



NORGE

[NO]

**STYRET
FOR DET INDUSTRIELLE
RETTSVERN**

[B] (II) UTELEGNINGSSKRIFT Nr 143292

(51) Int. Cl.³ G 08 C 23/00, E 21 B 47/12

(21) Patentsøknad nr. 750925

(22) Inngitt 18.03.75

(23) Løpedag 18.03.75

(41) Alment tilgjengelig fra 21.09.76

(44) Søknaden utlagt, utlegningsskrift utgitt 29.09.80

(30) Prioritet begjært Ingen.

(54) Oppfinnelsens benevnelse Mottaker i et system for logging under boring.

(71)(73) Søker/Patenthaver MOBIL OIL CORPORATION,
150 East 42nd Street,
New York, NY 10017,
USA.

(72) Oppfinner JAMES HOWARD SEXTON, Dallas, TX,
BOBBIE JOE PATTON, Dallas, TX,
USA.

(74) Fullmektig Siv.ing. Rolf Larsen,
Bryn & Aarflot A/S, Oslo.

(56) Anførte publikasjoner USA (US) patent nr. 3798355

Den foreliggende oppfinnelse vedrører generelt systemer for logging under boring og mer spesielt en forbedret mottaker i et slikt system av fasemodulasjonstypen.

Det har lenge vært praksis å logge brønner, dvs. å avføle forskjellige tilstander nede i brønnen og overføre de oppnådde data til overflaten. Brønnloggingsoperasjoner som idag utføres av serviceselskaper, benytter loggefremgangsmåter av lednings- eller kabeltypen. For å kunne utføre operasjonene, blir boringen stoppet og borestrengen fjernet fra brønnen. Det er kostbart å stanse boreoperasjoner for å logge. Fordelene ved å kunne logge under boring, er innlysende. Imidlertid har mangelen på et akseptabelt fjernmålingssystem vært en hovedhindring for en vellykket loggingsoperasjon under boring.

Det er blitt foreslått forskjellige fjernoverføringsmetoder til bruk ved logging under boring. F.eks. er det blitt foreslått å overføre de oppnådde data til overflaten elektrisk. Slike metoder har tidligere vist seg upraktiske fordi det er nødvendig å utstyre borestrengen med en spesiell, isolert leder og organer til å danne passende forbindelser for lederen ved skjøtene i bore-rørstrengen. Andre foreslåtte fremgangsmåter for bruk ved logging under boring medfører overføring av akustiske signaler gjennom borestrengen. Eksempler på slike fjernmålingssystemer er de som er beskrevet i US-patentene 3 015 901 og 3 205 477. I disse systemene blir et akustisk signal tildelt borestrengen, og signalet er frekvensmodulert i samsvar med en avfølt tilstand nede i borehullet. Det anvendes frekvensskift-nøkling for å overføre de oppnådde data på digital måte. Andre foreslåtte fjernmålingsmetoder for bruk ved boring under logging anvender borevæsken inne i borehullet som overføringsmedium. Den kanskje mest lovende av disse er den teknikk som er beskrevet i US-patent 3 309 656. I henhold til dette patent blir et akustisk bølgesignal frembrakt i borevæsken, idet den sirkuleres gjennom brønnen. Dette signalet blir modulert for å overføre den ønskede informasjon til overflaten. På overflaten blir det akustiske bølgesignalet detektert og demodulert for å tilveiebringe den ønskede utlesbare informasjon.

US-patent 3 789 355 beskriver et system for logging under boring der informasjonsoverføringen til brønnens overflate blir utført ved hjelp av fasemodulasjon (faseforskyvnings-nøkling) av et akustisk signal. Apparatet nede i borehullet genererer en

143292

2

akustisk bølge med konstant frekvens som detekteres ved overflaten ved hjelp av en egnet mottaker. Det akustiske signal blir modulert mellom to fasetilstander som respons på digitalt kodete data-bits som er frembrakt som en funksjon av en tilstand nede i borehullet. En forandring i fasen representerer en bit av et slag, og en uteblivelse av en faseforandring representerer en bit av en andre type. Et mottakersystem på overflaten tilveiebringer et utgangssignal som er representativt for fasen og frekvensen til det akustiske signalet. Dette blir omformet til bit-taktpulser som definerer bit-tidsintervallene og et bit-verdisignal som representerer de frembrakte bits. Endringer i fasen av borehullsignalet blir således detektert av mottakeren på overflaten for å avstedkomme en indikasjon på tilstander nede i borehullet.

Nærmere bestemt angår denne oppfinnelse en mottaker i et system for logging under boring, av den type hvor et akustisk signal blir overført gjennom en væskebane fra en sender nede i borehullet, og det akustiske signal moduleres mellom to fasetilstander i avhengighet av digitalt kodete databits frembrakt som funksjon av en tilstand nede i borehullet, og hvor en faseendring av det akustiske signal representerer en bit av én type, og manglende faseendring representerer en bit av annen type, idet hver representasjon av hver bit overføres i et forutbestemt bit-tidsintervall, hvilken mottager omfatter en transduser for frembringelse av et utgangssignal som representerer fase og frekvens av det akustiske signal, en referansesignalgenerator som er påvirkbar av utgangssignalet fra transduseren for å frembringe et referansesignal som har én fasetilstand som er én av fasetilstandene av transduserens utgangssignal.

Det nye og særegne ved mottakeren ifølge oppfinnelsen består i en korrelator som transduseren og referansesignalgeneratoren er forbundet med for frembringelse av et synkront likerettet signal hvis polaritet representerer fasetilstandene av utgangssignalet, og en samplingskrets som påvirkes av referansesignalgeneratoren og er forbundet med korrelatoren for sampling av det synkront likerettede signal for frembringelse av pulser som representerer de genererte bits.

Det synkront likerettede signal blir fortrinnsvis ført til en første integrator som blir avtastet og tilbakelest ved slutten av hvert bit-tidsintervall. Ved logging under boring er det viktig at hovedsakelig all den overførte signalenergi kan utnyttes

til deteksjon. Bare ved å gjøre dette, er det mulig å overføre den ønskede mengde med informasjon opp gjennom hullet på vellykket måte. Korrelasjonsdeteksjonen og den etterfølgende integrasjon gjør det mulig å oppnå dette.

Det synkront likerettede signal blir hensiktsmessig også tilført en annen integrator som blir avtastet ved midtpunktet av hvert bit-tidsintervall. Den avtastede spenning er et feilsignal som representerer fasefeilen i bitstyre-taktpulsene som definerer bit-tidsintervallene. Fasefeilsignalet brukes til å korrigere fasen til bitstyre-taktpulsene.

I henhold til en viktig side ved oppfinnelsen forandrer en synkron inverter polariteten av feilsignalet slik at polariteten er den samme uten hensyn til retningen av polaritetsforandringen til det synkront likerettede signalet under integrasjonsperioden. Feilsignalet blir også undertrykket når der ikke er noen forandring i polariteten til det synkront likerettede signalet i integrasjonstiden til den andre integratoren. På denne måten representerer virkelig feilsignalet fasefeilen til bitstyre-taktpulsen. Fasen til disse bitstyre-taktpulsene kan forandres slik at de faller sammen med polaritetsforandringen i det synkront likerettede signalet.

I samsvar med et annet viktig trekk ved den foreliggende oppfinnelse inneholder hvert bit-tidsintervall et helt antall perioder av loggesignalet. Det hele tallet blir dividert i en teller for å frembringe bitstyre-taktpulser som definerer bit-tidsintervallene.

Nærmere angivelser av ovennevnte sider og trekk ved oppfinnelsen er opptatt i underkravene.

De foregående og andre formål, spesielle trekk og fordeler ved oppfinnelsen vil bedre forstås ut fra den følgende beskrivelse og de vedføyde krav.

Det vises også til tegningene, der:

Fig. 1 viser et system for logging under boring;

Fig. 2 er et blokkskjema for mottakeren i henhold til oppfinnelsen;

Fig. 3 viser hvordan fig. 3A-3H passer sammen for å danne et mer detaljert skjema og blokkdiagram av mottakeren; og

Fig. 4A, 4B, 5A, 5B, 6A og 6B viser bølgeformer som beskriver virkemåten til oppfinnelsen.

Innholdsfortegnelse over den spesielle del av beskrivelsen:

- 1.00 System for logging under boring, fig. 1
- 2.00 Mottakersystemet på overflaten, fig. 2
- 3.00 Det mer detaljerte skjematiske blokkdiagram, fig. 3
 - 3.01 Klargjøringskretser
 - 3.02 Referansesignalgenerator med faselåsesløyfe
 - 3.03 Korrelator
 - 3.04 Første integrator
 - 3.05 Nullgjennomgangskretser for frembringelse av bitverdisignal
 - 3.06 Bit-taktgenerator
 - 3.07 Sett-, resett- og holdepulsgeneratorer
 - 3.08 Den andre integrator
 - 3.09 Synkroninverteren
 - 3.10 Nullundertrykkelseskomparator
 - 3.11 Regulering av fasen til bit-taktpulsene og senterfrekvensen til den spenningsstyrte oscillator
 - 3.12 Kretser for automatisk forsterkningsregulering
- 4.00 Systemets virkemåte

1.00 Systemet for logging under boring

Fig. 1 viser en brønn 10 som blir boret ved hjelp av en borkrone 11 som er festet til den nedre enden av en borestreng 12. Borevæske fra en beholder 13 blir sirkulert av en pumpe 14 gjennom en ledning 15 inn i svivelen 16 og så nedover gjennom den indre kanalen i borestrengen til kronen 12. Borevæsken passerer utover og inn i brønnboringen gjennom passende åpninger i borkronen og blir sirkulert til overflaten gjennom den ringformede kanalen mellom borestrengen og brønnveggen. Ved overflaten blir slammet ført fra den ringformede åpningen gjennom en ledning 17 og tilbake til beholderen 13.

Inne i borestrengen 12 i nærheten av borkronen er anbrakt et loggeapparat 17 som omfatter en eller flere loggetransdusere for avføling av tilstander nede i borehullet og en akustisk generator for å tildele borevæsken et akustisk signal. Den akustiske generator er av en type som tildeler et trykkbølgesignal til borevæsken. Dette signalet har tilstrekkelig amplitude for overføring

til overflaten. En spesielt god generator er den roterende ventil-senderen av den type som er beskrevet i det forannevnte US-patent 3 309 656.

Fasen til det akustiske signalet blir variert som respons på en tilstand nede i borehullet som avføles av loggetransduseren. På overflaten blir det akustiske signalet gjenvunnet fra borevæsken ved hjelp av en eller flere mottakertransdusere som om-danner det akustiske signalet til et elektrisk signal. Som vist på fig. 1, er transduseren 18 montert på den øvre del av svivelen 16. Signalet fra transduser 18 blir ført til mottaker-systemet 19. Dette systemet demodulerer signalet for å frem-bringe bit-verdisignaler som er representative for de nede i hullet målte tilstander.

2.00 Mottakersystemet på overflaten, fig.2

Det faseforskyvningssystemet som er beskrevet i US-patent 3 789 355, er spesielt egnet for frembringelse av det akustiske signalet. Mottakersystemet i henhold til den foreliggende opp-finneelse vil bli beskrevet i forbindelse med demodulering av de akustiske signaler som mottas fra det systemet. Fig. 2 viser et blokksjema av mottakeren. Utgangen fra transduser 18 blir ført til et båndpassfilter 20 som eliminerer de harmoniske i det akustiske signalet som ellers kunne multipliseres med harmoniske i referansesignalet under korrelasjonsdeteksjonen. Utgangen fra båndpassfilteret blir tilført en forsterker 21. Transduser 18, båndpassfilteret 20 og forsterker 21 frembringer et utgangssignal som er representativt for fasen og frekvensen til det mottatte akustiske signalet. (Utgangssignalet b er vist på fig. 4A. Referansetegnene, slik som en "b" på fig. 2 ved utgangen av for-sterker 21, samsvarer med bølgeformene på fig. 4, 5 og 6.)

Utgangssignalet blir ført til en referansesignalgenerator 22 som omfatter en faselåsesløyfe. (Faselåsesløyfer er beskrevet i boken Phase Lock Techniques av Floyd M. Gardner, John Wiley and Sons, 1966.) Referansesignalgeneratoren 22 frembringer et referanse-signal j.

Referansesignalet og utgangssignalet blir tilført en kor-relator 23 som frembringer et synkront likerettet signal k hvis polaritet er representativ for fase-tilstandene til utgangssignalet. Det synkront likerettede signalet blir ført til en første inte-grator 24 og til en andre integrator 25. Den første integratoren

143292

6

24 blir avtastet (samplet) og tilbakestillt ved slutten av hvert bit-tidsintervall. Avtastings- og holdekreten 26 holder den avtastede utgangen fra integratoren.

Nullgjennomgangene i utgangssignalet fra avtastings- og holdekreten 26 blir detektert av nullgjennomgangsdetektoren 27. En polaritetsforandringsdetektor 28 frembringer pulser, en puls for hver detektert "1"-bit. Disse pulsene setter flip-floppen 29 som frembringer bitverdisignalet som et utgangssignal fra denne.

Den andre integratoren 25 blir avtastet ved midtpunktet av hvert bit-tidsintervall. Det integrerte synkront likerettede signalet skulle være null ved midtpunktet av hvert bit-tidsintervall hvis bitstyre-taktpulsene er symmetriske om polaritetsforandringene i det synkront likerettede signalet. Et hvert avvik fra denne nullverdien representerer en fasefeil i bit-styretaktpulsene.

Synkroninverteren 30 forandrer om nødvendig polariteten av utgangen fra den andre integratoren slik at polariteten er den samme uansett fasetilstanden til det synkront likerettede signalet. Nullgjennomgangsdetektoren 27 frembringer styresignaler som driver synkroninverteren 30. Hvis f.eks. signalet r er negativt, fører synkroninverteren 30 den ikke inverterte bølgeformen w til avtastings- og holdekreten 31. Hvis derimot signalet r er positivt, inverterer inverteren 30 bølgeformen w før den tilføres avtastings- og holdekreten 31. Utgangssignalet fra avtastings- og holdekreten 31 er et feilsignal som representerer fasefeilen i bitstyre-taktpulsene. Dette feilsignalet blir som vist, tilført måleren 32 som tilveiebringer en indikasjon på bitfasefeilen og som kan brukes til å regulere bittaktgeneratoren, slik at bit-styretaktpulsene nøyaktig definerer bittidsintervallene.

Bitfeilsignalet påføres en ytterligere korreksjon. Komparatoren 33 sammenlikner den integrerte utgangen fra synkroninverteren 30 med et gitt nivå. Hvis det ikke er noen forandring av fasetilstanden i løpet av integrasjonstiden for den andre integratoren 25, undertrykker komparatoren 33 feilsignalet under dette tidsrommet. (Ingen forandring i fasetilstanden tilsvarer overføring av "0".) Grunnen til dette er som følger:

Integrasjonstidsintervallet til den andre integratoren 25 er symmetrisk omkring grensene for bittidsintervallet. Når det er en forandring i fasetilstanden ved grensen for et bittidsintervall (korrekt bitfase), er utgangen fra integrator 25 null på grunn av integrasjon av det synkront likerettede signalet mens det hadde

motsatte polariteter i like lange tidsrom. Når integrasjonstidsintervallet til den andre integratoren 25 er asymmetrisk omkring en fasetilstandsforandring, frembringer integratoren 25 et bitfasefeilsignal som er proporsjonalt med bitfasefeilen. For en "0"-overføring er der ingen forandring av fasetilstanden, følgelig er ikke utgangssignalet fra den andre integratoren 25 representativt for bitfasefeil og blir undertrykket av komparatoren 33.

Frekvensdeler 34 dividerer referansesignalet, bølgeform j , med $N/2$, dvs. det halve antall utgangssignalperioder pr. bit, og tilveiebringer bølgeformen l som driver bittaktgenerator 35. Bittaktgenerator 35 frembringer bølgeformen p og dens komplement \bar{p} . Disse to signalene blir brukt til å frembringe bitstyre-taktpulsene for integratorene 24 og 25 og avtastings- og holdekretsene 26 og 31. Kretsen 36 genererer bitstyretaktpulsene "1" og "2" som bestemmer arbeidsmåtene integrasjon, holding og tilbakestilling ved integrator 24, og bitstyretaktpuls "3" som bestemmer avtasting og holding i avtastings- og holdekretsen 26. Likeledes styrer krets 27 arbeidsmåtene til integrator 25 og avtastings- og holdekrets 31 med bitstyretaktpulsene "4", "5" og "6". I tillegg frembringer krets 37 bitlesepulsene.

Bitlesepulsene blir forsinket i tid av tidsforsinkelseskretsen 38 som tilbakestillter bitverdiflip-flop 29.

3.00 Det mer detaljerte skjematisk blokkskjema, fig. 3

3.01. Klargjøringskretser

Utgangssignalet fra transduseren blir ført til båndpassfilteret 50 som er avstemt til signalfrekvensen. Båndpassfilteret har en regulerbar båndbredde for å tilveiebringe optimal filtrering ved ulike datahastigheter og signal/støy-forhold. Siden det akustiske signalet ikke er en ren tegnbølge, inneholder det harmoniske. Båndpassfilteret siler ut disse harmoniske.

Den variable forsterkeren 51 og dekadeforsterkeren 52 er manuelt innstillbare. Tidskonstanten for faselåsesløyfen avhenger av signalets amplitude. Det vil si at akkvisisjonstiden er en funksjon av signalamplituden. Derfor blir forsterkerne 51 og 52 innstilt for å oppnå optimal akkvisisjonstid for faselåsesløyfen. Forsterkerne 51 og 52 er også utstyrt med automatisk forsterkningskontroll, som forklart i det etterfølgende.

3.02 Referansesignalgenerator med faselåsesløyfe

Utgangssignalet fra klargjøringskretsene blir ført til kvadreringskretsen 53. Denne kretsen dobler frekvensen til utgangssignalet. Dette ødelegger fasetilstandsinformasjonen i utgangssignalet fordi en faseforskyvning på 180° i utgangssignalet blir en faseforskyvning på 360° ved utgangen av kvadreringskretsen 53. Det kvadrerte signal (bølgeform c) blir ført til fasedektoren 54. En slik detektor er nærmere beskrevet i avsnitt 3.03. Den frembringer et synkront helbølge-likerettet signal ved å multiplisere inngangsbølgeformen c med +1 eller -1. +1 og -1 kommer fra utgangene av den bistabile multivibrator 55. Utgangen fra fasedektoren 54 er et feilsignal med bølgeform d. Det har en middelverdi på null når sløyfen er låst.

Sløyfefilteret 56 omfatter forsterker 58, kondensator 60 og de variable motstander 59 og 61. Dette filteret frembringer et styresignal e med to komponenter, hvorav den ene er proporsjonal med feilsignalet d og den andre er proporsjonal med integralet av feilsignalet d. Størrelsen av hver komponent og forholdet mellom dem kan styres ved hjelp av de variable motstander 59 og 61 i forbindelse med kondensator 60. Integralkomponenten bestemmer først og fremst båndbredden til filteret som igjen for en stor del bestemmer akkvisisjonstiden for faselåsesløyfen og dens egenskaper med hensyn til forkastelse av støy. Feilsignalkomponenten bestemmer først og fremst filterets dempningsegenskaper.

Signal/støy-forholdet til utgangssignalet avtar generelt med dybden i borehullet, og det er noen ganger nødvendig å tilveiebringe ytterligere støyutskilling i faselåsesløyfen 22 ved å minske integralkomponenten og dermed båndbredden til sløyfefilteret 56. Akkvisisjonstiden blir følgelig lengre, slik at det er viktig å regulere motstandene 59 og 61 for å oppnå en båndbredde som frembringer akkurat nok støyutskilling til at det kan opprettholdes den raskest mulige akkvisisjonstid i forhold til det eksisterende signal/støy-forhold.

Man vil innse at det er ønskelig for sløyfen å låse, dvs. å frembringe en stabil referanse, ganske hurtig etter starten. Ellers vil de første bits som overføres fra borehullet, gå tapt. Mens rask akkvisisjonstid alltid er ønskelig, er det noen ganger ikke mulig når det er støy på signalet. Derfor blir sløyfefilteret innstilt slik at det har en høy feilsignalkomponent for å gi rask akkvisisjon når det er et relativt godt signal/støy-forhold, van-

ligvis ved små dybder. Når imidlertid signal/støy-forholdet forverres, vanligvis ved større dybder, blir den raske akkvisisjons-tiden ofret ved å øke den relative amplityden til integralkomponenten i styresignalet. For å oppnå dette, blir motstandsverdien til motstand 59 øket. Dette minsker integralkomponenten. Nå er det nødvendig å forandre filterets dempning for å opprettholde optimal akkvisisjonstid i samsvar med denne nye båndbredden, og motstand 61 er middelet til å oppnå dette.

Motstandene 59 og 61 blir samtidig regulert for god dempning som optimaliserer akkvisisjontiden for en gitt båndbredde. (Se den forannevnte bok av Gardner for beskrivelse av de nødvendige justeringer.) Vi har oppnådd gode resultater med båndbredder på 1, 0,1 og 0,01 Hz. Dempningen kan best holdes fra svakt underdempet til nær kritisk dempning. Vi har funnet at dempningskoeffisienter nær 0,5 (dempningskoeffisient som brukt av Gardner) er best. Et område på fra 0,3 til 1,0 er akseptabelt.

Utgangen fra sløyfefilteret 56 blir ført til den spenningsstyrte oscillator 57. Denne frembringer et signal med en frekvens som er fire ganger lydfrekvensen f_s . En variabel monostabil multivibrator 62 tilveiebringer et middel til å variere fasen til dette signalet for å frembringe det fasedreide signalet g . Utgangen fra multivibratoren 62 blir delt med 2 i den bistabile multivibrator 55 for å frembringe et sløyfereferansesignal med frekvens som er to ganger frekvensen til lydsignalet f_s . Dette referansesignalet blir sammenliknet med det kvadrerte signalet c med en frekvens på $2 f_s$ i fasedetektoren 54.

Beskaffenheten av referansesignalgeneratoren 22 er slik at sløyfereferansesignalene l og \bar{h} oppnår og opprettholder et konstant kvadraturfaseforhold til det kvadrerte signalet c som har et konstant faseforhold med utgangssignalet b . Selv om den beskrevne fase-låsesløyfen oppnår fase-låsing automatisk, er det noen ganger ønskelig å assistere opprettelsen av fase-låsing ved å regulere fase-dreiningen eller -forskyvningen som frembringes av den monostabile multivibrator 62, og således oppnå fase-låsing øyeblikkelig.

En monostabil multivibrator 63 utgjør et middel til å forandre fasen til sløyfereferansesignalet h . Sløyfereferansesignalet med en frekvens på $2 f_s$ blir delt med 2 i flip-flop 64 for å frembringe et meget stabile referansesignalet med en bølgeform j og dets komplement \bar{j} . Den monostabile multivibrator 63 blir til å begynne med regulert (bare en gang) for å frembringe en slik fase-

dreining at referansesignalet j er nøyaktig i fase med en av fasetilstandene til utgangssignalet b for å besørge ideell virkning av korrelatoren 23.

3.03 Korrelatoren

Referansesignalet og dets komplement (bølgeformene j og \bar{j}) blir tilført korrelatoren 23. Utgangssignalet (bølgeform b) blir også ført til korrelatoren. Korrelatoren innbefatter en operasjonsforsterker med enhetsforsterkning 65 og fire logisk styrte analogvendere 66-69. Når referansesignalet j er en "1", er bryter (vender) 68 i "1"-stillingen, den nedre stilling. Når referansesignalet j er en "0", er bryteren 68 i sin øvre stilling, "0"-stillingen. (I praksis er bryteren 68 en logisk halvlederrets, men beskrivelsen blir lettere ved å betrakte den ekvivalente bryter.) Bryterne 66, 67 og 69 virker på samme måte. Resultatet er at utgangssignalet, bølgeform b , blir tilført enten inverterings- eller ikke-inverteringsinngangen på forsterker 65, avhengig av den logiske tilstanden til signalene j og \bar{j} . Når j er en "1" og \bar{j} er "0", blir utgangssignalet b ført til inverteringsinngangen til forsterkeren 65, og ikke-inverteringsinngangen blir jordnet. Når j er "0" og \bar{j} er "1", blir utgangssignalet b ført til ikke-inverteringsinngangen og inverteringsinngangen blir jordnet. Resultatet er at utgangssignalet b effektivt blir multiplisert med en pluss 1 eller en minus 1 for å frembringe det synkront likerettede signal med bølgeform k .

3.04 Den første integrator

Den første integrator 24 innbefatter operasjonsforsterker 70 og logisk styrte analogbrytere som representeres ved bryterne 71 og 72. Kondensator 73 er koplet over operasjonsforsterkeren for å danne en integrator. Integrasjon av det synkront likerettede signalet starter når styrelederen 1 går til en "0". (Dette representeres ved bryteren 71 som blir beveget til sin øvre stilling.) Integrasjonen avsluttes når styrelederen 1 går til "1"-stillingen. (Dette representeres ved at bryteren 71 blir beveget til sin nedre stilling.)

Utgangen fra nullgradintegratoren blir avtastet og holdt av kretsen 26. Denne omfatter operasjonsforsterker 74, kondensator 75 og en logisk styrt analogbryter representert ved bryteren 76. Når

styrelederen 3 går til en "0"-tilstand, leder bryter 76 og bringer avtastings- og holdekreten 26 til å avtaste utgangen fra integrator 24. (Dette representeres ved at bryter 76 blir beveget til sin venstre stilling.)

3.05 Nullgjennomgangskretser for frembringelse av bitverdisignal

Absoluttverdien til utgangssignalet fra avtastings- og holdekreten 26 tilveiebringer informasjon om amplityden til det motatte lydsignal. Absoluttverdikretsen 77 er koplet til en måler 78 som indikerer denne absoluttverdien.

Det er ønskelig å omdanne utgangen fra avtastings- og holdekreten til et bitverdisignal som er synkronisert med bitstyretaktpulsene for å frembringe et utgangssignal som indikerer bitverdien som en funksjon av tiden. Nullgjennomgangskretsen 27 frembringer en "0"-utgang hvis signalet r er positivt, og det frembringer en "1"-utgang hvis r er negativt. Utgangen fra nullgjennomgangskretsen 27 blir ført til styrelederen 7 som sammen med styreinngang 8 styrer synkroninverteren, som forklart i det følgende. Det blir også ført til den monostabile multivibrator 82. Den logiske inverter 79 frembringer komplementet til signalet på styreleder 7. Komplementsignalet blir ført til den monostabile multivibrator 80 og til styreleder 8.

En overgang fra pluss til minus i utgangen fra avtastings- og holdekreten 26 bevirker gjennom nullgjennomgangskretsen 27 trigging av den monostabile multivibrator 82. En overgang fra minus til pluss i utgangen fra avtastings- og holdekreten 26 bevirker gjennom nullgjennomgangskretsen 27 og inverter 79 trigging av multivibrator 80. Når en av de monostabile multivibratorer blir trigget, bevirker det gjennom OG-porten 83 til å sette flip-flop 84. Når flip-flop 84 er satt, har bitverdilederen en "1"-utgang. Bit-lesepulser forsinket i tidsforsinkelseskreten 35, tilbakestillter flip-flop 84.

3.06 Bit-taktgenerering

Referansesignalet, bølgeform j , blir ført til frekvensdeleren 86. I det betraktede eksempel er det åtte perioder i hvert bitintervall. Referansesignalet blir delt med 4 for å frembringe bølgeformen 1. Bølgeform 1 blir tidsforsinket i monostabile multivibratorer 87 og 88 som frembringer bølgeformen n , og som er fase-

dreiet i forhold til bølgeform 1. Delekretsen 89 deler bølgeform n med 2 og produserer dermed komplementære firkantbølger som er bit-taktsignaler P og \bar{P} . Bryter 90 fører P til styrelogikken 36 og \bar{P} til styrelogikken 37 eller omvendt. Følgelig har bit-takt-signalene samme frekvens som bit-frekvensen og en regulerbar fase. Det kontinuerlige fasereguleringsområdet som tilveiebringes av multivibratorene 87 og 88, er litt mindre enn ett bittidsintervall. Bryter 90 velger en av to bitfasetilstander som atskiller seg fra hverandre med et halvt bit-tidsintervall, som i forbindelse med multivibratorene 87 og 88 frembringer en total bitfaseregulering på litt mindre enn $3/2$ av et bit-tidsintervall. Enten P eller \bar{P} , avhengig av bryterens 90 stilling, blir ført til den monostabile multivibrator 104 som tilveiebringer bit-lesepulsen A_{90} .

3.07 Sett-, resett- og holdepulsgeneratorer

Et første sett med bitstyretaktpulser for den første integratoren blir generert av de monostabile multivibratorer 91 og 92. Styrepulser 1, 2 og 3 inntreffer ved grensene for bitintervallene og bevirker starting av den første integrator, tilbakestilling av denne og avtasting av dens utgang. Frembringelsen av styrepulsene 1, 2 og 3 blir innledet ved den positivtgående flanken til bølgeformen P (eller alternativt \bar{P} avhengig av stillingen til bryter 90). Den første integrator blir tilbakestilt ved opptreden av pulsen B fra den monostabile multivibrator 92. Så integrerer den det synkront likerettede signalet k under hele bitintervallet. Integratoren blir omkoplet til en holdestilling ved slutten av bitintervallet. Når puls A_0 blir frembrakt fra multivibrator 91, går styreleder 1 til "1" og styreleder 3 går til "0". Under det tidsrom pulsen A_0 eksisterer, blir utgangen fra den første integrator avtastet.

Ved opptreden av pulsen B_0 blir integratoren nullstilt. Styrelederen 1 forblir på logisk "1". Leder 2 forandres til en logisk "0", og linje 3 forandres til logisk "1".

Integratoren begynner å integrere ved slutten av puls B_0 . Samtidig forandres tidsstyreleder 1 til en "0", leder 2 til "1", og leder 3 forblir på nivået "1".

3.08 Den andre integrator

Den andre integratoren omfatter operasjonsforsterker 100, logisk styrte analogbrytere representert ved bryterne 101 og 102 og en kondensator 103. Avtastings- og holdekretsen for den andre integratoren omfatter forsterker 104 og logisk styrte analogbrytere representert ved bryterne 105 og 106 og kondensator 107.

Setting av bitstyretaktpulser som starter og nullstiller integratoren og avtaster dens utgang, blir frembrakt av sett-, resett- og holdepulsgenerator 37. Denne omfatter de monostabile multivibratorer 104 og 105 og ELLER-porter 106 og 107. Virkemåten til disse kretsene ved frembringelse av start, nullstillings- og holdefunksjonene for integratoren 25 er den samme som tidligere beskrevet med henvisning til kretsen 36. Siden imidlertid komplementbølgeform \bar{P} (eller P når \bar{P} trigger styrelogikken 36) trigger de monostabile multivibratorer 104 og 105, er styrepulsene på lederne 4, 5 og 6 et halvt bit-tidsintervall ute av fase med styrepulsene på lederne 1, 2 og 3. Resultatet er at 90° -integrator 25 blir avtastet ved midten av hvert bit-tidsintervall. Hvis bit-styretaktpulsene nøyaktig avgrensner bit-tidsintervallene, skulle utgangen fra den andre integrator 25 være null når den blir avtastet. Et hvert avvik fra null vil være et feilsignal som kan brukes til å bringe bit-styretaktpulsene tilbake til riktig bitfase.

3.09 Synkroninverteren

Synkroninverteren 30 omfatter forsterker 110 og logisk styrte analogbrytere representert ved bryterne 111-114. Nullgjennomgangskretsen 27 detekterer fortegnet til det integrerte signal, bølgeform r. Hvis r er positiv, multipliserer synkroninverteren 30 utgangen fra den andre integrator 25 med minus 1. Hvis r er negativ, multipliserer synkroninverteren utgangen fra den andre integratoren 25 med pluss 1. Sagt på en annen måte: Hvis r er negativ, er bølgen fra synkroninverteren x lik +w, hvis r er positiv, x=-w.

Nullgjennomgangskretsen 27 frembringer et styresignal på styreleder 7 som er en "0" hvis r er positiv og komplementsignalet på styreleder 8 er "1". Dette setter bryter 111 til dens øvre stilling og bryter 114 til dens nedre stilling, slik at W blir ført til inverteringsinngangen på forsterker 110. Bryter 113 jorder den ikke-inverterende inngangen. Likeledes når r er negativ, blir

signalet w ført til den ikke-inverterende inngang på forsterker 110. Grunnen til at denne synkrone invertering utføres, er for å frembringe bølgeformen x som ved slutten av integrasjonsperioden til integrator 25 har en størrelse som er proporsjonal med størrelsen på bitfasefeilen og et fortegn som indikerer retningen på fasefeilen. Hvis bitstyretaktpulsene er likt fordelt på hver side av en fasetilstandsending av bølgeform k , er bølgeformene x og w null ved slutten av integrasjonen i integrator 25. Hvis derimot bitstyretaktpulsene er ute av fase, slik at integrator 25 begynner å integrere tidlig, vil bølgeformen w ved slutten av integreringen i integrator 25 ha en verdi som er proporsjonal med den tid som integreringen startet for tidlig. Merk at det er ønskelig å ha et signal hvis fortegn er det samme uansett om der er en overgang fra pluss til minus eller fra minus til pluss i det synkront likerettede signalet i bit-tidsintervallet. I begge tilfeller er det ønskelig å frembringe et signal som indikerer at bitstyretaktpulsene inntreffer litt for tidlig i tid. Fordi synkroninverteren reverserer polariteten til bølgeformen w når der er en overgang fra minus til pluss i det synkront likerettede signalet, vil bølgeformen x ha det samme fortegn for den samme fasefeil uten hensyn til retningen av overgangen til det synkront likerettede signalet.

3.10 Nullundertrykkelseskomparator

Fasefeil i bitstyretaktpulsene kan bare bestemmes i de intervaller der det er en fasetilstandsovergang i bølgeformen k i løpet av en integrasjonsperiode for integrator 25. For intervaller i hvilke der ikke er noen overgang, er dette signalet ikke noe mål på bitfasefeilen og må undertrykkes. I løpet av intervaller i hvilke det ikke er noen overgang, vil den andre integratoren 25 fortsette å integrere i én retning gjennom hele intervallet. Dette frembringer en integrert bølgeform x som ligger godt over en gitt størrelse. Komparator 33 frembringer en utgang på styreleder 9 når bølgeformen x går over et forutbestemt undertrykkelsesnivå. Denne "0"-utgangen fra komparator 33 setter den logisk styrte analogbryter som representeres ved bryter 106, til en stilling svarende til den venstre stillingen til bryteren. Dette tilfører jordpotensial gjennom bryter 105 til forsterker 104. Merk at den andre integratoren 25 alltid blir avtastet på et tidspunkt da styreleder 6 går til "0", det er når bryteren 105 er satt i sin venstre stilling.

På dette tidspunkt vil bølgeformen x bli avtastet og holdt på kondensator 107 med mindre bølgeformen x overstiger undertrykkelsesnivået. I sistnevnte tilfelle blir jordpotensialet avtastet og holdt på holdekondensator 107.

3.11 Regulering av fasen til bitstyretaktpulsene og senterfrekvensen til den spenningsstyrte oscillator

Spenningen på lagringskondensator 107, bølgeform y, indikerer størrelsen på fasefeilen i bittaktpulsene. Dette bitfasefeilsignalet blir vist på måleren 32. Ved samtidig å observere denne måleren og justere de monostabile multivibratorene 87 og 88, kan bitstyretaktpulsene 1, 2 og 3 som styrer den første integrator 24 og avtastings- og holdekretsen 26, bringes til å falle sammen i tid med fasetilstandsforandringer i bølgeformen k, og således bringes bittidsintervallene i fase med bølgeformen k. Når dette er tilfelle, vil bitstyretaktpulsene 4, 5 og 6 nøyaktig innramme integrasjonstiden til integrator 25 symmetrisk omkring fasetilstandsforandringene i bølgeform k.

Bemerk at bryteren 115 kan settes i sin høyre stilling for å anvise styresignalet e på måleren 32. Når systemet er i normal operasjon med faselåsesløyfen 22 i riktig faselåsing, er styresignalet e proporsjonalt med differansen mellom frekvensen til inngangssignalet b og senterfrekvensen til den spenningsstyrte oscillator 57. Frekvensstyringen i oscillator 57 kan reguleres for å gjøre styresignalet e null og således bringe oscillatorens senterfrekvens på samme verdi som utgangssignalet b. Denne reguleringen blir foretatt under normal operasjon og tilveiebringer en fremgangsmåte til å holde oscillator 57 avstemt til utgangssignalet uten hensyn til eventuell drift i frekvensen til enten oscillatoren eller utgangssignalet b.

3.12 Kretser for automatisk forsterkningsregulering

For å sikre riktig virkemåte i faselåsesløyfen 22, blir amplityden til dens tilførte signal c holdt i det vesentlige konstant. Amplitydestyringen blir tilveiebrakt ved hjelp av forsterkerne 51 og 52 og en tilknyttet krets for automatisk forsterkningsregulering. Det synkront likerettede signalet k blir helbølgelikerettet av likeretter 116 og filtrert i lavpassfilter 117. Utgangen fra filteret 117 blir ført til en differensialforsterker

118 som sammenlikner signalet med en regulerbar referansespenning V_r . Forandringer omkring verdien av V_r blir tilført forsterkerne 51 og 52 for å regulere forsterkningen og holde amplityden til utgangssignalet b i det vesentlige konstant.

4.00 Systemets virkemåte

Virkemåten til mottakeren er vist ved hjelp av bølgeformene på fig. 4A, 4B, 5A, 5B, 6A og 6B. Alle bølgeformene er idealisert. Man vil forstå at alle bølgeformene i virkeligheten vil ha litt "dirring".

Fig. 4A og 4B viser den koherente deteksjon av en overført "1" fra hullet. Legg merke til at det er en faseforandring i utgangssignalet b. Denne blir detektert og frembringer en polaritets- overgang i det synkront likerettede signalet k. Bølgeformen k frembringes ved krysskorrelasjon av referansesignalet, bølgeformene j og \bar{j} med utgangssignalet b.

Det er viktig at referansesignalet er meget stabilt og nøyaktig synkronisert med utgangssignalet b. Hvis ikke, kan det synkront likerettede signalet anta den bølgeformen som er vist ved k'. Man vil forstå at integralet av k' inneholder lavere signalenergi enn integralet av k. Av denne grunn er bruken av fase-låsesløyfen til å frembringe det meget stabile referansesignalet, viktig i et system for logging under boring der effektiv bruk av signalenergien er kritisk.

Virkemåten til fase-låsesløyfen som frembringer det meget stabile referansesignalet, er vist ved bølgeformene c til i. Styresignalet e antar middelveidien som driver den spenningsstyrte oscillatoren 57, slik at referansesignalet er i fase med utgangssignalet b.

Bølgeformene på fig. 5A og 5B viser omformingen av det synkront likerettede signalet k til bitverdisignalet, bølgeform v. Den overførte meldingen er 1101011. "1"-erne representeres ved overganger, eller polaritetsforandringer i det synkront likerettede signalet k. Dette blir omdannet til et bitverdisignal v som har et "1"-nivå eller et "0"-nivå på tidspunktet for lesepulserne, bølgeform A_{90} .

Virkemåten til synkroninverteren 30 og nullundertrykkelseskomparatoren 33 er også vist ved bølgeformene. Legg merke til at styrebåden 7 koples til en "1" og styrelederen 8 til en "0" ved

den andre fasetilstandsforandringen i bølgeform k. Den andre overførte "1" blir representert ved en minus til pluss overgang i det synkront likerettede signalet, bølgeform k. Dette er det motsatte av den først overførte "1", som representeres ved en overgang for pluss til minus. Derfor forandrer styrelederne 7 og 8 polariteten til bølgeformen x, slik at dens polaritet er den samme uansett retningen av polaritetsforandringen i det synkront likerettede signalet. (I bølgeformene på fig. 5 er det i virkeligheten ingen fasefeil, fordi bølgeformene viser en situasjon der det er synkronisering med bitstyretaktpulsene.)

Legg også merke til at bølgeformen x overstiger undertrykkelsesnivået under de bittidsintervaller hvor det overføres en "0". Derfor frembringer nullundertrykkelseskomparatoren 33 et utgangssignal i disse tidsrom som tilfører avtastings- og holdekreten 31 jordpotensial, noe som gjør bitfasefeilsignalet y til null når det overføres en "0".

Fig. 6A og 6B viser de bølgeformene som brukes ved frembringelse av bitstyretaktpulsene. Bitlesepulsene, bølgeform A_{90} , sammen med bitverdisignalet, bølgeform v på fig. 5, er de to utgangssignalene fra dette systemet. Sammen representerer de den demodulerte informasjon som er overført nede fra borehullet ved hjelp av et fasemodulert akustisk signal.

Mens det er vist og beskrevet en spesiell utførelsesform av oppfinnelsen, vil man forstå at det innenfor rammen av kravene kan forekomme mange modifikasjoner.

P a t e n t k r a v:

1. Mottager i et system for logging under boring, hvor et akustisk signal blir overført gjennom en væskebane fra en sender nede i borehullet, og det akustiske signal moduleres mellom to fasetilstander i avhengighet av digitalt kodede databits frembragt som funksjon av en tilstand nede i borehullet, og hvor en faseendring av det akustiske signal representerer en bit av én type, og manglende faseendring representerer en bit av annen type, idet hver representasjon av hver bit overføres i et forutbestemt bit-tidsintervall, hvilken mottager omfatter en transduser for frembringelse av et utgangssignal som representerer fase og frekvens av det akustiske signal, en referansesignalgenerator som er påvirkbar av utgangssignalet fra transduseren for å frembringe et referansesignal som har én fasetilstand som er én av fasetilstandene av transduserens utgangssignal, k a r a k t e r i s e r t ved en korrelator (23) som transduseren (18) og referansesignalgeneratoren (22) er forbundet med for frembringelse av et synkront likerettet signal (k) hvis polaritet representerer fasetilstandene av utgangssignalet (b), og en samplingskrets (26) som påvirkes av referansesignalgeneratoren (22) og er forbundet med korrelatoren (23) for sampling av det synkront likerettede signal (k) for frembringelse av pulser som representerer de genererte bits.
2. Mottager ifølge krav 1, k a r a k t e r i s e r t ved en første samplingskrets (26) som er forbundet med korrelatoren (23) ved hjelp av en første integrator (24) som også er forbundet med referansesignalgeneratoren (22) for tilbakestilling av integratoren (24) ved slutten av hvert bit-tidsintervall.
3. Mottager ifølge krav 2, k a r a k t e r i s e r t ved en annen integrator (25) som er forbundet med korrelatoren (23) og påvirkes av referansesignalgeneratoren (22) slik at dens integrasjonstid forskyves med et halvt bit-tidsintervall i forhold til integrasjonstiden for den første integrator (24), hvilken annen integrator (25) også er forbundet med en annen samplingskrets (31) for sampling av den annen integrator ved midtpunktet av hvert av bit-tidsintervallene, og den samlede spenning(y)er et feilsignal som representerer en fasefeil i de bit-styretakt-pulser som definerer bit-tidsintervallene.

4. Mottager ifølge krav 2 eller 3, k a r a k t e r i s e r t ved en nullgjennomgangsdetektor (27) som er forbundet med den første samplingskrets (26) for avføling av polariteten av den samlede verdi av utgangene fra den første integrator (24) og en synkron inverteringskrets (30) forbundet med nullgjennomgangsdetektoren (27) og den annen integrator (25) for å endre polariteten av feilsignalet (y) når det er nødvendig for å avstedkomme samme polaritet av utgangen fra den synkrone inverteringskrets (30) uansett retningen av polaritetsendring av det synkront likerettede signal (k) under integrasjonsperioden for den annen integrator (25).

5. Mottager ifølge krav 4, k a r a k t e r i s e r t ved en komparator (33) som er forbundet med den synkrone inverteringskrets (30) for avføling av fravær av en polaritetsendring i det synkront likerettete signal (k) under integrasjonstiden for den annen integrator (25) og en anordning for undertrykkelse av det nevnte feilsignal når det ikke foreligger noen endring i denne polaritet under den nevnte integrasjonstid for den annen integrator.

6. Mottager ifølge et av kravene 1 til 5, k a r a k t e r i s e r t ved at en frekvensdeler (24), fortrinnsvis med variabelt delingsforhold, er forbundet med referansesignalgeneratoren (22) for å dividere referansesignalet (j) med antallet av perioder i hver bit av utgangssignalet (b), og at utgangen av frekvensdeleren (34) leverer et første sett bit-styretaktpulser (p) som definerer bit-tidsintervallene og som brukes til å påvirke den første integrator (24) og samplingskretsen (26) som er forbundet med denne.

7. Mottager ifølge krav 6, k a r a k t e r i s e r t ved en generator (35) for å generere et annet sett bit-styretaktpulser (\bar{p}) forskjøvet med et halvt bit-tidsintervall fra det første sett (p), hvilket annet sett styrepulser (\bar{p}) blir påtrykket den annen integrator (25) for sampling av den annen integrator (25) ved midtpunktet av hvert bit-tidsintervall, og den samlede spenning er et feilsignal som representerer en fasefeil i det første sett bit-styretaktpulser (p).

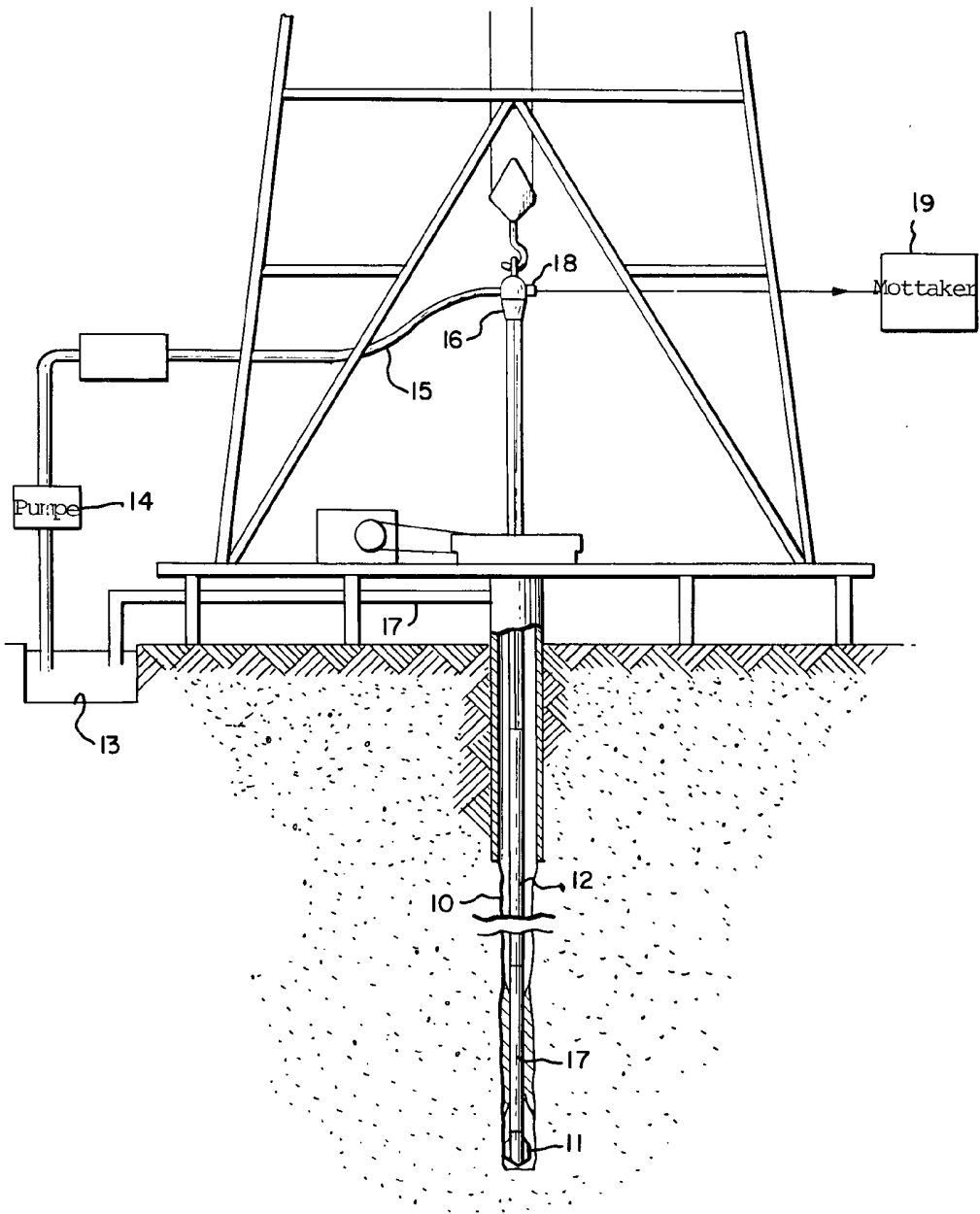
8. Mottager ifølge krav 7, k a r a k t e r i s e r t ved en faseforskyvningskrets (87, 88) som er forbundet med den nevnte

generator (35) for endring av fasen av bit-styretaktpulsene (p) slik at det første sett bit-styretaktpulser (p) faller sammen med fasetilstandsovergangene i utgangssignalet (k).

9. Mottager ifølge krav 2, k a r a k t e r i s e r t ved en polaritetsendringsdetektor (28) som er forbundet med den første samplingskrets (26) og en bitverdi-signalgenerator (29) som er forbundet med den nevnte detektor (28).

143292

Fig. 1



143292

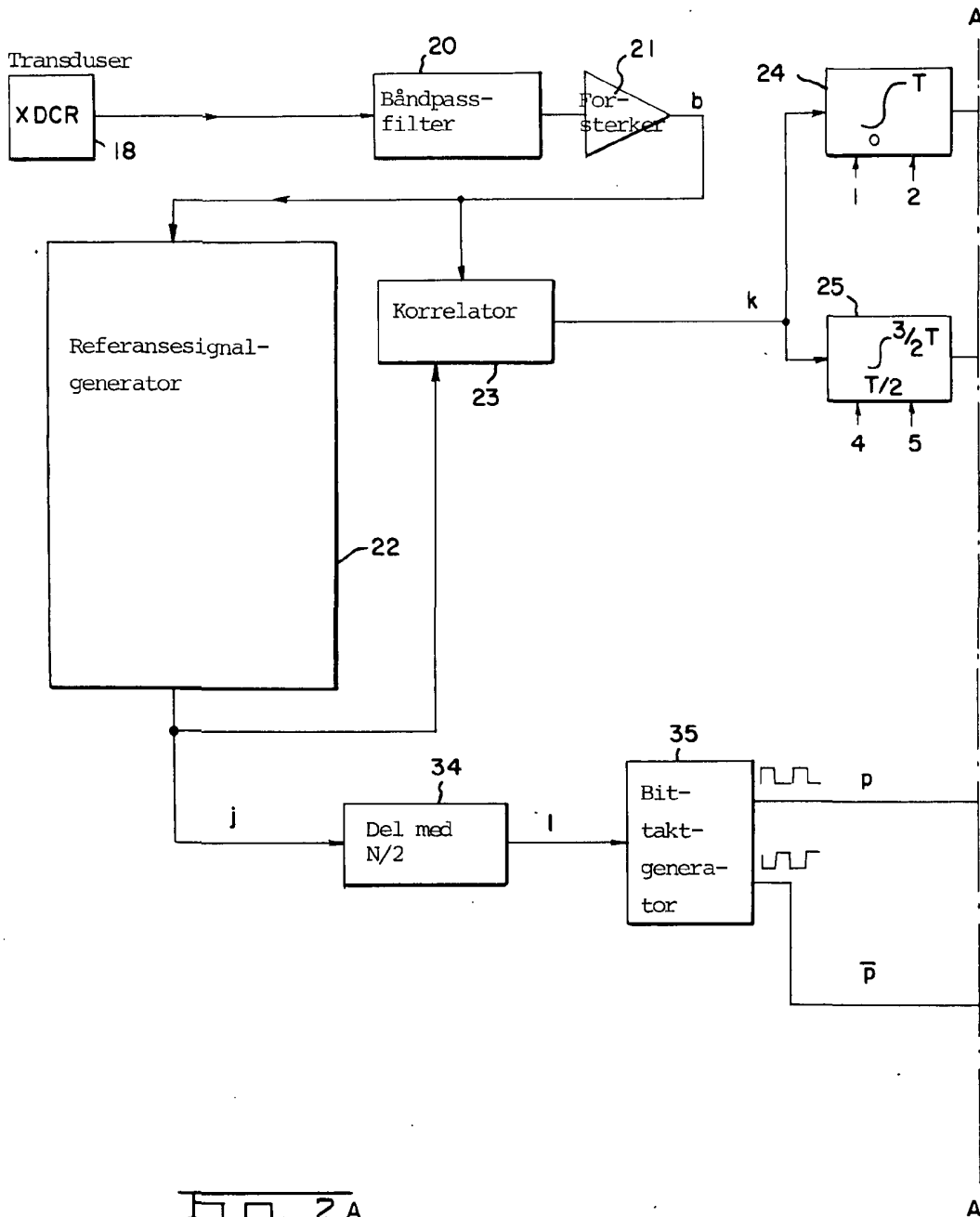
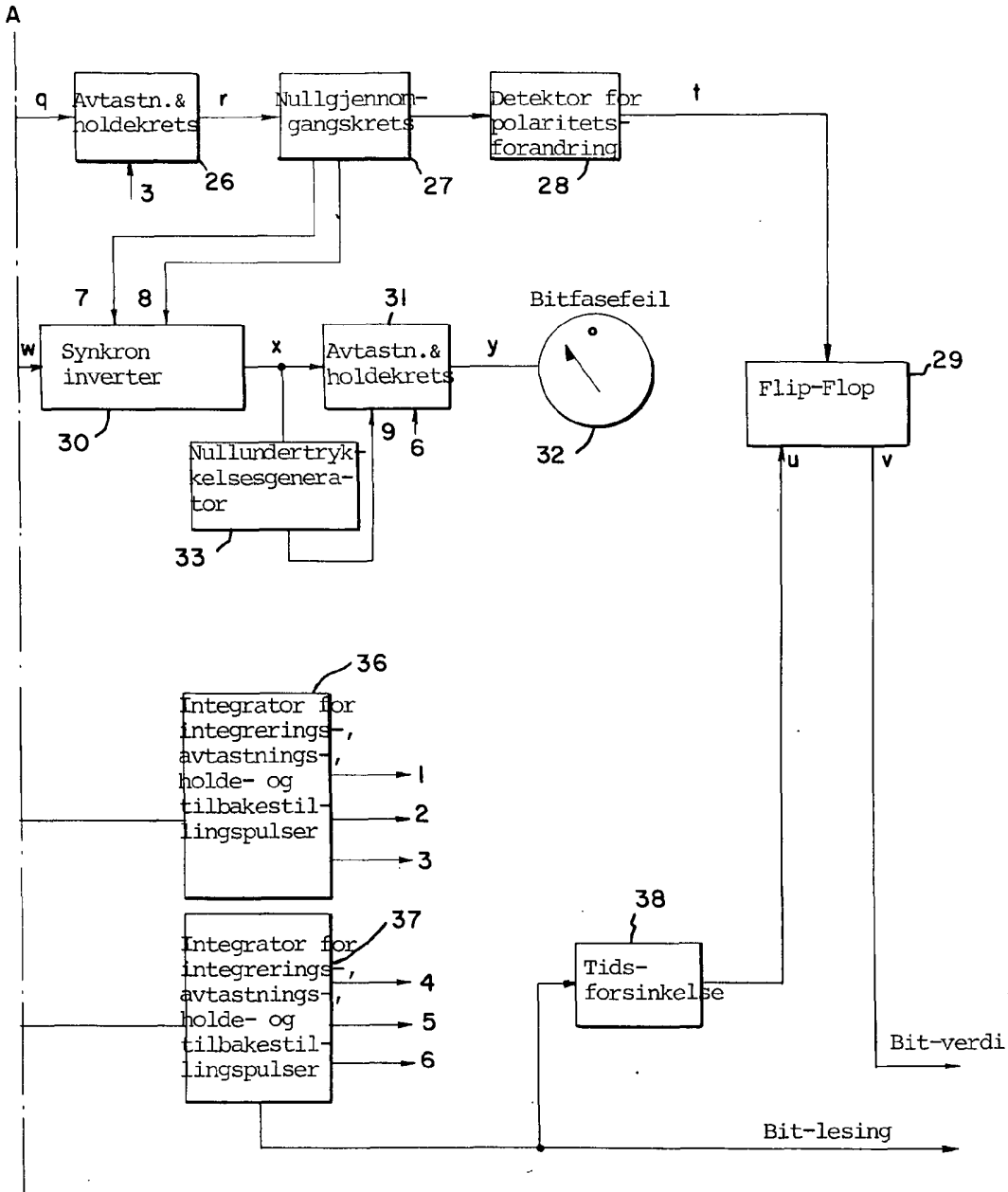


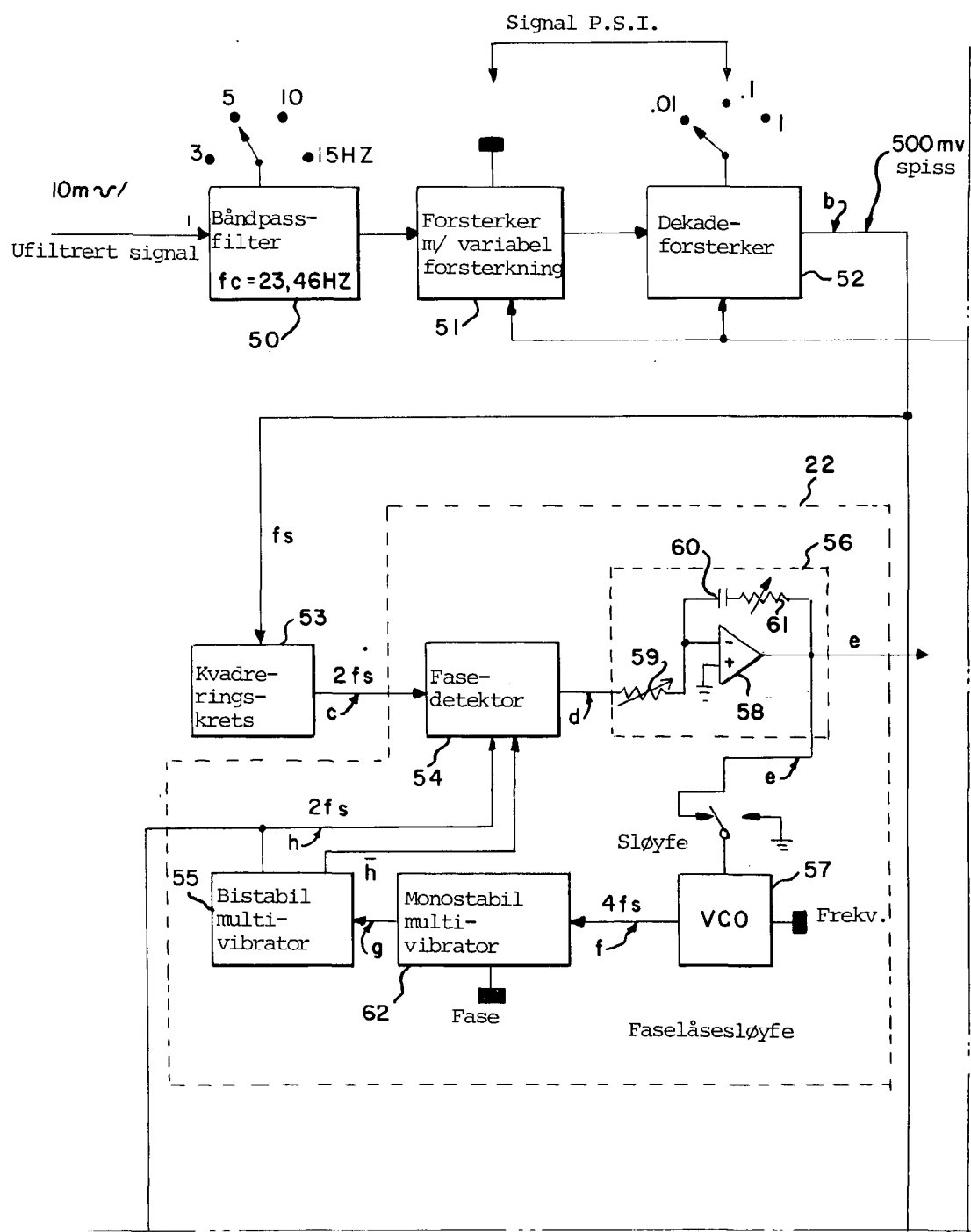
Fig. 2A

143292



A

Fig. 2B

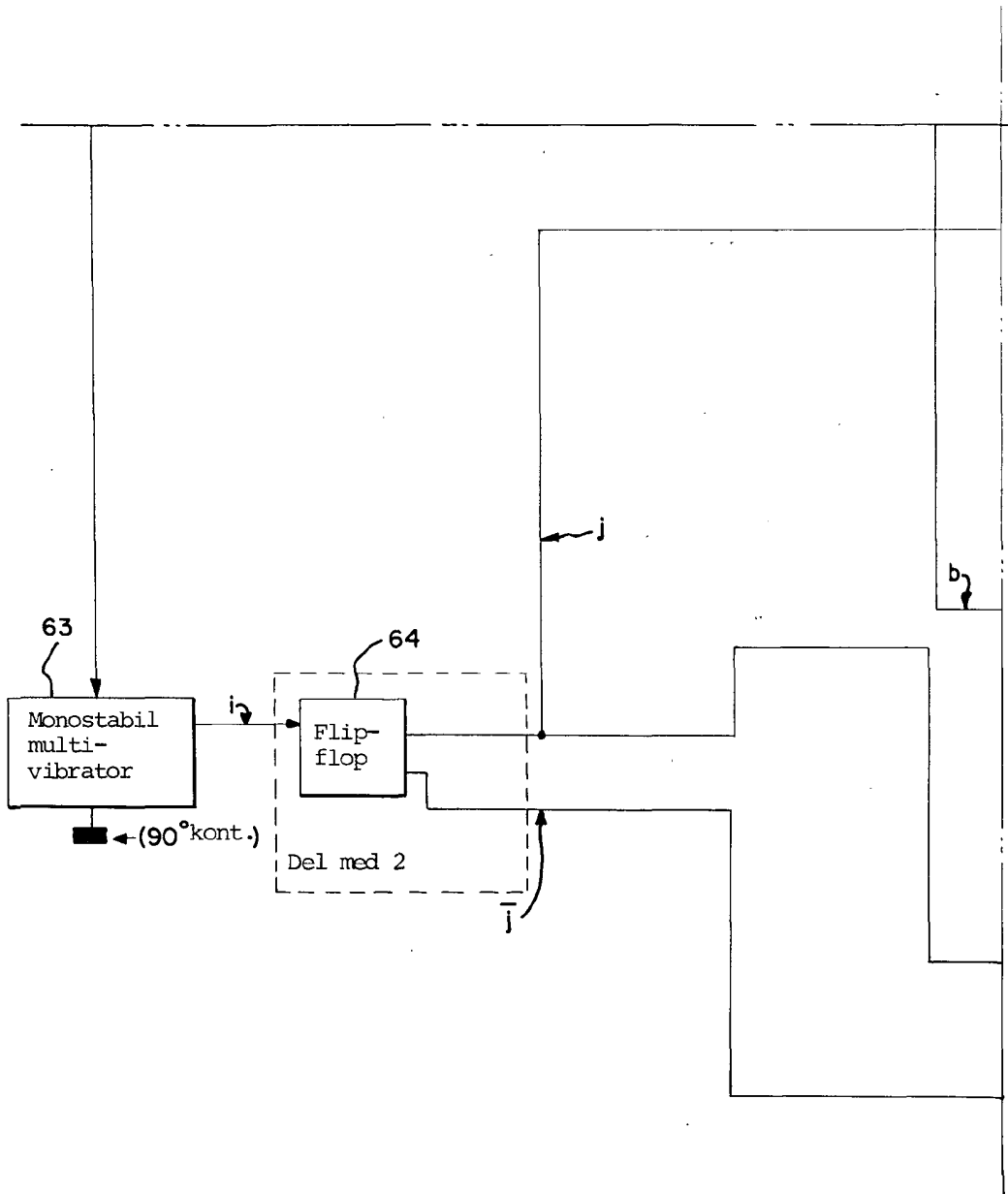


H 9. 3

3A	3C	3E	3G
3B	3D	3F	3H

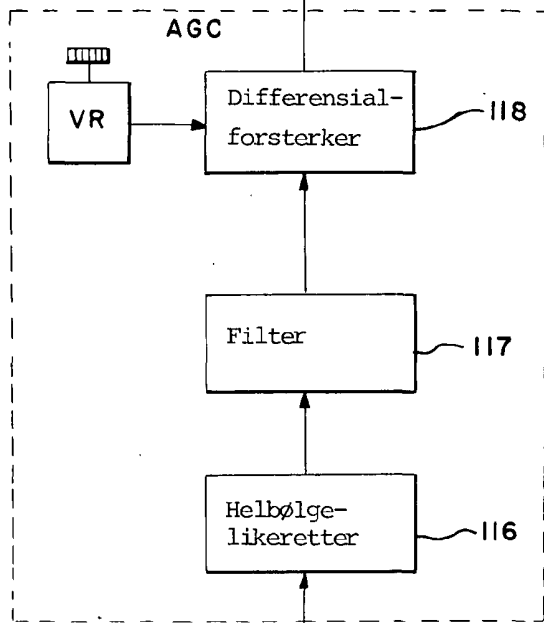
H 9. 3 A

143292



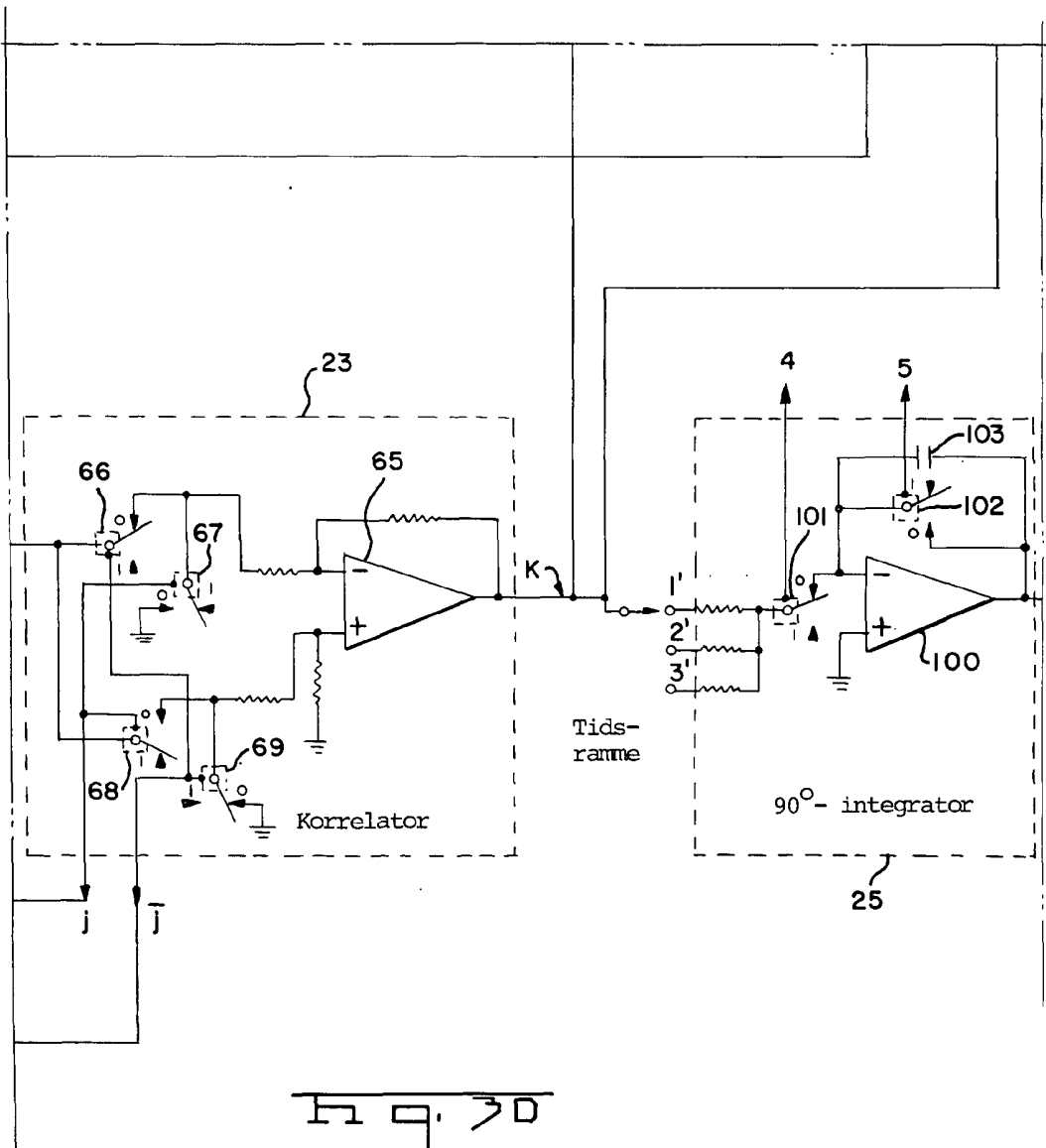
H q. 3 B

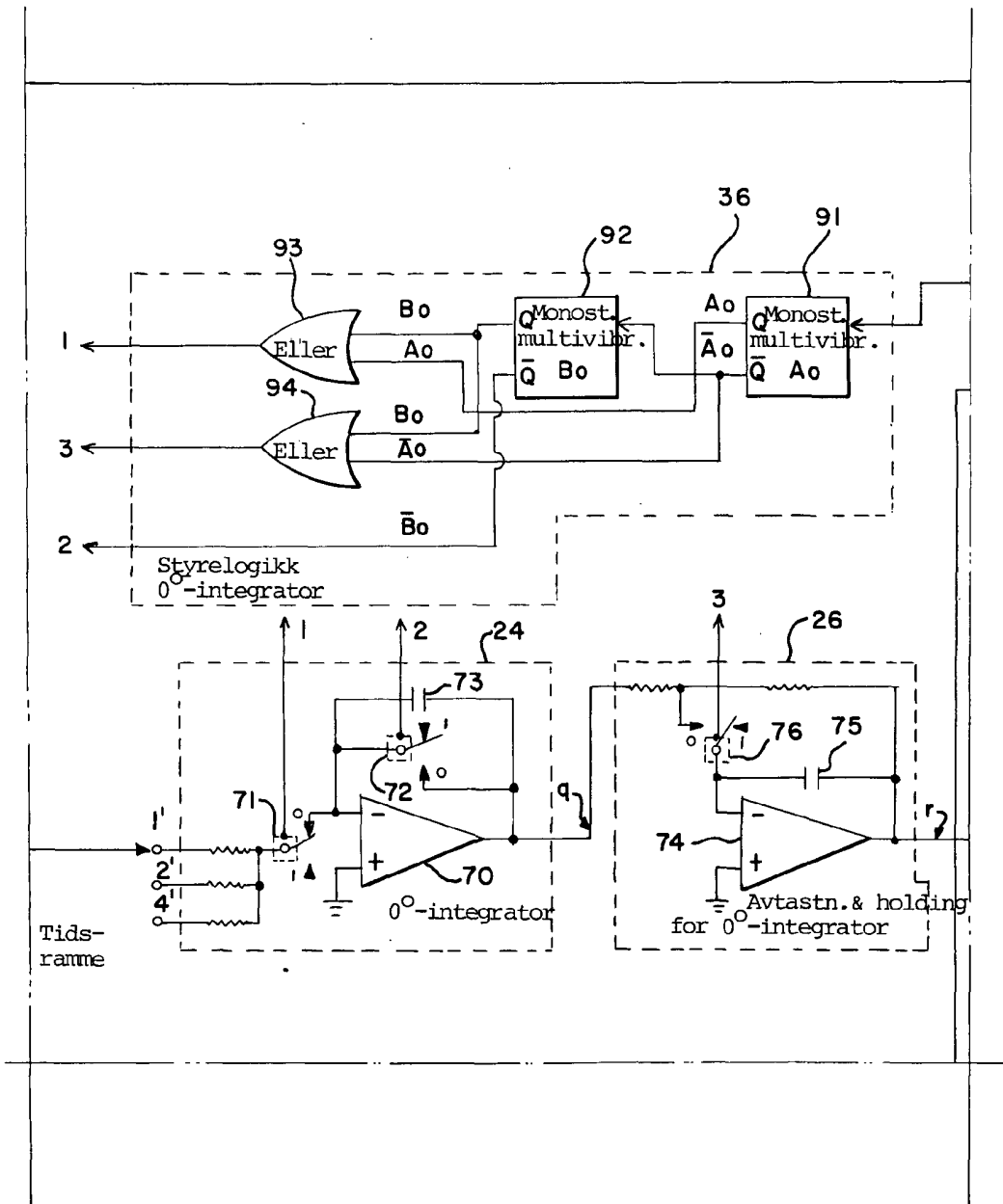
143292



59.30

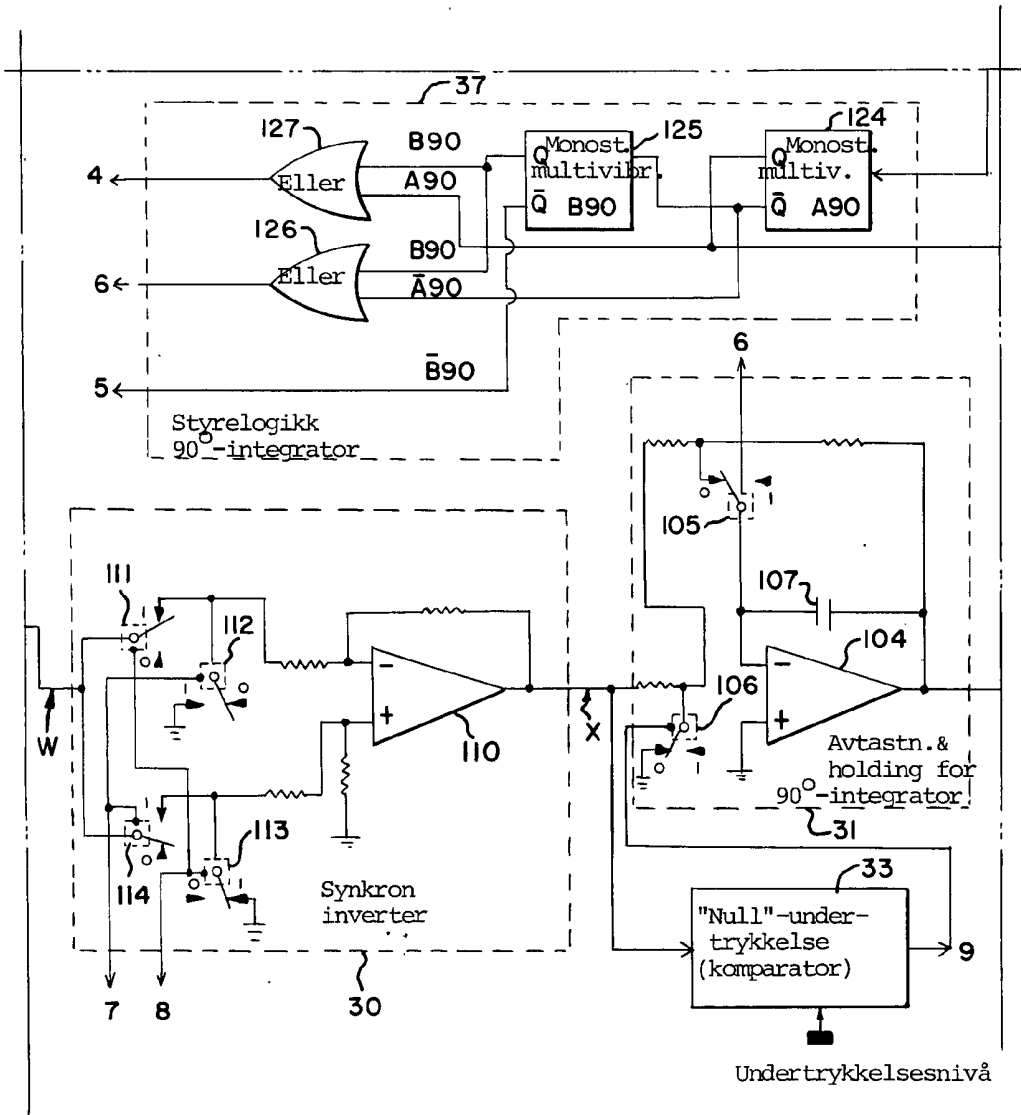
143292





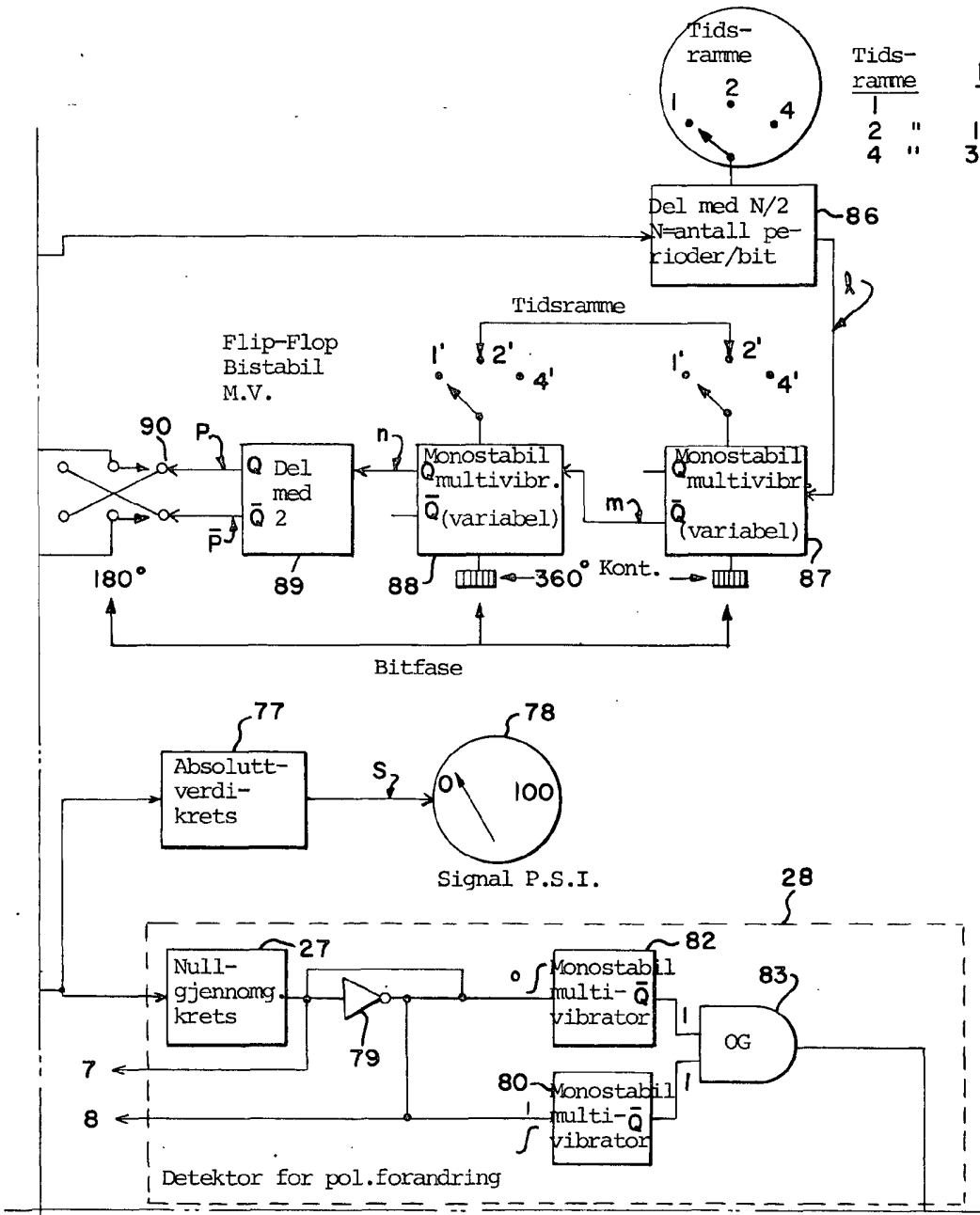
Hq. 3E

143292



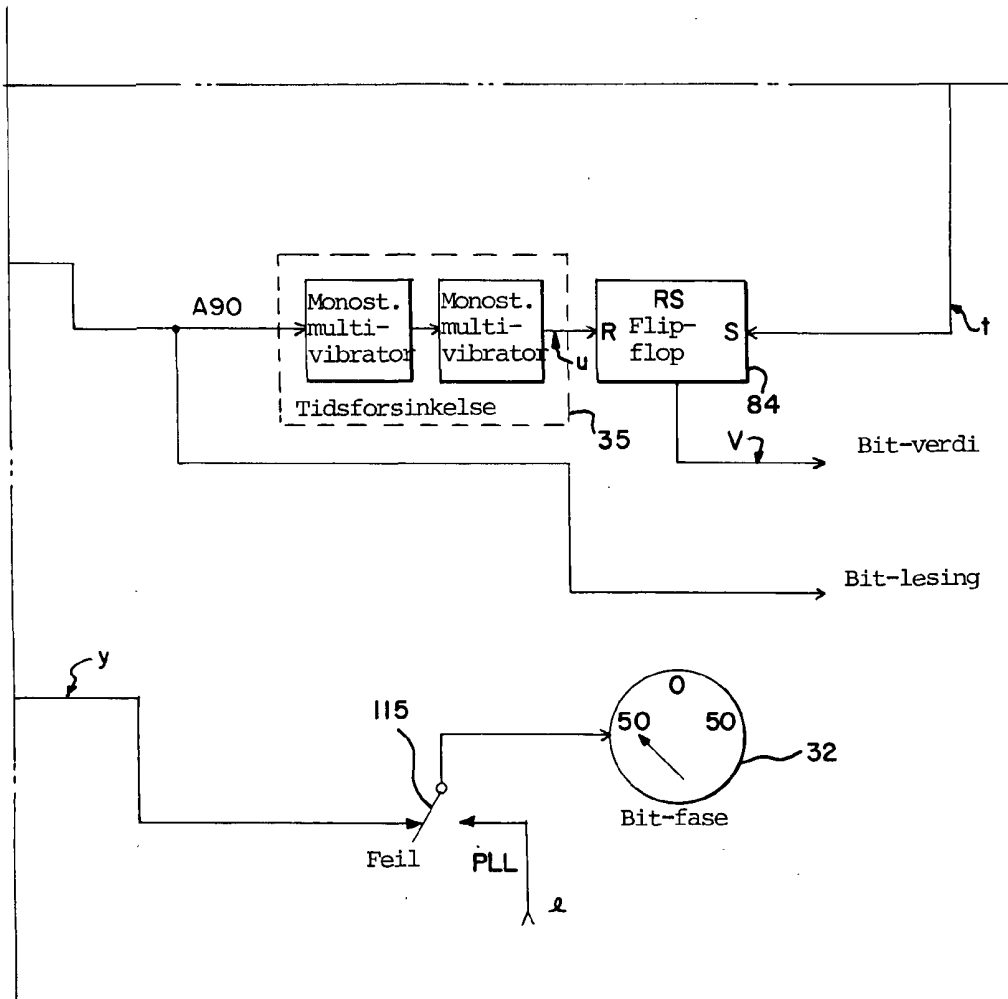
HQ. 3F.

143292



HQ. 36

143292



H 9. 3 H

KOHERENT DETEKSJON

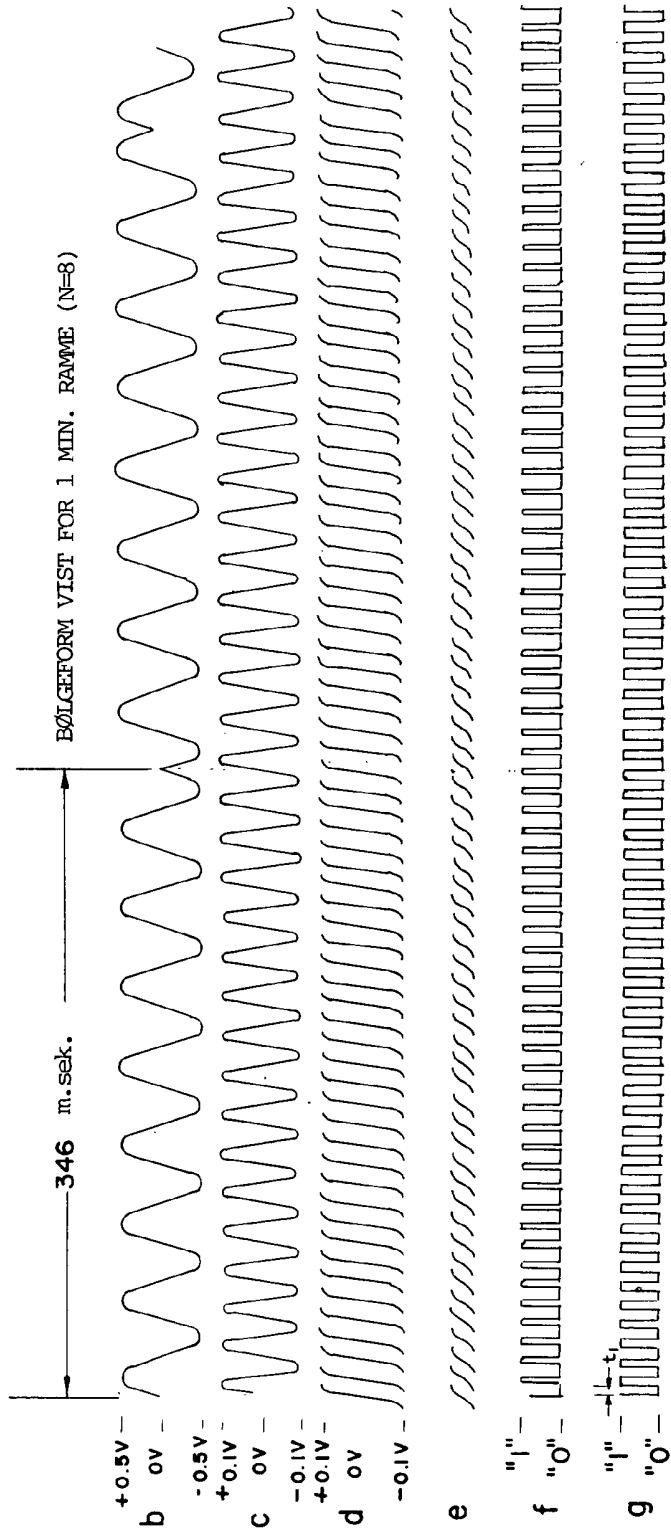


Fig. 4A

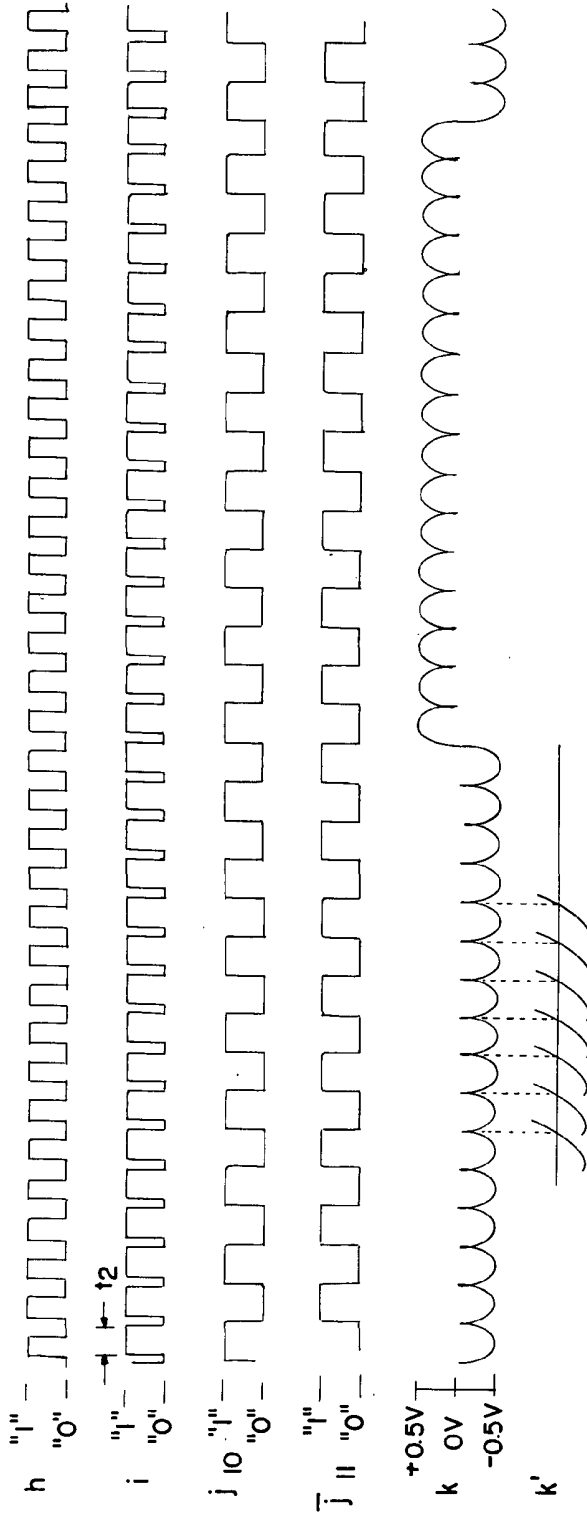


Fig. 4B

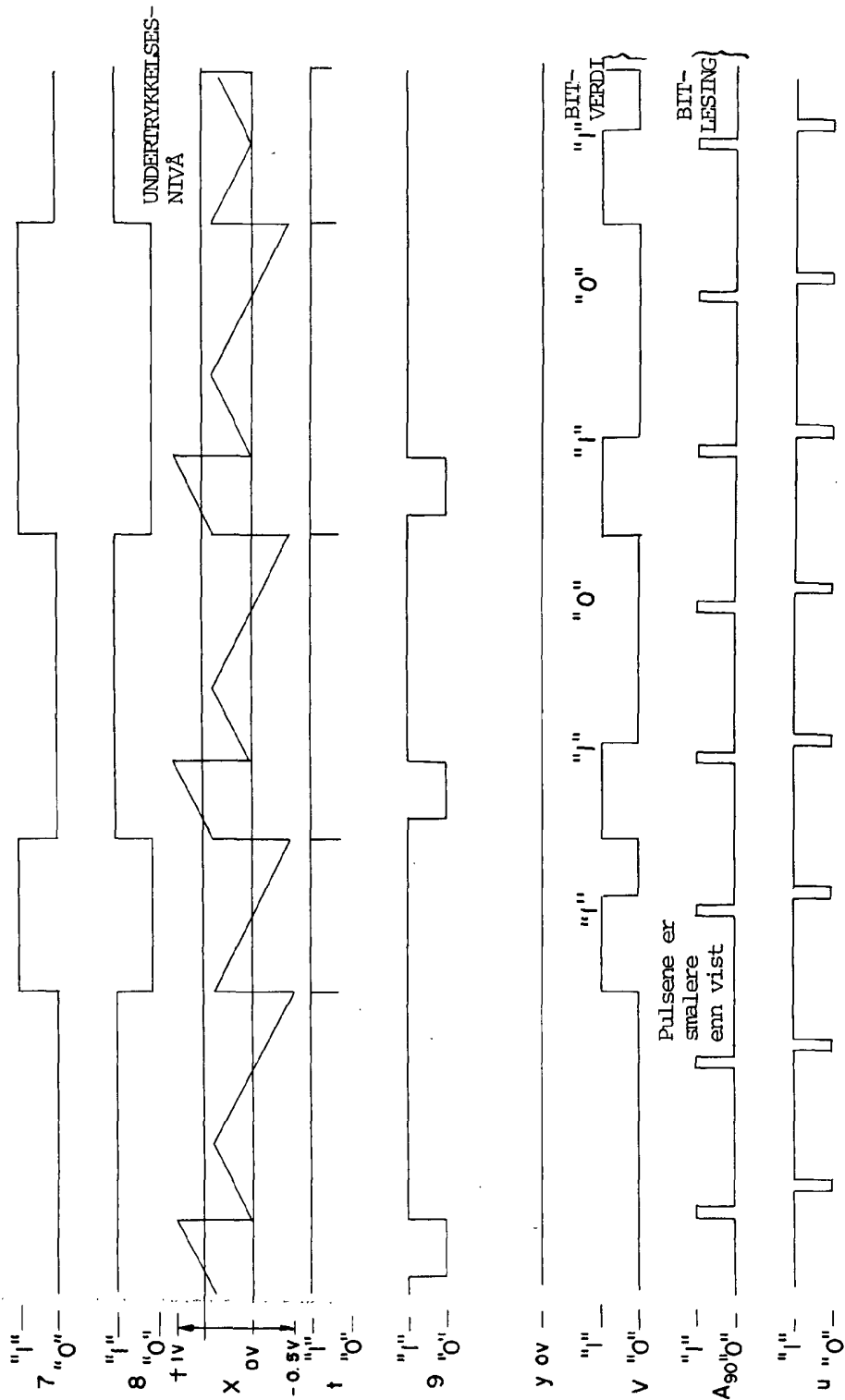


Fig. 5B

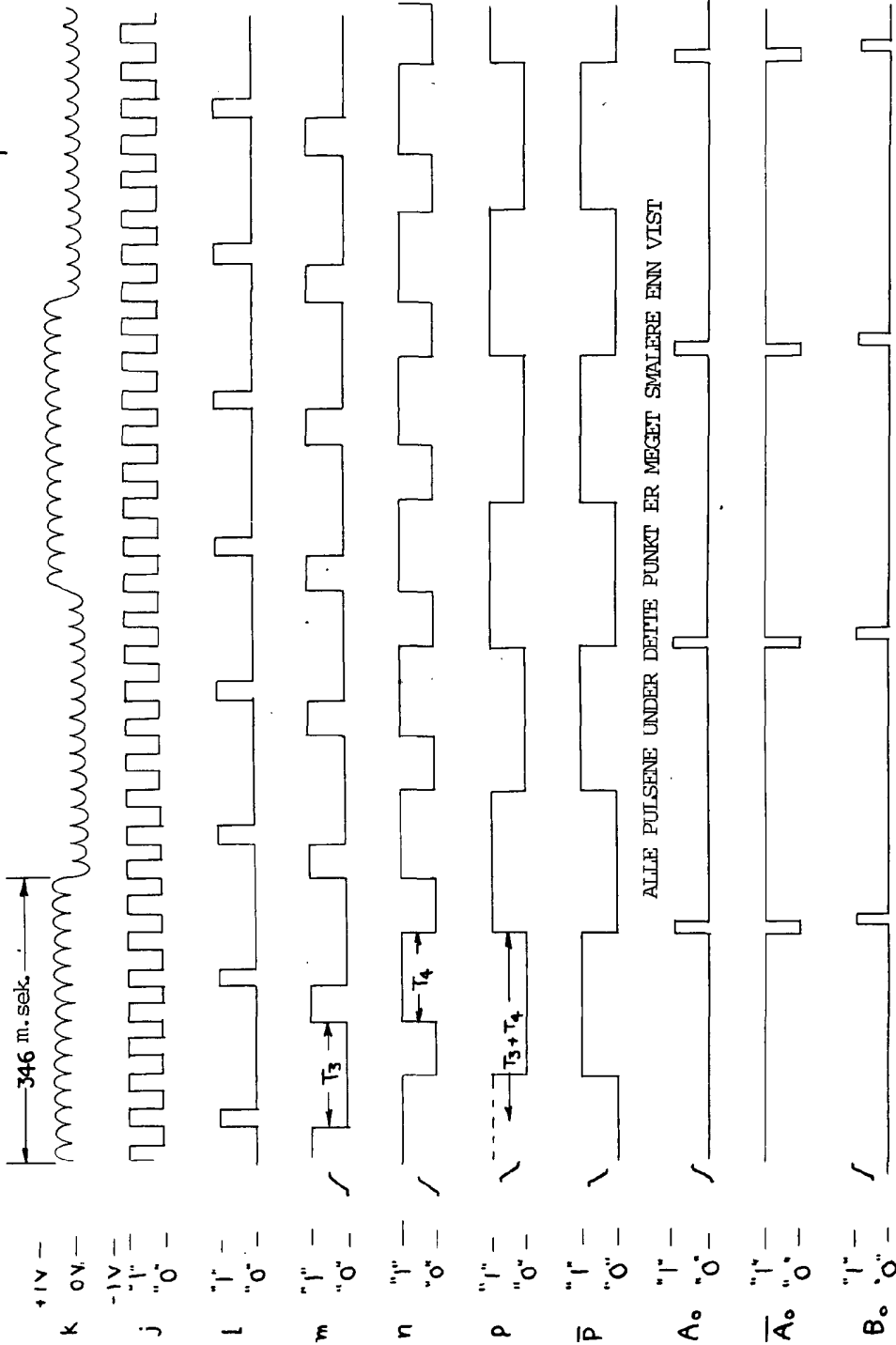


Fig. 66

