

(19) DANMARK



(12) FREMLÆGGESESSKRIFT

(11) 163193 B

Patentdirektoratet
TAASTRUP

(21) Patentansøgning nr.: 4697/84
(22) Indleveringsdag: 01 okt 1984
(24) Løbedag: 05 apr 1984
(41) Alm. tilgængelig: 11 okt 1984
(44) Fremlagt: 03 feb 1992
(86) International ansøgning nr.: PCT/NO84/00019
(86) International indleveringsdag: 05 apr 1984
(85) Videreførelsesdag: 01 okt 1984
(30) Prioritet: 05 apr 1983 NO 831198

(51) Int.Cl.5

G 01 F 23/28
G 01 S 13/32

(71) Ansøger: *AUTRONICA A/S; Haakon VII's gate; N-7000 Trondheim, NO
(72) Opfinder: Fritz *Bekkadal; NO, Tor *Schaug-Pettersen; NO

(74) Fuldmægtig: Patentbureauet Magnus Jensens Eftf.

(54) Fremgangsmåde og anordning ved måling af afstanden til et objekt

(56) Fremdragne publikationer

EP off.g.skrift nr. 60597
GB off.g.skrift nr. 2083312
US pat. nr. 4210023

4697-84

(57) Sammendrag

4697-84

Fremgangsmåde ved måling af afstanden til et objekt

Fremgangsmåde og anordning til måling af afstanden til et objekt, især afstanden til overfladen (17) af en væske (16) eller et andet flydedygtigt medium i en beholder (15), og hvor en antenne (11) er placeret i en afstand fra og rettet mod overfladen (17) forbundet med en måleenhed (12), en kanalenhed (13) og en niveaucentral (14).

Et mikrobølgesignal med valgbar frekvens genereres i måleenheden (12), hvorefter en del benyttes som referencesignal, medens en del tilføres antennen (11) og udstråles fra denne mod overfladen (17). På grundlag af det reflekterede signal, som modtages af antennen (11) og tilføres måleenheden (12), samt referencesignalet, dannes en funktion af antennens indgangsrefleksionskoefficient, hvor funktionen er bedst mulig tilpasset den aktuelle målesituation. Der foretages en fouriertransformation af et sæt af værdier af denne funktion ved et givet sæt af målefrekvenser, hvorefter afstanden til overfladen (17) bestemmes.

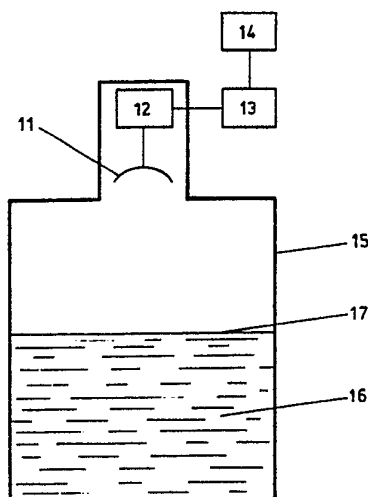


FIG. 1

- 1 -

Den foreliggende opfindelse angår en fremgangsmåde ved måling af afstanden til et objekt som anført i krav 1's indledning.

5 Endvidere angår opfindelsen en anordning for sådan afstands- og niveaubestemmelse.

Al terminologi, som her er benyttet i tilknytning til mikrobølgeteknik, er i overensstemmelse med definitioner i IEC STANDARD, Publication 615: "Terminology for microwave apparatus" Geneve, Schweiz 1976.

10 Til dette ovenfor angivne formål kan følgende fremgangsmåder baseret på udstråling af elektromagnetiske bølger benyttes:

Impuls-radar

15 Signalet sendes ud som korte impulser. Det modtagne signal består af en række impulser svarende til ekko fra forskellige afstande. Signalbehandlingen består af tids- og amplitudebestemmelse af ekkoimpulser, hvilket kræver meget hurtige kredsløb. Opløsningen bliver bedre, jo kortere impuls længden T er. Ny impuls kan ikke sendes ud, før alle
20 signifikante ekkoer er kommet tilbage. Dersom tiden mellem udsendelse af impulser er T , vil forholdet mellem spids-effekt og middeleffekt for radarsenderen være T/τ . For at impulserne ikke skal forvrænges, må radaren have en bånd-bredde $\sim 1/\tau$.

25 "Chirp"-radar

Denne radartype adskiller sig fra impuls-radaren alene ved måden, impulsen genereres og detekteres på. Det udsendte signal er længere i tid, men er frekvensmoduleret, således at frekvensen går fra laveste til højeste frekvens
30 i impulsspektret. I modtageren passerer signalet et signaltilpasset filter ("matched filter"), som forsinker de lave frekvenser i forhold til de høje og komprimerer signalet til en impuls af samme længde som i en impulsradar med samme krav til opløsning. Efter kompression er signal-
35 behandlingen den samme for de to systemer. "Chirp"-radaren kræver mindre spidseffekt end impulsradaren, men kræver til gengæld et signaltilpasset filter.

- 2 -

FM-radar

I denne radartype har det udsendte signal konstant amplitude. Det frekvensmoduleres lineært og periodisk fra laveste til højeste frekvens i båndet, eller omvendt, på samme måde som i "chirp"-radaren, men frekvensforskydningen kan her tage længere tid. En del af det udsendte signal afgrenses og anvendes som lokal-oscillatorsignal for en modtagerblander, hvori det reflekterede signal blandes med dette signal. På grund af tidsforsinkelsen til det reflekterede signal fås en differencefrekvens, som er proportional med afstanden til refleksionspunktet. Forskellige refleksionsbidrag viser sig i det modtagne signal som bestemte frekvenskomponenter, som kan skilles ud ved brug af filtre.

Analysen af det modtagne signal sker ved hjælp af en filterbank eller et eller flere afstemmelige filtre (spektrumanalysator). Modtageren kan konstrueres med lille båndbredde, men forskydningstiden må da være kort, hvis blandedfrekvensen skal ligge i det område, hvor modtagerens støjfaktor er lav.

Reflektometer

Ved denne metode måles refleksionskoefficienten $\rho = re^{j\varphi}$ for antennen over det aktuelle frekvensområde. Her er r refleksionskoefficientens modulus (amplitude) og φ dens fase, medens e er grundtallet for den naturlige logaritme og $j = \sqrt{-1}$. I praksis måles refleksionskoefficienten $\rho(f)$, hvor f er målefrekvensen, for et antal diskrete frekvenser, som er jævnt fordelt over frekvensområdet. Måledata går ind på en mikroprocessor, eventuelt en anden datamaskine, hvor der foretages en fouriertransformation af $\rho(f)$ fra frekvensplanet til tidsplanet. Resultatet bliver en tidsfunktion, som modsvarer det reflekterede signal i et impulsradarsystem. Af denne grund kan systemer baseret på reflektometermetoden gives betegnelsen syntetiserede impulsradarsystemer. Signalet vil imidlertid ikke foreligge i sand tid, men i dataform, og dette har store fordele ved den videre signalanalyse.

Reflektometermetoder er tidligere anvendt i tilsvarende måleudstyr, se eksempelvis EP 60.597 A3.

Den foreliggende opfindelse udnytter imidlertid reflektometerprincippet i kombination med en række specielle signalgenererings- og behandlingsmetoder, som giver niveaumålesystemet bedre nøjagtighed og større fleksibilitet end eksisterende metoder og medfører andre fordele, som skal beskrives i det følgende.

Systemer baseret på reflektometermetoden kan ikke operere i sand tid, som antydnet ovenfor. Det er da mest naturligt at benytte digital signalbehandling, og dette medfører en del karakteristiske træk for systemet. Der må benyttes en diskret fouriertransformation (DFT) og fortrinsvis med ækvidistante frekvenser, dersom hurtige DFT-algoritmer såsom FFT ("Fast Fourier Transform") skal anvendes. Hvis afstanden mellem frekvenserne i dette ækvidistante sæt er Δf , vil tidsrepræsentationen af refleksionskoefficienten $\rho(f)$ gennem en diskret fouriertransformation være periodisk med periode $T = \frac{1}{\Delta f}$. To bidrag til $\rho(f)$ med tidsforsinkelser τ_1 og τ_2 vil vise sig på samme sted i tidsrepræsentationen, hvis $|\tau_2 - \tau_1| = nT$, hvor n er et helt talt ($n = 0, 1, 2, \dots$). Af denne grund er det for det første nødvendigt at vælge T så stor, at den største værdi af tidsforsinkelsen τ , som kan optræde inden for det aktuelle måleområde, $\tau_{\max}$, er mindre end T . Desuden må T vælges så stor, at ingen bidrag, som er stærke nok til at forstyrre måleresultatet, har tidsforsinkelser større end T .

En forenkling af systemet kan opnås ved at måle kun den reelle del, realdelen $\text{Re}\{\rho(f)\}$, eller kun den imaginære del, imaginærdelen $\text{Im}\{\rho(f)\}$, af den komplekse refleksionskoefficient $\rho(f)$. Sættes fasen af referencesignalet, det signal som det reflekterede signal fra antennen sammenlignes med ved måling af $\rho(f)$, lig 0, vil et reflekteret signal med tidsforsinkelse give et bidrag til $\rho(f)$, som er proportionalt med $e^{-j2\pi f\tau}$. Realdelen af dette bidrag er $\text{Re}\{e^{-j2\pi f\tau}\} = \cos(2\pi f\tau) = 1/2 \{e^{j2\pi f\tau} + e^{-j2\pi f\tau}\}$, hvilket betyder, at der optræder lige store bidrag ved tidsforsinkelserne τ og $-\tau$. På grund af den ovenfor nævnte periodisitet af den diskrete fouriertransformation vil bidraget med

tidsforsinkelse $-\tau$ også vise sig med tidsforsinkelsen $T - \tau$. Dette betyder, at når kun realdelen eller imaginærdelen af $\rho(f)$ måles, skal T vælges så stor, at den største værdi af tidsforsinkelsen τ , som kan optræde inden for det aktuelle måleområde, $\tau_{\max}$, er mindre end $T/2$.

En ulempe ved at måle afstanden til et objekt ved hjælp af en fritstående antenne er, at det reflekterede signal aftager betydeligt med øgende afstand til objektet. For en plan overflade som et aktuelt tilfælde er amplituden af det reflekterede signal omvendt proportional med afstanden fra antennen, når afstanden er over en vis mindsteværdi, medens ekko-amplituden for et objekt med ringe vinkeludstrækning er omvendt proportionalt med kvadratet af afstanden. Dette er tilfældet, når mediet mellem antennen og måleobjektet er tabsfrit, for så vidt angår elektromagnetisk bølgeudbredelse. Hvis de elektromagnetiske bølger dæmpes stærkt på grund af det nævnte mediums egenskaber, vil amplituden af det modtagne signal aftage stærkere med afstanden end ovenfor angivet. Problemerne ved digital signalbehandling opstår særlig, når det ønskede signal kun udgør en meget lille del af det totale signal. Der kræves da stor opløsning, dvs. mange cifre i den digitale repræsentation af signalet.

En betydelig forbedring opnås ved hjælp af den foreliggende opfindelse ved, at man i stedet for at benytte værdier af antennens indgangsrefleksionskoefficient direkte i fouriertransformationen først danner en funktion af refleksionskoefficienten, som er tilpasset den aktuelle målesituation og det aktuelle måleobjekt, hvorefter værdier af denne funktion fouriertransformeres.

Ved måling mod en plan overflade gennem et medium med lille dæmpning er f.eks. denne optimale funktion den afledede med hensyn til frekvensen af refleksionskoefficienten $\rho(f)$, altså $\rho'(f) = \frac{d\rho(f)}{df}$, som den følgende beregning viser.

Dersom vi lader $F\{x\}$ angive fouriertransformationen af x , og vi har:

$$F\{\rho(f)\} = R(\tau) \quad (1)$$

så er

$$\frac{1}{2\pi j} F\{\rho'(f)\} = \tau \cdot R(\tau). \quad (2)$$

Vi ser af dette, at ved at benytte den afledede af $\rho(f)$ bliver bidraget fra større afstand fremhævet i forhold til bidraget fra mindre afstand og proportionalt med denne afstand. Refleksionsbidraget fra en plan overflade med stor udstrækning vil da være uafhængig af afstanden fra antennen.

I praksis vil man i dette tilfælde ikke måle $\rho'(f)$ men den differentielle refleksionskoefficient $\Delta\rho(f)$, som fremkommer ved at måle $\rho(f)$ ved to frekvenser i lille afstand f_d og subtrahere værdierne:

$$\Delta\rho(f) = \rho\left(f + \frac{f_d}{2}\right) - \rho\left(f - \frac{f_d}{2}\right) \quad (3)$$

Dette må gøres på analog basis, dersom den ovenfor nævnte reduktion af digital opløsning skal opnås.

For at måle den differentielle refleksionskoefficient eller dens reelle eller imaginære del kan man gå frem på følgende måde:

Mikrobølgesignalet, som påtrykkes antennens indgangsterminal, veksler mellem to frekvenser i afstand δf , $f_1 = f - \delta f$ og $f_2 = f + \delta f$, hvor f er målefrekvensen. Det signal, som reflekteres fra antenneterminalen, går til en detektorkreds, hvis udgangsspænding V er proportional med f.eks. $\operatorname{Re}\{\rho\}$. Når frekvensen varierer mellem f_1 og f_2 , vil V variere mellem $V_1 \sim \operatorname{Re}\{\rho(f_1)\}$ og $V_2 \sim \operatorname{Re}\{\rho(f_2)\}$. Spændingen $\Delta V = V_2 - V_1$ er da et mål for $\operatorname{Re}\{\rho(f_2)\} - \operatorname{Re}\{\rho(f_1)\}$. På samme måde kan højere differentialer dannes ved, at man lader frekvensen veksle mellem n værdier, $f_1, f_2, \dots, f_n$ og tager en passende lineær kombination af de tilsvarende detektorspændinger $V_1, V_2, \dots, V_n$.

For at opnå stor nøjagtighed i niveaufastlæggelsen ved den foreliggende opfindelse er det nødvendigt at kende de frekvenser, som værdierne af funktionen af antennens indgangsrefleksionskoefficient findes ved, målefrekvenserne, med stor nøjagtighed. I princippet kan dette ske ved, at de enkelte målefrekvenser syntetiseres eller måles med f.eks. en frekvenstæller, som har tilstrækkelig nøjagtighed.

Disse fremgangsmåder vil imidlertid med eksisterende teknik blive kostbare og tidskrævende, og følgende fremgangsmåde vælges derfor ved den foreliggende opfindelse:

Mikrobølgesignalet genereres af en spændingsstyret
 5 oscillator (VCO), og styrespændingen varieres således, at frekvensen øges eller aftager tilnærmet lineært med tiden. Målingerne kan da hensigtsmæssigt foretages ved ækvidistante tidspunkter. Signalet deles i to dele, hvor den ene del bruges til målinger af et impedanselement, referenceimpedansen, hvis impedans er en kendt funktion af
 10 frekvensen. Måling af denne referenceimpedans foretages ved de samme, eller ved en del af de samme, frekvenser, som den anden del af det genererede mikrobølgesignal benyttes til at måle antennen ved.

15 Dersom referenceimpedansens refleksionskoefficient ρ_r ved målefrekvens nr. k , f_k , er ρ_{rk} , findes f_k ved at løse ligningen:

$$\rho_{rk} = \rho_r(f_k) \quad (4)$$

hvor $\rho_r(f)$ er det kendte frekvensforløb af ρ_r . I princip
 20 pet må da frekvensen f være en entydig funktion af ρ_r i hele det aktuelle målefrekvensområde. Dersom det imidlertid på forhånd er kendt, at f_k ligger mellem to frekvenser f_a og f_b , hvis afstand er mindre end målefrekvensområdet, er det tilstrækkeligt, at f er en entydig funktion af ρ_r
 25 i frekvensområdet f_a til f_b .

Ved denne frekvensmåleprocedure bliver målefrekvenserne i almindelighed ikke ækvidistante, og hensigtsmæssige interpolationsrutiner anvendes, når et ækvidistant målefrekvenssæt ønskes, f.eks. som nævnt ovenfor, i en
 30 FFT-algoritme. Det er i det foregående forudsat, at det objekt, man måler afstanden til, er i ro. Dersom objektet bevæger sig, f.eks. sådan som væskeoverfladen i en beholder som fyldes eller tømmes, vil der kunne opstå målefejl.

35 Vi forudsætter, at målingen sker i frekvensområdet $(f_0 - \Delta F/2, f_0 + \Delta F/2)$, dvs. i et frekvensbånd af bredde F omkring centerfrekvensen f_0 , og at tiden, det tager at gennemføre målingen, er T_0 . Dersom afstanden, som skal må-

les, forandres fra h_1 til h_2 i løbet af måletiden T_0 , vil
refleksionskoefficientens fase forandres fra
 $\varphi_1 = 4\pi(f_0 - \Delta F/2)h_1/c$ til $\varphi_2 = 4\pi(f_0 + \Delta F/2)h_2/c$ (hvor
c er lyshastigheden i mediet mellem antennen og det objekt
5 der måles på), i tilfælde af at målingen sker med stigende
frekvensværdier.

Faseforandringen er da:

$$\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = 2\pi\Delta F \frac{h_1+h_2}{c} + 4\pi f_0 \frac{h_2-h_1}{c} \quad (5)$$

10 Dette må da sammenholdes med faseforandringen for et
stillestående objekt i afstand h, som bliver $4\pi\Delta F \frac{h}{c}$ ved at
sætte $h_1=h_2=h$ i (5). Den tilsyneladende afstand til det be-
vægelige objekt bliver da:

$$\begin{aligned} 15 \quad h &= \frac{h_1+h_2}{2} + \frac{f_0}{\Delta F} (h_2-h_1) \\ &= h_m + \frac{f_0}{\Delta F} (h_2-h_1) \end{aligned}$$

Her er middelaftstanden $h_m = \frac{h_1+h_2}{2}$ den naturlige defi-
nition af afstanden til et bevægeligt objekt, medens man i
20 tilgift får leddet $(f_0/\Delta F)(h_2-h_1)$

Dersom f.eks. $f_0/\Delta F$ er lig 10, en aktuel værdi, vil
der opstå en målefejl, som er 10 gange så stor som den af-
stand, objektet bevæger sig i løbet af den tid, målingen
sker. Denne fejl kan elimineres ved desuden at foretage en
25 måling, hvor frekvensen aftager fra $f_0 + \Delta F/2$ til $f_0 - \Delta F/2$
i løbet af måletiden T_0 . Hvis objektet bevæger sig med
jævn hastighed, vil den sidstnævnte måling give en fejl med
samme absolutværdi som den førstnævnte, men med modsat for-
tegn. Ved at tage middelværdien af de to målinger vil man
30 få en afstand svarende til objektets afstand midt i den
totale måleperiode.

Fremgangsmåden og anordningen ifølge opfindelsen er
kendetegnet ved de i patentkravene angivne, karakterise-
rende træk.

35 Opfindelsen skal i det følgende beskrives nærmere un-
der henvisning til tegningen, som viser eksempler på system-
udformninger, idet

fig. 1 skematisk viser opbygningen af et målesystem baseret på fremgangsmåden ifølge opfindelsen samt systemets fire basisenheder (en antenne 11, en måleenhed 12, en kanalenhed 13 og en overvågningscentral 14),

5 fig. 2-4 i blokdiagramform nogle eksempler på realisering af måleenheden 12,

fig. 5 viser i blokdiagramform realiseringen af blokkene 20 og 21, og

10 fig. 6 skematisk hovedprocesserne i signalbehandlingsenhedens beregninger.

Virkemåden af systemløsningen i fig. 2 er som følger:

I måleenheden 12 frembringes mikrobølgesignalet af en mikrobølgegenerator 18, som kan være en spændingsstyret oscillator og deles i en effektdeler 19 mellem en antenne-
 15 måleenhed 20 i kanal A og en frekvenskalibreringsenhed 21 i kanal B. Styrespændingen til mikrobølgegeneratoren 18 kommer fra en målefrekvensstyreenhed 22, som sørger for, at signalet gennemløber et sæt af nominelle målefrekvenser. For at frembringe det sæt af frekvenser omkring
 20 hver målefrekvens, som behøves for at danne den aktuelle funktion af antennens refleksionskoefficient, overlejrer styrespændingen en tillægsspænding, som kommer fra en funktionsstyreenhed 23. Denne spænding går også til dektorenheder 24A og 24B, således at bidraget fra hver frekvens kan få den ønskede vægtfaktor.

Systemløsningen i fig. 3 adskiller sig fra den i fig. 2 viste ved den måde, frekvenssættet omkring hver målefrekvens frembringes på. Ved hjælp af en styret faseskifter 26 kan fasen af mikrobølgesignalet øges med ψ i løbet af
 30 et tidsrum T. Frekvensen af mikrobølgesignalet vil da øges med $\Delta f = \frac{\psi}{T}$. Ved at variere ψ og/eller T kan frekvenstillægget gives forskellige værdier, og et ønsket frekvenssæt genereres. Det er imidlertid ikke nødvendigt, at fasen øges lineært med tiden i tidsrummet T, fasen kan f.eks.
 35 øges i et eller flere spring, således at en sædvanlig flerfasemodulator kan anvendes.

Systemløsningen i fig. 4 adskiller sig fra den i fig. 3 viste ved, at der benyttes to styrede faseskiftere, 27A og 27B, som kun påvirker de signaler, som går til antennen

henholdsvis referenceimpedansen. Det er da muligt at anvende forskellige funktioner for A- og B-kanalen.

Antennemåleenheden 20 og frekvenskalibreringsenheden 21 kan realiseres som reflektometre.

5 Fig. 5 viser i blokdiagramform en mulig realisering af reflektometret. Mikrobølgesignalet fra effektdeleren 19 går til en ny effektdeler 30. En del af signalet går som referencesignal (lokaloscillatorsignal) til en blander 32, medens en anden del af signalet går til en duplekser 31.
10 Fra duplekseren sendes signalet ud mod den impedans, som skal måles, det reflekterede signal sendes fra duplekseren til blanderen 32, hvor det blandes med referencesignalet, hvorved der opstår et lavfrekvent signal, som går til detektorenheden 24 (24A og 24B).

15 De detekterede signaler i kanal A (fra antennemåleenheden 20) og i kanal B (fra frekvenskalibreringsenheden 21) bliver i kanalenheden 13 omformet fra analog til digital form og lagret i et dataregister i en dataakkvisitionsenhed 28, således at måleresultaterne for de to kanaler foreligger på dataform for videre behandling i signalbehandlingsenheden 29.
20

Et principskema, som illustrerer hovedprocesserne i beregningsrutinerne for signalbehandlingsenheden 29, er vist i fig. 6. Disse skal beskrives nærmere nedenfor.

25 Fra dataakkvisitionsenheden 31 foreligger værdier af den aktuelle funktion af refleksionskoefficienten for antennen ved et endeligt antal diskrete frekvenser inden for et bestemt frekvensområde i kanal A og værdier af den aktuelle funktion af refleksionskoefficienten for referenceimpedansen ved de samme, eller den del af de samme, målefrekvenser i kanal B.
30

Fra data i kanal B beregnes målefrekvensen (f) i en frekvensberegningsrutine 33. Disse frekvenser benyttes i en interpolationsrutine 34 til at finde værdier af den aktuelle funktion for kanal A ved et givet sæt af frekvenser, som er tilpasset den efterfølgende signalbehandling, i tilfælde af at dette frekvenssæt og målefrekvenserne
35

ikke er sammenfaldende. Disse funktionsværdier underkastes derefter en fouriertransformation, hvorefter en udskillelse af måleobjektets bidrag samt afstandsberregninger 36 foretages med signaltilpassede regnerutiner og a priori etablerede data for målestrækningen.

De ovenfor omtalte målinger og beregninger foretages for to målesekvenser i hurtig rækkefølge, den ene for stigende målefrekvensværdier, den anden for aftagende, således at man ved midling i afstandsberregningen 36 eliminerer fejl på grund af jævn forandring af måleobjektets afstand i løbet af måletiden.

Fra afstandsberregningen 36 i signalbehandlingsenheden 29 er tilgængelige data for kalibreret afstand fra et på forhånd bestemt referencepunkt nær antennen til måleobjektet.

I overvågningscentralen 14 foretages kontrol og styring af målerutiner og af andre enheder i systemet, samtidig med at andre karakteristiske data, brugeren har behov for, udledes af afstandsdata fra signalbehandlingsenheden i kanalenheden 13 samt fra tabeller, andre beregningsenheder, sensorer etc.

Overvågningscentralen 14 kan i almindelighed benyttes til flere kanalenheder ved, at der ved hjælp af en cyklisk arbejdende vælger eller multiplekser, indkoblet mellem kanalenheden og overvågningscentralen, foretages en tidsopdeling mellem kanalenheder, som er parallelt tilkoblet multiplekseren.

På analog måde som ovenfor beskrevet kan kanalenheden 13 benyttes til flere måleenheder ved hjælp af en multiplekser indkoblet mellem måleenheder og kanalenhed, eller eventuelt kan kanalenhedens signalbehandlingsenhed 29 benyttes til flere dataakkvisitionsenheder tilkoblet hver sin måleenhed ved hjælp af en multiplekser indkoblet mellem dataakkvisitionsenheder og signalbehandlingsenheden.

P a t e n t k r a v

1. Fremgangsmåde ved måling af afstanden til et objekt, især afstanden til overfladen af en væske eller andet flydedygtigt medium i en beholder, ved hvilken en mod overfladen rettet antenne placeres i en afstand fra overfladen, et mikrobølgesignal med valgbar frekvens genereres, 5 hvorefter en del benyttes som referencesignal, medens en del tilføres antennen og udstråles fra denne mod overfladen, hvorved overfladen og andre tilstedeværende objekter påvirker antennens indgangsimpedans og den tilhørende indgangsrefleksionskoefficient gennem deres afstandsafhængige 10 bidrag til denne refleksionskoefficient, k e n d e t e g - n e t ved, at der dannes en funktion af antennens indgangsrefleksionskoefficient ved en kombination af værdier af refleksionskoefficienten ved to eller flere frekvenser 15 i et interval omkring en nominel målefrekvens på en sådan måde, at bidrag til den nævnte funktion fra objekter i visse afstande fremhæves i forhold til bidrag fra objekter i andre afstande, at der foretages en fouriertransformation af et sæt af værdier af denne funktion ved et givet 20 sæt af målefrekvenser, hvorved de enkelte objekters bidrag til den fouriertransformerede af funktionen separeres på grundlag af deres ulige afstand fra antennen, faste bidrag fra andre objekter elimineres, fordi deres bidrag til den fouriertransformerede af funktionen på forhånd er 25 kendt, og bidraget til overfladen udskilles på grundlag af dets styrke og/eller beliggenhed, hvorved afstanden til overfladen bestemmes.

2. Fremgangsmåde ifølge krav 1, k e n d e t e g - n e t ved, at den aktuelle funktion ved måling på en plan 30 overflade dannes som differentialet af antennens indgangsrefleksionskoefficient eller som dette komplekse differentiale reelle eller imaginære del, hvor det nævnte differentiale defineres som den afledede med hensyn til frekvensen af refleksionskoefficienten eller som differencen 35 mellem refleksionskoefficientens værdier ved to nærliggende frekvenser i et interval omkring den nominelle målefrekvens.

3. Fremgangsmåde ifølge krav 1, k e n d e t e g -
n e t ved, at den aktuelle funktion ved måling på et ob-
jekt med lille vinkeludstrækning i forhold til antennens
strålebredde dannes som andenordens differentiale af an-
5 tennens indgangsrefleksionskoefficient eller som dette
komplekse andenordens differentiales reelle eller imagi-
nære del, hvor det nævnte andenordens differentiale defi-
neres som den anden afledede med hensyn til frekvensen af
refleksionskoefficienten eller som en tilsvarende lineær
10 kombination af refleksionskoefficientens værdier ved tre
nærliggende frekvenser i et interval omkring den nominelle
målefrekvens.

4. Fremgangsmåde ifølge krav 1-3, k e n d e t e g -
n e t ved, at den aktuelle funktion ved måling på objek-
15 ter omgivet af et medium, i hvilket de elektromagnetiske
bølger dæmpes stærkt med afstanden, dannes ved en sammen-
sætning, bedst mulig tilpasset den aktuelle dæmningsfunk-
tion, af forskellige ordens differentialer af antennens
indgangsrefleksionskoefficient eller realdelen eller ima-
20 ginærdelen af denne sammensætning af de komplekse diffe-
rentialer, hvor det generelle n-te ordens differentiale
defineres som den n-te ordens afledede af antennens ind-
gangsrefleksionskoefficient eller som en tilsvarende li-
near kombination af refleksionskoefficientens værdier ved
25 n+1 nærliggende frekvenser i et interval omkring den nomi-
nelle målefrekvens.

5. Fremgangsmåde ifølge krav 1-4, k e n d e t e g -
n e t ved, at værdier af den aktuelle funktion af anten-
nens indgangsrefleksionskoefficient findes ved et endeligt
30 antal diskrete målefrekvenser inden for et begrænset fre-
kvensområde, hvorefter der foretages en diskret fourier-
transformation af funktionsværdierne, idet antal målefre-
kvenser og afstanden mellem disse vælges således, at den
tilsigtede målenøjagtighed opnås, og at måleresultatet er
35 entydigt inden for det aktuelle måleområde.

6. Fremgangsmåde ifølge krav 1 i det tilfælde, hvor målefrekvenserne, som værdierne af den aktuelle funktion af antennens indgangsrefleksionskoefficient findes ved, ikke er nøjagtig kendt, når målingen foretages, k e n d e -
5 t e g n e t ved, at målefrekvenserne vælges tilstrækkelig tæt, til at funktionsværdierne kan beregnes ved mellemliggende frekvenser, ved at værdier af den aktuelle funktion af refleksionskoefficienten for et passende valgt, frekvensafhængigt impedanselement, referenceimpedansen, findes
10 ved de samme, eller en del af de samme, frekvenser, og at målefrekvenserne bestemmes ud fra målinger på referenceimpedansen, hvorefter værdier af funktionen af antennens indgangsrefleksionskoefficient beregnes ved et andet sæt af frekvenser, som er tilpasset den efterfølgende signalbehandling.
15

7. Fremgangsmåde ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at målesekvensen for at fremskaffe værdier af den aktuelle funktion gennemløbes to gange med kort mellemrum, den ene gang med stigende målefrekvensværdier og
20 den anden gang med aftagende målefrekvensværdier, for derved at eliminere fejl på grund af jævn forandring af måleobjektets afstand under målingen.

8. Fremgangsmåde ifølge krav 1-5, k e n d e t e g n e t ved, at de værdier af refleksionskoefficienten, som benyttes til at danne den aktuelle funktion, findes,
25 ved at det signal, som tilføres antennen, indeholder én frekvenskomponent, som i en tidssekvens bringes til at gennemløbe et sæt af frekvensværdier i et interval omkring den nominelle målefrekvens, og at detektorkredsene, som
30 benyttes til at danne funktionsværdierne af det reflekterede og med referencesignalet nedblandede signal, synkroniseres med tidsforløbet for det udsendte signal og bringes til at give de rigtige vægtninger af refleksionskoefficientværdierne, således at den aktuelle funktion fremkommer efter detektering.
35

9. Fremgangsmåde ifølge krav 1-5, k e n d e t e g -
n e t ved, at de værdier af refleksionskoefficienten, som
benyttes til at danne den aktuelle funktion, findes ved,
at det signal, som tilføres antennen, sammensættes af to
5 eller flere frekvenskomponenter, og at disse frekvenskom-
ponenter i en tidssekvens bringes til at gennemløbe de
aktuelle frekvensværdier i et interval omkring den nomi-
nelle målefrekvens, at detektorkredsene, som benyttes til
at danne funktionsværdierne af det reflekterede og med
10 referencesignalet nedblandede signal, synkroniseres med
tidsforløbet af det udsendte signals frekvenskomponenter
og bringes til at give de rigtige vægtninger af reflek-
sionskoefficientværdierne, således at den aktuelle funk-
tion fremkommer efter detektering.

10. Anordning til måling af afstanden til et ob-
15 jekt, især afstanden til overfladen (17) af en væske (16)
eller andet flydedygtigt medium i en beholder (15) og om-
fattende en antenne (11), som er placeret i en afstand fra
og rettet mod overfladen (17), en måleenhed (12) og sig-
20 nalbehandlingsanordning (28,29), k e n d e t e g n e t
ved at omfatte en frekvensstyret mikrobølgeoscillator (18),
en målefrekvensstyreenhed (22), en funktionsstyreenhed
(23) og detekteringsenheder (24A,24B), til at danne den
aktuelle funktion af antennens indgangsrefleksionskoeffi-
25 cient ved et antal diskrete målefrekvenser inden for et
bestemt frekvensområde, og at signalbehandlingsanordnin-
gen (28,29) omfatter anordninger (33-36) til udførelse af
en diskret fouriertransformation af funktionsværdien og
for viderebehandling af de frembragte data og beregning
30 af nævnte afstand.

11. Anordning ifølge krav 10, k e n d e t e g n e t
ved, at anordningerne til at danne den aktuelle funktion
også omfatter en eller flere styrede faseskifttere (26,27A,
27B).

12. Anordning ifølge krav 10-11, k e n d e t e g -
35 n e t ved, at måleenheden (12) omfatter en effektdeler
(19), som deler signalet fra mikrobølgegeneratoren (18)
mellem en antennemåleenhed (20) og en frekvenskalibre-
ringsenhed (21), som begge er koblet til detekteringsen-

heder (24A henholdsvis 24B), som videre er koblet til en dataakkvisitionsenhed (28) for omformning af de fra antennemåleenheden (20) og frekvenskalibreringsenheden (21) detekterede signaler til digital form og tilførsel af disse
5 signaler til signalbehandlingsenheden (29).

13. Anordning ifølge krav 10-12, k e n d e t e g -
n e t ved, at anordningen, som benyttes til at danne den aktuelle funktion af refleksionskoefficienten, omfatter anordninger (22,23,26,27A,27B) til forandring af mikro-
10 bølgesignalets amplitude, frekvens og/eller fase, samt detekteringskredse (24A,24B), som er synkroniseret med det signal, som tilføres antennen og/eller referenceimpedansen.

14. Anordning ifølge krav 10-13, k e n d e t e g -
15 n e t ved, at antennemåleenheden (20) og frekvenskalibreringsenheden (21) hver består af et reflektometer, idet antennemåleenheden (20) indeholder en duplekser (31), som er koblet til antennen (11), og frekvenskalibreringsenhedens (21) duplekser er koblet til et frekvensafhængigt
20 referenceimpedanselement.

25

30

35

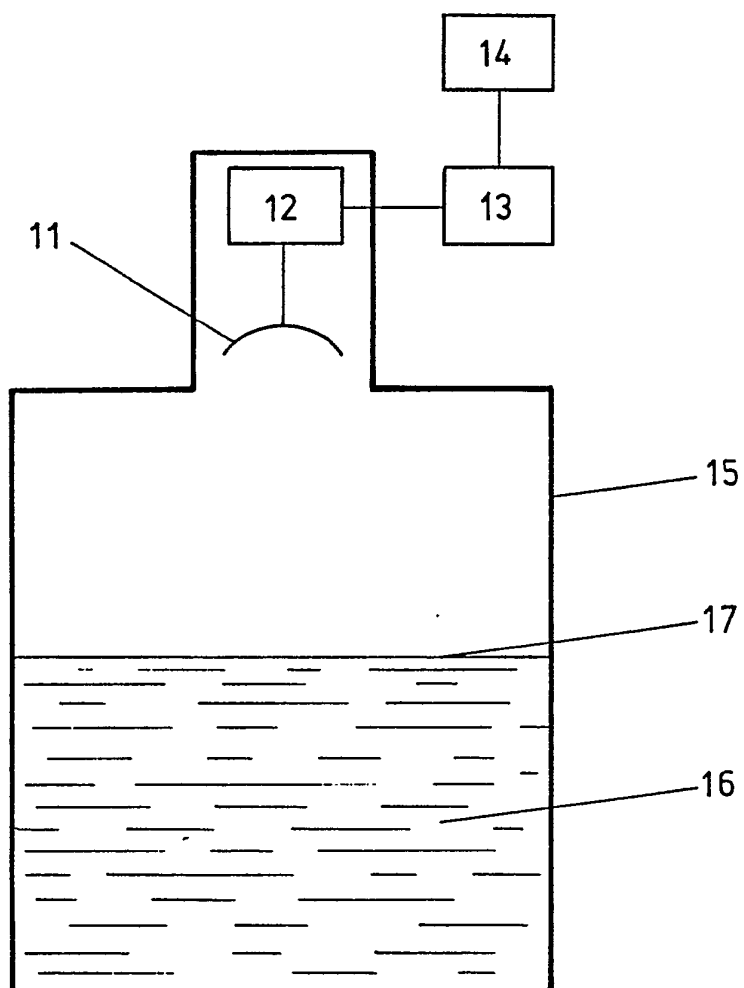


FIG. 1

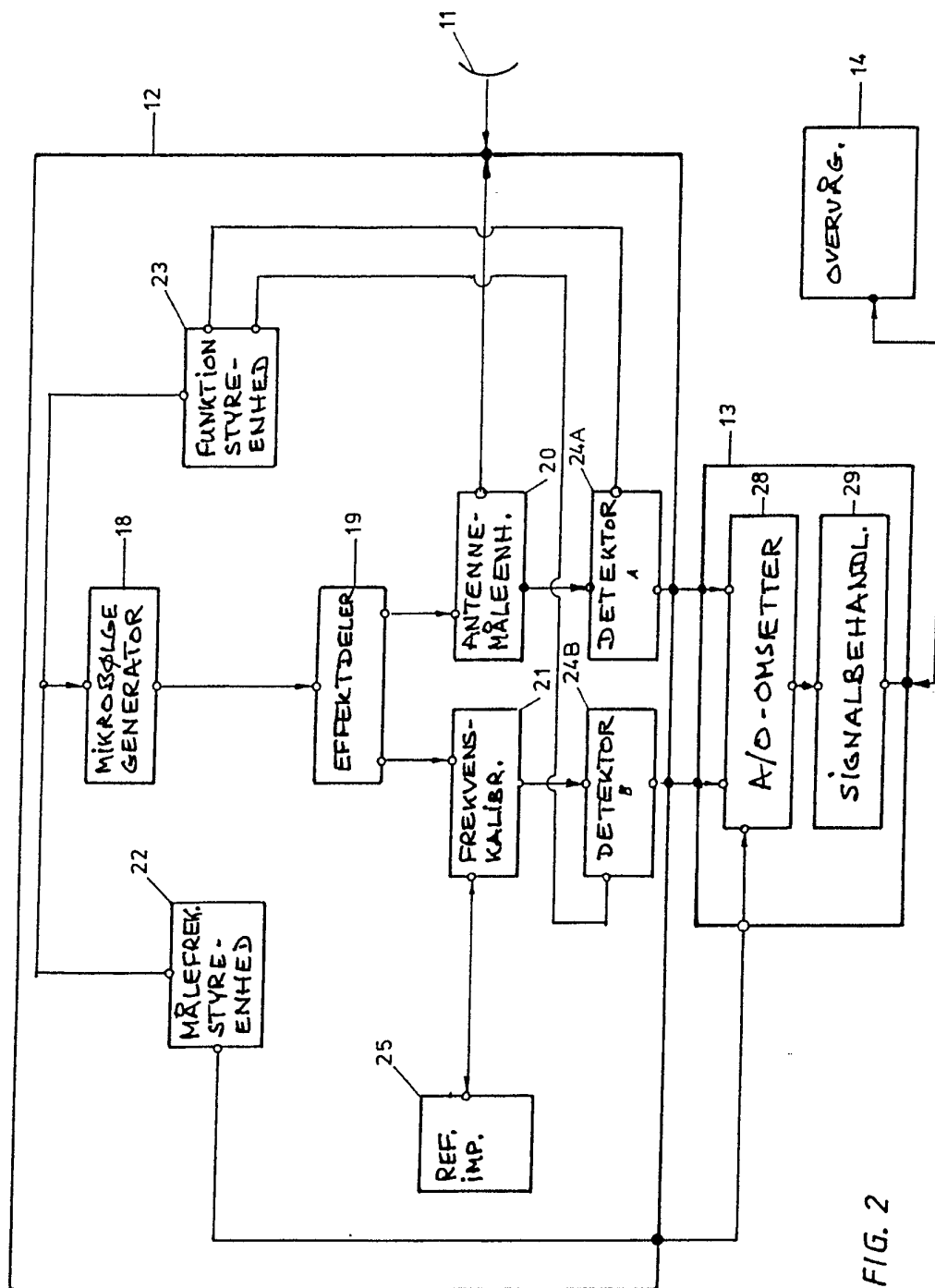


FIG. 2

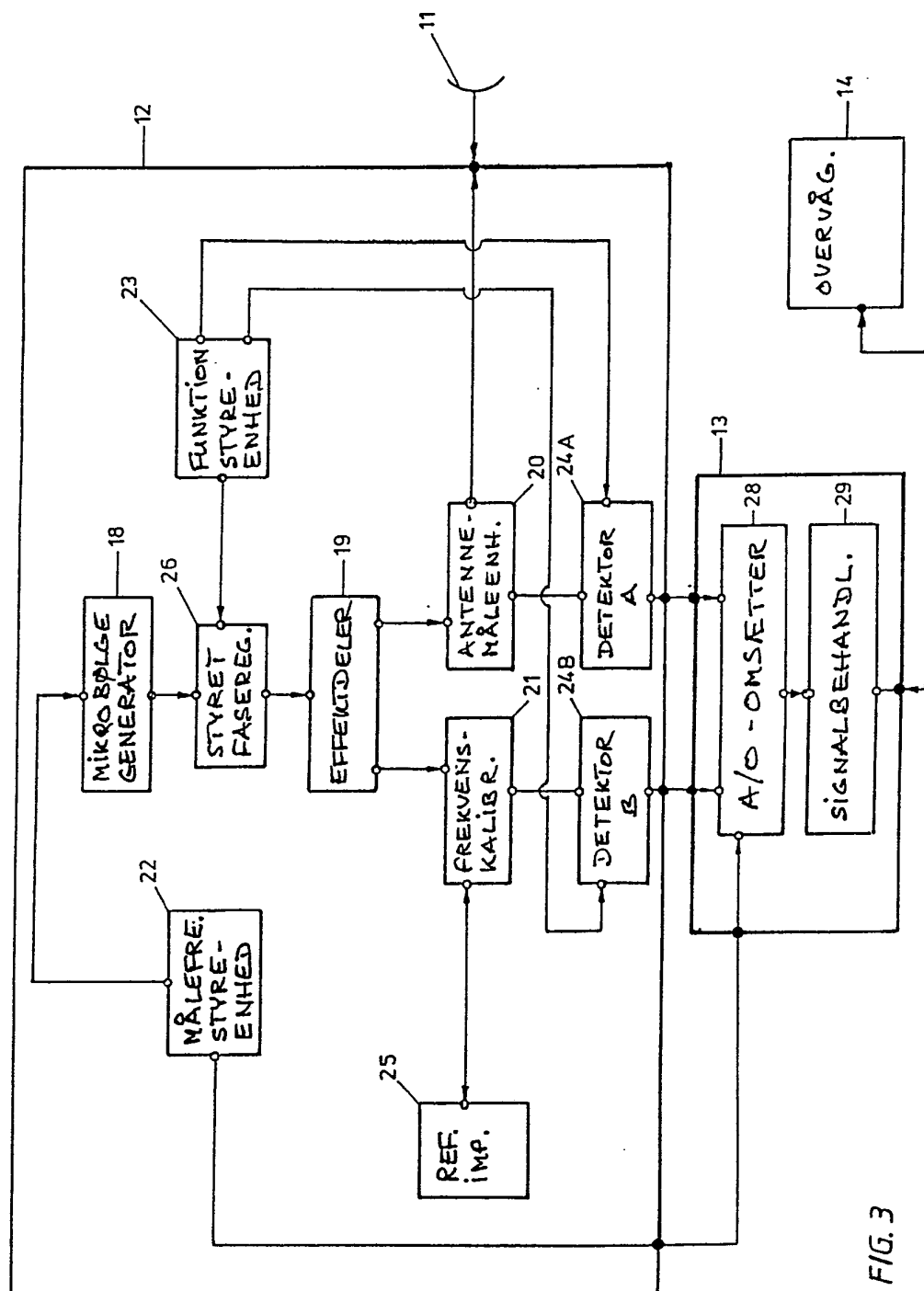


FIG. 3

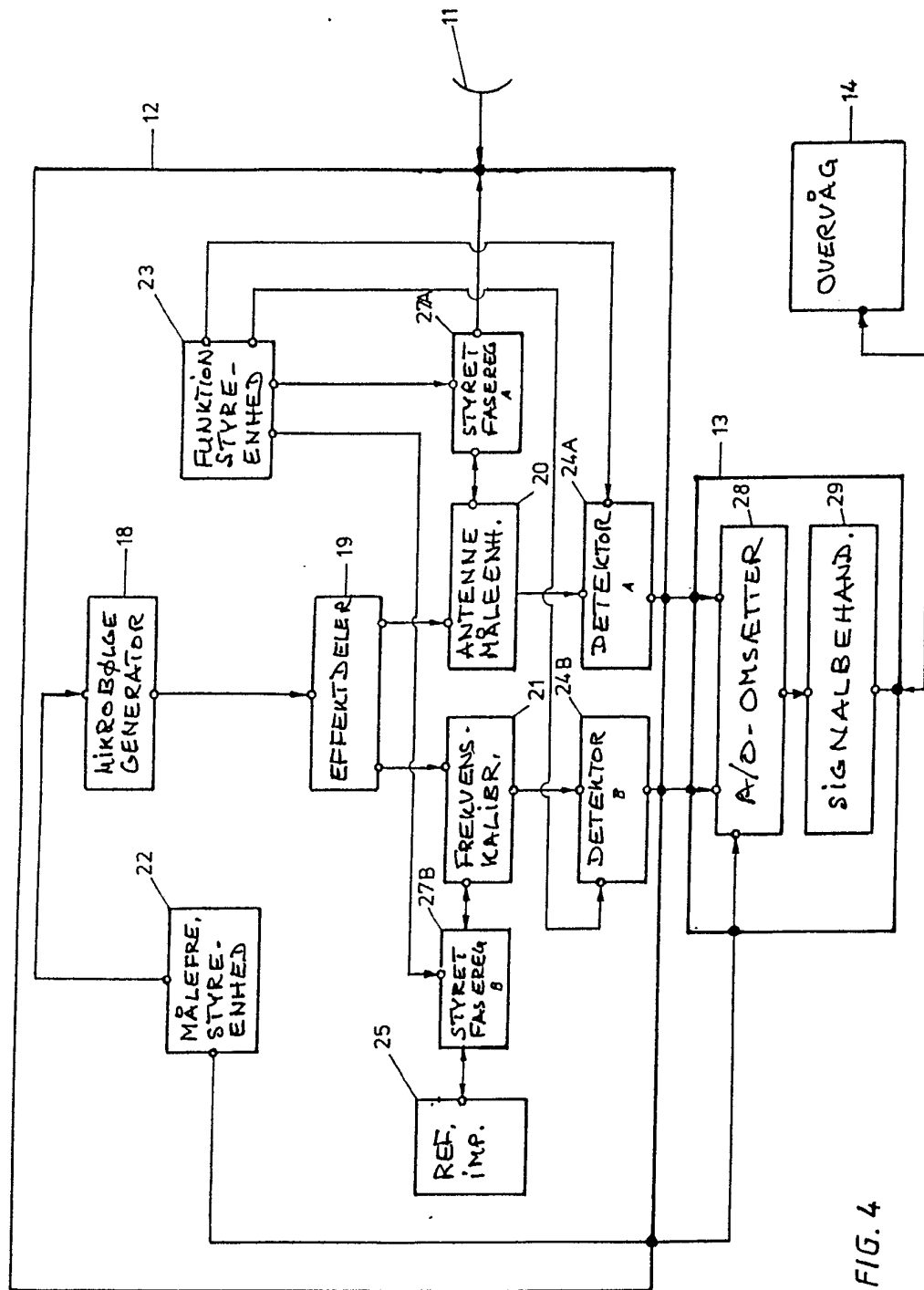


FIG. 4

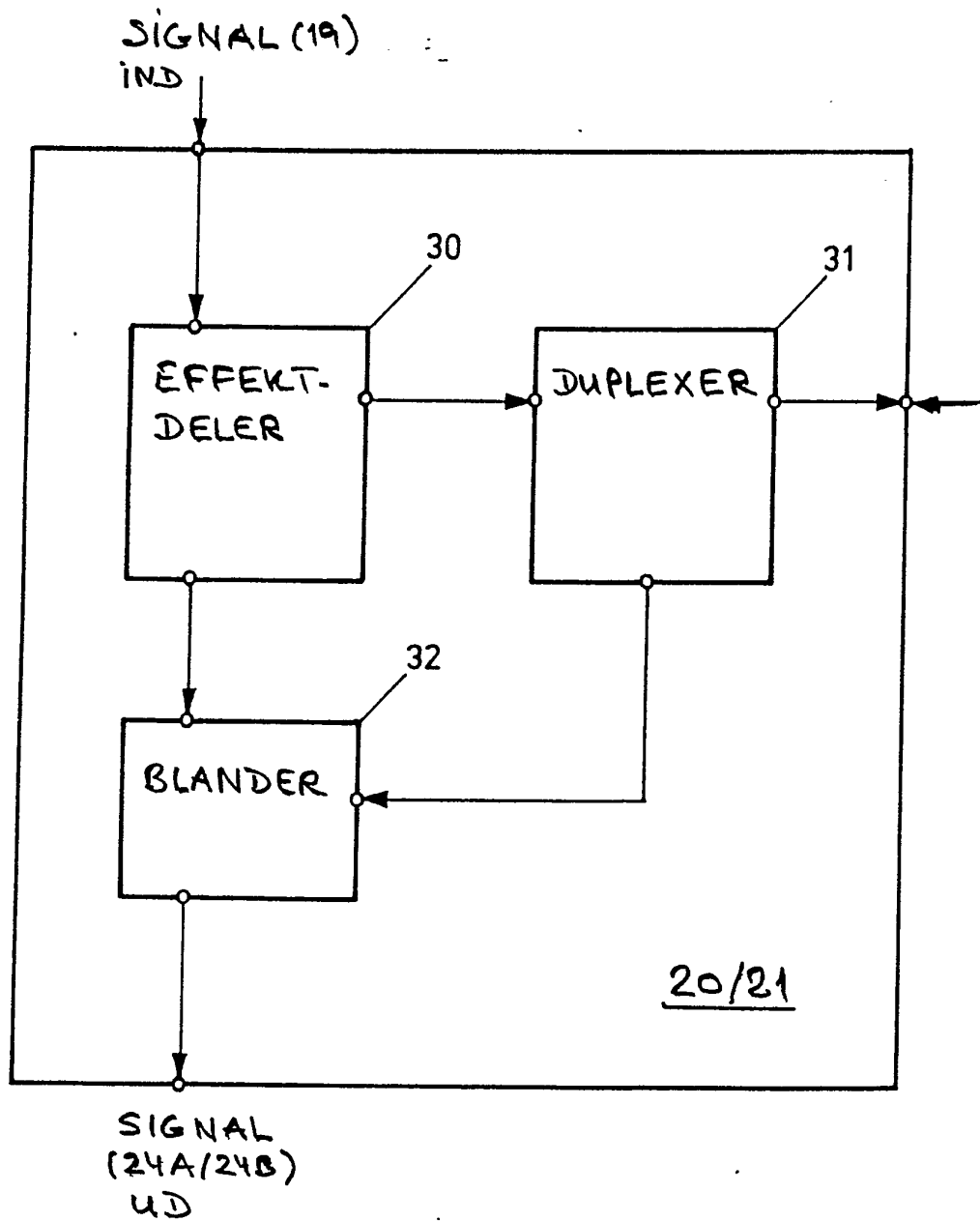


FIG. 5

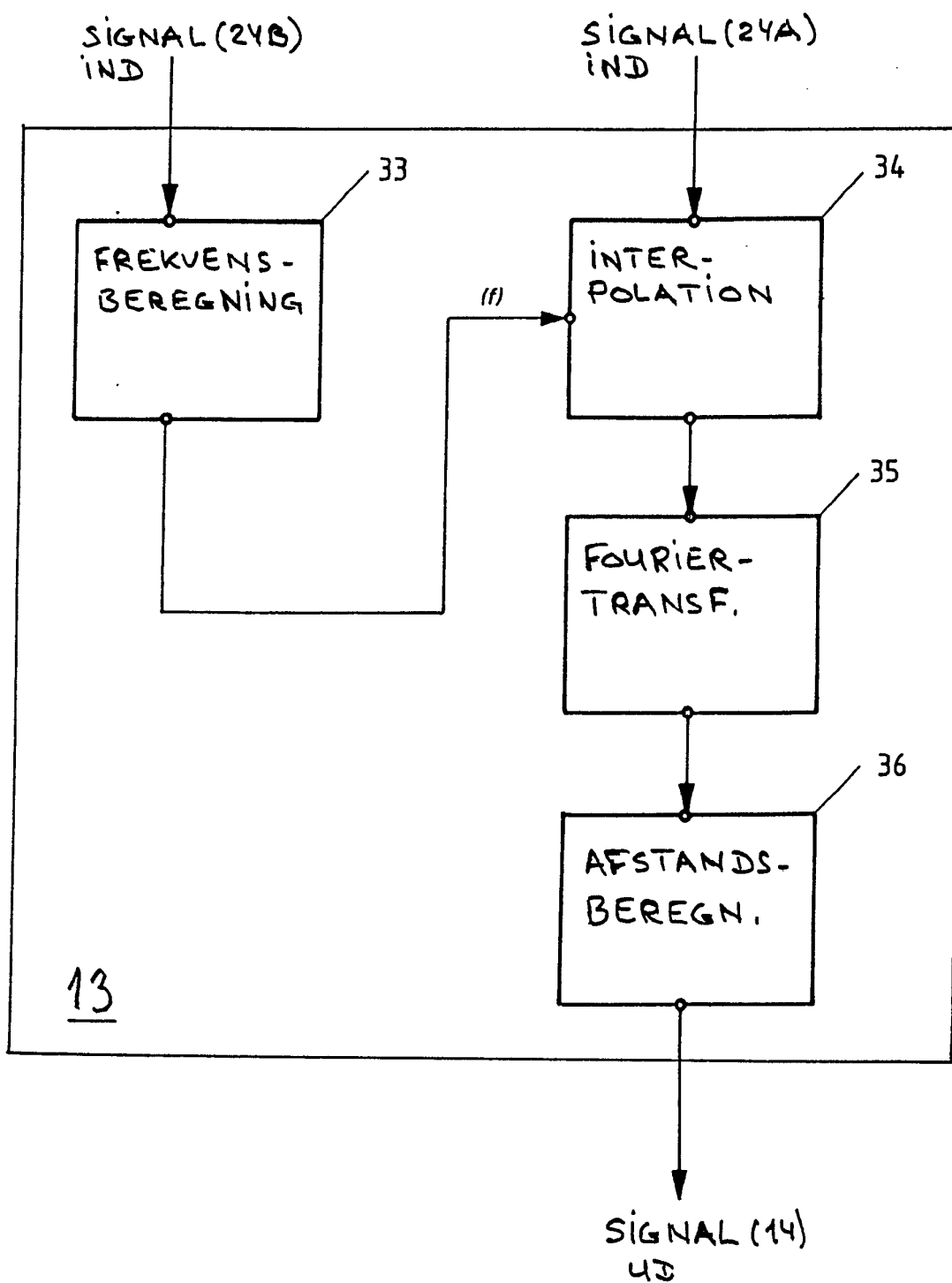


FIG. 6