



NORGE

(19) [NO]

STYRET FOR DET
INDUSTRIELLE RETTSVERN

[B] (12) UTELEGNINGSSKRIFT (11) Nr. 166345

(51) Int. Cl.⁴ G 01 F 23/28,
G 01 S 13/08, 13/34

(83)

(21) Patentsøknad nr. 852181
(22) Inngivelsesdag 30.05.85
(24) Løpedag 30.05.85
(62) Avdelt/utskilt fra søknad nr.

(86) Internasjonal søknad nr. -
(86) Internasjonal inngivelsesdag -
(85) Videreforingsdag -
(41) Alment tilgjengelig fra 02.12.85
(44) Utlegningsdag 25.03.91

(71)(73) Søker/Patenthaver SAAB MARINE ELECTRONICS AB,
Box 13045,
S-402 51 Göteborg, SE

(72) Oppfinner KURT OLOV EDVARDSSON,
Linköping, SE

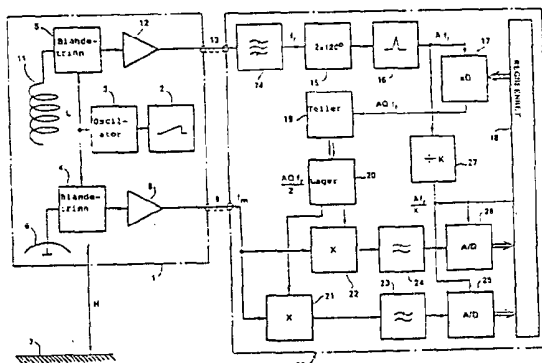
(74) Fullmektig Oslo Patentkontor AS, Oslo.

(30) Prioritet begjært 01.06.84, SE, nr. 8402960.

(54) Oppfinnelsens benevnelse FREMGANGSMÅTE OG APPARAT FOR
NIVÅMÅLING MED MIKROBØLGER.

(57) Sammendrag Oppfinnelsen angår en fremgangsmåte og en anordning for å måle nivået av et materiale med mikrobølgesignaler. Anordningen består av en signalbehandlingsenhet (10) og en senderenhet (1) av kjent type. Senderenheten frembringer et målesignal som har en frekvens (f_m) svarende til avstanden (H) som skal måles, og et referansesignal som har en frekvens (f_r) svarende til en nøyaktig kjent lengde (L). I signalbehandlingsenheten (10) blir referansesignalet multiplisert med et valgbart tall (AQ) som er proporsjonalt med kvotienten av antatt verdi av avstanden dividert med den kjente lengden (L), hvorefter frekvensen blir dividert med et fast tall (Z), slik at frekvensen av signalet etter multiplikasjon og divisjon blir lik den forventede frekvens av målesignalet. Deretter blir det kontrollsignalet som således er frembragt blandet med målesignalet, iden hensikt å bestemme faseforskjellen mellom dem, som blir samlet i hvert av en rekkefølge av regelmessige samplingintervaller, og forandringen i faseforskjell i løpet av de påfølgende samplingintervallene blir kalkulert i den hensikt å finne en korreksjon for den antatte avstand.

(56) Anførte publikasjoner Ingen.



Foreliggende oppfinnelse vedrører en fremgangsmåte for å måle avstanden til en overflate av et fast eller flytende materiale, idet et mikrobølgesignal hvis frekvens varierer fortrinnsvis lineært under et måleintervall, sendes ut mot overflaten fra hvilken signalet reflekteres, og etter en forplantningstid svarende til nevnte avstand blir blandet med det signal som da utsendes, slik at der fremskaffes et målesignal med en frekvens svarende til avstanden, samtidig som signalet også mottas med en forsinkelse svarende til en kjent lengde og på analog måte omformes til et referansesignal med en referansefrekvens svarende til den kjente lengde, og samtidig som målefrekvensen relateres til referansefrekvensen slik at beregningen av nevnte avstand vil basere seg på nevnte kjente lengde.

15 Fremgangsmåten beskrevet ovenfor blir spesielt brukt for å måle nivået av innholdet i tanker, sisterner og lignende. Et problem ved slike målinger er å bestemme målefrekvensen

166345

2

- problem ved slike målinger er å bestemme målefrekvensen nøyaktig, og å skille ut forstyrrende refleksjoner som kommer fra f.eks. bærebjelker eller bunnen av tanken. I anordning ifølge US-patent nr. 4.044.355 blir dette
- 5 problemet løst ved å omforme referanse- og målesignalet til tilsvarende sett av pulssignaler. Deretter blir en kvotient mellom disse to settene av pulssignaler dannet, hvor bare den relative rekkefølgen av pulsene er av betydning. Ved dannelsen av kvotienten blir det benyttet en vektfaktor som
- 10 varierer i løpet av måletiden. Vekt faktoren innebærer å bestemme kvotienten mellom måle- og referansesignalet ved minste kvadraters metode, som gir god beregningsnøyaktighet etter bare et måleintervall.
- 15 Denne fremgangsmåten er imidlertid ikke egnet til nivåmålinger hvor mikrobølgesignalet forplanter seg i et rør som strekker seg ned gjennom tanken, slik som kan være nødvendig i visse lagringsstrukturer, f.eks. store sisterner med såkalte flytende tak. Spesielt er den ovenfor nevnte
- 20 målemetode basert på at mønsteret av frekvensvariasjon av det utsendte mikrobølgesignalet i løpet av frekvensvariasjon av det utsendte mikrobølgesignalet i løpet av frekvensforandringen forblir uforandret fra det sendes ut, mens det reflekteres og til det er blitt mottatt. Men i et rør kan
- 25 frekvensen av signalet bli forandret, avhengig av diameteren av røret, og når det reflekterte og mottatte signalet blir blandet med det direkte utsendte signalet, vil forandringen i det førstnevnte være avhengig av rørdiameteren, og kan bli tolket som en funksjon av forplantningstiden, og således av
- 30 den avstand som skal måles, med mindre korreksjoner for rørdiameteren er nøyaktig kjent. Diameteren av et rør er i praksis vanskelig å måle med tilfredsstillende nøyaktighet, i og med røret kan bestå av sammensveisede rørstykker med noe forskjellig diameter, eller det kan ha en innvendig
- 35 oljefilm som forårsaker tilsynelatende forandringer av diameteren.

Ifølge den foreliggende oppfinnelse går fremgangsmåten ut på

at trekkene å frekvensmultiplisere referansesignalet med et tall som er proporsjonalt med kvotienten mellom en tilnærmet verdi for avstanden og den kjente lengde, hvorefter frekvensen divideres med et fast tall, slik at der dannes et styresignal hvis frekvens blir en approksimasjon av den forventede målefrekvens, å blande styresignalet med målesignalet, under et måleintervall å beregne endringen i faseforskjell mellom målesignalet og styresignalet, samt ved hjelp av faseendringen å beregne et korreksjonsledd som tillagt den tilnærmede verdi for nevnte avstand gir den søkte avstand.

Fordelen med denne signalbehandlingen er at når man måler i et rør, kan man bestemme forvrengningen i måling som skyldes ujevnheter i diameteren av røret, og kan således automatisk korrigere den målte verdi, slik at påvirkningen av røret på den målte verdi blir eliminert. En annen fordel med oppfinnelsen er at anordningen for å utføre fremgangsmåten er relativt billig.

Den foreliggende oppfinnelse vil nå bli beskrevet mer detaljert med henvisning til medfølgende tegninger, som illustrerer det som nå blir betraktet som en foretrukket utgave av anordningen ifølge oppfinnelsen, hvor:

Fig. 1 er et blokkskjema av anordningen som et hele,

Fig. 2 er et mer detaljert blokkskjema av den del av anordningen som utgjør fasedreinskretsen og sammenligningsnettverket som inkluderer en pulsdanner, ved hvilken referansesignalet blir digitalisert og frekvensmultiplisert med et konstant helt tall, og

Fig. 3 er en grafisk fremstilling av utgangen fra fasedreinskretsen.

Tegningen viser en senderenhet 1, som på kjent måte består av en sagtanngenerator 2 som er koblet til en mikro-

166345

4

bølgeoscillator 3, utgangen fra denne er delt forbundet med et første blandetrinn 4, dels med et annet blandetrinn 5. Det første blandetrinnet er koblet til en antenne 6 som er montert i den øvre delen av en beholder (ikke vist) som inneholder et lettflytende materiale. Antennen er rettet vertikalt ned slik at stråler mot overflaten av materialet 7, til hvilken avstand H fra antennen 6 skal bestemmes. Blandetrinnet 4 er også ved hjelp av en forsterker 8 forbundet med en utgangsterminal 9 på senderenheten.

Mikrobølgeoscillatoren 3 produserer ved hjelp av sagtanngeneratoren 2 en hovedsakelig lineær enkelt eller periodisk repeterende frekvenssveip rundt en bærefrekvens som for eksempel kan være 10 GHz. Gjennom denne sveipen varierer frekvensen monotont, det vil si den forandres hovedsakelig jevnt og bare i en retning, idet den enten øker eller minker i løpet av sveipet. Den følgende beskrivelsen danner sammenhenger i løpet av et enkelt sveip, med mindre det motsatte er sagt.

Mikrobølgesignalet som er modulert som beskrevet ovenfor, blir sendt av antennen 6 og reflektert av overflaten 7 tilbake til antennen, hvoretter det blir blandet i blandetrinnet 4 med det signalet som i det øyeblikket blir emittert fra oscillatoren 3. Ved denne blandingen blir det produsert et målesignal med en målefrekvens f_m som er proporsjonal med den søkte avstanden H til materialoverflaten 7. Proporsjonalitetskonstanten kan typisk være av størrelsesorden 100 Hz/m. Målesignalet blir deretter forsterket i forsterkeren 8 før det blir sendt til en signalbehandlingsenhet som er generelt betegnet med 10.

For å kompensere for ulineariteter i mikrobølgeoscillatoren og forandringer i sveipehastigheten, blir utgangssignalet fra mikrobølgeoscillatoren 3 også sendt til en referanselinje 11, som virker som en forsinkelsesanordning forbundet til det andre blandetrinnet 5. Referanse-

linjen, som representerer en nøyaktig kjent lengde L , bør være så lang som mulig, idet man må passe på at dens demping ikke bør være for stor. Ved den samme fremgangsmåten som finner sted med den delen av mikrobølgesignalet som blir sendt ut fra antennen 6, reflekterer referanselinjen 11 tilbake til blandetrinnet 5 den delen av signalet som blir ført til den, og med en forsinkelse svarende til forplantningstiden i linjen. Denne delen av signalet blir blandet i blandetrinnet 5 med det mikrobølgesignalet som blir direkte sendt ut fra oscillatoren 3. Som et resultat av denne blandingen oppnås et referansesignal med en frekvens f_r , som heretter betegnes som referansefrekvensen, og som svarer til en kjent avstand, lengden L av referanselinjen 11. Referansesignalet blir forsterket i en forsterker 12, og blir deretter gjennom en annen utgang 13 fra senderenheten ført til signalbehandlingsenheten 10.

Signalbehandlingsenheten 10, som kan fysisk være plassert et annet sted enn senderenheten, med skjermede kabler brukt for å koble sammen enhetene, består i den viste utførelsen av et smalbåndsfiler 14 som er forbundet med en multiplikator 17 gjennom en fasedreiningsskrets 15 med, for eksempel $2 \times 120^\circ$ fasedreining, og et sammenligningsnettverk 16 som inneholder en pulsdanner. Multiplikatoren 17 blir kontrollert fra en regneenhet 18 som, for eksempel kan bestå av en mikrodatamaskin, og utgangen fra den blir ført til en teller 19 som er koblet til et lager 20 hvor sinus- og kosinus-verdier blir lagret. Lageret har to utgangsterminaler, den ene for sinusverdier, den andre kosinusverdier, hver forbundet henholdsvis til et blandetrinn 21, 22. Hvert nevnte blandetrinn består i denne utførelsen av en D/A-omformer som har en inngangsterminal for spenningsreferanse som mottar målesignalet fra utgangen 9 på senderenheten 1. Hver av blandetrinnene-D/A-omformerne 21, 22 er koblet inn i en av to identiske grener som er kob-

let til regneenheten 18. Hver gren består, i tillegg til D/A-omformerne 21, 22, henholdsvis av et lavpassfilter 23, 24, og en A/D-omformer 25, 26. A/D-omformerne 25, 26 mottar på sine klokkeinnganger samplingspulser som er tatt fra utgangen på pulsdanneren 16 gjennom divisjonskretsen 27.

Referansesignalet med frekvensen f_r som blir mottatt av signalbehandlingsenheten 10 fra senderens utgangsterminal 13 passerer gjennom det smalbåndede filteret 14, som filtrerer ut forstyrrelser og overharmoniske. Ved hjelp av fasedreinkretsen 15 og sammenligningsnettverket 16 som inneholder en pulsdanner, blir referansesignalet omformet til et pulstog, det vil si en rekkefølge av referansepulser som har en frekvens som er A ganger høyere enn frekvensen f_r av det innkommende referansesignalet. Tallet A er et fast heltall valgt slik at frekvensen Af_r er betydelig høyere enn de høyeste komponentene av målefrekvensen f_m for å være sikker på god filtrering. I fasedreinkretsen 15 kan, for $2 \times 120^\circ$, tallet A ha verdien 12. Denne frekvensøkningen, som svarer til en tilsynelatende økning i lengden av referanselinjen, kan naturligvis bli oppnådd på mange måter, men det er viktig at ingen forsinkelse eller forvrengning blir innført. I større detalj, som kan ses fra fig. 2, blir referansesignalet etter filtrering gjennom smalbåndfilteret 14 sendt gjennom to 120-graders fasedreinkretser 15A og 15B, for å frembringe det trefasede signalet som er illustrert i fig. 3, og som har spenningskomponentene V_1 , V_2 og V_3 . Hver fasedreinkrets 15A, 15B omfatter en operasjonsforsterker med lav-pass tilbakekobling. Av fig. 3 kan man se at i løpet av hver periode av trefasespenningen, kan det finnes tolv punkter med like tidsmellomrom, hvor spenningen av hver av fasekomponentene V_1 , V_2 , V_3 er like hverandre eller er null. Til utgangen av filteret 14 og de respektive utganger av fasedreinkretsene 15A og 15B er det forbundet seks spennings-sammenlignere 16A-16F, som vist i fig. 2, for å sammenligne spenningen til hver komponent i trefasespenningen

med en referansespenning (null) og med spenningen av hver av de andre komponentene. Utgangen fra hver sammenligningskrets 16A-16F er en firkantbølge, slik at hver sammenligningskrets produserer en utspenning som er alternerende høy og lav, og de seks firkantbølgeutgangene av hver sammenligningskrets er forskjellig fra hverandre i fase, slik at ved ethvert gitt øyeblikk produserer noen av sammenligningskretsene en høy utgang, og resten produserer en lav utgang. Utgangene fra sammenligningskretsene 16A-16F er ført en like/odde logikkenhet 16G, som produserer en lav utgang hvis et likt antall av de seks utgangene fra sammenligningskretsene er høye, og produserer en høy utgang hvis et odde tall av sammenligningskretsene har høy utgang. Utgangen av den like/odde logikkenheten 16G er ført til en monostabil krets eller pulsdanner 16H som produserer en kort puls for hver tilstandsforandring på utgangen fra logikkenheten 16G. På denne måten blir referansesignalet digitalisert og frekvensmultiplisert med 12 for å produsere referansepulstoget som har frekvensen Af_r som meget nær følger enhver forandring i frekvensen til referansesignalet.

Referansepulsene med frekvensen Af_r er ført til multiplikatorkretsen 17, som gir ut Q individuelle pulser for hver puls i pulstoget. Tallet Q er et variabelt heltall, som blir beregnet i regneenheten 18 ved hjelp av de foregående måleresultatene. Pulstoget som kommer fra multiplikatoren 17, som følgelig har frekvensen $f_r \times A \times Q$ er ført til telleren 19. For hver puls som føres til telleren 19, sender nevnte teller ut en binær utgang som utgjør en adresse til lageret 20. I lageret er det, som nevnt ovenfor, en tabell av verdier for sinus og kosinus for et stort antall Z vinkler med stort sett regulære intervaller rundt en hel 360° omkrets. Tallet Z er en potens av 2, og kan for eksempel være 256. Etter at telleren 19 har gitt ut Z binære utganger, starter den en ny rundgang.

Lageret 20 virker på den måten at hver gang det blir adressert, gir det ut en binær utgang som svarer til tabellens sinusverdi for den tilsvarende adressen, for eksempel på utgangen til blandetrinnet 21, og er binær utgang som svarer til tabellens kosinusverdi er gitt ut på den andre utgangen, for eksempel til blandetrinnet 22. Sekvensen av binære utganger til hver av de kombinerte blandetrinnene og A/D-omformerne 21, 22 utgjør et kontrollsignal, og frekvensen av den sinusformede bølgen som angis ved hver av disse kontrollsignalene, er lik den ovenfornevnte frekvensen i pulstoget, $f_r \times A \times Q$, dividert med Z . Denne frekvensen AQf_r/Z er heretter betegnet kontrollsekvensen.

Kontrollsignalene i binær form som utgår fra lageret 20, blir i dette tilfellet omformet til analoge signaler i de respektive D/A-omformerne 21, 22 for å muliggjøre sammenligning med det analoge målesignalet på utgang 9 fra senderenheten. Fordi Z er et stort tall (for eksempel 256) angir kontrollsignalutgangene fra A/D-omformerne et stort antall tett plasserte punkter langs en sinusformet bølge, og således kan de binære utgangene fra lageret 20 betraktes som nokså glatte. I sin funksjon som blandetrinn, virker D/A-omformerne 21, 22 som multiplikatortrinn, hvor målesignalet på utgangsterminalen 9 som har målefrekvensen f_m , blir brukt som en referansespenning. Utgangene av D/A-omformerne 21, 22 blir filtrert i de respektive lav-pass filterne 23, 24.

Frekvensen av hver av de lav-pass-filtrerte signalene er en differansekvsekvens mellom kontrollfrekvensen AQf_r/Z og den virkelige frekvensen på målesignalet f_m eller, sagt på en annen måte, er lik henholdsvis sinus eller kosinus av fasevinkelen ϕ mellom bølgeformen til kontrollfrekvensen og målesignalet.

Det variable tallet Q som blir bestemt på grunnlag av måleresultatet oppnådd i foregående sveip, er et helt tall

av en slik størrelse at kontrollfrekvensen AQf_r/Z svarer til en antatt målefrekvens. Hvis avstanden H i beholderen varierer langsomt, som vanligvis vil være tilfelle, vil Q bli forsøkt gjort til det heltall som bringer kontrollfrekvensen AQf_r/Z så nær som mulig i samsvar med målefrekvensen f_m , og da vil faseforandringen mellom kontrollsignalet og målesignalet i løpet av et helt sveip bare være en brøkdel av 360° . Denne faseforandringen kan bli beregnet og benyttet for å korrigere den antatte verdien på avstanden. Beregningen av faseforandringen i løpet av et sveip finner sted i regneenheten 18, og for å oppnå det, blir det lav-pass-filtrerte signalet digitalt omformet i A/D-omformerne 25 og 26. Disse omformerne blir taktstyrt med samplingpulser som dannes fra referansepulsene fra pulsdanneren 16 ved å dividere deres frekvens Af_r med en konstant K i divisjonskretsen 27.

Rent matematisk medfører den beskrevne fremgangsmåten å produsere kontrollfrekvensen at resultatet ikke påvirkes av hvordan frekvensen av mikrobølgeoscillatoren forandres i løpet av et sveip, forutsatt at forandringen finner sted monotont slik som det begrepet er definert ovenfor. Fra et praktisk synspunkt (blant annet filteret 14), vil det være å foretrekke å operere med en lineær frekvens-forandring.

Hvordan beregningen av høyden på nivået i tanken (det vil si avstanden H) finner sted, vil nå bli beskrevet. Ved dette blir det antatt at i løpet av et måleintervall som utgjør en del av et sveip hvor både referanse- og målesignalet blir produsert, er det M referansepulser i pulstoget fra pulsdanneren 16, som definerer M/A referanseperioder, og i løpet av den samme tiden blir det frembragt N samplingpulser, hvor $N = M/K$. Tallet M er et fast heltall som er valgt slik at både M/A og M/K er heltall. Typisk kan M være lik 1428. Man vil merke seg at en referanseperiode er den tid som trengs for en hel svingning av referansesignalet på frekvensen f_r .

166345

10

For å oppnå så stor nøyaktighet som mulig, er det viktig at beregningen av faseforandringen blir utført i løpet av et helt antall referanseperioder, og at samplingpulsene ikke blir tatt fra en og samme del av perioden av referansesignalet. Av den grunn bør K være et primtall (for eksempel 17), og det totale antall M referansepulser brukt i løpet av et sveip bør være så stor at M kan divideres med K for å gi et helt antall samplingpulser.

10

Fordi signalene som skal evalueres varierer relativt sakte i løpet av et sveip, trenger ikke tallet på samplingpulser å være stort. Hastigheten av sveipet og hastigheten på regneenheten er derfor ikke kritiske.

15

For hvert sveip blir det gjort en antagelse h for avstanden H, på grunnlag av den foregående måleverdien. Fra den antagelsen blir heltallet Q bestemt ut fra ligningen

20

$$Q = \left[\frac{h}{A} \cdot \frac{Z}{L} \right]$$

25

hvor Z er kvotienten av pulsfrekvensen som blir ført til telleren 19 dividert med frekvensen på kontrollsignalet ut fra lageret 20, A er faktoren som frekvensen på referansesignalet blir multiplisert med i kretsene 15 og 16, og L er lengden på referanselinjen 11. Fordi toget med referansepulser som utgår fra pulsdanneren 16 med en pulsfrekvens og $A \times f_r$ blir frekvensmultiplisert med Q og frekvensdividert med Z, har utgangssignalet fra lageret 20 en frekvens $(h/L) \times f_r$, det vil si at det er likt den forventede frekvensen på målesignalet.

30

Ved multiplikasjon i D/A-omformerne 21 og 22 og filtrering i lav-pass-filtre 23, 24 oppnår man to lavfrekvente signaler som er forskjøvet 90° i fase i forhold til hverandre. Etter analog til digital omforming, kontrollert av samplingpulsene fra divisjonskretsen 27, betegnes disse to signalene S_n og C_n i henholdsvis sinusgrenen og kosinusgrenen. På grunnlag av disse signalene kan man

35

beregne faseforandringen $\Delta\phi$ mellom målesignalet og kontroll-
 signalet fra lageret 20 som oppstår i løpet av et sveip,
 ved å bestemme faseforandringen mellom påfølgende samp-
 5 lingpulser. Mellom samplingpuls $n - 1$ og samplingpuls
 n , kan $\Delta\phi$ bli definert som

$$\Delta\phi_n = \phi_n - \phi_{n-1} = \arctan \frac{S_n C_{n-1} - S_{n-1} C_n}{S_{n-1} S_n + C_{n-1} C_n}$$

10 Vanligvis blir $\Delta\phi$ så liten av $\arctan$ funksjonen kan bli
 lineærisert uten tap av nøyaktighet. Den totale fasefor-
 andringen F er følgelig gitt ved

$$15 \quad F = \sum_{n=1}^N \Delta\phi_n.$$

F blir benyttet for å korrigere Q og for å beregne en kor-
 reksjonsfaktor D for den antatte verdien på distansen h .
 20 Ved summeringen av $\Delta\phi_n$, kan $\Delta\phi_n$ bli multiplisert med vekt-
 faktorer for å oppnå samme fordeler som er omtalt i det
 ovenfornevnte US patent nr. 4.044.355. Den beregnede av-
 standen H er endelig gitt ved:

$$25 \quad H = h + D = \frac{A \cdot L \cdot Q}{Z} + \frac{A \cdot L \cdot F}{2 \pi M}$$

Denne ligningen gjelder i det tilfellet hvor forplant-
 ningshastigheten er konstant, og fasevinkelen ϕ mellom kon-
 trollsignalet og målesignalet følgelig øker lineært. I et
 30 rør vil imidlertid ikke forplantningshastigheten være kon-
 stant, men avhenger av frekvensen, og følgelig vil fasen
 ϕ ikke variere lineært med frekvensen. Ligningen ovenfor
 for H kan fremdeles bli brukt, men med visse modifikasjo-
 ner. Her er det nødvendig å skille mellom den tilsyne-
 35 latende avstanden H og den virkelige fysiske avstanden d .
 Problemet blir forenklet ved å anta at røret har en kon-
 stant diameter langs dets hele lengde, og at man kan se
 bort fra lengden innenfor anordningen. I dette forenk-
 lede tilfellet er fasen ϕ gitt ved :

166345

12

$$\phi = 2d \sqrt{k^2 - k_c^2} - 2kh$$

5 hvor liten k er bølgetallet (= 2π dividert med bølgelengden, k er proporsjonal med mikrobølgefrequensen) og k_c er bølgetallet ved "cutoff". I dette tilfellet blir det antatt at forplantningslengden for mikrobølgesignalet består av et rør som har en diameter slik at k_c er lik 3.68/diameter. Kvotienten gjelder hvis grunnmodus til
10 røret blir benyttet.

Diameteren av røret, som nevnt tidligere, er i praksis vanskelig å bestemme med tilstrekkelig nøyaktighet, og derfor kan heller ikke k_c og ϕ bli nøyaktig bestemt. Hvis
15 ϕ blir funnet, kan imidlertid k_c bli eliminert fra ligningen for d . Den første og andre deriverte av ϕ med hensyn på k blir

$$\phi' = \frac{2kd}{\sqrt{k^2 - k_c^2}} - 2h$$

20

$$\phi'' = \frac{-2dk_c^2}{(k^2 - k_c^2)^{1.5}}$$

som etter eliminering av k_c gir:

25

$$d = \frac{\phi' + 2h}{2 \sqrt{1 - [k\phi''/(\phi' + 2h)]}}$$

I det lineære tilfellet, det vil si når forplantningshastigheten er konstant og ϕ øker lineært med frekvensen (bølgetallet), er den første deriverte $\phi' =$ konstant og $\phi'' = 0$.
30 Uttrykket under rottegnet i den siste ligningen ovenfor blir da 1 og $d = (\phi' + 2h)/2$. Således kan ϕ' bli bestemt fra det andre leddet i ligningen ovenfor for H .

35 Forandringen av k i løpet av det effektive sveipet er $\tilde{\omega} M/AL$, og i løpet av et samplinginterval er $\tilde{\omega} M/ALK$, som medfører at ϕ'' kan bli beregnet som

$$\phi'' = K(\Delta\phi_N = \Delta\phi_1) \left(\frac{AL}{M} \right)^2$$

Naturligvis kan en enda mer nøyaktig verdi av ϕ' bli kalkulert ved å utnytte alle $\Delta\phi$ for en mer nøyaktig kurvetilpasning. For det generelle tilfellet hvor k_C ikke er den samme for alle deler av strekningen, kan tilsvarende form-
5 ler bli funnet.

Selv om anordningen er blitt beskrevet både med sinus og kosinusgrener som utgjøres av de respektive blandetrinnene
10 og D/A-omformerne 21, 22, kan man tenke seg en anordning med enten bare sinusgrenen eller bare kosinusgrenen. I et slikt tilfelle er det imidlertid nødvendig å sørge for at frekvensen på referansesignalet aldri kan bli lik frekvensen til målesignalet, eller at det tilfellet hvor
15 frekvensen av disse to signalene er den samme kan skilles fra det tilfellet hvor det ikke er noe signal.

I stedet for at beregningene blir utført ovenfor som i blokkene 17, 19, 20 og 27, kan den samme funksjonen bli
20 utført i en mikroprosessor av konvensjonell type.

Filterne 23 og 24 kan være digitale filtere kontrollert av samplingpulser som utgår fra divisjonskretsen. Det vil også være innlysende at anordningen som betegnes med
25 blokkene 17, 19 og 20 kan bli utført i form av en mikroprosessor.

30

35

166345

14

P a t e n t k r a v

1. Fremgangsmåte for å måle avstanden til en overflate av et fast eller flytende materiale, idet et mikrobølgesignal
5 hvis frekvens varierer fortrinnsvis lineært under et måleintervall, sendes ut mot overflaten fra hvilken signalet reflekteres, og etter en forplantningstid svarende til nevnte avstand blir blandet med det signal som da utsendes, slik at der fremskaffes et målesignal med en frekvens (f_m)
10 svarende til avstanden, samtidig som signalet også mottas med en forsinkelse svarende til en kjent lengde (L) og på analog måte omformes til et referansesignal med en referansefrekvens (f_r) svarende til den kjente lengde, og samtidig som målefrekvensen (f_m) relateres til referansefrekvensen (f_r), slik at beregningen av nevnte avstand vil basere seg på nevnte kjente lengde,
15 k a r a k t e r i s e r t v e d trekkene å frekvensmultiplisere referansesignalet med et tall (Q) som er proporsjonalt med kvotienten mellom en tilnærmet verdi for avstanden (H) og den kjente lengde (L), hvorefter frekvensen divideres med et fast tall (Z), slik at der dannes et styresignal hvis frekvens blir en approksimasjon av den forventede målefrekvens, å blande styresignalet med målesignalet, under et måleintervall å beregne endringen i
20 faseforskjell mellom målesignalet og styresignalet, samt ved hjelp av faseendringen å beregne et korreksjonsledd som tillegg den tilnærmede verdi for nevnte avstand gir den søkte avstand (H).
- 30 2. Fremgangsmåte som angitt i krav 1, k a r a k t e r i s e r t v e d at det blandede styre/-målesignal samples, at faseendringen under hvert samplingsintervall beregnes, og at en veiet gjennomsnittsverdi av faseendringene benyttes ved beregning av korreksjonsleddet.
- 35 3. Fremgangsmåte som angitt i et av de foregående krav, k a r a k t e r i s e r t v e d at referansesignalet etter multiplikasjonen benyttes til å styre frembringelsen

av adresser til et lager (20), i hvilket verdier for sinus og kosinus er lagret, og fra hvilket der avgis et meget rent, sinusformet signal.

- 5 4. Fremgangsmåte som angitt i et av de foregående krav, k a r a k t e r i s e r t v e d at den søkte avstand fås som $H = \frac{A \cdot L \cdot Q}{Z} + \frac{A \cdot L \cdot F}{2 \pi M}$, der L er den kjente lengde, Q er det nevnte variable heltall, F er den totale faseendring under
10 nevnte måleintervall M, antallet av referansepulser under måleintervallet, og A og Z utgjør konstanter.

5. Fremgangsmåte som angitt i et av de foregående krav, k a r a k t e r i s e r t v e d at faseendringens
15 variasjon over måleintervallet beregnes fra faseendringene og anvendes for beregningen av korreksjonsleddet når målingen finner sted under de forhold der forplantningshastigheten av det mikrobølgesignal som utsendes mot overflaten, ikke er konstant på grunn av at frekvensen varierer.
20

6. Fremgangsmåte som angitt i et av de foregående krav, k a r a k t e r i s e r t v e d at målingene finner sted over et helt antall perioder av referansesignalet og et helt antall av samplingsintervaller.
25

7. Fremgangsmåte som angitt i et av de foregående krav, k a r a k t e r i s e r t v e d at kvotienten mellom antallet av referansepulser og antallet av samplingsintervaller er et printall.
30

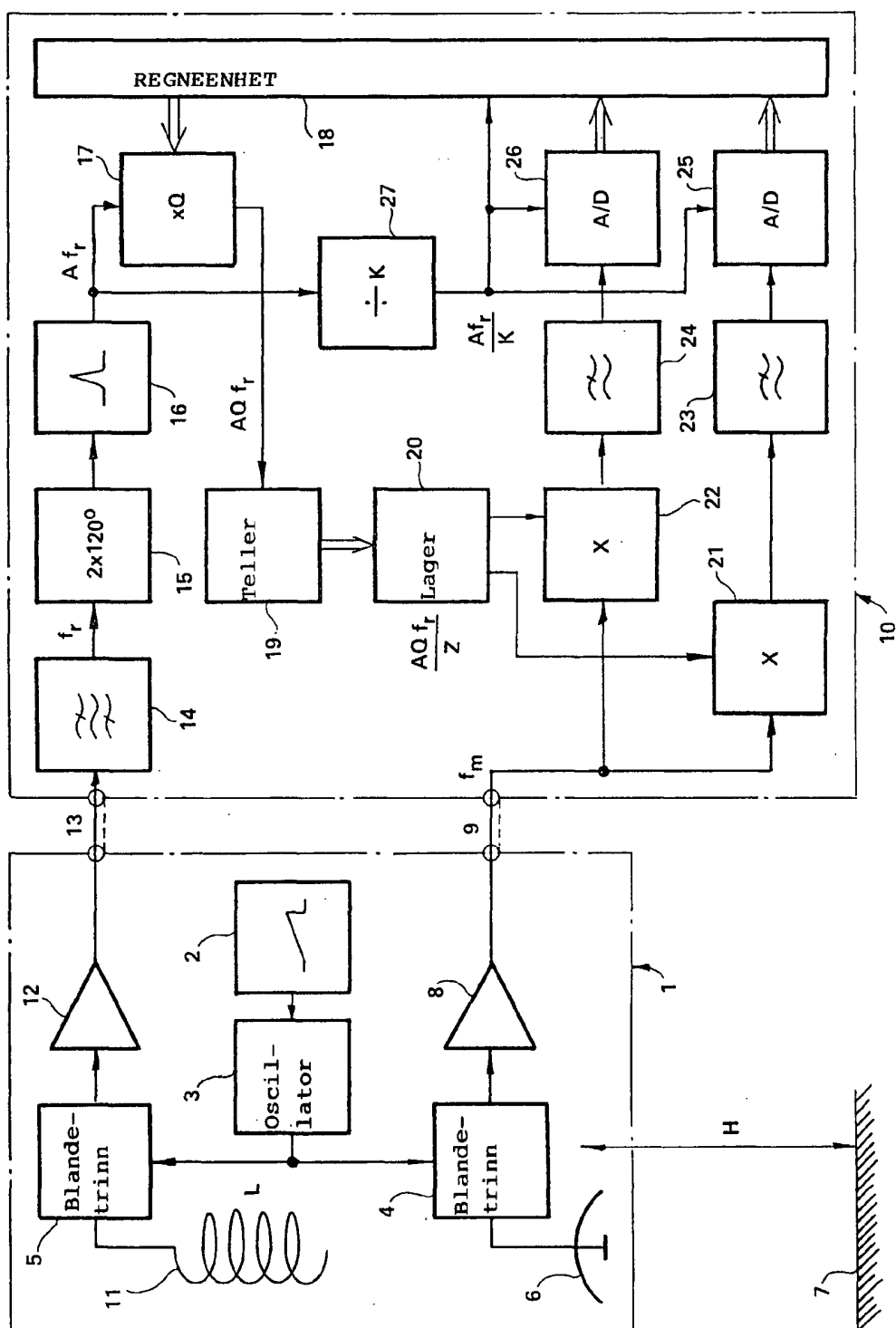
8. Anordning for måling av en avstand (H) mellom en overflate (7), omfattende en mikrobølgegenerator (2, 3) for generering av et mikrobølgesignal hvis frekvens fortrinnsvis er lineær under et måleintervall, en antenne (6) for
35 utsendelse av mikrobølgesignalet mot den overflate (7) som avstanden skal måles til, og for mottagelse av det mikrobølgesignal som reflekteres fra overflaten (7), et første blandetrinn (4) som er forbundet med antennen (6) og mikrobølgegeneratoren (2, 3) og er innrettet til å blande

166345

16

det reflekterte signal med det utsendte signal for fremskaffelse av et målesignal med en frekvens svarende til overflaten, en forsinkelseslinje (11) som er forbundet med mikrobølgegeneratoren (2, 3) og har en kjent lengde (L), et
5 andre blandetrinn (5) som er forbundet med forsinkelseslinjen (11) og mikrobølgegeneratoren (2, 3), og er innrettet til å fremskaffe et referansesignal med en frekvens (f_r) svarende til den nevnte lengde (L), samt anordninger (10) for signalbehandling,
10 k a r a k t e r i s e r t v e d at nevnte anordninger omfatter en multiplikator (17) som er innrettet til å multiplisere referansesignalets frekvens (f_r) med et tall (Q) som representerer en tilnærmet verdi av avstanden (H), en teller (19) som er innrettet til å dividere frekvensen
15 (Qf_r) etter multiplikatoren med et fast tall (Z), blandetrinn (21, 22) innrettet til å blande det således multipliserte og dividerte referansesignal med målesignalet, beregningsmidler (18) som er operativt forbundet med blandetrinnene (21, 22) og multiplikatoren (17), og som er
20 innrettet til å beregne endringen i faseforskjell mellom det multipliserte referansesignal og målesignalet under et måleintervall og ved hjelp av denne beregne et korreksjonsledd som tillagt den tilnærmede avstandsverdi gir den søkte avstand (H).
25
9. Anordning som angitt i krav 8,
k a r a k t e r i s e r t v e d at der mellom multiplikatoren (17) og nevnte blandetrinn (21, 22) er innkoblet en signalbehandlingskrets (19, 20), som omfatter en teller
30 (19) som er tilkoblet adresseinngangene til et lager (20) hvor der er lagret verdier for sinus og cosinus.

35



166345

FIG 2

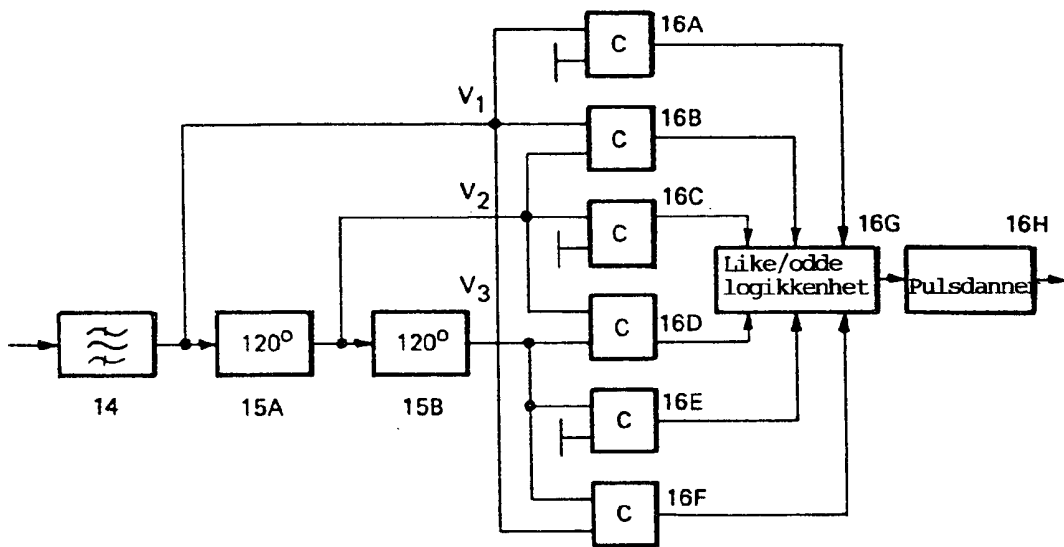


FIG 3

