

NORGE

[B] (11) UTLEGNINGSSKRIFT Nr. 130806



**STYRET
FOR DET INDUSTRIELLE
RETTSVERN**

(51) Int. Cl. H 04 n 9/36

(52) Kl. 21n⁷-9/36

(21) Patentsøknad nr. 1832/70

(22) Inngitt 14.5.1970

(23) Løpedag 14.5.1970

(41) Søknaden alment tilgjengelig fra 17.11.1970

(44) Søknaden ullagt og
utlegningsskrift utgitt 4.11.1974

(30) Prioritet begjært fra: 16.5.1969 Forbundsrepublik-
ken Tyskland, nr. P 19 25 155

-
- (71)(73) INTERNATIONAL STANDARD ELECTRIC CORPORATION,
320 Park Avenue, New York, N.Y. 10022, USA.
- (72) Gerhard Günter Gassmann, Thomasäckerweg 5, 7301 Berkheim,
Forbundsrepublikken Tyskland.
- (74) Standard Telefon og Kabelfabrik A/S
- (54) Fremgangsmåte og koblingsanordning for gjenvinning av de
video- eller bærefrekvente fargedifferansesignaler fra et
PAL-kodet fargesignal.

Foreliggende oppfinnelse angår en fremgangsmåte og en koblingsanordning for gjenvinning av de video- eller bærefrekvente fargedifferansesignaler fra et PAL-kodet fargesignal som skifter effektiv retning på fasevinkelen α fra linje til linje, idet man unngår den fasefeil β som er introdusert i overføringsveien.

Fra tysk utlegningsskrift nr. 1.161.949 er det tidligere kjent en mottager for et fargefjernsynssystem hvor et lysstyrkesignal og to fargesignaler eller fargedifferansesignaler ved modulasjon med en fargebærebølge omformes til to modulasjonsretninger som står vinkelrett på hverandre, og hvor modulasjonsretningene henholdsvis modulasjonsfasene til fargebærebølgen i senderen og mottageren omkobles i rytme med linjefrekvensen, og hvor det foretas en stråle-

sveiping i en retning vinkelrett på linjene eller dannes en elektrisk middelvei av de på hverandre følgende linjer under anvendelse av et lager.

Ved denne mottager gjennomføres en elektrisk middelveidannelse under anvendelse av et lager. Videre er det fra tysk patent nr. 1.252.731 kjent å utføre middelveidannelsen ved hjelp av et lager idet hvert av fargesignalene bære- eller videofrekvent adderes til det tilforordnede fargesignal som er forsinket med en linjeperiode.

Den elektriske utledningen av middelveidien til det fullstendige fargesignal forutsetter altså en forsinkelse av begge fargesignalene. Gjennomføringen av forsinkelsen skjer i alminnelighet ved forsinkelse av begge fargesignalene i en forsinkelseslinje av glass. Under denne middelveidannelsen oppstår det imidlertid metningsfeil. For i det minste å unngå denne metningsfeil ved to punkter, er det kjent en korrekturkrets (tysk patent nr. 1.263.819).

Mellom de to punkter hvor metningsfeil unngås oppstår likevel prinsipielle metningsfeil. Også i denne korrekturkrets forsinkes to komponenter til fargesignalene og adderes deretter for å danne middelveidien som deretter behandles i korrekturkretsen som reduserer eller kompenserer for metningsfeilen ved to punkter.

Dessuten er det allerede kjent dekodingsinnretninger (jfr. tysk DOS nr. 1.462.623, og RCA-rapport nr. MRZ 141, Mars 1969) hvor fargesignalet først blir spaltet opp i de bære- eller videofrekvente fargedifferansesignaler (R-Y) og (B-Y) som deretter blir forsinket i to adskilte forsinkelsesanordninger og tilslutt midlet ved addisjon av de ikke-forsinkede og de forsinkede signaler. Også ved denne metoden må det benyttes en forsinkelsesanordning for hver fargekomponent. Utelater man en av forsinkelsesanordningene så blir bare ett av de to fargedifferansesignaler midlet. På grunn av den manglende middelvei av det andre fargedifferansesignalet vil det ved faseavvik oppstå forstyrrelser på billedskjermen som ligner de som opptrer i PAL-dekodere uten forsinkelseslinjer (Enkel-PAL). Forskjellen består deri at slike feil bare vil bli undertrykt i de røde eller blå områder av bildet. I dette tilfelle vil det ikke bare oppstå metningsfeil men også rene fargefeil i flere deler av bildet, og disse vil endre seg fra linje til linje og derfor fremheve en svært sjenerende linjestruktur.

Hensikten med foreliggende oppfinnelse er å tilveiebringe en fremgangsmåte og koblingsanordning av ovennevnte art som ved hjelp av en eneste forsinkelseslinje gjør det mulig å foreta en middelveidifastsettelse som muliggjør en fargeriktig og metningsriktig gjengivelse.

Dette oppnås med en fremgangsmåte og en koblingsanordning i

overensstemmelse med de nedenfor fremsatte krav.

En dekoder i henhold til foreliggende oppfinnelse medfører ikke bare den fordel at det oppnås en fargeriktig gjengivelse, men dessuten at det i motsetning til hva som oppnås i en konvensjonell mottager hvor begge signalkomponenter, nemlig både amplitude og fase, blir forsinket i en glassforsinkelseslinje, oppnås at bare den ene signalkomponenten, nemlig det fasedekodede signal forsinkes, slik at forsinkelsen kan utføres ved å benytte et skyveregister som er egnet for analoge signaler. I henhold til en foretrukken utførelse av oppfinnelsen kan et skyveregister for analoge signaler, når dette konstrueres ved hjelp av integrert teknikk, realiseres på en svært enkel måte og betraktelig billigere enn en glass forsinkelseslinje.

En annen betydelig fordel som oppnås når en glass forsinkelseslinje erstattes av et skyveregister for analoge signaler fremgår av det faktum at forsinkelseslinjen først og fremst er betraktelig mindre følsom overfor toleranseendringer på grunn av videofrekvensforsinkelsen enn ved en bærefrekvensforsinkelse forårsaket av en glass forsinkelseslinje, og dernest foreligger i henhold til ytterligere en utførelse av oppfinnelsen den mulighet ved anvendelse av en tidspulsfrekvens utledet av farge hjelpebærebølgen, å oppnå en absolutt nøyaktig forsinkelse, slik at en utbalansering av forsinkelsestiden kan unngås fullstendig.

Særlig fordelaktig er det å starte en sagtanngenerator med startsignalet og å tilbakestille denne til utgangsstilling ved hjelp av stoppsignalet, mens en spenning som avledes av spissverdien til sagtannspenningen utgjør det uforsinkede, fasedekodede signal.

For å gi en klarere forståelse av oppfinnelsen vises til nedenstående detaljerte beskrivelse av utførelseseksempler og til de ledsagende figurer hvor:

Fig. 1 forklarer et konvensjonelt fargefjernsynssystem som foreliggende oppfinnelse er basert på,

Fig. 2 viser en konvensjonell PAL-dekoder,

Fig. 3 viser et blokkskjema for en PAL-dekoder i henhold til foreliggende oppfinnelse,

Fig. 4 viser et utførelseseksempel på en fasedekoder i henhold til figur 3,

Fig. 5 viser en lineært økende spenningskurve som benyttes i foreliggende oppfinnelse,

Fig. 6 viser i tabellform hvordan middelveiden av fasen enkelt kan frembringes,

Fig. 7 viser et konvensjonelt skyveregister,

Fig. 8 viser en skyveregisterutførelse i henhold til foreliggende oppfinnelse og som kan realiseres ved kjent integrert teknikk,

Fig. 9 viser et utførelseseksempel for en omformer (converter),

Fig. 10 viser en modifikasjon av omformerer i henhold til figur 9,

Fig. 11 viser en annen variant av en fasedekoder i henhold til figur 3,

Fig. 12 viser utgangsspenningen som fremkommer på klemmen 45 i kretsen i henhold til figur 11,

Fig. 13 viser hvordan middelveiden av fasen kan oppnås,

Fig. 14 a,b,c viser henholdsvis signalet som fremkommer ved klemmen 51 (figur 13), og fargedifferansesignalene,

Fig. 15 viser en krets for utførelse av den ønskede omforming, og

Fig. 16 viser tabellarisk bryterstillingene som bryterne 54-57 inntar i avhengighet av bryterstillingene a-d til bryterne 41 og 43 i figur 11.

I figur 1 danner fargebærebølgekomponentene A og B (kvadratmodulasjon) som er 90° forskjøvet, tilsammen den resulterende fargebærebølgevektor T_1 hvis fasestilling i relasjon til en referansefase er et mål for fargen (eller chromaticity). Ved en oppstått fasefeil langs transmisjonsveien, forskyves fargebærebølgevektoren T_1 en vinkel β i positiv retning slik at det fremkommer en vektor $T_{1\beta}$ og etter demodulering i overensstemmelse med referanseaksene vil det fremkomme en defekt eller feil i fargeangivelsen.

I neste linje blir bærebølgevektoren A forskjøvet 180° og danner derved bærebølgevektoren -A. Fordi bærebølgevektoren B ikke forandres blir den resulterende bærebølgevektor T_2 som på grunn av den tidligere nevnte fasefeil påny forskyves en vinkel β i positiv retning og derved danner bærebølgevektoren $T_{2\beta}$. Dersom nå demodulasjonen i denne andre linje i mottageren ikke utføres i overensstemmelse med aksene A, men ifølge forandringen i senderen i overensstemmelse med aksene -A, vil vektoren $T_{2\beta}$ forskyves slik at den inntar stillingen $T_{2\beta}'$. Forskyvning av bærebølgevektoren $T_{2\beta}'$ er lik forskyvningen av bærebølgevektoren $T_{1\beta}$ med hensyn på den virkelige stilling av bærebølgevektoren T_1 , men

i motsatt retning som i den øvre del av figur 1. Bærebølgevektoren $T_{2\beta}'$ befinner seg etter denne forandring i en speilbildeposisjon til $T_{2\beta}$ i relasjon til den uforandrede B-akse.

I PAL-dekodere av kjent type og som f.eks. kan være utført som vist i figur 2, dannes en midlere verdi $T_1 \cos \beta$ ved en spenningsaddisjon av det ikke-forsinkede signal $T_{1\beta}$ og det forsinkede og forskjøvede signal $T_{2\beta}'$. Følgelig gjenvinnes på denne måte den sanne fase-

verdi T1, mens amplitudeverdien som tilsvarer fargemetning får en feilaktig verdi. Ved en forsvinnende fasefeil er denne fargemetningsfeil null, men i dette tilfelle er også en beregning av middelveiden av fasen overflødig. Med andre ord, nettopp der hvor fase-midlingen er absolutt nødvendig fremkommer det tvangsmessig en metningsfeil. Dette er den feil som fremkommer i kjente PAL-dekodere og som man blant annet vil kunne unngå ved å utforme dekoderen i overensstemmelse med foreliggende oppfinnelse.

I figur 2 er det vist en konvensjonell PAL-dekoder. I denne dekoderen blir det PAL kodede fargesignal forsinket i en forsinkelseslinje av glass hvilken forsinkelseslinje etterfølges av en forsterker som kompenserer for spenningstap og endelig av en hjelpe-forsinkelseslinje ved hjelp av hvilken den totale overføringstid kan bli nøyaktig utbalansert.

I to addisjonskretser blir det således forsinkede signal addert direkte til det ikke-forsinkede signal eller henholdsvis til det ikke-forsinkede signal som er forskjøvet 180° . På denne måte splittes signalet opp i to komponenter (R-Y) og (B-Y). Følgelig blir det komplette PAL-kodede signal sammen med dets to komponenter forsinket i forsinkelseslinjen. I tillegg til dette synkroniseres ved hjelp av pulser i det PAL-kodede signal en referanse bæreølgeoscillator ved hjelp av hvilken de to fargedifferansesignalene blir demodulert idet utgangsspenningen fra farge subbæreølgeoscillatoren i 90° faseforskjøvet tilstand tjener som en synkron demodulator for gjennomføring av demoduleringen av det ene, og etter passering av en linjefrekvensalternator, for demodulering av det andre fargedifferansesignalet.

Forsinkelseslinjen i en slik krets er svært kostbar fordi den må tilfredsstille svært strenge krav. Dens temperaturrespons må være ytterst liten og likeledes må ikke aldring finne sted da dette ville fordre en rebalansering. På samme tid må alle refleksjoner holdes på et lavt nivå da de ellers vil gi interferensproblemer.

Figur 3 viser et blokkdiagram for en dekoder i henhold til foreliggende oppfinnelse. Det PAL-kodede signal føres til inngangsklemmen 1. Fra inngangsklemmen 1 føres det PAL-kodede fargesignal videre til en omhylningskurvedetektor 2 og samtidig til en fasedekoder 3. Denne omhylningskurvedetektor 2 tilveiebringer en videofrekvent signal-komponent (amplitudesignal) med en iboende naturtro fargemetning, idet denne komponent skrives direkte fra omhylningsmoduleringen av det PAL-kodede fargesignal. Fra dette PAL-kodede fargesignal fremstiller

fasedekoderen 3 en videofrekvent signalkomponent som bare avhenger av fasen til det PAL-kodede fargesignal og ikke av amplituden til det samme.

I det analoge skyveregister 4 blir det fasedekodede signal forsinket en periode som nesten tilsvarende linjeperioden og blir deretter midlet med det ikke-forsinkede fasedekodede signal i en addisjonskrets 5 som danner fasens middelværdi. Ved utgangen av addisjonskretsen fås en signalkomponent (fasesignal) som er naturtro hva fargenyansene (chromaticity) angår. Følgelig er både amplitudesignalet og fasesignalet signalkomponenter som henholdsvis er naturtro med hensyn til fargemetning og fargenyanser og dette fører til at det fra disse signaler kan dannes fargedifferansesignaler (R-Y) og (B-Y) med en høy grad av naturtrohet hva både fargerenhet og fargemetning angår. Til forskjell fra dette fås med anvendelse av kjent PAL-teknikk differansesignaler som er naturtro med hensyn til fargerenhet, men som når det kompenseres for relativt store fasefeil, fremdeles vil besitte betydelige fargemetningsfeil. Det PAL-kodede fargesignal kan også føres direkte til omformerer 6. I det tilfellet vil de hva fargemetning og fargerenhet angår naturtro fargedifferansesignaler (R-Y) og (B-Y) fremkomme i en bærebølgefrequensmodus. Deretter må de omformes på den kjente måte ved omhylningskurvedemodulering, til de tilsvarende videesignaler. I tillegg til dette er det også mulig å utføre omhylningskurvedemoduleringen sammen med omformingen.

I figur 4 er det vist et utførelseseksempel for fasedekoderen vist i figur 3. Til begrenseren 7 føres det PAL-kodede signalet fra klemmen 1 for å undertrykke amplitudemodulasjonen. Det fasemodulerte signal som fremkommer ved dens utgang føres til flip-flop 9 over frekvensdeleren 8. Naturligvis kan frekvensdeleren og flip-flopkretsen kombineres på en hvilken som helst i og for seg kjent måte. Dersom frekvensdeleren 8 reagerer på svært små signaler, kan begrenseren 7 utelates. Farge-subbærebølgeoscillatoren 10 blir på en i og for seg kjent måte synkronisert av pulser som foreligger i det PAL-kodede signal (stiplet forbindelse med klemmen 1). På samme måte divideres frekvensen til utgangssignalet fra fargesubbærebølgeoscillatoren i frekvensdeleren 11 i forholdet 1:2 og blir deretter omformet i flip-floppen 12 til et firkantsignal med svært steile flanker. Utgangsspenningene fra de to flip-flopkretser 9 og 12 blir ført til ytterligere en flip-flopkrets 13 hvorved en av de to flanker til utgangssignalet som kommer fra flip-floppen 12 benyttes som et startsignal mens en av flankene til utgangssignalet fra flip-flop 9 benyttes som stoppsignal for flip-flop 13. Følgelig har denne flip-floppen 13 pulsformede ut-

gangsspenninger hvis pulsbredde eller pulsintervall er modulert lineært med fasen. De to motsatt polariserte utgangssignaler fra flip-flopen 13 føres over PAL-bryteren 14 av en i og for seg kjent type til filterkretsen 15 ved utgangsklemmen 16 ved hvilken den signalkomponent (fasesignalet) som er naturtro med hensyn til fargerenhet og som føres til forsinkelsesanordningen 4 i figur 3.

Den naturtro fargerenhetssignalkomponent som fremkommer ved klemmen 16, er en spenning som øker lineært med fasen innen et område $2 \times 360^\circ = 720^\circ$. Økningen opp til 720° skyldes frekvensdelingen som gjennomføres i trinnene 11 og 8. Periodisiteten gjennom hele området $2 \times 360^\circ = 720^\circ$, er særlig fordelaktig fordi det på denne måten alltid blir mulig å foreta en eksakt addisjon som gir den midlere faseverdi. I figur 5 øker spenningen lineært i området 0° til 720° idet den stiger fra 0 volt til 10 volt. I figur 6 er det vist en tabell til hvilken det vil bli henvist ved den følgende gjennomgåelse av to eksempler på hvordan fasens middelvei kan fås ved addisjon. I det første eksempel skal middelveiden mellom to faseverdier, nemlig 340° og den verdi som ligger nærmest 10° , dvs. 370° , finnes. De tilsvarende spenninger er henholdsvis 4,72 volt og 5,14 volt. Deres middelvei beløper seg til 4,93 volt som tilsvarer 355° . Som man lett vil se fremkommer den nøyaktige middelvei også over 360° . I det neste eksempel ligger verdiene som det skal finnes middelveiden av, nær 720° , nemlig 700° (tilsvarer 340°) og 10° . Spenningen som tilsvarer 700° er 9,72 volt og spenningen som tilsvarer 10° er 0,14 volt. Middelveiden av disse to verdier gir atter 4,93 volt som tilsvarer 355° . På denne måten kan det vises at ved frekvensdeling i forholdet 1:2 så oppstår muligheten for en dannelse av fasens middelvei ved addisjon av to vinkler for tilstøtende verdier og at dette gjelder for alle vinkelområder.

Fasesignalet føres til et skyveregister for analoge signaler. Figur 7 viser et slikt skyveregister av konvensjonell art. Figur 8 viser derimot et skyveregister i henhold til oppfinnelsen, hvilket skyveregister kan realiseres ved kjent integrert kretsteknikk under anvendelse av MOS elementer. I figur 7 indikerer referansetallet 17 transistorene til skyveregisteret, 18 de separerende dioder, og 19 de beskyttende motstander. Fra koblingspunktet mellom diodene 18 og motstandene 19 fører kondensatorer til to linjer som er avsluttet av inngangsklemmene 22 og 23. I foreliggende tilfelle er kondensatorene som fører til klemmen 22 vist ved referansetall 20, mens kondensa-

torene som fører til klemmen 23 er vist ved referansetall 21. På denne måten kan de to kondensatorene vekselvis forbindes med de to linjer. Tidspulser av motsatt polaritet føres til klemmene 22 og 23. Beskyttelsesmotstandene 19 kreves for å hindre utilatelige høye toppstrømmer gjennom transistorene. Diodene 18 kreves for å gjøre basis-kollektordioden til transistorene ueffektiv. Denne basis-kollektor-diodedel vil når kollektorpotensialet faller under basispotensialet forårsake en uønsket tilbakestrømming av kondensatorens ladning. Til inngangskondensator 20 føres øyeblikksverdier til spenningen som skal forsinkes, styrt av takten til tidsfrekvensen. Disse øyeblikksverdier lagres ved (in) kondensatorene 20 og 21. Disse øyeblikksverdier blir på grunn av tidsfrekvensen videreført av transistorene til den respektive av de etterfølgende kondensatorer. I henhold til prinsippene som kommer til uttrykk i avtastingsteoremet, vil tidsfrekvensen være høyere enn det dobbelte av verdien til den høyeste frekvens som skal forsinkes i kretsen. Fargevideosignaler har et frekvensområde som strekker seg fra omkring 0 til 700 kHz. Når man går ut fra denne 700 kHz grensen, må tidsfrekvensen beløpe seg til minst 1,4 MHz. I henhold til et ytterligere trekk ved oppfinnelsen benyttes fargehjelpbærebølgens frekvens eller et heltallig multiplum av denne frekvens som tidsfrekvens. Fargehjelpbærebølgens frekvens beløper seg i henhold til CCIR-Standard til 4.43361875 MHz. En tredjedel av denne frekvensen gir 1.47787291 MHz. Når denne frekvensen benyttes som tidsfrekvens kan man således betrakte de ovennevnte fordringer som innfridd.

Tidsforsinkelsen for et slikt skyveregister er

$$(A) \quad \lambda = \frac{S}{2} \cdot T_T = \frac{S/2}{f_T}$$

Her er λ forsinkelsesperioden, S antall trinn, og T_T perioden til tidsfrekvensen. Fordi det i denne type skyveregistere utføres to forskyvninger i løpet av hver tidsperiode, må det benyttes en delingsfaktor på 2. For å oppnå en forsinkelsestid som er lik eller nesten lik linjeperioden, må antall trinn være lik

$$(B) \quad S = \frac{2 \cdot \lambda}{T_T} = 2 \cdot \lambda \cdot f_T$$

hvor $f_T = 1/T_T$ er frekvensen til tidssignalet og hvor $\lambda = T_F \cdot P = P/f_F$. I dette tilfelle er T_F hjelpebærebølgens periode, mens f_F er fargehjelpbærebølgens frekvens og P er antall perioder av signalet med frekvens f_F pr. linje.

I henhold til CCIR-Standard er $P = 283,75$ (avrundet til 284). Følgelig blir det nødvendige antall trinn S som er uttrykt ved

$$(C) \quad S = \frac{2 \cdot P \cdot f_T}{f_F}$$

lik

$$(D) \quad S = \frac{2 \cdot 284}{3} \approx 190$$

Forutsetningen er hele tiden at tidsfrekvensen er lik en tredjedel av fargehjelpbærebølgens frekvens.

Av økonomiske grunner er imidlertid et slikt konvensjonelt skyveregister uegnet for bruk i fjernsynsmottagere. Av denne grunn er det i en videre utførelse av foreliggende oppfinnelse foreslått å benytte et skyveregister oppbygget i overensstemmelse med den i og for seg kjente integreringsteknikk, hvor MOS-elementer benyttes, fordi det med en integrering basert på MOS-elementer er lett å realisere spenningsuavhengige kondensatorer mens det ved en vanlig integrering bare er mulig å fremstille spenningsavhengige kondensatorer. Videre tilbyr et skyveregister av denne type og som altså er konstruert i overensstemmelse med den kjente MOS-teknikk, den fordel at det ved en forekommende blokkering av en MOS felt-effekttransistor skjer en blokkering i begge retninger slik at diodene 18 som er vist i figur 7, ikke er nødvendige. I tillegg til dette er beskyttelsesmotstander heller ikke nødvendige ved en slik utførelse fordi MOS-FET ledningsevnene ikke er så høy at det kan oppstå noen fare på grunn av de høye strømmene som vil oppstå.

Figur 8 viser et eksempel på en utførelse av en krets i henhold til det ovennevnte, og som er meget lett å integrere. Identiske deler er gitt samme referansetall som i figur 7. Referansetallene 24 viser felt-effekttransistorene oppbygget på metalloksydsilikonbasis (MOS-FET). Utgangen fra skyveregisteret er koblet til addisjonskretsen 5 som er vist i figur 3 og til hvilken det ikke forsinkede signal samtidig blir ført. I alle tilfelle må det utføres en fase middelverdi-addisjon i addisjonskretsen 5 (figur 3). Dersom fasesignalet som kommer fra fasedekoderen 3 har en lineær skala for faseverdien, kan 5 være en ordinær addisjonskrets. Hvis det imidlertid benyttes en fasedekoder som tilføres en spenning som innen et forutbestemt område tilsvarer sinus eller tangens til en fasevinkel, må en tilsvarende motsatt rettet kompensasjon utføres i addisjonskretsen. Dekoderen 2 for frembringelse av omhylningskurven og som kan være utført som

f.eks. vist på figur 3 er en enkel likeretter fulgt av et filter for å separere det likerettete videosignal fra resterende deler av bære-bølgesignalet.

Figur 9 viser et eksempel på en utførelse av en omformer. I denne figur angir referansetall 52 en høyfrekvent oscillator og 25 en modulator. Til denne modulator føres fra klemmen 29 amplitudesignalet fra omhylningskurvedekoderen 2 som vist i figur 3. Følgelig blir dette signalet modulert i modulatorene 25 på signalet som kommer fra oscillatoren 52. Oscillatoren 52 blir i sin tur frekvensmodulert over klemmen 30 av fasesignalet som kommer fra addisjonskrets 5 som er vist i figur 3. Denne frekvensmodulering antas å være lineær over et stort område og utføres på en i og for seg kjent måte, f.eks. ved hjelp av et enkelt reaktanstrinn for en kapasitetsdiode med et stort lineært område. Referansetall 26 indikerer en svært enkel type forsinkelses-krets, som f.eks. en induktans-kapasitans (LC)-kjede ved hjelp av hvilken det modulerte oscillatorsignalet forsinkes en kort tid som kan beløpe seg til noen få perioder. På denne måten oppnås en fase-modulering mellom det ikke-forsinkede og det forsinkede oscillator-signal, ved hjelp av hvilken modulering det oppnås en omvendning i de etterfølgende synkrone demodulatorer 27 og 28. Til disse synkrone demodulatorer føres et signal som kommer fra modulatorene 25. Samtidig føres signalet som kommer fra forsinkelseslinjen direkte til synkron-demodulatoren 28 og det samme signalet føres til synkron-demodulator 27 etter å ha passert en faseforskyvningskrets 31 som gir en faseforskyvning på 90° .

Den aktuelle faseforskyvning på 90° kan også utføres i en av de to linjer som strekker seg mellom modulatorene 25 og de to synkrone demodulatorer. De to demodulerte differansesignaler (R-Y) og (B-Y) vil fremkomme etter synkron-demodulatorene.

Figur 10 viser en modifikasjon av omformerene i henhold til figur 9. I denne modifikasjon er oscillatoren 52 av en ikke-modulert type. Isteden blir forsinkelseskrets 26 tilført fasesignalet slik at forsinkelsestiden moduleres med fasesignalet. En slik modulering kan f.eks. utføres ved hjelp av en kjede med integrerte kapasitetsdioder som sammen med et tilsvarende antall spoler er koblet på en slik måte at de utgjør en LC-kjede. Fordi oscillatoren 52 ikke blir modulert, synes det å være særlig velegnet i denne forbindelse å benytte farge-hjelpebærebølgens oscillator som allikevel foreligger i mottageren. Ved modulering av forsinkelsestiden til krets 26 oppnås påny en lineær fasemodulasjon. Det således fremkomne fasemodulerte signal sammen-

lignes med det ikke-forsinkede signal i to fasesammenligningskretser 33 og 34, idet det forsinkede signal, som vist i figur 10, føres til en av de to fasesammenligningskretser med en 90° faseforskyvning forårsaket av faseforskyvningskretsen 31. Det er selvsagt også i denne utførelse mulig å gjennomføre denne 90° faseforskyvning for det ikke-forsinkede signal. Fasesammenligningskretsene 33 og 34 frembringer signaler som tilsvarende sinus eller cosinus til faseforskyvningen. I to multipliserende blandekretser 35, 36 blandes disse signaler med det omhylningskurvedemodulerte fargesignal som kommer fra klemmen 32. Ved utgangene fra disse blandekretser vil fargedifferansesignalene (R-Y) og (B-Y) fremkomme.

Ved første øyekast kan det synes som om omformerkretsene i figur 9 og figur 10 vil være dyre i produksjon. De inneholder imidlertid nesten utelukkende slike elementer som lett kan realiseres i integrert form, og derved overkommer man denne tilsynelatende ulempe fullstendig.

Figur 11 viser en annen utførelse av en fasedekoder 3 i henhold til figur 3. I denne utførelse tilveiebringes to signaler $\sin \varphi F$ og $\cos \varphi F$, hvor φF er fasevinkelen til det PAL-kodede fargesignal i forhold til en referansefase.

Fra klemmen 1 som tilføres det PAL-kodede fargesignal, føres dette til en begrenser 7 hvor amplitudekomponenten undertrykkes. Samtidig og styrt av pulsene som inneholdes i det PAL-kodede fargesignal, utføres synkroniseringen av fargehjelpbærebølgens oscillator 10 (den stiplede forbindelse som fører til klemmen 1). Signalene som kommer fra begrenseren 7 og fra fargebærebølgeoscillatoren 10 sammenlignes nå i to fasesammenligningskretser 37 og 38. En av signalkomponentene blir også i dette tilfelle faseforskjøvet 90° i en faseforskyvningskrets 31. Ved utgangen fra fasesammenligningskretsene vil de to signalene $\sin \varphi F$ og $\cos \varphi F$ fremkomme. Disse signaler føres til to identiske harmoniske generatorer 39 og 40 som innen et faseområde på $\pm 45^\circ$ forandrer spenningene på en slik måte at utgangssignalene $\varphi F1$ og $\varphi F2$ blir lineært avhengige av fasevinkelen φF . For å gi en bedre forståelse av virkemåten skal følgende bemerkes. Som det er vel kjent, kan man sette $\sin \varphi = \varphi$ ved små vinkler. Ved større vinkler vil feilen ved denne tilnærmende likhet stadig øke. Allerede ved 45° er feilen som er oppstått betydelig. Følgelig tjener de harmoniske generatorer til å omforme inngangsspenningene i en slik grad at denne feilen praktisk talt forsvinner innen området $\pm 45^\circ$. Dette utføres ved at man i disse harmoniske generatorer har en transmisjonskarakteristikk som følger funksjonen $\varphi / \sin \varphi$. Referansetall

64 indikerer i denne figuren en konvensjonell PAL-bryter.

De to signalene φ_{F1} og φ_{F2} tilføres en bryter 41 som er inkorporert i kontaktene a og b. Denne bryteren etterfølges av et omformertrinn 42 med en forsterkningsfaktor på 1. Denne etterfølges så av en vender 43 med kontaktene c og d, ved hjelp av hvilken man vilkårlig kan koble inn enten det omformede eller det opprinnelige signal. Signalene $\sin \varphi_F$ og $\cos \varphi_F$ blir dessuten ført til en logisk krets 44 som tilveiebringer to utgangssignaler for styring av bryterne 41 og 43.

Den logiske kretsen 44 virker på følgende måte. Bryteren 41 kobles til kontakt a dersom $|\sin \varphi_F| < |\cos \varphi_F|$. Bryteren 41 kobles til kontakten b dersom $|\sin \varphi_F| > |\cos \varphi_F|$. Bryteren 43 kobles til kontakt d dersom bryteren 41 er blitt koblet til kontakt a og dersom samtidig $\cos \varphi_F$ er positiv og også dersom bryteren 41 er blitt koblet til kontakt b og samtidig $\sin \varphi_F$ er negativ. Bryteren 43 kobles til kontakt c når bryteren 41 er koblet til kontakt a og når $\cos \varphi_F$ samtidig er negativ og dessuten når bryteren 41 er blitt koblet til kontakt b mens samtidig $\sin \varphi_F$ er positiv.

I figur 12 er utgangsspenningen som fremkommer ved terminal 45 blitt tegnet inn som funksjon av vinkelen φ_F . Fra denne figuren fremgår det at området 360° periodisk blir oppdelt i fire like deler. Under den sagtannformede spenningskurve er de tilsvarende bryterposisjoner vist. Spenningen som fremkommer ved klemmen 45 føres til skyveregisteret for analoge signaler 4 som vist i figur 3. En ordinær addisjon av spenningene før og etter skyveregisteret vil imidlertid ikke gi en addisjon av det slag som danner en fasemiddelverdi.

Figur 13 viser en krets ved hvilken det oppnås en addisjon av den type som frembringer en fasemiddelverdi. I denne figuren indikerer referansetall 4 skyveregisteret for analoge signaler. A indikerer signalet foran skyveregisteret mens B indikerer signalet bak skyveregisteret. Referansetallet 46 og 47 indikerer de to motsatt polariserte likespenninger hvis spenningsverdi er identisk med spenningspranget ΔU til spenningen som fremkommer ved klemmen 45 når man går over fra en kvadrant til en annen, f.eks. ved 45° i henhold til figur 12. Referansetall 48 viser en vender som omfatter kontaktene e, f, g. Videre føres signalene A og B til en logisk krets 50 som tjener til å styre venderen 48. Den logiske krets 50 virker på følgende måte. Dersom differansen i spenningsverdi mellom signalene A og B er mindre enn halvparten av verdien til spenningspranget ΔU , vil venderen 48 befinne seg i stilling f. Dersom differansen i verdi er større enn halvparten av verdien til ΔU og dersom A er positiv mens B er negativ,

vil venderen 48 befinne seg i stilling e, og dersom signalet A er negativt og B er positivt, vil venderen 48 befinne seg i stilling g.

Ved hjelp av venderen 48 blir middelveiden til det således omformede signal og det ikke-forsinkede signal A beregnet ved hjelp av en ordinær addisjonskrets 49. Utgangsspenningen fra addisjonskrets 49 tilføres klemmen 51.

Virkemåten for kretsen vist i figur 13 vil nå bli forklart under henvisning til figur 12. Det vil antas at øyeblikksverdien til signal A er lik U_1 og er tilforordnet faseverdien φ_1 . Dessuten kan det forutsettes at øyeblikksverdien til signalet B er lik spenningen U_2 , og er tilforordnet faseverdien φ_2 . I dette tilfelle er forskjellen i spenningsverdi større enn halvdelen av verdien på spenningspranget ΔU , mens A er positiv og B er negativ, slik at bryteren 48 befinner seg i stilling e. På grunn av dette vil spenningen 46 som er lik spenningspranget ΔU , adderes til slik at spenningen med et tillegg på ΔU (se stiplede linjer i figur 12) tilføres addisjonskretsen av den type som tilveiebringer middelveiden for fasen. Følgelig frembringer venderen 48 spenningsverdien U'_2 , som i den ordinære addisjonskrets 49 som er vist i figur 13, blir midlet med spenningsverdien U_1 .

Prinsippet som er vist i figurene 11 og 13 er basert på det forhold at det innen rammen av foreliggende oppfinnelse ikke bare er mulig å adskille amplitudesignalet fra fasesignalet og å forsinke bare fasesignalet for å tilveiebringe en addisjon av det slag som vil frembringe en midlere faseverdi, men at dessuten bare en del av faseinformasjonen i dette spesielle tilfelle den fjerde del, behøver å bli forsinket og at middelveiden dannes ved å anvende en fasekoder som frembringer en spenning hvis periodisitet er en heltallig del av fasesignalet. Dette er mulig fordi man i PAL-dekoding kan gjøre den forutsetning at det ikke vil fremkomme noen fasefeil større enn $\pm 45^\circ$. Fordelen med en slik fremgangsmåte viser seg i det at nøyaktigheten til forsinkelsen og til addisjonen som danner en midlere faseverdi kan være fire ganger mindre enn dersom signalet har en periodisitet på 360° .

Endelig vil det med henvisning til figurene 14, 15 og 16 bli gitt en forklaring på virkemåten av en type omforming som eksempelvis kan benyttes i en krets i henhold til oppfinnelsen.

I figur 14a er det vist en spenning U_{51} som fremkommer ved klemmen 51 (figur 13). Som man vil se, er spenningen fire ganger periodisk innen et område på 360° . De stiplede forlengelsene tjener

til å angi området som fremkommer ved en addisjon for frembringelse av fasens middelverdi til to spenningskomponenter A og B som befinner seg i forskjellige kvadranter.

Figur 14b viser en kombinasjon eller sammenføring av spenningsdelene som inngår i spennings-⁵¹ og ved hjelp av hvilke det fremkommer et fargedifferansesignal. I tillegg til dette er det i figur 14b vist de respektive bryterstillinger for bryterne 41 og 43 som vist i figur 11.

Figur 14c viser en tilsvarende kombinasjon som i figur 14b, men ved hjelp av hvilken det andre fargedifferansesignalet kan frembringes.

Figur 15 viser en krets ved hjelp av hvilken den ønskede omformning kan gjennomføres. I denne kretsen angir referansetall 51 inngangsklemmen, 53 en omformer, 54 og 55 angir brytere som alltid overfører to motsatt polariserte likespenninger til bryterne 56 og 57. I dette spenningsverdien til likespenningene er lik $\frac{1}{2}AU$. Referansetallene 58 og 59 angir utgangsklemmene til bryterne 56 og 57. Referansetallene 60 og 61 viser harmoniske kompenserende generatoren hvis utgangsklemmer er vist ved referansetallene 62 og 63.

Spenningskurven U_{58} som vist i figur 14 fremkommer ved at innen et område a befinner bryteren 54 seg i kontakt med klemmen h, mens bryteren 56 befinner seg i stilling mot kontakt j. Ved å etablere kontakt med punkt j forskyves den tilsvarende spenningskurven i figur 14a med et beløp $\frac{1}{2}AU$ i negativ retning. I området b, forblir bryteren 54 i kontakt med klemmen h, mens bryteren 56 kobles over til kontakt med klemmen k. På grunn av dette heves den tilsvarende kurveparti i figur 14a med et beløp på $+\frac{1}{2}AU$. Innen området a kobles bryteren 54 til stilling i og reverserer dermed polariteten til spenningen. I tillegg til dette forblir bryteren 56 i sin stilling k, slik at den reverserte spenningskurve heves med et beløp $+\frac{1}{2}AU$. Endelig vil innen området b, forblir bryteren 54 i sin stilling i, mens bryteren 56 kobles tilbake til sin stilling j. På grunn av dette vil spenningen nå som tidligere være reversert hva polariteten angår, men være forskyvet med en størrelse $\frac{1}{2}AU$ i negativ retning. Analogt vil det fremkomme en spenning U_{59} som vist i figur 14c.

Figur 16 viser de nødvendige bryterstillinger som inntas av bryterne 54 til 57 i avhengighet av bryterstillingene a til d til bryterne 41 og 43 vist i figur 11. Med andre ord blir bryterne 54 til 57 omkoblet av den logiske kretsen 41 på en måte som er vist i figur 16.

130806

De harmoniske generatorer 60 og 61 som kan være konstruert av motstander og dioder eller som kan benytte krumningen på karakteristikkene til aktive komponenter, tjener til å omforme spenningsdelene U_{58} og U_{59} som vist i figurene 14b og 14c til nærmest sinusformede spenninger U_{62} og U_{63} . Ved nullgjennomgangene til spenningsavsnittene U_{58} og U_{59} har ikke de stiplede områder som er vist i figur 14a noen forstyrrende virkning på grunn av at det blir gjennomført en egnet overlapping. Derimot vil det oppstå mindre forstyrrelser ved toppverdiene til spenningene U_{58} og U_{59} . I figur 14b og 14c er det vist forlengelser ved stiplede linjer ved spenningens toppverdier. Disse forlengelser vil medføre mindre feil i spenningene ved klemmene 62 eller 63 som vist i figur 14c ved punktene x1 og x2. Da disse punkter befinner seg innen området hvor den kompenserende harmoniske generator har størst effekt, vil feilene være små. Utgangsspenningene ved klemmene 62 og 63 tilsvarende utgangsspenningene fra fasesammenligningskretsene 33 og 34 vist i figur 10. Fargedifferansesignalene (R-Y) og (B-Y) kan fås ved utgangene etter at de er fremkommet i to ringmodulatorer 35 og 36 som vist i figur 10.

Patentkrav.

1. Fremgangsmåte til gjenvinning av de video- eller bærefrekvente fargedifferansesignaler fra et PAL-kodet fargesignal som skifter effektiv retning på fasevinkelen α fra linje til linje, idet man unngår den fasefeil β som er introdusert i overføringsveien, k a r a k t e r i s e r t v e d a t det fra det vekslende PAL-kodede fargesignal ved hjelp av en fasedekoder utledes et amplitudeuavhengig fase-signal

$$\{(\alpha + \beta) ; (-\alpha + \beta)\}$$

idet retningen til dette signal omkobles fra linje til linje for å eliminere PAL-omkoblingen, og at det således omkoblede fasesignal

$$\{(\alpha + \beta) ; (\alpha - \beta)\}$$

i en i og for seg kjent forsinkelsesanordning forsinkes med omtrent varigheten av en linje, og at det av det ikke-forsinkede og det forsinkede fasesignal eller av signaler som er utledet fra disse, ved hjelp av en fasemiddelverdidannende addisjon:

$$\alpha = 1/2(\alpha + \beta) + 1/2(\alpha - \beta)$$

130806

dannes et fasekorrigert signal $\sin \alpha$ som avhenger av sinus til fasevinkelen og et andre fasekorrigert signal $\cos \alpha$ som avhenger av cosinus til fasevinkelen og at disse to signaler i hver sin multiplikator multipliseres med et amplitudesignal som avhenger av amplitudeverdien til det PAL-kodede fargesignal.

2. Fremgangsmåte ifølge krav 1, k a r a k t e r i s e r t v e d a t det for å oppnå en forsinkelse av det fasekodede signal, så innleses dette signals øyeblikksverdi med en rytme som fastlegges av en tidspulsfrekvens, i et skyveregister som består av flere lagringsanordninger for analoge signaler og videreføres med den samme tidspulsfrekvens, idet forholdet mellom det halve antall lagringsanordninger og den aktuelle tidspulsfrekvens tilsvarende linjeperioden.

3. Fremgangsmåte ifølge krav 2, k a r a k t e r i s e r t v e d a t tidspulsfrekvensen tilsvarende fargebærebølgens frekvens eller er en heltallig brøkdel av denne frekvens, mens antall lagringsanordninger i skyveregisteret tilsvarende den avrundede heltallige kvotient (avrundet oppover eller nedover) som fås mellom en dividend som er produktet av den dobbelte verdi av det antall fargehjelpbærebølgeperioder som faller innen en linjeperiode og tidspulsfrekvensen, mens divisoren er fargebærebølgens frekvens.

4. Fremgangsmåte ifølge krav 2 eller 3, k a r a k t e r i s e r t v e d a t skyveregisteret består av en kjede av integrerte felt-effekttransistorer hvis avledningselektrode er forbundet med kildeelektroden til den etterfølgende transistor og med integrerte kondensatorer hvis annen inngang avvekslende er tilkoblet to forskjellige ledninger som tilføres taktfrekvente styresignaler av motsatt polaritet og hvor alle styreelektrode ligger på et fast potensial.

5. Fremgangsmåte ifølge et av kravene 1-4, k a r a k t e r i s e r t v e d a t fasedekoderen leverer en spenning hvis størrelse er nær lineær med fasen til det PAL kodede fargesignal i et område på to ganger 360° , og at denne spenning adderes til den tilsvarende spenning som er forsinket med linjeperioden.

6. Fremgangsmåte ifølge krav 1-4, k a r a k t e r i s e r t v e d a t fasedekoderen for styring av forsinkelsesinnretningen leverer en spenning hvis periodisitet er en heltallig brøkdel av 360° med henblikk på fasesignalet.

7. Koblingsanordning for utførelse av en fremgangsmåte i henhold til hvilket som helst av de foregående krav, for gjenvinning av de video- eller bærefrekvente fargedifferansesignaler fra et PAL-kodet fargesignal som skifter effektiv retning på fasevinkelen α fra linje

til linje, idet man unngår den fasefeil ϕ som er introdusert i overføringsveien, k a r a k t e r i s e r t v e d a t en første frekvensdeler (11, 12) styres av fargebærebølgeoscillatoren (10) til fasedekoderen (3) mens en andre frekvensdeler (8, 9) styres av PAL-fargekodesignalet idet en flanke til utgangsspenningen fra den første frekvensdeler benyttes som startsignal mens en flanke til utgangsspenningen fra den andre frekvensdeler benyttes som stoppsignal for fasedekoderen (fig. 4).

8. Koblingsanordning ifølge krav 7, k a r a k t e r i s e r t v e d a t en flip-flop (13) kobles til sin første tilstand av et startsignal og til sin motsatte tilstand av et stoppsignal, og at den formidlede utgangsspenning fra denne flip-flop utgjør det ikke-forsinkede fasedekodede signal.

9. Koblingsanordning ifølge krav 7, k a r a k t e r i s e r t v e d a t en sagtanngenerator startes av startsignalet og tilbakestilles til sin utgangsstilling av stoppsignalet og at en spenning som utledes av spissverdien til sagtannspenningen utgjør det ikke-forsinkede fasedekodede signal.

(56) Anførte publikasjoner: Ingen.

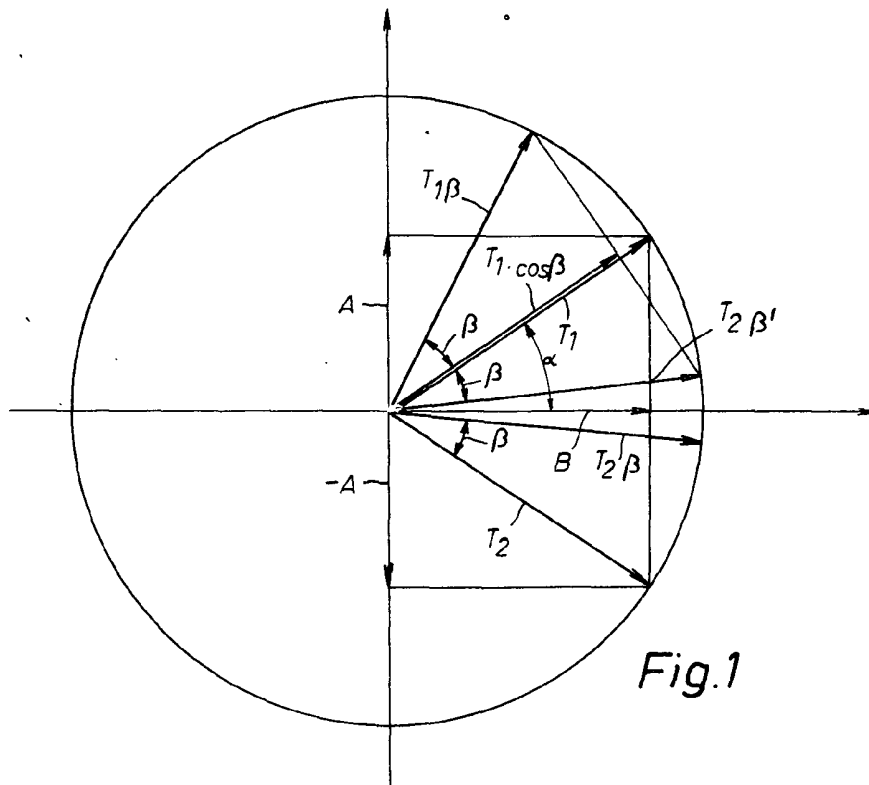
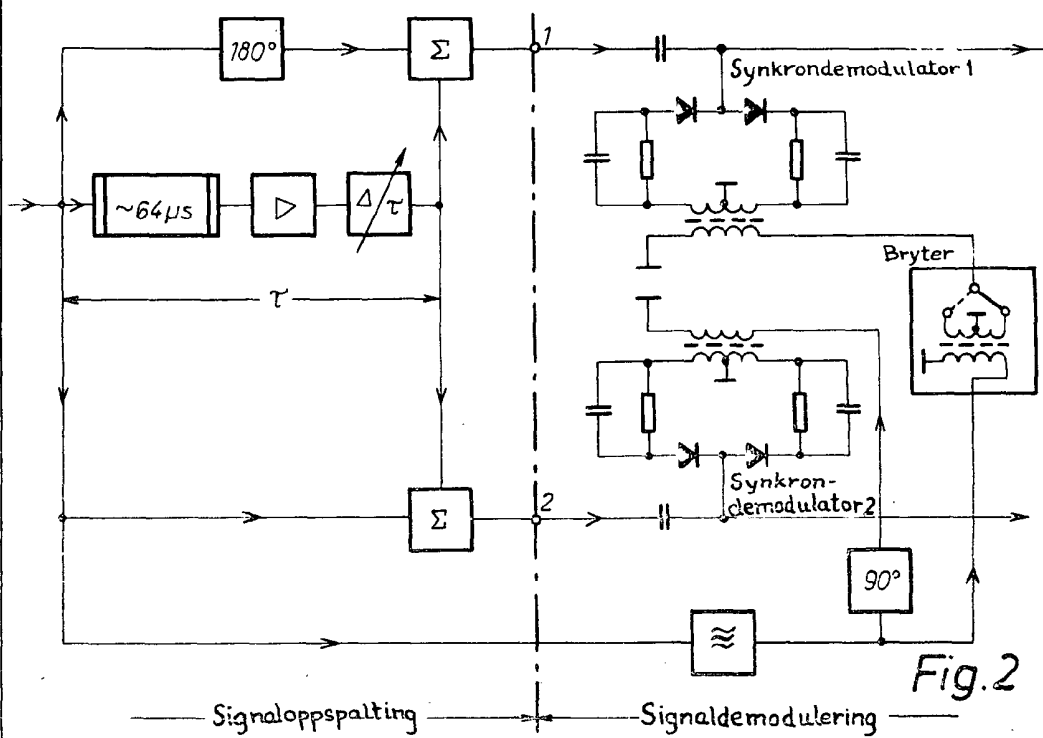


Fig.1



130806

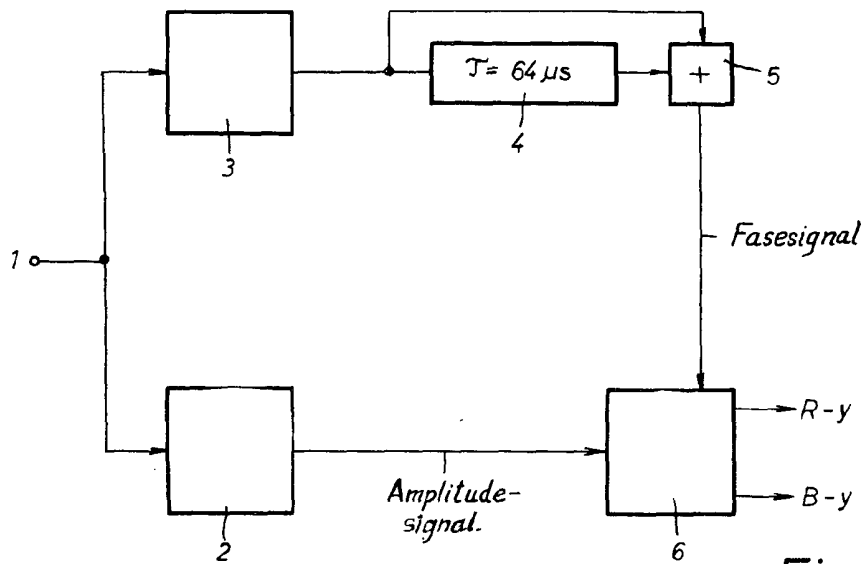


Fig.3

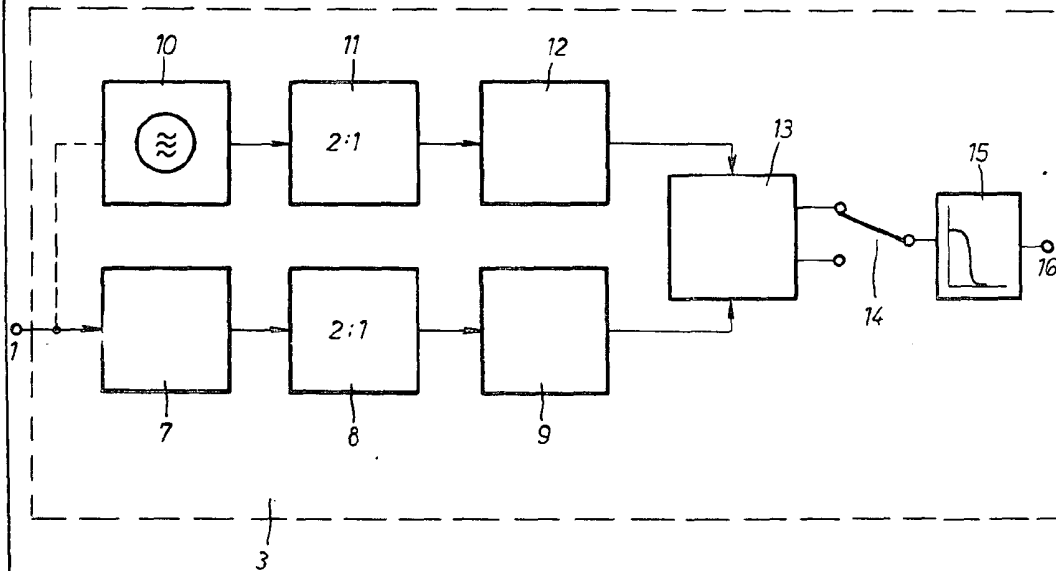
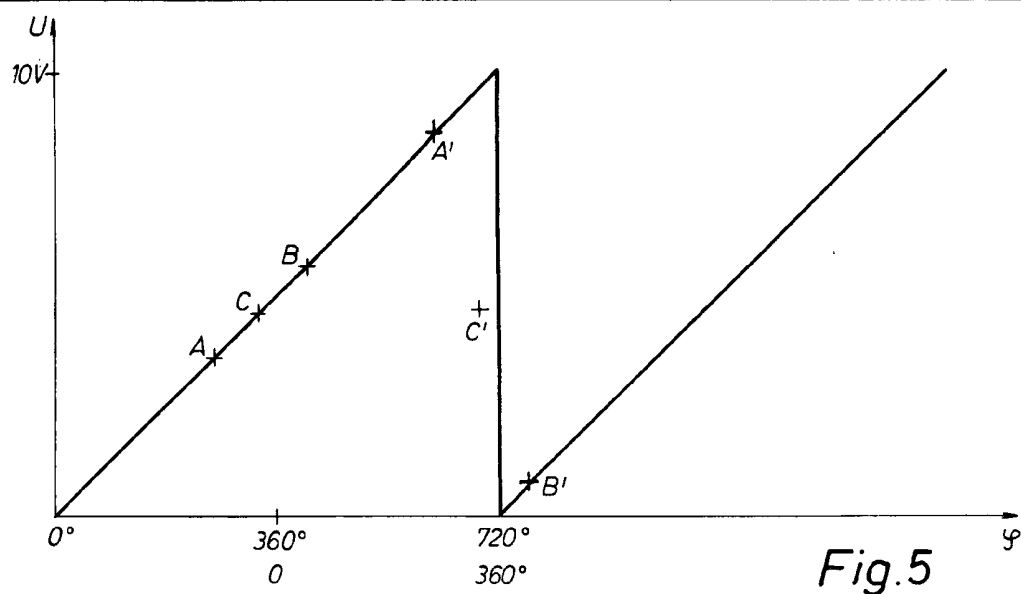


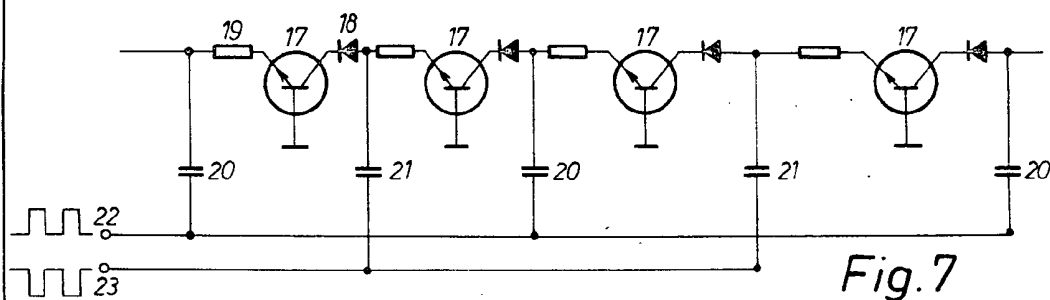
Fig.4

130806



	φ	U	$c \text{ h} \text{ h} \text{ z} \text{ c}'$	φ_m
A	340°	4,72 V	} 4,93 V	355°
B	$370^\circ (10^\circ)$	5,14 V		
A'	$700^\circ (340^\circ)$	9,72 V	} 4,93 V	355°
B'	10°	0,14 V		

Fig. 6.



130806

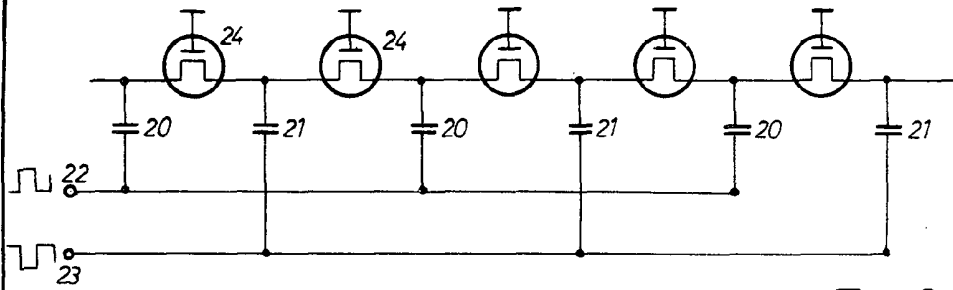


Fig.8

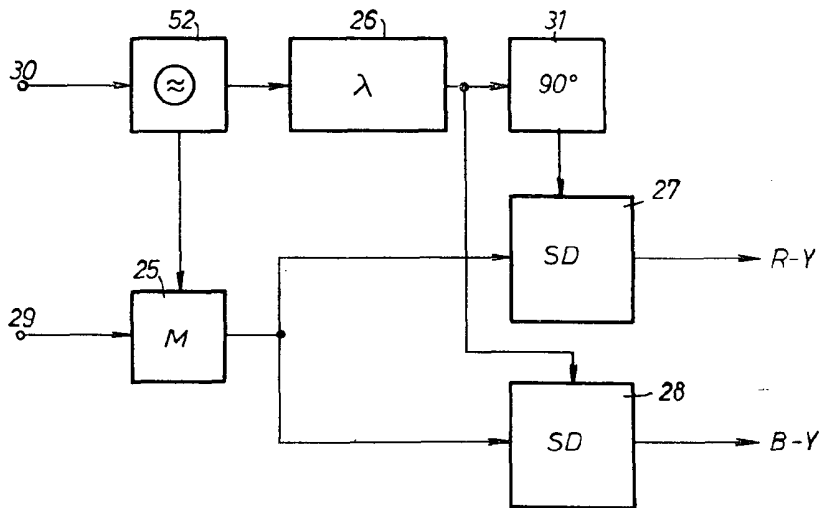


Fig.9

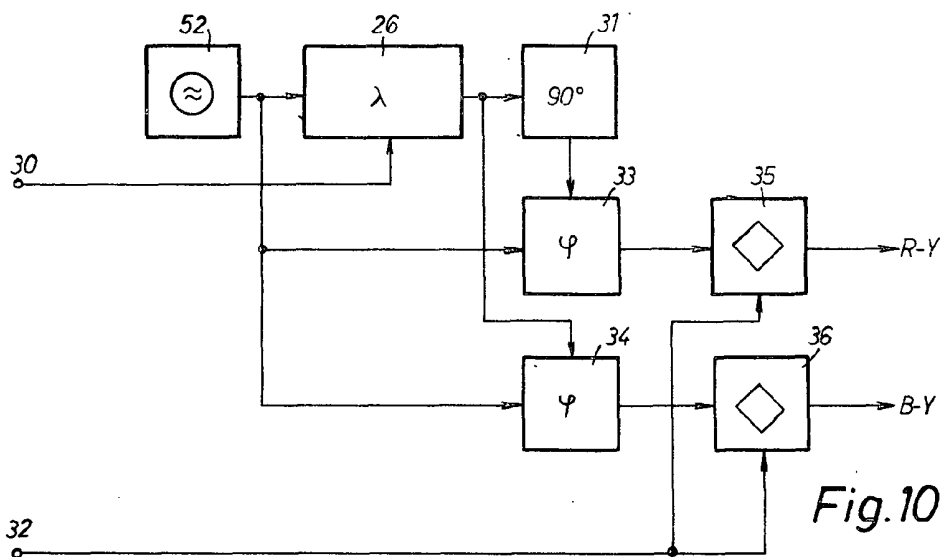


Fig.10

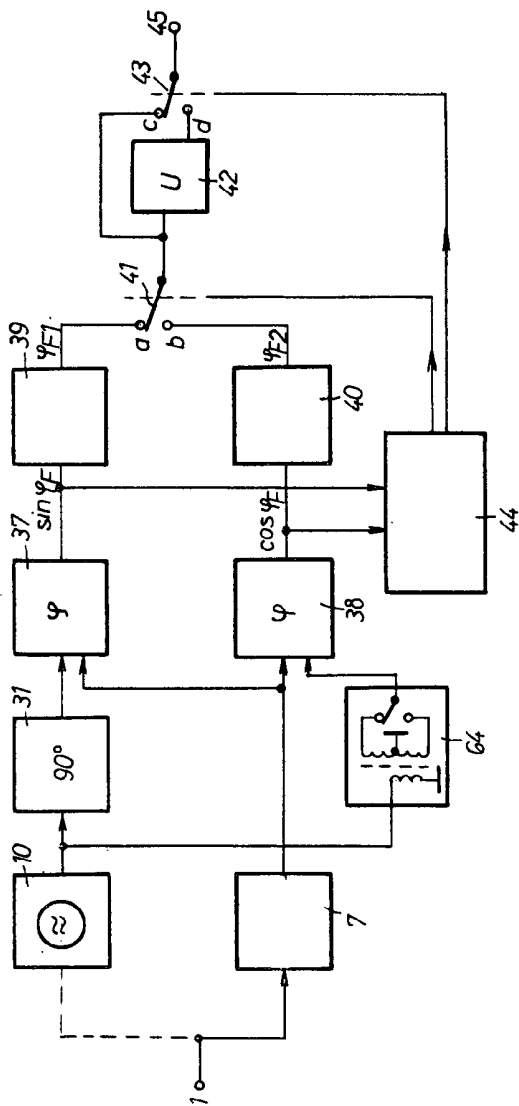


Fig. 11

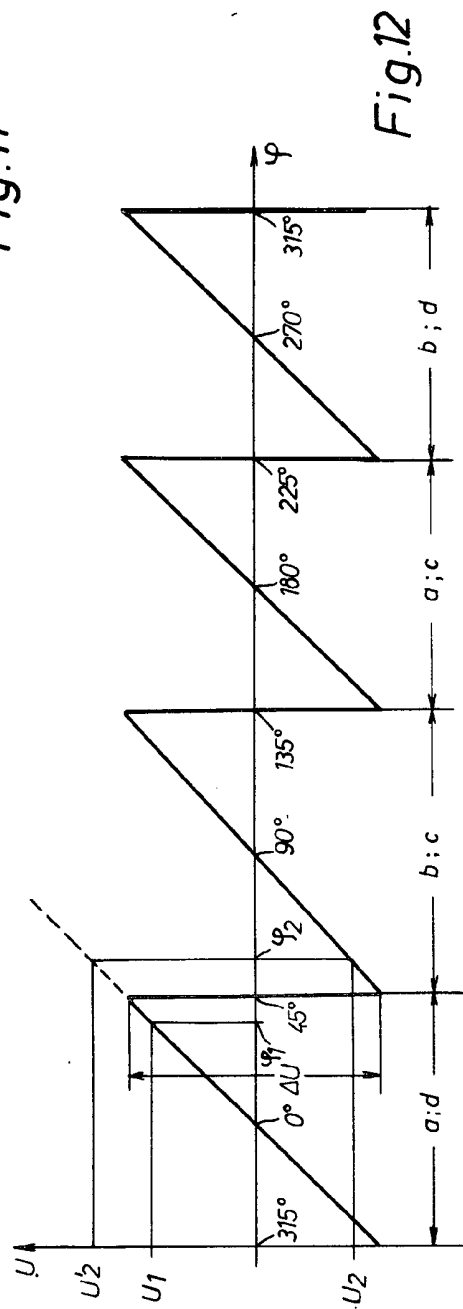


Fig.12

130806

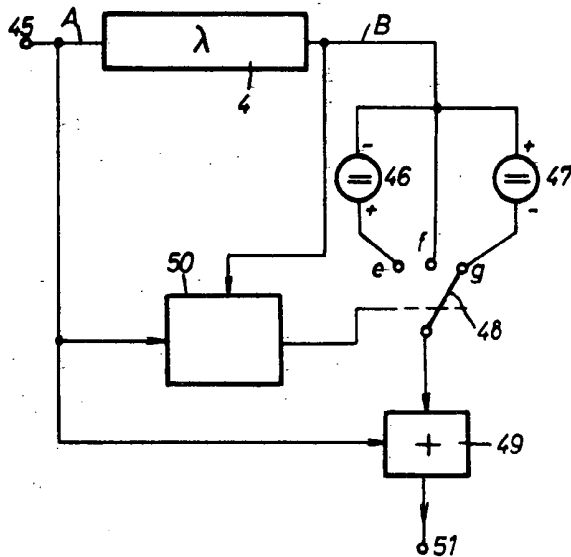


Fig. 13

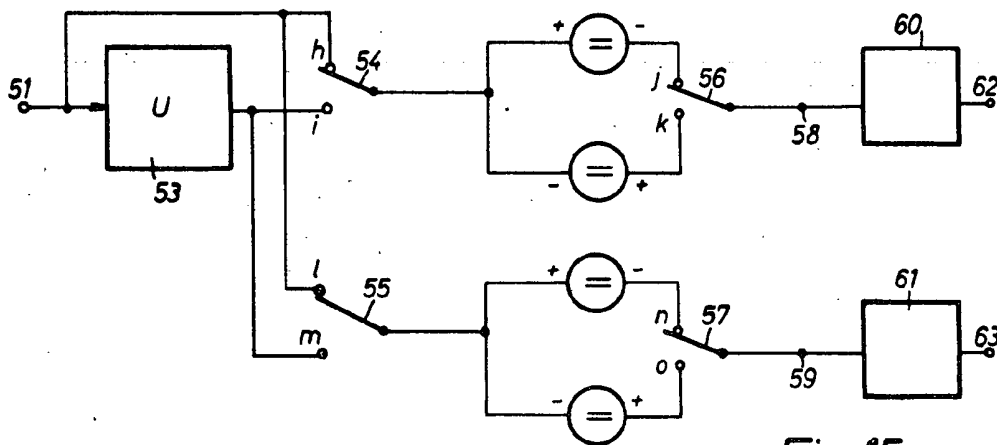


Fig. 15

BRYTER POS.	BRYTER 54	BRYTER 55	BRYTER 56	BRYTER 57
c		m	k	
d		l	j	
a og d	h			o
b og c	h			o
a og c	i			n
b og d	i			n

Fig. 16

130806

