utgangen fra blokken 30 er tilknyttet et system 31 som inneholder listen over de avsnitt som skal leveres til et linje-grensesnitt 32, som leverer den valgte side til brukeren. Linje-grensesnittet 32 dannes av et sammenknytningsledd V24 som definert i den tilsvarende anbefaling fra CCITT.

Systemet 27 behandler suffikset hos hver datablokk og vraker alle de pakker som inneholder feil. Derimot gir den videre til 28 hver pakke som er funnet feilfri, og denne blir her lagret under den adresse som er definert ved verdien av kontinuitetsindeks-oktetten IC. Utgangen fra 28 mot 26 tjener til å aktivere 26 påny for søkning av en gruppestart. Utgangen fra 28 mot 27 meddeler denne blokk hvilken kontinuitetsindeksverdi den skal ta i betraktning.

I logikkskjemaet på fig. 6 ses mellom modulene DIDON 3, UL5 og V24 tre grensesnitt 33-35.

Grensesnittet 35, som også er vist på fig. 7, er felles for alle tre moduler og bestemmer lagerets struktur. Det

avsnitt som kan overføres mellom modulene, er således ett som tilsvarer en sammenhengende minneandel av et format lik maksimalt format av et avsnitt, hvilket i det beskrevne eksempel vil si 2010 oktetter.

I grensesnittet 33 er strukturen av data som angir lagerfordelingen, den samme som på fig. 7, hvor:

- TA1 er bufferen for artikkel nr. 1, med et format av 2010 oktetter, altså 67 pakker à 30 oktetter,
- TETAT er feltet som angir lageret, med (n+1) elementer à 3 oktetter, hvor:
 - en oktett angir om bufferen er fritt eller benyttes av en modul, og
 - to oktetter gir bufferens adresse,
- NETAT betegner en oktett som angir antall frie buffere, f.eks. med et maksimum av 256.

Fra først av er alle bufferne betegnet som frie med unntagelse av en som straks tilknytttes modul DIDON 3 for å motta første avsnitt, mens NETAT blir aktivert ved n.

Grensesnittet 34 befinner seg mellom modulen DIDON 3 og modulen UL5. Den enhet som behandles her, er likeledes avsnittet. Avsnittene passerer et sirkulært organisert lager (FiFo) av format (n+1).

I grensesnittet 34, som er vist på fig. 8, omfatter strukturen de følgende elementer:

- TFIFO er en fortegnelse over (n+1) elementer à tre oktetter, hvor:
 - en oktett i gir indeksen i TETAT (fig. 7) for den benyttede buffer,
 - to oktetter TUi angir nytteformatet i bufferen, 0 TUi 2000,
- IFIFO betegner den indeks i TFIFO som angir hvor neste fullstendige avsnitt skal gå inn,
- OFIFO betegner den indeks i TFIFO som angir eldste ankomne avsnitt.

Fra først av er IFIFO og OFIFO satt på null for å angi at første fullstendige avsnitt skal settes foran FiFo, og at FiFo er tomt.

Grensesnittet 35 som er vist på fig. 9, er en tabell som angir de lagerandeler som skal sendes ut på tilknytningen V24. Dens struktur omfatter følgende elementer:

- TV24 er et felt av n elementer à fem oktetter, hvor:
 - en oktettt i gir den indeks i TETAT, fig. 7, som gjelder den benyttede buffer,
 - to oktetter ADi gir adressen til første oktettt som skal tilføres sammenknytningen V24, og
 - to oktetter TUi gir nøyaktig antall oktetter som skal formidles, og
- IV24 i TV24 utgjør den indeks som angir siste betegnelse av bufferen som skal tømmes.

Modulen DIDON 3, fig. 6, aktiveres under INT for hver oktettt som plasseres på forbindelsen 22. Av effektivitets-hensyn foretas bare en eneste nykopiering av informasjonen, noe som forutsetter at man på forhånd vet hvor oktetten vil skrive seg inn i bufferen. I praksis blir en avsnitt- (eller gruppe-) buffer fiktivt opptatt av blokker à 30 oktetter, noe som tilsvarende et maksimum av 67 blokker.

Der tilveiebringes en buffermelder som for hver blokk angir om denne har vært korrekt mottatt.

Modulen DIDON 3 har til oppgave å utforske avsnittbufrene i avhengighet av pakkekontinuitetsindeksen og indeksen for første blokk inneholdende startfeltet, og å fylle hullene. For alltid å være parat til mottagning må en buffer alltid være tilknyttet modulen DIDON 3.

Et avsnitt i serielageret 34 blir bare videreført i serielageret 34 dersom, dvs. utelukkende dersom, vedkommende avsnitt har vært mottatt fullstendig og uten feil, og dersom der gjenstår en fri buffer i 34. Hvis en av disse betingelser ikke er oppfylt ved slutten av mottagningen av avsnittet, blir samme buffer benyttet påny med en buffermelder tilbake-stilt på 0 for mottagning av neste avsnitt.

Modulen UL5 er aktiv avvekslende med modulen V24 for å avgjøre om en fullstendig side har vært mottatt. De innkomne avsnitt formidles ut fra OFiFo på betingelse av at OFiFo

er forskjellig fra IFIFO. Denne betingelse er tilstrekkelig, for i betraktning av formatet $(n+1)$ av serielageret 34 og maksimalt antall avsnitt ved inngangen, altså n , er det eneste tilfelle av OFIFO = IFIFO at serielageret er tomt.

Modulen UL5 er virksom inntil den har avgjort at en side har vært mottatt fullstendig. I såfall skjer oppbygning av fortegnelsen TV24 og overgang til linjetømme-modulen V24.

Når modulen V24 aktiveres, vil det si at en side har vært mottatt fullstendig. Det gjelder da å tømme IV24-inngangene til fortegnelsen TV24. Hver gang en buffer er tømt, blir dens tilstand stilt på ledig i TETAT.

Den innledende aktivering av logikkenheten besørges av modulen UL5 for å fylle TETAT og NETAT og for å aktivere DIDON 3.

På fig. 10 ses blokkskjemaet over mottagerens høyfrekvens- og mellomfrekvensdelere (HF resp. FI) i systemet 2. Disse omfatter i seriekobling mellom inngangen 36, som er tilknyttet antennen 1, og utgangen 37, som er tilknyttet demodulatoren 2, et inngangsdempningsledd 38, et passbåndfilter 39, en høyfrekvensforsterker 40, et variabelt dempningsledd 41, et båndpassfilter 42, en annen høyfrekvensforsterker 43, en første blander 44, et båndpassfilter 45, en MF-forsterker 46, et annet variabelt dempningsledd 47, en annen MF-forsterker 48, et båndpassfilter 49, en annen blander 50 og en MF-forsterker 51.

Første blander 44 har en annen inngang tilknyttet utgangen fra en første lokal oscillator 52 via en forsterker 53. Annen blander 50 har en annen inngang tilknyttet en annen lokal oscillator 54.

Forsterkeren 48 har en annen utgang som er tilsluttet generatorkretsen 55 for spenninger til automatisk forsterkningstyring. I kretsen 55 er utgangen fra 48 tilsluttet inngangen til et kvartsfiler 56 hvis utgang er forbundet med en avstemt forsterker hvis utgang i sin tur er tilsluttet en toppdeteksjonskrets 58. Utgangen fra toppdeteksjonskretsen 58 er forbundet dels med en første spenningsgenerator 59 hvis utgang er tilkoblet styreinngangen til det variable dempningsledd 48, og dels med en annen spenningsgenerator 60 hvis

utgang er tilsluttet styreinngangen til spenningsdemperen 41. Generatorene 59 og 60 har innganger 61 og 62 for regulerbare referansespenninger som stammer fra en krets 63.

Den nettopp beskrevne oppbygning av systemet 2 på fig. 10 er helt ut konvensjonell. Ved inngangen 36 kan høyfrekvensen f.eks. være 67,75 MHz. Ved utgangen fra første blander 44 kan første mellomfrekvens være 10,7 MHz, og ved utgangen fra annen blander 50 kan annen mellomfrekvens være 275 kHz.

I samsvar med oppfinnelsen er generatorene 59 og 60 utført for å ta hensyn til det forhold at mottageren er mobil og bestemt til å motta numeriske data.

Fig. 11 viser et detaljert skjema over generatorene 59 og 60 og av kretsen 63 i den automatiske forsterkningsstyrekobling 55.

Kretsen 63 er sammensatt av tre spenningsdelere som er innkoblet mellom en spenningskilde på +24 V og gods og omfatter henholdsvis et potensiometer P1 i serie med en motstand R1, et potensiometer P2 i serie med en motstand R2, og et potensiometer P3 i serie med en motstand R3. Det bevegelige uttak på potensiometeret P1 er tilsluttet spenningsinngangen til polarisering av toppdetektoren 58 og gjør det mulig på konvensjonell måte å bevirke den automatiske forsterkningsstyring.

Generatoren 59 er sammensatt av en operasjonsforsterker 64, f.eks. av den type som markedsføres under betegnelsen LF 13741. Denne forsterkers inverterende inngang er forbundet med utgangen fra toppdetektoren 58 via en motstand R4, dens ikke-inverterende inngang er via en motstand R5 er forbundet med det bevegelige uttak på potensiometeret P2, og dens utgang er forbundet med styreinngangen til FI-dempningsleddet 47.

Likeledes er generatoren 60 sammensatt av en operasjonsforsterker 65 som er av samme type som 64, og hvis inverterende inngang er forbundet med utgangen fra toppforsterkeren 58 via to seriekoblede motstander R6 og R7, og hvis ikke-inverterende inngang er forbundet med det bevegelige uttak på potensiometeret P3 via en motstand R8, samt hvis utgang

er forbundet med styreinngangen til HF-dempningsleddet 41. Forbindelsespunktet mellom motstandene R6 og R7 er koblet til gods via en motstand R9.

I hver av operasjonsforsterkerne 64 og 65 er utgangen likeledes forbundet med den inverterende inngang via en kondensator og en motstand i parallellkobling.

Det er kjent ved konvensjonelle radiofrekvens-mottagere gjerne å benytte to automatiske forsterkningsstyringer, hvorav den ene, som virker i mellomfrekvensleiet, har stor dynamikk, og den annen, som virker i høyfrekvensleiet, bare griper inn ved høye inngangsnivåer til mottageren for å beskytte den mot faren for intermodulasjon.

I tilfellet av mobil mottagning av data i mellomfrekvensleiet har antennen på kjøretøyet en forsterkning omkring 0 dB, og nivået av parasittisk støy fra industri er høyt og ofte 15-20 dB høyere enn nyttesignalet. Den automatiske forsterkningsstyring har derfor i henhold til oppfinnelsen til oppgave best mulig å beskytte forsterkertrinnene mot fare for intermodulasjon forårsaket av parasittiske signaler. Ved kringkasting av data blir forringelsen av feilraten først merkbar for E/No-forhold under 12 dB. Man kan således dempe signalet fra og med de første trinn uten å forandre mottagerens funksjon.

Reguleringen av uttakene på potensiometrene P2 og P3 gjør det mulig å forskyve terskelen ved 64 i forhold til den ved 65, noe som betyr å endre HF- i forhold til MF-forsterkningen. Den inverterte kobling av inngangen til forsterkeren 65 gjør det mulig å minske tidskonstanten for forsterkeren 65 i forhold til den for forsterkeren 64. Med andre ord velger man for den automatiske HF-forsterkningsstyring en tidskonstant som f.eks. er fem ganger mindre enn den for MF-forsterkningsstyringen. Følgen blir at HF-forsterkningsstyringen når den først virker, gjør det meget raskt.

Ved langsom variasjon ved inngangen 36 under drift holder MF- og HF-forsterkningsstyringene hverandre i likevekt. Ved raske variasjoner stiller MF-forsterkningsstyringen seg inn på signalets midlere verdi, mens HF-forsterkningsstyringen

virker på raske nivåforandringer, noe som gjør det mulig å stille inn det optimale arbeidspunkt for inngangstrinnene med best mulig sikkerhet mot parasittiske signaler fra industri.

Fig. 12 er et detaljert blokkskjema over demodulatoren 3, som ved sin inngang 37 mottar signalet med den annen mellomfrekvens 275 kHz og ved sin utgang 66 leverer det demodulerte signal til kretsen 4 til formings- og klokketakt-gjenopprettelsesbiten 4.

Inngangen 37 er tilkoblet en forsterker 67 hvis utgang er forbundet med et båndpassfilter 68 hvis utgang i sin tur er forbundet med en krets 69 til firkantbølgeforming. Utgangen fra firkantbølgeformingskretsen 69 er forbundet dels med første inngang til en fasekomparator 70 og dels med en første inngang til en multiplikasjonsledd 71. Utgangen fra fasekomparatoren 70 er tilsluttet inngangen til en integrator 72 hvis utgang er forbundet med styreinngangen til en spenningsstyrt eller såkalt VCO-oscillator 73. Utgangen fra VCO-oscillatoren er forbundet dels med annen inngang til fasekomparatoren 70 og dels med inngangen til en faseforskyver 74 hvis utgang er tilsluttet inngangen til et frekvenshalveringsledd 75 hvis utgang fører til annen inngang til multiplikasjonsleddet 71. Utgangen fra multiplikasjonsleddet 71 leverer det demodulerte signal.

Demodulatoren på fig. 12 er mer spesielt utviklet for å sikre gjenopprettelse av numeriske signaler som er kodet i NRZ-kode ut fra en MSK-modulert bærebølge som er frekvenssentrert på 272,8 kHz. Koherent demodulasjon krever regenerering av referansesignalet $\cos F_1 t$. Man oppnår dette ut fra VCO-oscillatoren 73, som arbeider med frekvens $2F_1$. VCO-oscillatorens tilbakekoblingssløyfe innbefatter fasekomparatoren 70, som arbeider ved $2F_1$, og som eliminerer faseinformasjonen. Den egentlige demodulasjon av det modulerte signal utføres av multiplikasjonsleddet 71 som mottar det formede modulerte signal og bærebølgen F_1 som fås ved frekvenshalvering av utgangssignalet fra VCO-oscillatoren. Faseforskyvningskretsen - dvs. en krets med regulerbar forsinkelse - 74 tjener til å justere fasene ved inngangene til multiplikasjonsleddet.

Det vil dermed forstås at demodulatoren på fig. 12 ikke som konvensjonelle demodulatorer innfører analoge multiplikatorer hvis virkning ved tilstedeværelse av støy delvis går tapt. Ennvidere ville bruk av den konvensjonelle teknikk være tungvint ved de frekvenser som benyttes i utførelses-eksempelet med MSK-modulasjon og en bitstrøm på 30 kbit/s.

Det sier seg selv at man istedenfor MSK-modulasjon kan benytte en lignende modulasjon, eksempelvis den såkalte "Tamed Frequency Modulation" eller TFM eller også en kode-modulasjon med partiell respons.

På fig. 13 er der vist et detaljert skjema over kretsene 69-75 på fig. 12. Firkantbølge-formingskretsen 69 er realisert med en i handelen forekommende referansekrets 4093, VCO-oscillatoren 73 med en krets betegnet 2209, fasekomparatoren 70 med en vippe 4013, den regulerbare faseforskyver med en krets betegnet 4528, frekvenshalveringskretsen med en vippe 4013 og den egentlige demodulator 71 med en vippe 4013.

Kretsen 69 er ved klemmen 2* forbundet med C1- og DATA-klemmene på vippene henholdsvis 70 og 71. Klemmen 1* på kretsen 69 er forbundet med en krets som bestemmer dennes tidskonstant. Den avgir rektangelbølgesignalene MSK.

DATA-inngangen til vippet 70 er forbundet med utgangen fra en rektangelbølge-formingskrets 72 hvis inngang er tilsluttet utgangen 7* fra oscillatoren 73. De signaler som avgis ved utgangen Q fra vippet 70, blir integrert i en integrator som på konvensjonell måte omfatter en kondensator C1 og motstander R10 og R11. Utgangen fra integratoren 72 er forbundet med klemmen 4* på oscillatoren 73, hvis øvrige innganger 1*, 2*, 3*, 5* og 6* på kjent måte er tilsluttet kombinasjoner av passive komponenter som bestemmer dens midtre arbeidsfrekvens.

En krets 74 har sin klemme 4* forbundet med klemmen 3* på kretsen 72, sine klemmer 1* og 2* forbundet med et nettverk av passive komponenter hvorav et potensiometer gjør det mulig å innstille dens forsinkelse, samt sin klemme 7* forbundet med inngangen C1 til divisjonsleddet 75, hvis klemmer

2* og 5* er forbundet innbyrdes, mens klemmene 4*, 6* og 7* ligger på godspotensial, og utgangen Q er forbundet med Cl-inngangen til demodulatoren 71. Utgangen Q fra 71 leverer det demodulerte signal.

Virkemåten av komparatoren 70 er anskueliggjort ved bølgeformene på fig. 14a, hvor bølgeformen a_1 betegner signalet med frekvens $2F_1$ som tilføres DATA-inngangen til vippen 70, a_2 betegner det modulerende signal som tilføres klokkeinnngangen Cl til 70, og a_3 betegner signalet ved komparatorens utgang Q.

Det vil ses at det modulerende signal ved klokkeinnngangen gjør det mulig ved utgangen Q å se tilstanden av DATA-inngangen. Ved konstant faseforskyvning virker faseinversjonen ikke på utgangen Q, som det fremgår av fig. 14a. Komparatoren er således ufølsom for fasesprang på $0-180^\circ$ og tar bare den statiske faseforskyvning i betraktning.

Virkemåten av multiplikasjonsleddet 71 er anskueliggjort ved bølgeformene på fig. 14b, hvor b_1 betegner det signal som tilføres klokkeinnngangen Cl til vippen 71, b_2 betegner det modulerende signal som tilføres dens datainngang, og b_3 betegner det signal som avgis ved utgangen Q, og som utgjør det demodulerte signal.

P a t e n t k r a v

1. Fremgangsmåte ved radiokringkasting av pakker av binære data som kan mottas i mobile mottagere, hvor
pakkenes begynnelse utsendes periodisk,
prefikset hos hver pakke begynner med to bitsynkroniserings-oktetter og en oktettssynkroniserings-oktett, og
annen synkroniseringsbitoktett og oktettssynkroniserings-oktetten utgjør et periodisk pakkebegynnelses-synkroniserings-tegn,

k a r a k t e r i s e r t v e d
at synkroniseringsbehandlingen omfatter en søkefase og en følgefase,

overgangen fra søkefase til følgefase skjer når synkroniseringstegnet under søkefasen er funnet med hamming-avstand null to ganger på hverandre,

søkefasen innbefatter minst to tilstander,
overgangen fra første til annen tilstand (henholdsvis E2 og E3) skjer når et synkroniseringstegn er funnet med hamming-avstand null,

overgangen fra annen til første tilstand (henholdsvis E3 og E2) skjer når det etterfølgende tegn ikke er funnet med hamming-avstand null,

følgefase likeledes omfatter minst to tilstander,
den første (E0) av disse tilstander antas etter overgang fra søkefase til følgefase,

overgangen fra første til annen tilstand (henholdsvis E0 og E1) skjer når det etterfølgende tegn finnes med en hamming-avstand større enn 1,

overgangen fra annen til første tilstand (henholdsvis E1 og E0) skjer når det følgende tegn finnes med en hamming-avstand lik null eller 1,

og overgangen fra følgefase til søkefase skjer når det etterfølgende tegn under følgefases annen tilstand finnes med en hammingavstand større enn 1.

2. Fremgangsmåte som angitt i krav 1, hvor den benyttede modulasjon er en fasedemodulasjon med to tilstander og med

dempet sidebånd, k a r a k t e r i s e r t v e d at deteksjonen av synkroniseringstegnet under søkefasen likeledes skjer på dets komplement, idet søke- og følgetilstandene oppspaltes i respektive direkte og komplementære tilstander og gjenkjennelse av et direkte tegn under første søketilstand forhindrer de komplementære tilstander og omvendt.

3. Fremgangsmåte som angitt i krav 1 eller 2, hvor de binære data som skriver seg fra en kilde, blir samlet i grupper som spaltes opp for å danne en sekvens av datablokker, og hver blokk kompletteres med et kontroll-suffiks som utgjør en pakkes datafelt, og hvor utsendelsen av hver gruppe gjentas et visst antall ganger, k a r a k t e r i s e r t v e d at gruppene ved mottagningen gjenopprettes etter hvert som gruppene gjentas, og at gruppene samles til en side etter hvert som der er mottatt en komplett gruppe uten feil.

4. Fremgangsmåte som angitt i krav 1,2 eller 3, hvor der forekommer en første automatisk forsterkningsstyring som virker i høyfrekvensområdet, og en annen automatisk forsterkningsstyring som virker i mellomfrekvensområdet, k a r a k t e r i s e r t v e d at den første automatiske forsterkningsstyringstidskonstant er påtagelig mindre enn den annens.

5. Fremgangsmåte som angitt i et av kravene 1-4, hvor de binære data overføres med MSK-modulasjon eller tilsvarende, k a r a k t e r i s e r t v e d at det modulerte signal ved mottagningen bringes på firkantbølgeform og deretter sammenlignes med hensyn til fase med et firkantbølgeformet referansesignal med regulerbar frekvens lik det dobbelte av det modulerte signals bærefrekvens, at det ved sammenligningen konstaterte avvik tjener til å regulere referansesignalets frekvens, og at referansesignalets frekvens divideres med to for å gi et signal som multipliseres med det modulerte signal for å gi det demodulerte signal.

6. Mottageranordning for binære data overført i et radio-kringkastingssystem som benytter fremgangsmåten angitt i et av kravene 1-5, omfattende i serie:

en antenne (1),
 høyfrekvens- og mellomfrekvenskretser (2),
 en demodulator (3),
 en formings- og klokkebit-gjenopprettelsesmodul (4),
 en pakkesynkroniseringsmodul (5),
 en demultiplekser (6) og
 en tolkekrets (7),

k a r a k t e r i s e r t v e d

at synkroniseringsmodulen (5) omfatter
 en synkroniseringstegn-dekoder (14) som avgir signaler
 ($d=0$, $d=1$, $d=+1$, DIR og INV) som angir når tegnet er funnet
 med en hamming-avstand henholdsvis lik null, lik 1 eller
 større enn 1,

at synkroniseringstegn-dekoderens (14) utganger når
 tegnet finnes direkte eller invertert, forbindes med en be-
 handlingslogikk (16) som omformer de leverte signaler til
 søkefase- eller følgefase-tilstandsdata,

og at en utgang fra behandlingslogikken (16) tjener
 til å godkjenne den forutgående overføring av mottatte binære
 data.

7. Mottageranordning som angitt i krav 6, k a r a k t e -
 r i s e r t v e d

at demultiplekseren (6) omfatter en kildevelgerkrets
 (20) og et utgangsgrensesnitt (21)

og at tolkekretsen (7) omfatter et inngangsgrensesnitt
 (25), en innretning (26) til å fastslå begynnelsen av data-
 grupper, en innretning (27) til deteksjon av pakker av feilfrie
 data, en innretning (28) til samling av gjenopprettet gruppe,
 et lager (29) for gjenopprettede grupper, en innretning til
 gruppe-samlingskontroll og et utgangsgrensesnitt (32),

og at innretningen til samling av gjenopprettet gruppe
 (28) har en styreutgang til gruppebegynnelses-konstaterings-
 innretningen (26) og en utgang til innretningen (27) til
 deteksjon av feilfrie datapakker.

8. Mottageranordning som angitt i krav 7,
 k a r a k t e r i s e r t v e d a t

høyfrekvens- og mellomfrekvenskretsene omfatter en første

og en annen blander (henholdsvis 44 og 50) som etterfølger henholdsvis et første og et annet dempningsledd (41 og 47), og annet dempningsledds utgang er forbundet med en toppdeteksjonskrets (58) hvis utgang er forbundet med en første og en annen spenningsgenerator (henholdsvis 59 og 60),

at første og annen spenningsgenerator (59,60) er sammensatt av operasjonsforsterkere (64 og 65) hvis inverterende innganger er forbundet med utgangen fra toppdetektoren (58) via motstander med forskjellig ohmverdi, og hvis ikke-inverterende innganger er forskjellig polarisert slik at tidskonstanten for koblingsanordningen for første forsterker (64) er påtagelig større enn tidskonstanten for koblingsanordningen for annen forsterker (65),

og at utgangene fra første og annen forsterker (64 og 65) er forbundet med styreinngangene til henholdsvis første og annet dempningsledd (41, 47).

9. Mottageranordning som angitt i krav 8,

k a r a k t e r i s e r t v e d at den omfatter

en firkantbølge-formingskrets (69) hvis inngang får signalet med mellomfrekvensen tilført, og hvis utgang er forbundet med den første inngang til en fasekomparator (70) og med første inngang til et multiplikasjonsledd (71) slik at fasekomparatoren (70) er forbundet med inngangen til et integrasjonsledd (72) hvis utgang er forbundet med styreinngangen til en spenningsstyrt eller VCO-oscillator (73) hvis frekvens er det dobbelte av det modulerte signals, og hvis utgang er forbundet med annen inngang til fasekomparatoren (70) og med et frekvenshalveringsledd (75) hvis utgang i sin tur er forbundet med annen inngang til multiplikasjonsleddet (71), hvis utgang leverer det demodulerte signal.

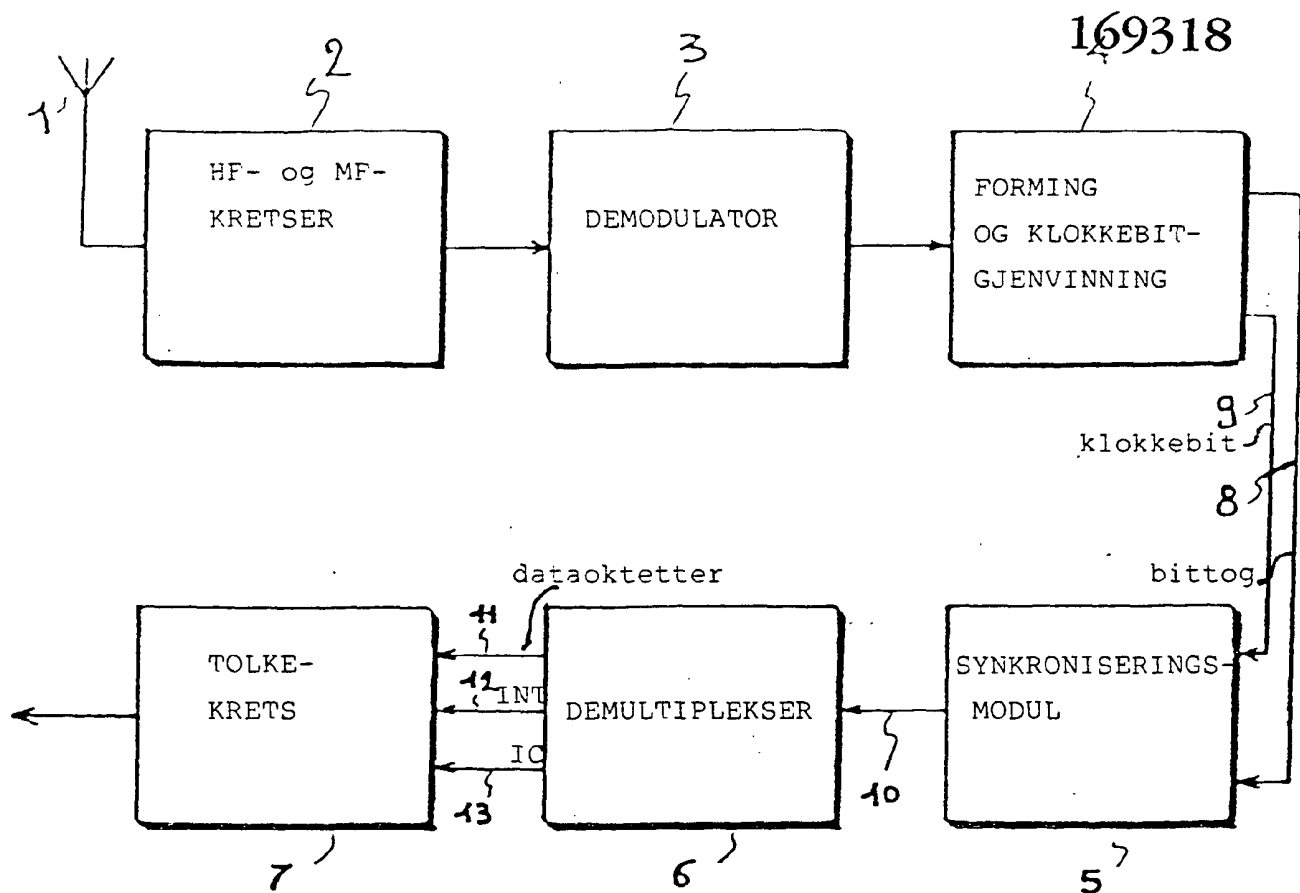


FIG.1

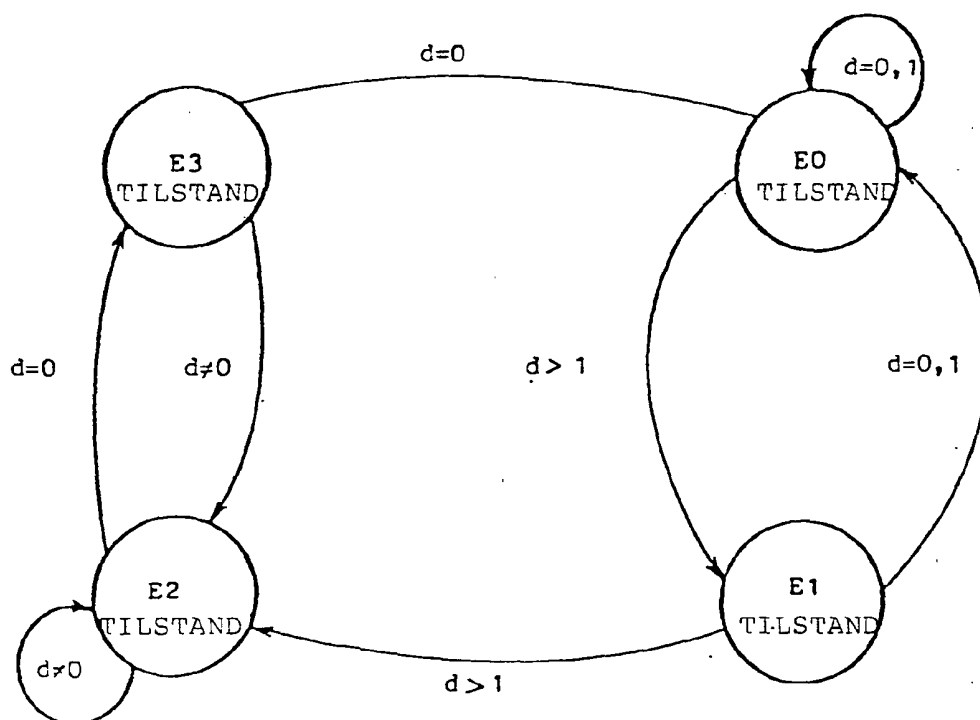


FIG.4

169318

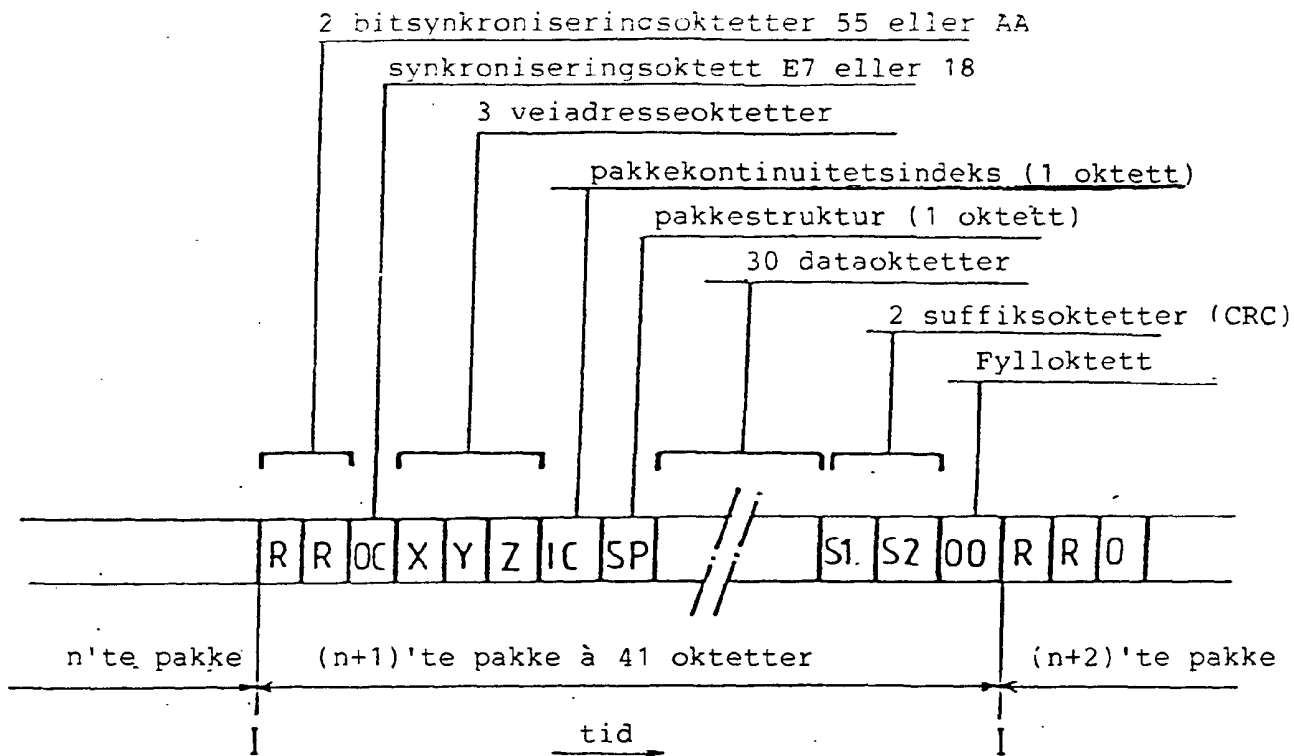


FIG. 2a

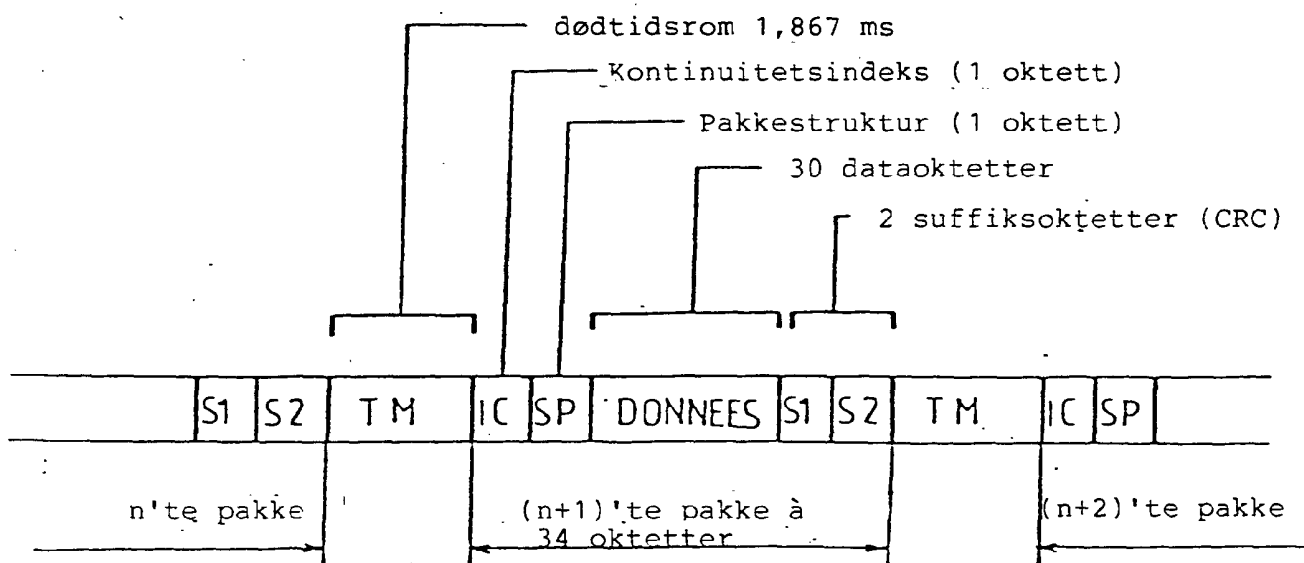
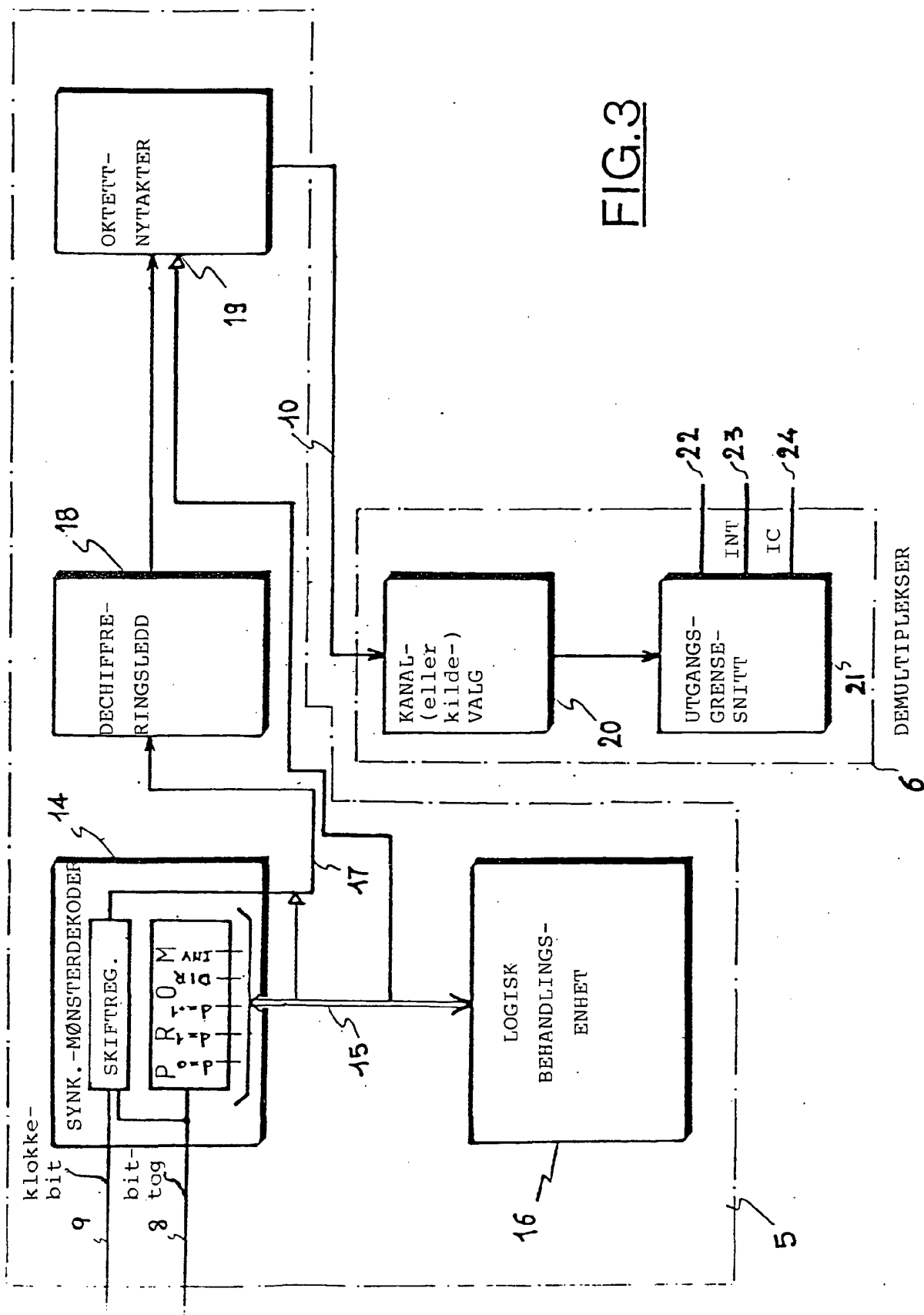
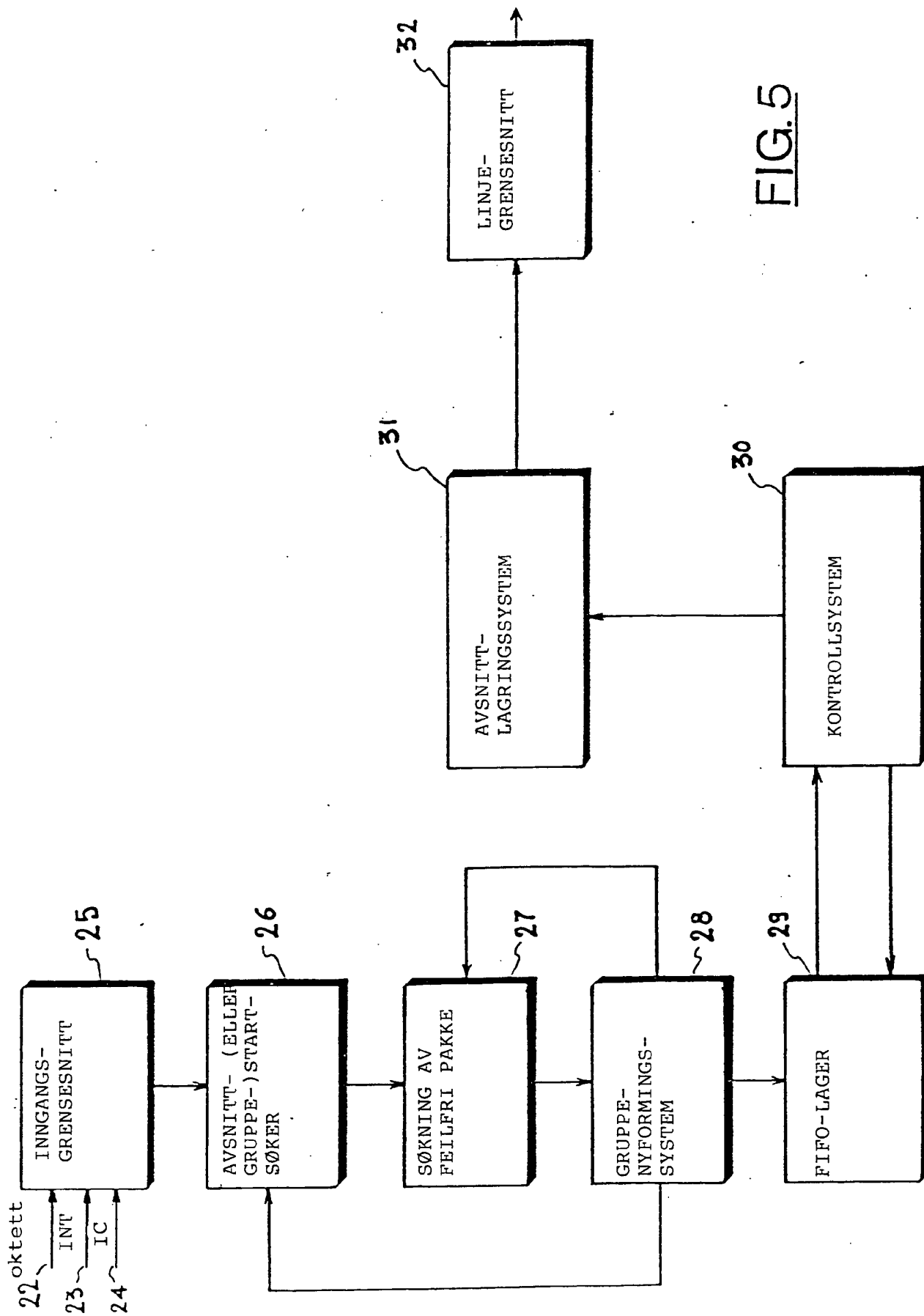


FIG. 2b





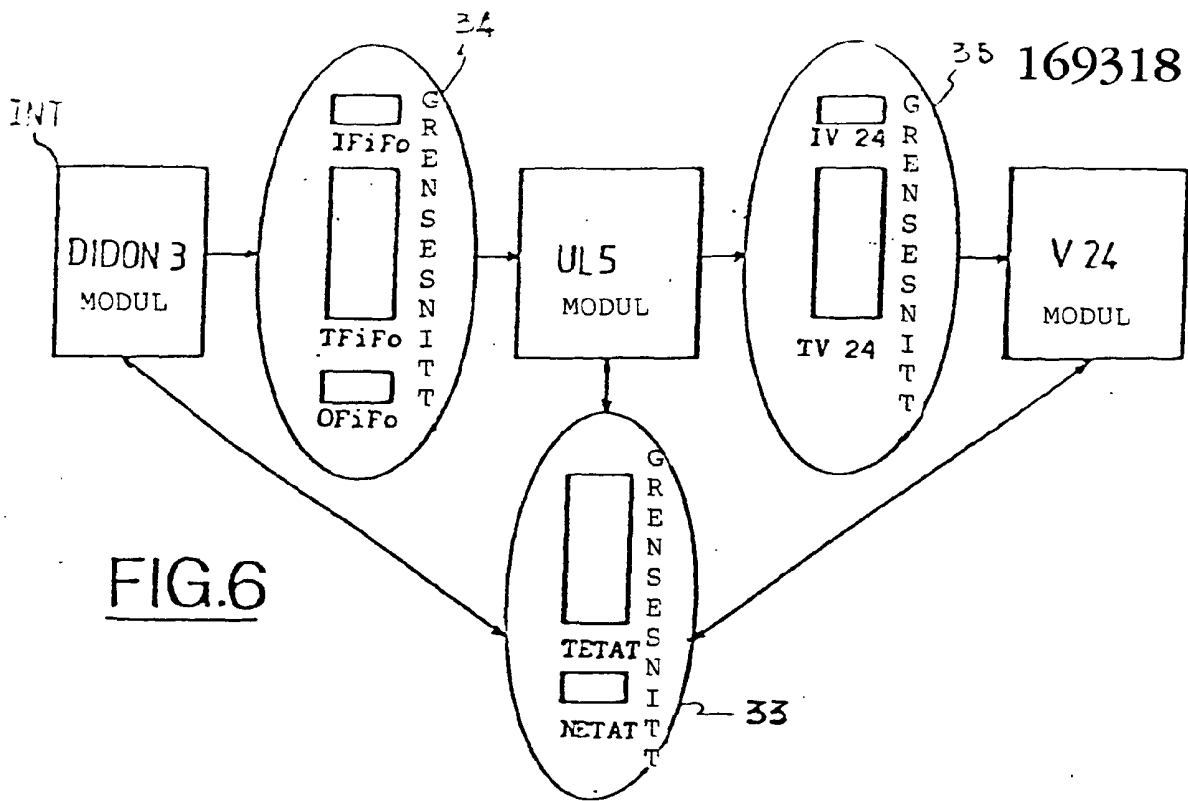


FIG.6

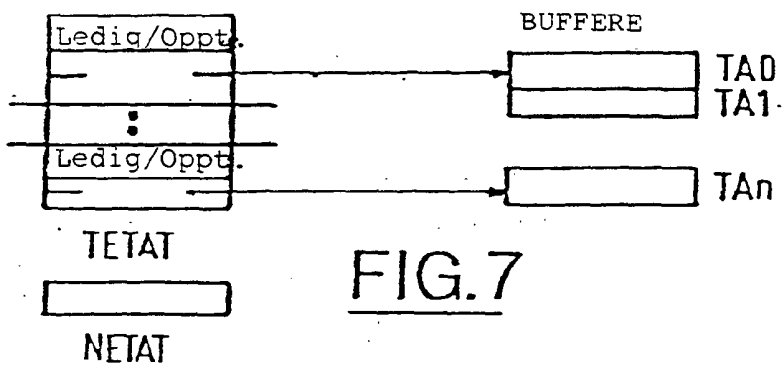


FIG.7

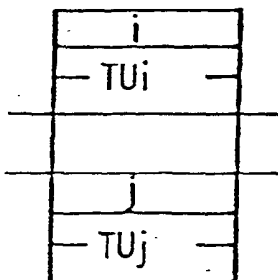


FIG.8

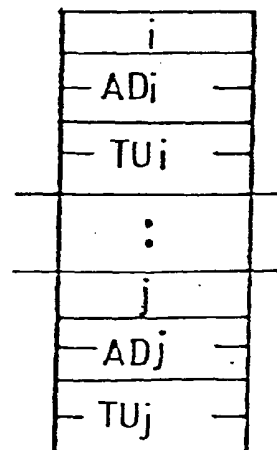
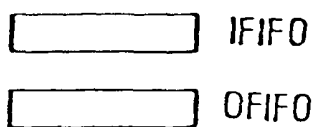
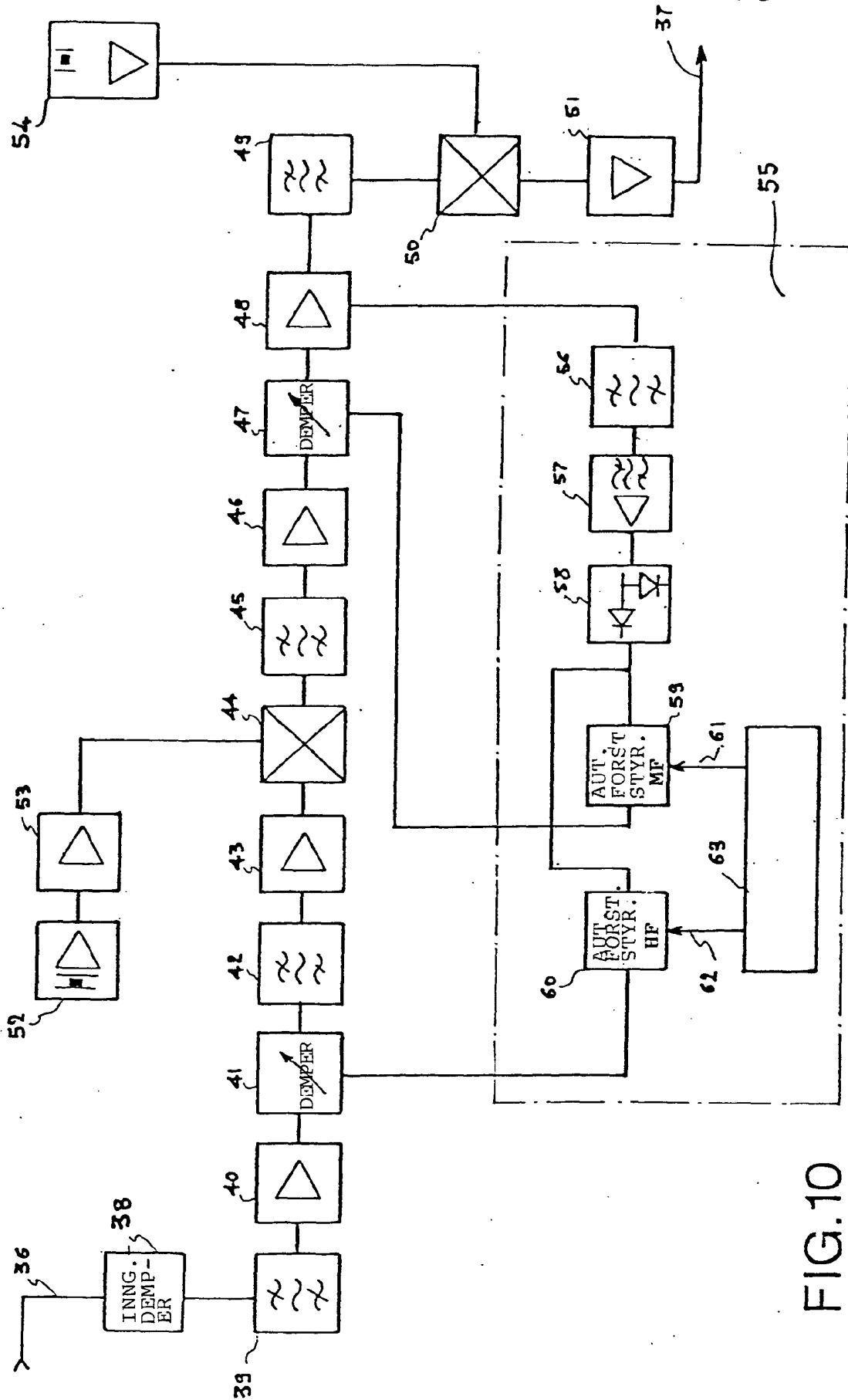


FIG.9



IV 24



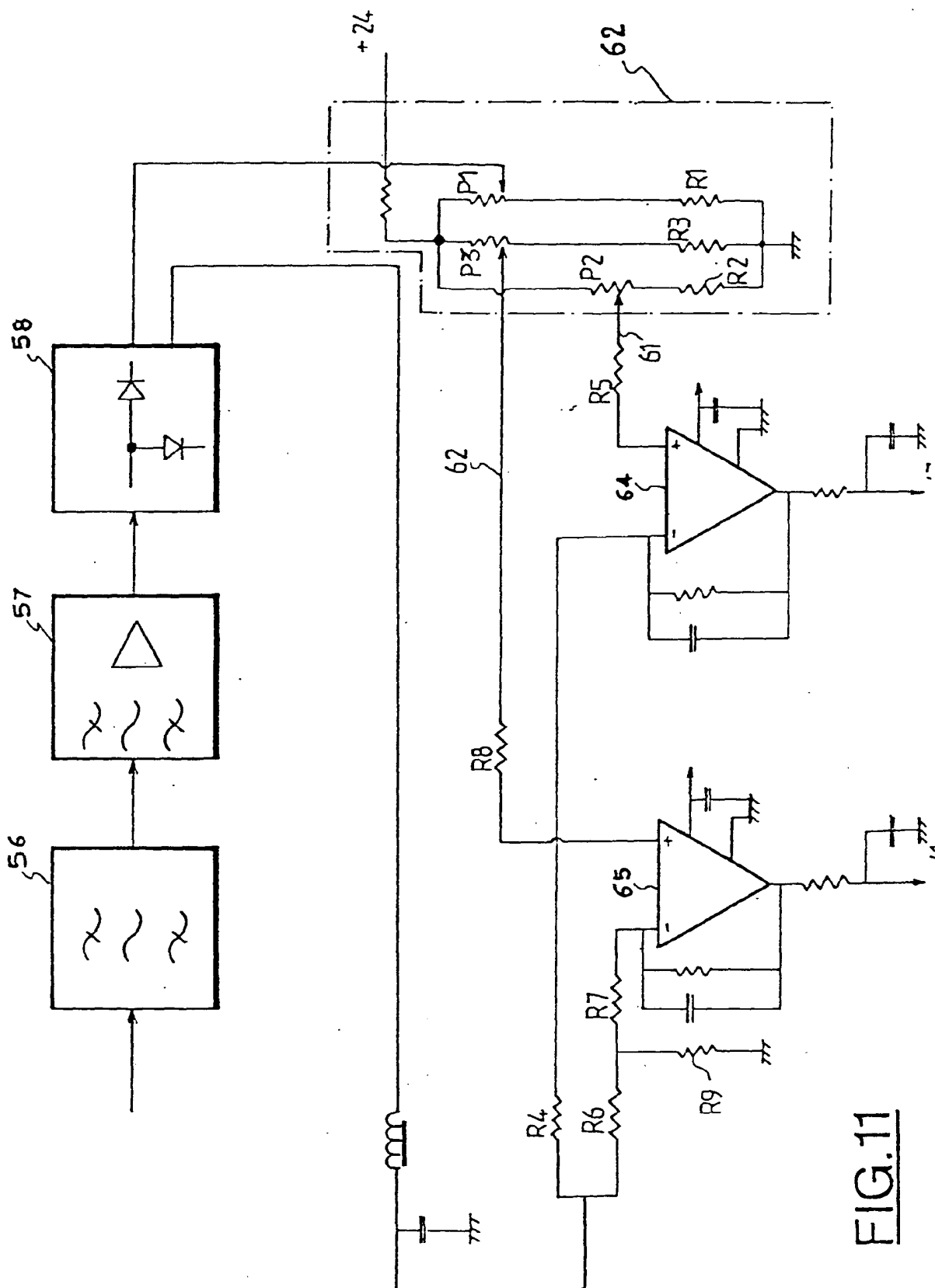


FIG.11

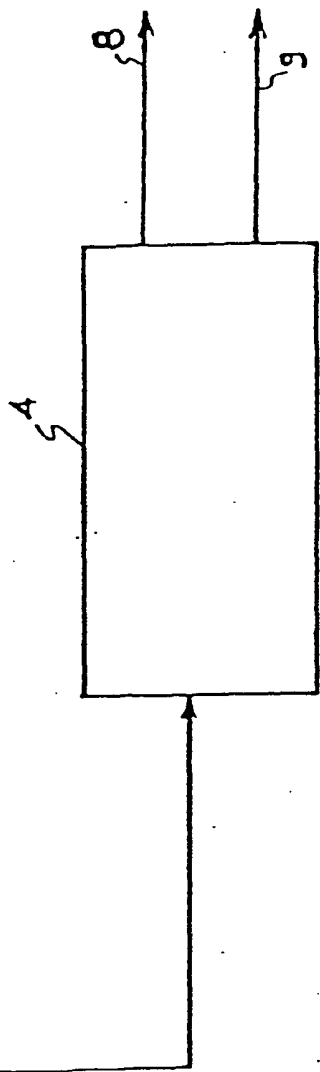


FIG. 13

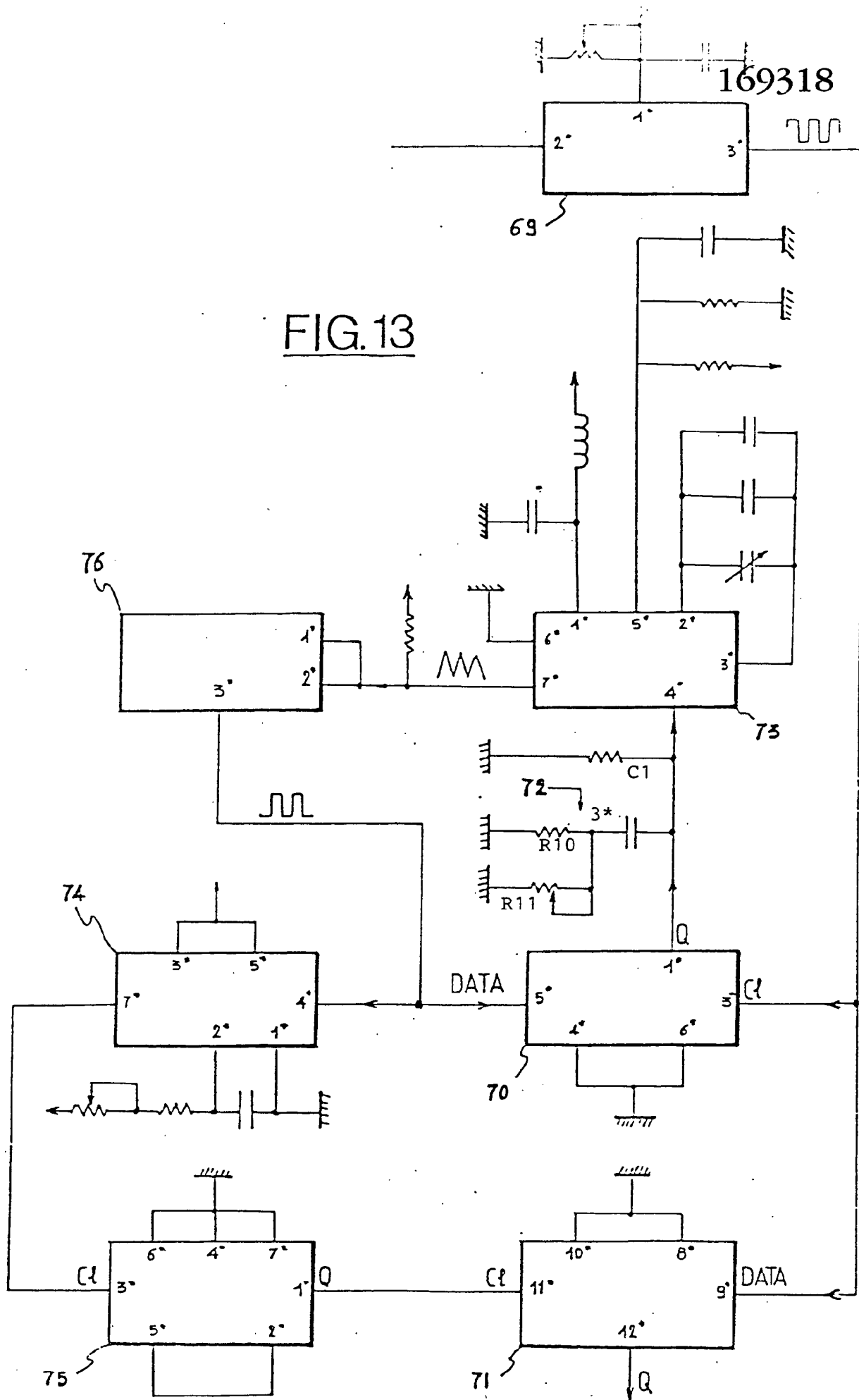


FIG.14 a

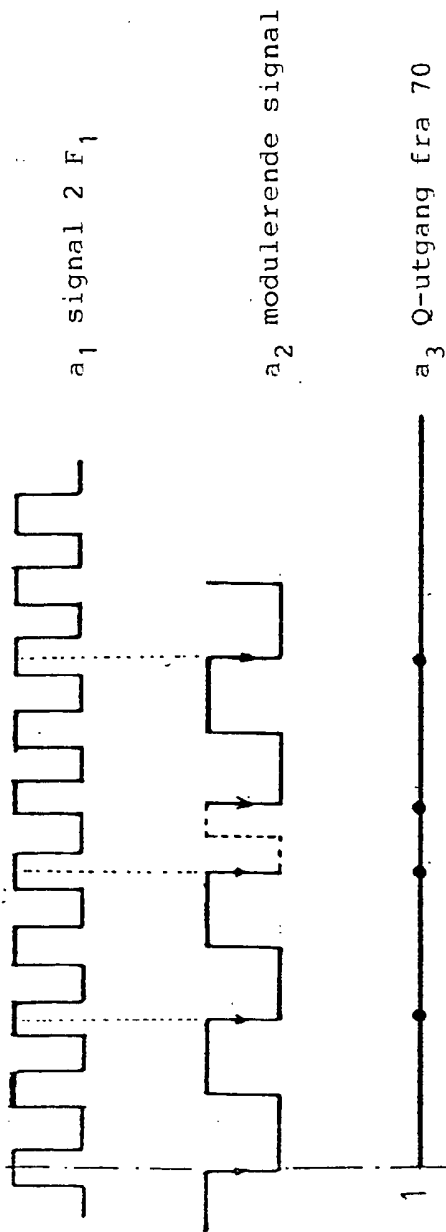


FIG.14 b

