

NORGE



**STYRET
FOR DET INDUSTRIELLE
RETTSVERN**

Utlekningsskrift nr. 126100

Int. Cl. G 01 s 9/22 Kl. 21a⁴-48/63

Patentsøknad nr. 170626 Inngitt 21.11.1967

Løpedag -

Søknaden alment tilgjengelig fra 1.7.1968

Søknaden utlagt og utlegningsskrift utgitt 18.12.1972

Prioritet begjært fra: 22.11.1966 Nederland,
nr. 6616390

N.V. Hollandse Signaalapparaten,
40 Zuidelijke Havenweg, Hengelo (Overijsel), Nederland.

Oppfinner: Yftinus Frederik van Popta,
2 Strumphlerstraat, Hengelo (Overijsel),
Nederland.

Fullmektig: Bryns Patentkontor A/S

Monopulsradaranlegg.

Oppfinnelsen angår et monopulsradaranlegg for automatisk å følge et bevegelig måls vinkelbane.

Slike radaranlegg kan være av forskjellig type, som f.eks. angitt i en bok av Rhodes, "Introduction to Monopulse", McGrawHill, særlig fig. 3.12 og den tilhørende tekst på side 56 og 57, hvorfra det fremgår at forskjellige typer av slike radaranlegg følger en og samme teori. De forskjellige typer er like med hensyn til oppbygning og prinsipp ved at de omfatter en sender for utsending av mikrobølgepulser, en mottaker for mottakning av ekkosignaler i minst to mottakningsmønstre som ligger symmetrisk om siktelinjen, og for hver

vinkelkoordinat en banefølgekrets som styres av et feilsignal hvis størrelse og fortegn er avhengig av amplituden og/eller faseforholdet mellom i det minste to mellomfrekvenssignaler som varierer i samsvar med målets avvikelse fra siktelinjen, hvilke mellomfrekvenssignaler frembringes i samsvar med de mottatte ekkosignaler. Feilsignalet utledes ganske enkelt fra mellomfrekvenssignalene ved at disse kombineres i en feildetektor som leverer et utgangssignal hvis størrelse og fortegn er proporsjonal med størrelsen og retningen av vinkelavvikelsen for målet fra siktelinjen.

Det å følge et mål ved hjelp av et slikt radaranlegg er imidlertid ofte sterkt vanskeliggjort eller også fullstendig hindret på grunn av samtidig mottakning av uønskede ekkosignaler. Disse ekkosignaler skyldes refleksjoner fra jordoverflaten eller havoverflaten og kan også opptre som følge av visse meteorologiske forhold som f.eks. ekkoer fra skyer eller regn. Disse uønskede ekkosignaler er særlig sjenerende fordi de ofte er så meget sterkere enn ekkosignaler fra mål som søkes, at de overdøyer helt de ønskede ekkosignaler. For bevegelige mål vil dette uvilkårlig føre til at målet tapes idet banefølgekretsene under slike forhold ikke kan virke tilfredsstillende. Denne vanskelighet har lenge vært ansett som en alvorlig ulempe ved kjente radaranlegg av denne art, fordi det vanligvis ikke har vært mulig å følge lavtflyvende mål.

Hensikten med oppfinnelsen er å tilveiebringe et radaranlegg av den ovenfor nevnte art hvor denne ulempe er minsket i betydelig grad.

Dette oppnås ifølge oppfinnelsen ved en detektoranordning for ved kohærent detektering av mellomfrekvenssignalene ved hjelp av senderfrekvensen å frembringe lavfrekvenssignaler som er proporsjonale med ekkosignalenes Dopplerfrekvensforskyvning som følge av målets bevegelse og fra hvilke lavfrekvenssignaler feilsignalet kan utledes. Oppfinnelsen er på den ene side basert på erkjennelsen av det faktum at ved Doppler M.T.I. (moving target indication) vil detekteringen av tilstedeværelsen eller mangel av Doppler-signal tilveiebringe en mulighet for å skille mellom ekkosignaler fra bevegelige mål og stasjonære mål, og på den annen side på den nye erkjennelse at ved et radaranlegg av den innledningsvis nevnte art blir den ønskede vinkelinformasjon selv etter en slik kohærent detektering bibeholdt uendret i de resulterende lavfrekvenssignaler, slik at det nødvendige feilsignal kan utledes av disse

lavfrekvenssignaler.

Oppfinnelsen og dens fordeler skal beskrives nærmere nedenfor under henvisning til tegningene.

Fig. 1 viser et blokkskjema for et mulig utførelses-eksempel av et radaranlegg ifølge oppfinnelsen.

Fig. 2a, 2b og fig. 3 viser tre kurver til forklaring av anleggets virkemåte.

Anlegget på fig. 1 er beregnet på å følge et bevegelig mål i to vinkelkoordinater. Anlegget omfatter en sender 1, en synkroniseringspulsgenerator 2, en portpulsgenerator 3 og en mottaker 4. Senderen og mottakeren er forbundet med et antennesystem 5. Ved hjelp av dette antennesystem blir mikrobølgeenergi som frembringes av senderen pulset i takt med synkroniseringspulser som leveres av generatoren 2. Anlegget er av sum- og differansetypen. Av den grunn omfatter antennesystemet et horn som er delt i fire deler ved hjelp av skillevegger 6 og 7. En innretning 8 vanligvis kalt "komparator", sammenligner på den ene side amplituden av mikrobølgeenergien som mottas over og under skilleveggen 6 og på den annen side amplituden av mikrobølgeenergien som mottas på hver side av skilleveggen 7. Hvis det således antas at mengden av mikrobølgeenergi i de fire hornedeler er a, b, c, og d, vil innretningen 8 frembringe et elevasjonsdifferansesignal og et asimutdifferansesignal hvis respektive amplituder kan være:

$$\Delta E = (a + b) - (c + d)$$

og

$$\Delta B = (a + c) - (b + d)$$

Innretningen 8 frembringer dessuten et mikrobølgesignal som er proporsjonal med summen av de mikroenergimengder som mottas i de fire deler av hornet. Amplituden av denne signalsum kan være:

$$\Sigma = (a + b + c + d)$$

Hvis det antas at målet er et punktmål, vil signalene a, b, c og d som mottas i hornets deler ha samme fase slik at hver av differansesignalene kan enten ha samme fase eller motsatt fase av summesignalet. Fra denne faseinformasjon kan fortegnet av målets avvikelse utledes. Hvis f.eks. differansesignalet ΔE har samme fase som signalsummen Σ , dvs. $(a + b) > (c + d)$, følger at målets posisjon ligger over siktelinjen, men hvis differansesignalet ΔE har motsatt fase

av signalsummen, dvs. $(a + b) < (c + d)$, målets posisjon er under siktelinjen. Differansesignalet ΔB kan behandles på samme måte for å oppnå fortegnet av avvikelsen i asimut.

Ved hjelp av bølgeledere 9, 10 og 11 blir mikrobølge-signalene ΔE , ΔB og $\sum$ tilført mottakeren 4. I mottakeren blir de to differansesignaler ΔE og ΔB og signalsummen $\sum$ forsterket og normalisert etter først å være omdannet til en foreskrevet mellomfrekvens. Normaliseringen har til hensikt å eliminere virkningen av variasjoner som følge av endring av målets avstand eller av målets refleksjonsoverflate, slik at amplitudeforholdene $\frac{\Delta E}{\sum}$ og $\frac{\Delta B}{\sum}$ gir et sant mål for størrelsen av målets avvikelse fra siktelinjen. Mellomfrekvensutgangssignalene ΔE_{IF} , ΔB_{IF} og $\sum_{IF}$ opptrer i mottakerens respektive utganger 12, 13 og 14. Som det vil fremgå av forklaringen ovenfor inneholder disse signaler en amplitudeinformasjon og en faseinformasjon som er et mål for størrelsen og retningen av målets avvikelse fra siktelinjen. Disse mellomfrekvenssignaler kan derfor anvendes til å frembringe styrespenninger eller feilsignaler som er nødvendig for å påvirke servoanordninger 15 og 16 for å følge asimut resp. elevasjon.

Ifølge oppfinnelsen oppnås et særlig fordelaktig og effektivt radaranlegg ved at vinkelfeilsignalene som er nødvendig for styring av servoanordningene 15 og 16, utledes fra lavfrekvenssignaler som oppnås ved kohærent detektering av mellomfrekvenssignalene, hvilke lavfrekvenssignaler er proporsjonale med Doppler-frekvensforskyvningen som ekkosignalene utsettes for på grunn av at målet beveger seg.

For å oppnå dette inneholder radaranlegget et antall Doppler-signaldetektorer 17 i hvilke mellomfrekvensutgangssignalene fra mottakeren 4 utsettes for kohærent detektering ved anvendelse av et referansesignal i form av en sann gjengivelse av den utsendte frekvens omdannet til mellomfrekvensen, slik at Doppler-signaler som skyldes målets bevegelse og overlageret på mellomfrekvenssignalene, oppnås med sann fase og amplitude.

Av fig. 1 fremgår det at mellomfrekvenssignalene som opptrer i mottakerens utganger 12, 13 og 14 gjennom ledninger 19, 20, og 21 tilføres Doppler-signaldetektorer 17. I dette utførelses-eksempel omfatter Doppler-signaldetektorene i tur og orden en fasefølsom detektor 22, 23 resp. 24 som tilføres vedkommende mellomfrekvenssignal og referansesignalet, en innretning 25, 26 resp. 27 for å strekke ut pulsene fra den fasefølsomme detektor, og ett med denne

innretnings utgang forbundet Doppler-filter 28, 29 resp. 30 som avgir det lavfrekvente utgangssignal.

Hvis det antas at ekkosignalene er fri for samtidig mottatte støysignaler, vil mellomfrekvenssignalene som opptrer i utgangene 12, 13 og 14 være:

$$\begin{aligned}\Delta E_{IF} &= \{a + b\} - (c + d) \}_{tg} \sin (\omega_i \pm \omega_D)t \\ \Delta B_{IF} &= \{a + c\} - (b + d) \}_{tg} \sin (\omega_i \pm \omega_D)t \text{ og} \\ \Sigma_{IF} &= (a + b + c + d)_{tg} \sin (\omega_i \pm \omega_D)t\end{aligned}$$

mens

$$\omega_i = 2\pi f_i \quad ; \quad f_i = \text{mellomfrekvens}$$

$$\omega_D = 2\pi f_D \quad ; \quad f_D = \text{Doppler-frekvens}$$

(Indeks tg betyr "målet")

Av mellomfrekvenssignalene tilføres signalsummen Σ_{IF} til den fasefølsomme detektor 22 mens differansesignalene ΔB_{IF} og ΔE_{IF} tilføres den fasefølsomme detektor 23 resp. 24. Referansesignalet tilføres hver av disse detektorer fra en oscillator 31. Denne oscillator leverer via ledningen 32 et utgangssignal som er en sann gjengivelse av det utsendte signal omdannet til mellomfrekvensen. Referansesignalet kan være:

$$R \sin \omega_i t.$$

De fasefølsomme detektorer 22, 23 og 24 frembringer hver et utgangssignal som består av bipolare videopulser som er amplitudemodulert i samsvar med lavfrekvenssignalet ω_D . Matematisk kan omhyllingssignalene av disse utgangssignaler være:

$$\begin{aligned}\Sigma_D &= (a + b + c + d)_{tg} \sin \omega_D t \\ \Delta B_D &= \{a + c\} - (b + d) \}_{tg} \sin \omega_D t \\ \Delta E_D &= \{a + b\} - (c + d) \}_{tg} \sin \omega_D t\end{aligned}$$

Disse ligninger har den generelle form $q \sin \omega_D t$ hvorav følger at hver

av disse signaler har en omhyllingskurve i form av lavfrekvenssignalets ω_D sinuskurve, og amplituden q bestemmes av ekkosignalet. Fig. 2a viser en slik omhyllingskurve. Av ligningene ovenfor kan det utledes at amplitude- og faseinformasjon som er nødvendig for å følge målet inneholdes i mellomfrekvenssignalene selv etter den kohærente detektering av disse signaler. Omhyllingskurvene inneholder derfor alle informasjonen som er nødvendig for frembringelse av vinkelfeilsignaler.

Hvis det antas at de mottatte signaler består av målekkoer og samtidig mottatte støysignaler, vil mellomfrekvensdifferansesignalene og mellomfrekvenssignalssummene bestå av en blanding av komponenter med Doppler-frekvensforskyvning og komponenter uten Doppler-frekvensforskyvning når det gjelder et bevegelig mål, mens objekter som bevirker støysignaler, bortsett fra eventuell uunngåelig støy, er stasjonære eller hovedsakelig stasjonære. Matematisk kan disse mellomfrekvenssignaler uttrykkes:

$$\Delta B_{IF} = \left\{ (a+b) - (b+d) \right\}_{cl} \sin \omega_i t + \left\{ (a+c) - (b+d) \right\}_{tg} \sin (\omega_i \pm \omega_D) t$$

$$\Delta E_{IF} = \left\{ (a+b) - (c+d) \right\}_{cl} \sin \omega_i t + \left\{ (a+b) - (c+d) \right\}_{tg} \sin (\omega_i \pm \omega_D) t$$

$$\Sigma_{IF} = (a+b+c+d)_{cl} \sin \omega_i t + (a+b+c+d)_{tg} \sin (\omega_i \pm \omega_D) t$$

(Indeks cl betyr "støy").

Kohærent detektering av disse mellomfrekvenssignaler i de fasefølsomme detektorer 22, 23 og 24 med signalet $R \sin \omega_i t$ som referansesignal, gir i utgangen av hver av disse detektorer pulser med konstant amplitude overlagret en bipolar videopuls som varierer i amplitude i samsvar med det lavfrekvente signal ω_D . Matematisk kan omhyllingskurvene for disse utgangssignaler skrives:

$$\Sigma_D = (a+b+c+d)_{cl} + (a+b+c+d)_{tg} \sin \omega_D t$$

$$\Delta B_D = \left\{ (a+c) - (b+d) \right\}_{cl} + \left\{ (a+c) - (b+d) \right\}_{tg} \sin \omega_D t$$

$$\Delta E_D = \left\{ (a+b) - (c+d) \right\}_{cl} + \left\{ (a+b) - (c+d) \right\}_{tg} \sin \omega_D t$$

og

Da den generelle form av disse ligninger er: $p + q \sin \omega_D t$, vil de ha den form som er vist på fig. 2b. Det første ledd i hver av disse ligninger representerer en likespenning med amplituden p som er avhengig av det mottatte støysignal. Det andre ledd representerer en sinuskurve med lavfrekvensen ω_D og med en amplitude q som er avhengig av målekkøet. Som det tydelig fremgår herav inneholder omhyllingssignalet amplitude- og faseinformasjon som er nødvendig for å gjengi de ønskede vinkelfeilsignaler.

Prøver som er utført med radaranlegget ifølge oppfinnelsen har vist at det lavfrekvente omhyllingssignal inneholder amplitude- og faseinformasjonen som er nødvendig for å tilveiebringe de ønskede vinkelfeilsignaler uansett om målekkøet er fri eller ikke fri for støy. Disse omhyllingssignaler gjengis ved å mate videopulsene i utgangene fra de respektive fasefølsomme detektorer 22, 23 og 24 til innretningene 25, 26 og 27 som strekker ut videopulsene fra en repetisjonsperiode til den neste. Disse innretninger låser spenningen i et lagringselement slik som f.eks. en kondensator, til en videopulsamplitude hver gang pulsen mottas. Mellom pulsene bibeholder lagringselementet spenningen fra foregående puls og endres bare når en ny videopuls frembringes hvis amplitude avviker fra den foregående. Fig. 1 at gjennom ledningen 33 tilføres en avstandsportpuls til innretningene for å velge ut et gitt videosignal. Disse avstandsportpulser frembringes av portpulsgeneratoren 3 som danner en del av en automatisk avstandsfølgekrets. Denne krets er ikke vist på fig. 1 og er satt ut av betraktning, fordi avstandsfølgedelen ikke danner noen del av foreliggende oppfinnelse.

Utgangssignalet fra hver av innretningene 25, 26 og 27 kan representeres ved trappekurven som er vist på fig. 3. Dette utgangssignal er i virkeligheten en rekonstruksjon av omhyllingskurven av de modulerte pulser. Foruten å gi stor lavfrekvensforsterkning har innretningene 25, 26 og 27 en filtervirkning som tilveiebringer en betydelig undertrykning av pulsrepetisjonsfrekvensen og harmoniske av denne. Som det fremgår av fig. 1 tilføres utgangssignalene fra hver av innretningene 25, 26 og 27 til et etterfølgende Doppler-filter 28, 29 og 30 som virker som utjevningssledd for den ønskede omhyllingskurve av Doppler-signalet.

Med hensyn til variasjoner av Doppler-signalfrekvensen som skyldes endringer i radial hastighet av målet som følges, må båndpasset for disse Doppler-filtrene velges relativt vide, f.eks. halve

pulsrepetisjonsfrekvensen.

For å kunne bestemme vinkelfeilsignalene tilføres utgangssignalene fra Doppler-filterne 28, 29 og 30 gjennom lineære lavfrekvensforsterkere 34, 35 og 36 til feildetekteringsorganet 18. I feildetekteringsorganet 18 er utgangssignalene fra lavfrekvensforsterkerne 35 og 36 representert ved ligningene:

$$\Delta B_D = \{(a+c) - (b+d)\}_{tg} \sin \omega_D t \quad \text{og}$$

$$\Delta E_D = \{(a+b) - (c+d)\}_{tg} \sin \omega_D t$$

av hvilke det ene tilføres en fasefølsom detektor 37 og det andre en fasefølsom detektor 38. Disse fasefølsomme detektorer mottar også som referansesignal utgangssignalet fra lavfrekvensforsterkeren 34 som kan uttrykkes:

$$\Sigma_D = (a+b+c+d)_{tg} \sin \omega_D t$$

De fasefølsomme detektorer 37 og 38 frembringer de ønskede vinkelfeilsignaler. Den fasefølsomme detektor 37 frembringer asimutfeilsignalet hvis amplitude og fortegn er bestemt av:

$$\frac{(a+c) - (b+d)}{(a+b+c+d)}$$

mens den fasefølsomme detektor 38 frembringer elevasjonsfeilsignalet, hvis amplitude og fortegn bestemmes av:

$$\frac{(a+b) - (c+d)}{(a+b+c+d)}$$

Det fremgår at amplituden av omhyllingssignalet i utgangen fra Doppler-filterne kan variere som følge av automatisk forsterkningsregulering i mellomfrekvenstrinnene i mottakeren for normalisering av mellomfrekvenssignalene. Slike variasjoner i omhyllingssignalet må naturligvis unngås fordi de har en direkte virkning på størrelsen av vinkelfeilsignalene. Det er derfor viktig at de lineære lavfrekvensforsterkere 34, 35 og 36 er forsynt med automatisk for-

sterkningsregulering 39 som er forbundet med utgangen av den lineære lavfrekvensforsterker 34.

På bakgrunn av muligheten for opptreden av såkalt "blind speeds", et fenomen som følger med Doppler-signaldetektering, kan anlegget videre være forsynt med en PRF-seleksjonskrets 40 som i samsvar med lydfrekvensutgangssignalet fra den lineære forsterker 35 frembringer et utgangssignal som styrer synkroniseringspulsgeneratoren 2 for å endre PRF hver gang Doppler-frekvensen nærmer seg en verdi som svarer til et måls "blind speeds".

Istedet for å anvende fasefølsomme detektorer 22,23 og 24 kan det anvendes blandetrinn og filtre for å filtrere ut de ønskede enkel-sidebåndssignaler.

Bortsett fra denne modifikasjon er oppfinnelsen ikke begrenset til amplitudesammenligningsmetoder for monopulsradar. Det er klart for fagmannen at forholdsreglene ifølge oppfinnelsen like godt kan anvendes for andre kjente former av monopulsradarfølgning, f.eks. slike anlegg som er basert på fasesammenligning eller amplitude-fasesammenligning og av den type som anvender "track-while-scan".

P a t e n t k r a v

1. Monopulsradaranlegg for automatisk å følge et be-
vegelig måls vinkelbane, omfattende en sender (1) for utsending av
mikrobølgepulser, en mottaker (4) for mottakning av ekkosignaler i
minst to mottakningsmønstre som ligger symmetrisk om siktelinjen, og
for hver vinkelkoordinat en banefølgekrete (15 resp. 16) som styres
av et feilsignal hvis størrelse og fortegn er avhengig av amplituden
og/eller faseforholdet mellom i det minste to mellomfrekvenssignaler
som varierer i samsvar med målets avvikelse fra siktelinjen, hvilke
mellomfrekvenssignaler frembringes i samsvar med de mottatte ekkosig-
naler, k a r a k t e r i s e r t v e d en detektoranordning (17)
for ved kohærent detektering av mellomfrekvenssignalene ved hjelp av
senderfrekvensen å frembringe lavfrekvenssignaler som er proporsjonale
med ekkosignalenes Doppler-frekvensforskyvning som følge av målets
bevegelse og fra hvilke lavfrekvenssignaler feilsignalet kan utledes,
2. Radaranlegg ifølge krav 1, k a r a k t e r i s e r t
v e d at de atskilte mellomfrekvensutganger i mottakeren (4) hver er
forbundet med en tilhørende Doppler-signaldetektor (22,25,28;23,26;
29;24,27,30) i hvilke vedkommende mellomfrekvensutgangssignaler fra

mottakeren (4) underkastes kohærent detektering ved hjelp av et referansesignal som er en sann gjengivelse av senderfrekvensen omdannet til mellomfrekvensen, slik at Doppler-signalerne som skyldes målets bevegelse og overlagret på mellomfrekvenssignalene, oppnås med sann fase og amplitude i de lavfrekvente utgangssignaler.

3. Radaranlegg ifølge krav 2, k a r a k t e r i s e r t v e d at hver Doppler-signaldetektor i tur og orden omfatter en fasefølsom detektor (22,23 resp. 24) som tilføres det tilhørende mellomfrekvenssignal fra mottakeren (4) samt referansesignalet, en krets (25,26 resp. 27) som forlenger utgangspulsene fra detektorene (22,23 resp. 24) og som er forbundet med hvert sitt Doppler-filter (28,29 resp. 30) som leverer det tilhørende lavfrekvensutgangssignal.

4. Radaranlegg ifølge krav 3, k a r a k t e r i s e r t v e d at Doppler-filterne (28,29 resp. 30) har en båndbredde i størrelsesorden av halve pulsrepetisjonsfrekvensen.

5. Radaranlegg ifølge krav 1, k a r a k t e r i s e r t v e d en feildetektor (18) for å utlede feilsignalet fra lavfrekvenssignalene, hvilken feildetektor som inngangssignaler tilføres to av lavfrekvenssignalene.

6. Radaranlegg ifølge krav 5, k a r a k t e r i s e r t v e d at feildetektoren (18) omfatter to fasefølsomme detektorer (37,38) som hver tilføres det tilhørende lavfrekvenssignal gjennom hver sin lineære lavfrekvensforsterker (35,36) samt et felles referansesignal i form av et ytterligere lavfrekvensutgangssignal fra Doppler-signaldetektorene (17) gjennom en ytterligere lineær lavfrekvensforsterker (34).

Anførte publikasjoner:

Tysk utl. skrift nr. 1048964

U.S. patent nr. 2468751, 2543448

126100

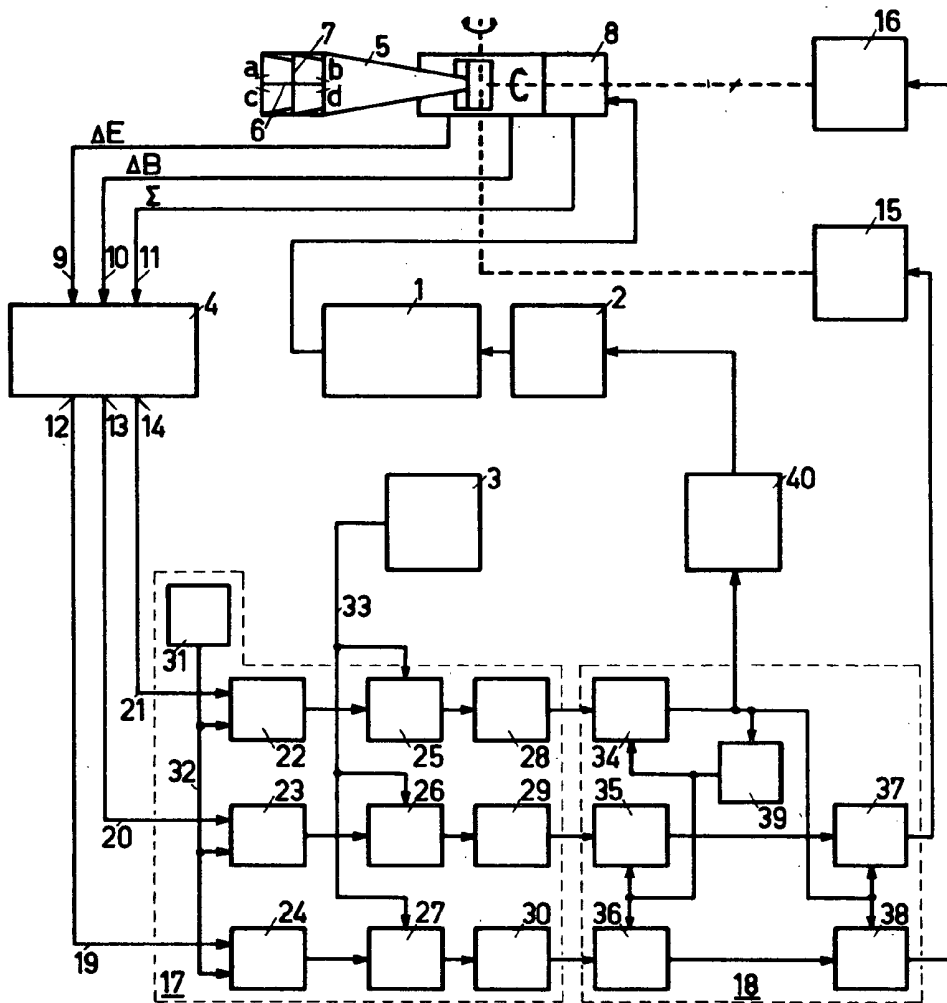


Fig. 1

126100

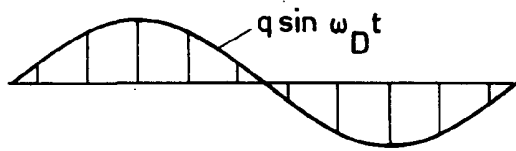


Fig. 2a

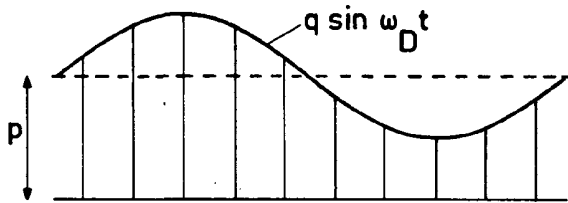


Fig. 2b

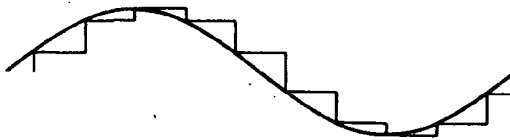


Fig. 3