



(12) **PATENT**

(19) NO

(11) **315099**

(13) B1

(51) Int Cl⁷

G 01 V 3/30

Patentstyret

(21) Søknadsnr	19963793	(86) Int. inng. dag og søknadsnummer	1995.03.07, PCT/US95/02814
(22) Inng. dag	1996.09.10	(85) Videreføringdag	1996.09.10
(24) Løpedag	1995.03.07	(30) Prioritet	1994.03.11, US, 212194
(41) Alm. tilgj.	1996.11.08		1994.03.14, US, 212012
(45) Meddelt dato	2003.07.07		1994.03.14, US, 212257
			1994.03.14, US, 212269
			1994.03.14, US, 214343
			1994.03.14, US, 214916

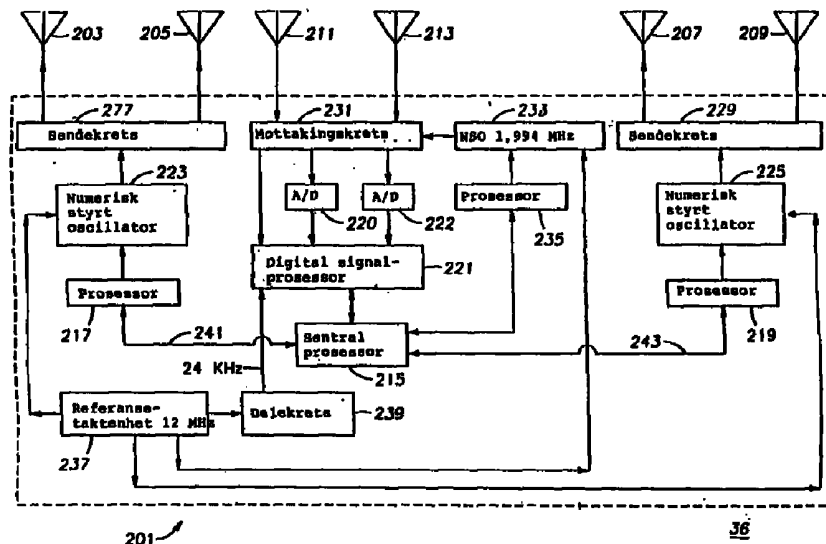
(71) Patenthaver	Baker Hughes Inc, P O Box 4740, Houston, TX 77210-4740, US
(72) Oppfinner	Larry W Thompson, Willis, TX 77378, US Macmillan M Wisler, Kingwood, TX 77339, US Wallace Harold Meyer Jr., Spring, TX, US Jian-Qun Wu, Houston, TX, US
(74) Fullmektig	Tandbergs Patentkontor AS, 0306 Oslo

(54) Benevnelse **Borehull-målesystem som benytter elektromagnetisk bølgeforplantning**

(56) Anførte publikasjoner US 5187661, US 4578675

(57) Sammendrag

Oppfinnelsen er rettet på bestemmelse av geofysiske parametere i jordformasjoner som gjennomtrenges av et borehull. Mer spesielt er oppfinnelsen rettet på bestemmelse av geofysiske egenskaper ut fra målinger av elektromagnetiske egenskaper til jordformasjoner i nærheten av et borehull, enten under boringen av borehullet eller etter boringen av borehullet. Borehullsinstrumentkomponenten omfatter én eller flere sendere og et antall mottakere som er aksialt atskilt langs en undermontasje i borehullet, og transporteres fortrinnsvis langs borehullet ved hjelp av en borestreng. Forbedrede elektroniske kretser og databehandlingsmetoder benyttes for å eliminere de ugunstige virkninger av impedansendringer og gjensidig kopling mellom mottakingsantennene. Parallelle databehandlingsmetoder benyttes for å minimere forplantning av systematiske feil i beregnede parametere av interesse. Kvaliteten av de målte og beregnede parametere av interesse overvåkes også.



Oppfinnelsens område

Oppfinnelsen angår bestemmelse av geofysiske parametere for jordformasjoner som gjennomtrenges av et borehull. Mer spesielt er oppfinnelsen rettet på bestemmelse av geofysiske egenskaper ut fra mål for elektromagnetiske egenskaper til jordformasjoner i nærheten av et borehull, enten under boringen av borehullet eller etter boringen av borehullet.

Bakgrunnsteknikk

Et mål for geofysiske parametere for jordformasjoner som gjennomtrenges av et borehull, som funksjon av dybde i borehullet, omtales innen olje- og gassindustrien vanligvis som en "brønnlogg". Den første brønnlogg ble målt eller "kjørt" i 1927 og bestod av et mål for de spontane potensial(SP)-egenskaper til en jordformasjon som gjennomtrenges av borehullet. Loggen ble kjørt etter at borehullet var boret ved å benytte et borehullsinstrument som arbeidet på en elektrisk vaier. Vaieren tjente som en anordning for transport av borehullsinstrumentet eller "loggingsverktøyet" langs borehullet, og også som en elektrisk bane for overføring av data fra følere i borehullsinstrumentet til jordoverflaten. I løpet av de mellomliggende dekaner har vaierbrønnloggingsteknikken utviklet seg i raffinering og kompleksitet, idet den benytter elektromagnetiske, akustiske, nukleære og mekaniske teknikker for å bestemme geofysiske parametere av interesse. Sannsynligvis de viktigste geofysiske parametere for produsenter av hydrokarboner er formasjonens hydrokarbon- (eller vann)-metning, formasjonens porøsitet, og formasjonens permeabilitet. Disse parametere benyttes på sin side til å bestemme (a) om hydrokarbon er til stede i formasjonen, (b) hvor mye hydrokarbon som er til stede, og (c) den letthet med hvilken hydrokarbonet kan uttrekkes eller "produseres" fra formasjonen.

I løpet av de siste to dekaner er brønnlogger av økende kompleksitet og raffinering blitt målt under boring av borehullet. Fordelene med måling-under-boring- eller MWD-logger (MWD = measurement while drilling) er velkjente innen faget. Elektromagnetiske, nukleære og akustiske teknikker er blitt benyttet i MWD-systemer som nærmer seg nøyaktigheten og presisjonen til deres vaier-motstykker.

Elektromagnetiske induksjonsteknikker er blitt benyttet i en rekke år ved vaier- og MWD-loggingsoperasjoner for å bestemme resistiviteten og andre elektromagnetisk parametere til jordformasjoner som gjennomtrenges av et borehull. Én eller flere sendere i et borehull-induksjonsloggingsinstrument induserer en vekselspanning inne i borehullet og jordformasjonen i nærheten av instrumentet. Amplitudene og fasene av de signaler som frembringes av disse elektromagnetiske vekselfelter, måles av én eller flere mottakere i borehullsinstrumentet. Resistivitet og andre elektromagnetiske egenskaper beregnes ut fra de grunnleggende amplitude- og fasemålinger. Ved å benytte de grunnleggende forutsetninger at formasjoner som er mettet med hydrokarbon, er mer resistive enn en formasjon som er

at formasjoner som er mettet med hydrokarbon, er mer resistive enn en formasjon som er mettet med saltvann, bestemmes tilstedeværelsen og mengden av hydrokarbon som er "på plass".

Nøyaktigheten og presisjonen av hydrokarbonmålinger som beregnes ut fra mål for formasjonsresistivitet, styres av nøyaktigheten og presisjonen av de underliggende resistivitetmålinger. Feil i resistivitetmålinger, enten det er vaier- eller MWD-målinger, oppstår i tidligere kjente systemer fra en rekke kilder. Disse feilkilder skal omtales kortfattet under følgende kategorier:

10 1. Instrumentkalibrering

I tidligere kjente systemer kalibreres typisk borehullsinstrumenter eller loggingsverktøyer, både av vaier- og MWD-typen, på brønnstedet (eller i laboratoriet), idet det benyttes en "luftspenn"-kalibreringsoperasjon ("air-hang" calibration operation) under hvilken loggingsverktøyets sender- og mottakerantennene benyttes til å sende og motta 15 elektromagnetiske signaler som forplanter seg gjennom atmosfæren rundt verktøyet. Disse luftspenn-kalibreringsoperasjoner tilveiebringer ingen som helst data om verktøyets operasjon så snart det kjøres ned i borehullet og opereres i borehullomgivelsene. Kalibreringsverdier som oppnås under luftspennet, gjelder kanskje ikke for borehullomgivelsene, eller loggingsverktøyet kan gå ut av kalibrering så snart det kjøres ned i 20 borehullet.

Tidligere kjente borehullsinstrumenter omfatter typisk et betydelig antall analoge, elektriske og elektroniske komponenter i både sende- og mottakingskretsene, og disse har en tendens til å innføre en feilkomponent når de utsettes for endringer i temperatur. Denne type feilkomponent identifiseres typisk som en "varmedrift"-feilkomponent. I tidligere kjente anordninger innfører denne varmedrift-feilkomponent vesentlige unøyaktigheter i målinger, 25 hvilket kan redusere den totale nøyaktighet av loggingsinstrumentet.

Mange tidligere kjente MWD-loggingsverktøyer påstås å være i stand til å tilveiebringe en viss indikasjon på størrelsen og formen på borehullet, under operasjoner som vanligvis betegnes som "kalibermålings"-operasjoner ("caliper" operations). Slike 30 kalibermålingsoperasjoner avhenger av evnen til å detektere svake endringer i amplitudedempningen eller faseforskyvningen i loggingsmålingene som kan tilskrives endringer i borehullstørrelsen. En lang rekke faktorer tas i betraktning under kalibermålingsoperasjoner, deriblant loggingsverktøyets diameter, resistiviteten av borefluidumet eller "boreslammet", diameteren av inntrengning av boreslammet i formasjonen, resistiviteten av formasjonen og boreslammet i den invaderte sone, og resistiviteten av formasjonen for ikke-invaderte partier av formasjonen. Kalibreringsfeil- og varmedriftfeilkomponenter, sammen med andre unøyaktigheter som er knyttet til utnyttelse av et så stort antall variable, får typisk endringene i resistivitet av borehullet til å virke mindre, og gjør tidligere kjente borehull-kalibermålingsoperasjonsteknikker i det vesentlige meningsløse.

Et annet problem som typisk påtreffes under loggingsoperasjoner, er uønsket, gjensidig magnetfeltkopling som kan opptre mellom to eller flere mottakende antenner. Betraktet i store trekk kan den gjensidige magnetiske kopling mellom mottakere betraktes som et tap av informasjon som kan tilskrives den magnetiske vekselvirkning mellom mottakerne, og som kan betraktes som en feilkomponent. Mer spesielt oppstår gjensidig kopling når et forplantende, elektromagnetisk felt frembringer en strøm i en spesiell mottaker, og den strøm som genereres i en spesiell mottaker, selv genererer et forplantende, elektromagnetisk felt som kombineres med det primære eller "utspørrende", elektromagnetiske felt for å påvirke den mengde strøm som genereres i én eller flere tilgrensende, mottakende antenner.

Kort sammenfattet omfatter noen av de viktigste tekniske problemer som er knyttet til borehullsinstrumenter, og særlig MWD-loggingsverktøyer, følgende: (1) den manglende evne til å oppnå en meningsfylt og nøyaktig kalibrering, (2) vanskeligheten med å oppnå kalibreringen, (3) den manglende evne til å bestemme når et verktøy går ut av kalibrering under loggingsoperasjoner, (4) den betydelige innvirkning på nøyaktigheten av varmedriftfeilkomponenter, (5) den manglende evne til å oppnå nøyaktige borehullkaliberdata ved utnyttelse av et loggingsverktøy, hovedsakelig på grunn av den kombinerte virkning av feilkomponenter som er knyttet til de variable som utnyttes til å utlede borehullkaliberdata, og (6) virkningene av uønsket, gjensidig magnetfeltkopling mellom mottakende antenner i en loggingsinnretning.

2. Seriebehandling av målte data

Som foran nevnt, benyttes amplitude- og fasemålinger til å beregne resistiviteten og andre elektromagnetiske egenskaper til formasjonen og borehullet i nærheten av borehullsløggingsinstrumentet. Det er ganske vanlig praksis å benytte to eller flere sender-mottaker-par med forskjellige avstander langs borehullets akse. Det er også helt vanlig praksis å drive én eller flere sendere på forskjellige frekvenser. Begge praksiser er rettet på å oppnå elektromagnetiske målinger av forskjellige radiale undersøkelsesdybder i formasjonen, nær borehullet og borehullsområder. Disse målinger kombineres deretter for å oppnå resistivitetsmålinger som er blitt korrigert for ugunstige omgivelserforhold, så som formasjoner som er invadert av borefluidum, formasjoner med begrenset vertikal tykkelse, diameteren av borehullet, resistiviteten og andre elektromagnetiske egenskaper av borefluidumet, og liknende. Omgivelseskorreksjonene utføres fortløpende eller "seriemessig" i den kjente teknikk. Seriemessig omgivelseskorreksjon har en tendens til å forplante eller utbre feil som er knyttet til hver korreksjon, og maksimerer dermed den feil som er knyttet til den omgivelsesmessig korrigerede resistivitetsmåling.

Det er kjent innen faget at målinger som er utført med forskjellige sender-mottaker-avstander og på forskjellige frekvenser, oppviser forskjellige vertikale oppløsninger. Den kjente teknikk har funnet motstykket til de vertikale oppløsninger ved å benytte forskjellige

foldings- og foldingsfjerningsteknikker (convolution and deconvolution techniques) forut for kombinasjon av et stort antall målinger. Dette omtales igjen som seriedatabehandling i den kjente teknikk. US-patent 4 609 873 (Percy T. Cox m.fl.) angir benyttelse av et vaierloggingsystem som omfatter minst tre senderspoler og minst to mottakerspoler for å bestemme resistivitet og dielektrisitetskonstant for en underjordisk formasjon nær opp til en borefluiduminvadert sone. Senderne drives på en eneste frekvens på 30 MHz. Amplitude- og fasemålinger utføres, og seriebehandling av dataene benyttes. Ved forholdsvis lave senderfrekvenser innfører seriebehandling bare ubetydelige feil. Ved høyere senderfrekvenser i området 2 MHz eller høyere påvirkes vertikal oppløsning ikke bare av det fysiske arrangement av sender-mottaker-kombinasjonene, men også i vesentlig grad av de elektromagnetiske egenskaper til borehullomgivelsene og formasjonen. Den funksjonelle avhengighet av vertikal oppløsning og senderfrekvens behandles i publikasjonene "2-MHz Propagation Resistivity Modeling in Invaded Thin Beds", av W. Hal Meyer, *The Log Analyst*, juli-august 1993, s. 33 og "Inversion of 2 MHz Propagation Resistivity Logs" av W.H. Meyer, *SPWLA 33rd Annual Logging Symposium*, skrift H, 14.-17. juni 1992. Uttrykt på en annen måte kan tidligere kjent seriebehandling av data innføre betydelig feil ved senderfrekvenser i området 2 MHz og høyere. For å oppnå nøyaktige og presise parametriske bestemmelser ved disse frekvenser, er det nødvendig å beregne parametrene av interesse og samtidig å utføre de nødvendige korreksjoner, deriblant korreksjoner for virkningene av forskjellige vertikale oppløsninger.

US-patent 5 187 661 viser en loggingsinnretning og en fremgangsmåte for bestemmelse av resistivitet og/eller dielektrisitetskonstant i en formasjon nær et borehull, og videre for bestemmelse av invasjonedybden i formasjonen, hvor det benyttes flere sendere og mottakere for elektromagnetisk energi, og en oscillator hvor valg av utgangsfrekvens styres digitalt. Loggingsinnretningen omfatter også en anordning for transport av en målesonde langs borehullet.

3. Borehull-parameterbestemmelser.

Den kjente teknikks korreksjon av resistivitetsmålinger for de uheldige virkninger av omgivelsestilstander, og særlig for borehulltilstander, er blitt kort beskrevet i det foregående avsnitt. For å utføre gyldige korreksjoner for borehulltilstander, er det vanligvis nødvendig å kjenne borehulltilstandene eller tilstandene nær borehullet, som omfatter borehulldiameter, de elektromagnetiske egenskaper til borefluidumet, graden av inntrenging eller invasjon av borefluidumet, og liknende.

Borehull- og nær-borehull-parametere tilveiebringer også annen ytterst nyttig informasjon. Som et eksempel er borefluidum-inntrengingsprofilen en indikasjon på formasjonens permeabilitet. Som et ytterligere eksempel kan borehullets fysiske egenskaper, så som rynkethet og elliptisitet, relateres til bergartmassens mekaniske egenskaper og til effektiviteten av boreoperasjonen. Kjennskap til bergartmassens egenskaper er ytterst nyttig

ved spesifisering av senere kompletteringsaktiviteter, så som eventuell frakturering og også perforeringsprogrammer. Som enda et ytterligere eksempel kan kjennskap til borehulltilstander ofte benyttes til å øke effektiviteten av borehull-boreoperasjonen, så som modifikasjon av boringsparametere for å øke borkrone-inntrengingshastigheter. Den kjente 5 teknik har tradisjonelt betraktet borehullparametere som kilder til feil eller "støy" i ønskede formasjonsmålinger. Bestrebelse for å kvantifisere borehullparametere har vanligvis vært forfulgt bare i den grad det har vært nødvendig for å oppnå fornuftige korreksjoner av de formasjonsparametere som har vært betraktet som "signalet".

10 4. Kvantifisering av feil

Feil i resistivitet eller andre elektromagnetiske egenskaper til formasjonen, nær-borehull- og borehullparametere kan oppstå fra mange kilder. Slik som foran omtalt, er instrumentkalibrering en hovedkilde til feil i tidligere kjente anordninger. Algoritmer eller "modeller" som benyttes til å omforme ubearbeidede amplitudedempnings- og/eller fase- 15 forskyvningsmålinger til den ønskede informasjon og borehullparametere av interesse, kan dessuten innføre feil ved visse borehull- og formasjonstilstander. Feil av begge typer kan kompenseres for på riktig måte bare dersom feilen først klart identifiseres og kvantifiseres. Tidligere kjente systemer har ikke vært rettet på identifikasjon og kvantifisering av feil, særlig i sann tid. Feilanalyse, dersom den i det hele tatt utføres, utføres vanligvis av 20 analytikeren lenge etter at brønnen er blitt logget.

5. Ytterligere feilkilder

I tillegg til ovennevnte feilkilder eksisterer det grunnleggende problemer ved omformingen av målinger av resistivitet til målinger av hydrokarbonmetning. Slik som foran 25 nevnt, har formasjonsresistivitet historisk sett vært den primære parameter av interesse ved MWD- og vaierlogging, da den benyttes til å avtegne hydrokarboner fra saltvann. Resistivitetsmålinger kan ikke benyttes til å avtegne hydrokarboner fra forholdsvis ferske vannmasser på grunn av mangelen på kontrast i resistivitetene av de to fluida. Hydrokarbon og vann, enten det er saltvann eller ferskvann, oppviser forskjellige dielektrisitetskonstanter. 30 En samtidig måling av formasjons-dielektrisitetskonstant og formasjonsresistivitet har vært benyttet ved vaierlogging for å oppstreke eller skille mellom hydrokarbon og vannmettede (ferskvanns- eller saltvannsmettede) formasjoner. Denne teknikk er imidlertid ikke blitt benyttet i MWD-logger.

35 Sammenheng av oppfinnelsen

Oppfinnelsen er rettet på måling eller "logging" av elektromagnetiske egenskaper til en jordformasjon som gjennomtrenges av et borehull. Elektromagnetiske bølgeforplantningsteknikker benyttes til å bestemme parametere av interesse for formasjonen og borehullet i nærheten av et borehullsinstrument. Borehullsinstrumentet inneholder ett eller

flere sender-mottaker-par som opererer på én eller flere frekvenser. Borehullsinstrumentet transporteres fortrinnsvis langs borehullet ved hjelp av en borestreng. Oppfinnelsen er derfor primært rettet på MWD-operasjoner, men er også anvendelig på vaierlogging. Målinger av amplitudedempning og faseforskyvning overføres fortrinnsvis til overflaten for behandling og omforming til parametere av interesse ved benyttelse av en modell av loggingsinstrumentets respons og en passende beregningsanordning. Alternativt kan omforming av amplitude- og fasemålingene utføres med en behandlingsanordning som er inneholdt i borehullsinstrumentene, og parametrene av interesse overføres til overflaten, eller lagres i borehullsinstrumentet for senere gjenfinning ved overflaten.

Et formål med oppfinnelsen er å tilveiebringe et loggingssystem som gir nøyaktige og presise mål for amplitudedempning og faseforskyvning av elektromagnetisk stråling som induseres i formasjonen ved hjelp av borehullsinstrumentets senderelementer. Dette resulterer på sin side i mer nøyaktige og presise formasjons- og borehullparametere av interesse som beregnes ut fra de grunnleggende amplitude- og fasemålinger ved benyttelse av instrumentresponsmodellen. Mer spesielt benytter nedhullsinstrumentet en digital kretsanordning som minimerer feil som skriver seg fra varmedriften av systemets elektronikk. Dessuten forbedres kalibrering av systemet før, under og etter logging, slik at feil av utstysrelatert type reduseres ytterligere. Systemet korrigerer også for gjensidig kopling av mottakerantenner i borehullsinstrumentet, og reduserer dermed ytterligere systematisk feil i de grunnleggende amplitude- og fasemålinger, og de ut fra disse beregnede parametere av interesse. Disse særtrekk i kombinasjon tilbys ikke i tidligere kjente systemer.

Et annet formål med oppfinnelsen er reduksjonen av feil i de bestemte parametere av interesse som er et resultat av omgivelseskorreksjoner. Samtidige eller "parallele", i stedet for seriemessige, databehandlingsmetoder benyttes for å omforme de grunnleggende amplitudedempnings- og faseforskyvningsmålinger til formasjons- og borehullparametere av interesse. Parallell databehandling reduserer forplantningen av feil som er knyttet til korreksjonen av data for individuelle omgivelsesparametere. Seriebehandling benyttes i stor utstrekning i tidligere kjente MWD- og vaier-loggingssystemer.

Enda et annet formål med oppfinnelsen er bestemmelse av borehull- så vel som formasjonsparametere av interesse. Slike borehullparametere kan benyttes som indikatorer på den totale effektivitet av boreprogrammet. Dessuten kan målte borehullparametere, så som borehullrynkeheth, kaliber og elliptisitet, benyttes til å anslå eller beregne mekaniske egenskaper til den gjennomtrengte formasjon, hvilket på sin side kan benyttes som konstruksjonsparametere i fremtidige brønnkompletteringsprogrammer. Nøyaktige bestemmelser av borehullparametere resulterer i mer nøyaktig og presis korreksjon av formasjonsparametere for omgivelsesborehulltilstander. Tidligere MWD- og vaiersystemer har rettet liten anstrengelse på den spesielle bestemmelse og bruk av borehullparametere.

Enda et formål med oppfinnelsen er tilveiebringelse av en anordning for å identifisere og kvantifisere totalfeil som er knyttet til parametere av interesse. Slike

bestemmelser kan både benyttes til å tildele en kvalitetsfaktor til de loggede parametere og til å tjene som en indikator på utstys- eller instrumentresponsmodellproblemer ved visse formasjons- og borehullstilstander. Slike omfattende feilindikasjonssystemer er ikke tilgjengelige i tidligere kjente systemer.

5 Enda et ytterligere formål med oppfinnelsen er å måle samtidig resistiviteten, dielektrisitetskonstanten og porøsiteten til formasjonen i nærheten av borehullet. En måling av formasjons-dielektrisitetskonstant er nødvendig for å avtegne hydrokarbonførende soner fra ferskvannsførende soner eller vannførende soner med lav saltholdighet. Det er ikke kjent at samtidige målinger av resistivitet, dielektrisitetskonstant og porøsitet er blitt utført med et
10 MWD-loggingssystem.

For oppnåelse av de ovenfor angitte formål er det tilveiebrakt en loggingsinnretning som omfatter de trekk som er angitt i innledningen til krav 1, og som ifølge oppfinnelsen er kjennetegnet ved at den omfatter en anordning for å bestemme den radiale posisjon i borehullet i hvilken den minst ene parameter som kan tilskrives det induerte, primære
15 elektromagnetiske felt, måles.

For oppnåelse av de angitte formål er det også tilveiebrakt en loggingsfremgangsmåte som omfatter de trekk som er angitt i innledningen til krav 6, og som er kjennetegnet ved at den omfatter det trinn å bestemme den radiale posisjon i borehullet i hvilken den minst ene parameter som kan tilskrives det induerte, primære
20 elektromagnetiske felt, måles.

Kort beskrivelse av tegningene

For at den måte på hvilken de ovenfor angitte særtrekk, fordeler og formål med oppfinnelsen oppnås, kan forstås nærmere, skal en mer detaljert beskrivelse av oppfinnelsen,
25 som er kort sammenfattet ovenfor, gis under henvisning til de utførelser av denne som er vist på de vedlagte tegninger.

Fig. 1 viser oppfinnelsen i en utførelse som benytter måling under boring,

fig. 2 viser et mer detaljert riss av en sender, en mottaker og en styrekrets-
undermontasje av systemets borehullsinstrumentdel,

30 fig. 3 viser et blokkskjema av sende- og mottakingssystemene i logging-underboring-innretningen ifølge oppfinnelsen,

fig. 4 viser et elektrisk koplingskjema av mottakingssystemene i blokkskjemaet på
fig. 3,

fig. 5 viser et blokkskjema av de numerisk styrte oscillatorer i blokkskjemaet på fig.
35 3,

fig. 6 viser et blokkskjema av den digitale signalprosessor i blokkskjemaet på fig. 3,

fig. 7A, 7B og 7C viser høynivå-flytskjemaframstillinger av verktøydriфт i
overensstemmelse med den foretrukne utførelse av oppfinnelsen,

fig. 8 viser en høynivå-flytskjemaframstilling av en digital kalibreringsoperasjon i overensstemmelse med oppfinnelsen,

fig. 9 viser en grafisk framstilling av amplitude-, frekvens- og faseforskyvningsdata som er avledet ved hjelp av en digital kalibreringsoperasjon,

5 fig. 10A, 10B og 10C fremstiller grafisk en rekke forskjellige sammenlikningsoperasjoner som kan utføres ved benyttelse av data som er avledet fra en digital kalibreringsoperasjon,

fig. 11 viser et forenklet blokkskjema av krets- og databehandlingskomponenter som kan benyttes til å måle den uønskede, gjensidige kopling mellom spesielle antenner,

10 fig. 12 viser en ekvivalent elektrisk krets for kretsen på fig. 11,

fig. 13 viser et blokkskjema av teknikken for eliminering av gjensidig kopling,

fig. 14 viser et detaljert elektrisk koplingskjema av blokkskjemaet på fig. 13,

fig. 15A, 15B, 15C, 16A, 16B og 16C viser typer av målinger som oppnås med kretsen på fig. 14,

15 fig. 17 viser en flytskjemaframstilling av teknikken for eliminering av ødeleggende innvirkning av gjensidig kopling og antenneavdrift,

fig. 18 illustrerer målte amplitude- og faseresistiviteter over en forholdsvis tynn formasjon som er begrenset av formasjoner med i hovedsaken uendelig vertikal utstrekning,

20 fig. 19 viser en grafisk framstilling av en algoritme for seriemessig korreksjon av tilsynelatende resistivitet for virkningene av invasjon av borefluidumet,

fig. 20A og 20B viser grafiske framstillinger av algoritmer for seriemessig korreksjon av henholdsvis fase- og amplituderestivitetsmålinger for virkningene av endelig eller begrenset lagtykkelse,

25 fig. 21 illustrerer grafisk den innbyrdes avhengighet av tilsynelatende fase- og amplituderestivitet, virkelig formasjonsrestivitet og instrument-borehull-eksentrisitet for et borehullfluidum med en resistivitet på 20 ohm-meter,

fig. 22 illustrerer grafisk den innbyrdes avhengighet av tilsynelatende fase- og amplituderestivitet, virkelig formasjonsrestivitet og instrument-borehull-eksentrisitet for et borehullfluidum med en resistivitet på 0,2 ohm-meter,

30 fig. 23 viser logger av tilsynelatende resistivitet bestemt ved fire senderfrekvenser og registrert som funksjon av dybde i et brønnborehull,

fig. 24 viser logger av tilsynelatende dielektrisitetskonstant bestemt ved fire senderfrekvenser og registrert som funksjon av dybde i et brønnborehull,

35 fig. 25 illustrerer variasjonen av målt, relativ dielektrisitetskonstant og ledningsevne som funksjon av senderfrekvens,

fig. 26 viser en grafisk framstilling av beregnede variasjoner i dielektrisitetskonstant som funksjon av senderfrekvens, og en sammenlikning av teoretiske verdier med målte verdier ved fire forskjellige senderfrekvenser,

fig. 27A og 27B illustrerer variasjonen av den reelle del av effektiv dielektrisitetetskonstant og den reelle del av effektiv formasjonsledningsevne som funksjon av vannresistivitet, ved forskjellige formasjonsporøsiteter, og

fig. 28 er en grafisk fremstilling som viser hvordan amplitudedempnings- og faseforskyvningsmålinger kan benyttes til å bestemme borehulldiameter.

Nærmere beskrivelse av den foretrukne utførelse

Oppfinnelsen benyttet i en MWD-omgivelse er illustrert på meget generell måte på fig. 1. Elementer som er vist på fig. 1, vil bli nærmere beskrevet i senere avsnitt av denne beskrivelse. Borkronen 31 er festet til et borehullsinstrument 36 som i MWD-utførelsen fortrinnsvis er et metallisk vektør som på sin side er montert på borehull-borestrengen 37. Denne montasje er vist opphengt i et borehull 34 som gjennomtrenger jordformasjonen 32. En anordning for rotasjon av borestrengen 37 er betegnet med tallet 40. Borestrengen 37 og borehullsinstrumentet 36 er aksialt hule, slik at borefluidum eller "slam" kan pumpes nedover gjennom disse og ut gjennom porter i borkronen 31, og returneres til overflaten via borestreng-borehull-ringrommet som er betegnet som 34a. Slamsirkulasjonssystemet, innbefattet slampumper på overflaten, er ikke vist. Det er velkjent innen faget at slammet tilveiebringer et middel for retur av borkrone-borkaks til overflaten, avkjøler og smører borkronen 31, og tilveiebringer hydrostatisk trykk for å fange opp innvendige trykk i formasjoner som gjennomtrenges av borkronen 31. Fire senderantennespoler med én eller flere viklinger er betegnet med tallene 207, 209, 205 og 203. Spolenes akser er sammenfallende med aksene til borehullsinstrumentet 36. Spolene er elektrisk isolert fra og svakt forsenket i den ytre diameter av vektøret, og utgjør dermed integrerte elementer av vektørmontasjen. To mottakerantennespoler er betegnet med tallene 213 og 211. Geometriene til disse spoler er helt like geometriene til senderspolene, og også disse spoler utgjør integrerte elementer av borehullsinstrumentet 36. Senderspolene er fortrinnsvis anordnet symmetrisk på hver side av midtpunktet av mottakerspolene 213 og 211. Kraftkilder og styrekretser for senderne og mottakerne er skjematisk angitt som en undermontasje 201 i borehullsinstrumentet 36 med henblikk på beskrivelse. I utførelsen av oppfinnelsen som en MWD-anordning er styrekretsene fortrinnsvis beliggende inne i trykk- og fluidumtette rom innenfor veggen av borehullsinstrumentet 36 som fortrinnsvis er et vektør. Data som registreres av mottakerne, kan enten overføres i sann tid til overflaten ved benyttelse av en borefluidumpulsende anordning (ikke vist), eller kan alternativt registreres med en registreringsanordning (ikke vist) nede i borehullet, for senere gjenfinning. For utførelsen med dataoverføring i sann tid overføres signaler fra mottakerne til overflaten ved hjelp av en baneanordning som er generisk betegnet med tallet 46, overføres til en prosessorenhet (CPU) 42 for behandling, og korreleres med dybder fra en vektør-dybdeindikator 43, og utmates til en registreringsenhet 44 som fremviser de beregnede parametere av interesse som funksjon av dybde ved hvilken de innmatede målinger ble utført. En modell 45 av responsen av sender-mottaker-parene,

ved varierende borehulls- og formasjonstilstander, er anordnet for å omforme amplitudedempning og faseforskyvninger som måles av mottakerelementene, til formasjons- og borehullparametere av interesse. Modellen er fortrinnsvis avledet fra teoretiske beregninger av responsen av sender-mottaker-parene, og også avledet fra målte responser av sender-
 5 mottaker-parene ved kjente testformasjons- og testborehullstilstander. Modellen kan alternativt være lagret i et lager (ikke vist) i CPU-enheten 42. En alternativ utførelse av oppfinnelsen omfatter en prosessorenhet (ikke vist), med en responsmodell lagret i denne, som er montert i vektrøret 36 for å utføre databehandling nede i borehullet. Lagerkapasitet er vanligvis begrenset i MWD-borehullsinstrumenter. For mest mulig effektiv utnyttelse av
 10 lagerkapasitet er det ofte ønskelig å behandle målte data nede i borehullet og lagre behandlede resultater i stedet for de mer voluminøse, målte data.

Forskjellige elementer, særtrekk og metoder ifølge oppfinnelsen skal beskrives nærmere i de etterfølgende avsnitt. Man må huske på at selv om den foretrukne utførelse av oppfinnelsen er MWD-logging, kan oppfinnelsen alternativt realiseres for vaierlogging eller
 15 hvilken som helst loggingsoperasjon som innebærer transport av et måleinstrument langs et borehull.

1. Borehullsinstrumentet

Borehullsloggingsinstrumentet 36, fortrinnsvis et vektrør, som omfatter sender-
 20 mottaker-spoleoppstillingen, er vist mer detaljert på fig. 2. De to mottakerspoler er betegnet med tallene 213 og 211. Senderspolene 207 og 209 er atskilt i lengderetningen respektive avstander 23 og 21 fra midtpunktet 25 mellom mottakerspolene 213 og 211. Senderspolene 205 og 203 er likeledes atskilt i lengderetningen respektive avstander 23 og 21 fra midtpunktet 25. Kraftkilder og styrekretser for senderne og mottakerne er igjen vist
 25 skjematisk som en underseksjon 201 av borehullsinstrumentet 36. I den foretrukne utførelse er kretsanordningen, som skal beskrives nærmere i neste avsnitt, inneholdt i trykk- og fluidumtette rom innenfor borehullsinstrumentets 36 vegg. Mønsteret med symmetrisk avstand mellom senderne og mottakerne om et punkt 25 midt mellom mottakerne 213 og 211 foretrekkes, men er ikke en nødvendig betingelse for utførelsen ifølge oppfinnelsen.

30

1.1 Sende- og mottakingssystemer

Fig. 3 viser et blokkskjema av det som eksempel viste loggingsinstrument eller loggings-"verktøy" 36, med undermontasjen 201, som er vist på fig. 2 og konstruert i overensstemmelse med oppfinnelsen. Loggingsverktøyets undermontasje 201 omfatter øvre
 35 sendere 203, 205, nedre sendere 207, 209 og mellomliggende serieresonansmottakerantenner 211, 213. En sentral prosessor 215 er fortrinnsvis en mikroprosessoranordning som benyttes til å koordinere driften av komponentene i loggingsverktøyet 36 og undermontasjen 201, for å registrere og behandle de data som oppnås ut fra målinger som er utført av de mellomliggende serieresonans-mottakerantenner 211, 213, og for å vekselvirke

med et slampulsteleometri-dataoverføringssystem (ikke vist) som fortrinnsvis bæres i den tilgrensende vektørdeel. En prosessor 217 er anordnet og tilegnet for styring av en numerisk styrt oscillator 223. En prosessor 219 er anordnet og tilegnet for styring av en numerisk styrt oscillator 225. Den sentrale prosessor 215 kommuniserer med prosessorene 217, 219 via
5 respektive databusser 241 og 243. De numerisk styrt oscillatorer 223, 225 er tilpasset til å motta et binært kommandosignal som inngangssignal, og til å frembringe et analogt utgangssignal som har spesielle frekvens-, fase- og amplitudeegenskaper. Frekvens-, fase- og amplitudeegenskapene bestemmes i det minste delvis av kommandosignalene som tilføres fra prosessoren 217, 219 til inngangen av de numerisk styrt oscillatorer 223, 225, og
10 de data som er inneholdt i forskjellige registre i de numerisk styrt oscillatorer 223, 225. De numerisk styrt oscillatorer 223, 225 tilveiebringer det analoge signal til sendekretser 227 hhv. 229. De komponenter som utgjør sendekretsene 227, 229, skal beskrives nærmere i forbindelse med en teknikk ifølge oppfinnelsen for kvantifisering av den uønskede, gjensidige magnetfeltkopling mellom spesielle antenner.

15 De mottakende antenner 211, 213 kommuniserer via en analog mottakingskrets 231 med de første og andre datainngangskanaler til en digital signalprosessor 221. Den digitale signalprosessor 221 mottar data på de første og andre innganger etter at de er omformet fra analog form til digital form av analog/digital-omformere 220, 222, og registrerer dataelementene i en sirkulær lagerbuffer. Den sentrale prosessor 215 trekker ut data fra
20 bufferne på en foreskrevet og forutbestemt måte for å sample den strøm som genereres i mottakerantennene 211, 213 som reaksjon på forplantningen av elektromagnetisk signal gjennom den tilgrensende formasjon. Slik det er konvensjonelt, kan resistiviteten av den formasjon som omgir loggingsverktøyet 36 og undermontasjen 201, bestemmes enten (1) ved å bestemme amplitudedempningen av en elektromagnetisk bølge som forplanter seg gjennom
25 formasjonen som grenser til mottakerantennen 211 og mottakerantennen 213, eller (2) ved å bestemme faseforskyvningen mellom det elektromagnetiske signal som forplanter seg gjennom formasjonen som grenser til mottakerantennen 211 og mottakerantennen 213, eller fra begge. Disse målinger omfatter en relativ måling av amplitudedempningen og en relativ måling av faseforskyvningen.

30 Den foreliggende oppfinnelse tillater også andre teknikker for kvantifisering av det elektromagnetiske felt som forplanter seg gjennom den formasjon som omgir loggingsverktøyet 36. Da nøyaktig styring kan oppnås med oppfinnelsen over frekvensen, fasen og amplituden av den elektromagnetiske bølge som genereres av senderantennene 203, 205, 207 og 209, tillater oppfinnelsen måling av den absolutte amplitudedempning av et elektro-
35 magnetisk signal mellom hvilken som helst spesiell senderantenne 203, 205, 207 og 209 og hvilken som helst mottakerantenne 211, 213. Videre tillater loggingsverktøyet 36 ifølge oppfinnelsen absolutt måling av faseforskyvningen av et elektromagnetisk signal mellom hvilken som helst spesiell senderantenne 203, 205, 207, 209 og hvilken som helst spesiell mottakerantenne 211, 213. Tidligere kjente anordninger tillater ikke slike valgfrie teknikker

for bestemmelse av amplitudedempning og faseforskyvning, da tidligere kjente anordninger ikke er i stand til lettvis og nøyaktig å bestemme frekvensen, fasen og amplituden av et signal som genereres ved hvilken som helst spesiell senderantenne.

Driften av de numerisk styrte oscillatorer 223, 225 taktstyres av utgangssignalet fra en referanseklokke eller referansetaktenhet 237 som fortrinnsvis er på 12 MHz. Driften av mottakingskretsen 231 styres av utgangssignalet fra en numerisk styrt oscillator 233 som også taktstyres av utgangssignalet fra referansetaktenheten 237, som er 12 MHz. Således tilveiebringes en taktpuls til de numerisk styrte oscillatorer 223, 225 med en frekvens som er identisk med den som tilveiebringes til den numerisk styrte oscillator 233 som etablerer driftsfrekvensen for mottakingskretsen 231. Den digitale signalprosessor 221 taktstyres av utgangssignalet fra en delekrets 239, og sampler således utgangssignalet fra mottakingskretsen 231 med en spesiell frekvens som er mye mindre enn den som benyttes til å energisere senderantennene 203, 205, 207 og 209.

Den numerisk styrte oscillator 233 frembringer et faselåst sinusbølgesignal med en senterfrekvens på 1,995 MHz som benyttes som lokaloscillatorsignal av en mottakingskrets (ikke vist) som er beliggende i loggingsverktøyets 36 vegg.

Det henvises nå til fig. 4. Den totale funksjon til den krets som er vist i blokkskjema- og koplingskjemaform på fig. 4, er å reagere på lokaloscillatorsignalet og ett av de to mottakerspoleutgangssignaler for å frembringe et mottakerfaseutgangssignal i forhold til senderen og et mottakeramplitudeutgangssignal. En konvensjonell forforsterkerkrets som er generelt vist ved 271, reagerer på mottaker-oppfangningssignalet, og dens utgangssignal tilføres til et blanderkretsarrangement som er generelt vist ved 273. Blanderkretsarrangementet 273 omfatter en integrert krets 275 som hensiktsmessig realiseres av en integrert krets som fremstilles og selges av Motorola og andre selskaper under betegnelsen MC 1596.

På grunn av at frekvensen av oppfangningssignalet og lokaloscillatorsignalene er faselåst til en felles frekvensreferanse og er forskjellige med 6 kHz, ligger mellomfrekvensen (IF) som frembringes av blanderkretsarrangementet 273, på 6 kHz. Et båndpassavstemningskretsarrangement som er generelt vist ved 277, slipper gjennom mellomfrekvenssignalet på 6 kHz til et forsterkerkretsarrangement som er generelt vist ved 279. Et aktivt båndpassfilter-kretsarrangement som er generelt vist ved 281, sørger for ytterligere båndpassfiltrering og tilveiebringer et signal til en analog/digital-omformer som tilfører et digitalt inngangssignal til en spesiell inngangskanal til den digitale signalprosessor 221 (på fig. 3).

Fig. 5 viser et blokkskjema av de numerisk styrte oscillatorer 223, 225, 233 på fig. 3. Da de numerisk styrte oscillatorer er identiske, skal bare den numeriske oscillator 223 omtales og beskrives. I den foretrukne utførelse av oppfinnelsen omfatter den numerisk styrte oscillator 223 en CMOS, DDS-modulator som fremstilles av Analog Devices, Norwood, Massachusetts, USA, og som identifiseres som modell nr. AD7008. Den

numerisk styrte oscillator 223 omfatter en 32-bits faseakkumulator 301, en sinus- og cosinus-oppslagstabell 303 og en 10-bits digital/analog-omformer 305. En taktinngang 307 er tilveiebrakt for å motta et taktsignal fra en anordning som ligger utenfor den numerisk styrte oscillator 223. Den spesielle numerisk styrte oscillator ifølge oppfinnelsen er tilpasset til å akseptere takthastigheter som er så høye som 20 til 50 MHz, men kan tilpasse seg til mye lavere takthastigheter. Anordningen påstås å ha en frekvensnøyaktighet som kan styres til én del på fire milliarder. Den numerisk styrte oscillator 223 omfatter et 32-bits serieregister 309 som mottar seriedata på en seriedata-inngangspinne 311, hvilke data taktstyres inn i registeret i overensstemmelse med et taktsignal som tilføres til en serie-taktinngang 313. Det er også anordnet et 32-bits parallellregister 313 som mottar parallelle binærdata fra et MPU-grensesnitt 315. En databuss 317 omfatter seksten digitale inngangspinner som identifiseres som D0 til D15. Brikkevalgpinnen 321 benyttes ved skriving til parallellregisteret 313. Skrivepinnen 319 benyttes også ved skriving til parallellregisteret 309. Overføringsstyringsadressebussen 323 benyttes til å bestemme de kilde- og destinasjonsregistre som benyttes under en overføring. Et kilderegister kan være enten parallellmontasjeregisteret 313 eller seriemontasjeregisteret 309. Destinasjonsregisteret kan være hvilket som helst av følgende registre, nemlig kommandoregisteret 325, FREKV.0-registeret 327, FREKV.1-registeret 329, faseregisteret 331 eller IQMOD.-registeret 333. Kommandoregisteret tilskrives bare via parallellmontasjeregisteret 313. Innholdet av kommandoregisteret bestemmer driftstilstanden til den numerisk styrte oscillator 223. I den foretrukne anordning som benyttes ved den foreliggende oppfinnelse, er kommandoregisteret et 4-bits register. Tabell 1 tilveiebringer et overblikk over de mulige driftstilstander til den numerisk styrte oscillator 223 som benyttes i den foreliggende oppfinnelse. Under loggingsoperasjoner er loggingsinnretningen ifølge oppfinnelsen programmert for å tilveiebringe kommandoer fra prosessorene 215, 217, 219 (på fig. 3) med 8-bits kommandoer, og "CR0"-biten er således 0. Normal drift ønskes, og "CR1"-biten er således 0. Ved den foreliggende oppfinnelse forbikoples amplitudemodulasjon, og "CR2"-biten er således 0. Ved den foreliggende oppfinnelse virksomgjøres synkronisatorlogikken, og "CR3"-biten er således 0. FREKV.0-registeret 327 definerer utgangsfrekvensen fra den numerisk styrte oscillator 223, når F-valg-pinnen er 1, som en brøkdel av frekvensen av taktsignalet som tilføres til takt-pinnen 307. FREKV.1-registeret 329 definerer utgangsfrekvensen fra den numerisk styrte oscillator 223, når F-valg-pinnen er lik 1, som en frekvens av taktsignalet som tilføres til takt-pinnen 307. Innholdet av faseregisteret 331 adderes til utgangssignalet fra faseakkumulatoren 301. IQMOD.-registeret 333 benyttes ikke ved den foreliggende oppfinnelse.

De operasjoner som kan utføres med registrene ved å tilføre kommandosignaler til overføringskontroll-adressebussen 323, er angitt i tabellform i Tabellene 2 og 3. Tre grunnleggende operasjoner kan utføres. Innholdet av parallellmontasjeregisteret 313 kan overføres til kommandoregisteret 325; innholdet av parallellmontasjeregisteret kan overføres

til et valgt destinasjonsregister, i overensstemmelse med de destinasjoner som er identifisert i Tabell 3, og innholdet av seriemontasjeregisteret 309 kan overføres til et valgt destinasjonsregister.

Lasteregisterpinnen 335 benyttes i forbindelse med overføringskontroll-
 5 adressebussen 323 til å styre lasting av interne registre fra enten parallell- eller seriemontasjeregistrene 309, 313. Testpinnen 337 benyttes bare for fabrikktesting. Nullstillingspinnen 339 benyttes for å nullstille registrene. Nullstillingspinnen benyttes spesielt for å slette kommandoregisteret 325 og alle modulasjonsregistre til 0. Strømutgangspinnene 341, 343 benyttes for å tilføre en vekselstrøm til en utvalgt sluttanordning. I den spesielle ut-
 10 førelse ifølge oppfinnelsen benyttes bare én av disse utganger for en spesiell senderantenne, da én strøm er komplementet til den andre strøm. Kompensasjonspinnen 342 benyttes for å kompensere for den interne referanseforsterker. Spenningsreferansepinnen 343 kan benyttes til å oppheve en intern spenningsreferanse, om ønsket. Full-skala-justeringspinnen 345 bestemmer størrelsen av full-skala-strømmen på utgangspinnene 341, 343. Jordingspinnen
 15 347 tilveiebringer en jordingsreferanse, mens tilførselspinnen for positiv effekt tilveiebringer effekt for de analoge komponenter i den numerisk styrte oscillator 323. Frekvensvalgpinne 351 styrer frekvensregistrene FREKV.0-registeret 327 og FREKV.1-registeret 329, ved å bestemme hvilket register som benyttes i faseakkumulatoren 301, ved hjelp av den styrende multiplekser 353. Innholdet av faseregisteret 331 adderes til utgangen av faseakkumulatoren
 20 301 i en summerer 355. IQMOD.-registrene 333 er anordnet for å tillate enten kvadraturamplitudemodulasjon eller amplitudemodulasjon, og sinus- og cosinus-utgangssignalene fra oppslagstabellen 303 adderes således sammen i en summerer 357, og er upåvirket av IQMOD.-registrene 333. Utgangssignalet fra summereren 357 tilveiebringes til en digital/analog-omformer 305 som frembringer et analogt signal med en frekvens som svarer
 25 til enten innholdet av FREKV.0-registeret 327 eller FREKV.1-registeret 329, en fase som er bestemt av utgangssignalet fra summereren 355 som tilføres som et inngangssignal til oppslagstabellen 303, og en amplitude som er bestemt av full-skala-kontrollen 359 som innstilles av full-skala-justeringspinnen 345 og referansespenningpinnen 343. Den numerisk styrte oscillator på fig. 5 kan derfor tilveiebringe et analogt utgangssignal med en presis
 30 frekvens egenskap, faseegenskap og amplitudeegenskap. Da anordningen er ytterst nøyaktig, er det mulig å tilveiebringe en drivstrøm for senderantennene 203, 205, 207, 209 på fig. 3 som er nøyaktig styrt. I den foretrukne utførelse av oppfinnelsen drives den ene av senderantennene 203, 205 på 400 kHz, mens den andre av senderantennene 203, 205 drives på 2 MHz. Det samme gjelder for antennene 207, 209, idet den ene drives på 400 kHz og den andre drives på 2 MHz. Prosessorene 215, 217, 219 kan imidlertid programmeres for å til-
 35 veiebringe hvilke som helst spesielle frekvenser for senderantennene. Dette vil bli benyttet med god fordel, slik det skal beskrives nedenfor i forbindelse med en kalibreringsrutine.

Under drift tilføres et kommandosignal til F-valgpinnen 351 for å bestemme hvilken frekvens som vil bli benyttet for energisering av en spesiell senderantenne.

FREKV.0-registeret 327 og FREKV.1-registeret 329 kan være forhåndslestet med to spesielle frekvenser (så som 400 kHz og 2 MHz). Det binære signal som tilføres til F-valgpinnen 351, bestemmer driften av multiplekseren 353 som tilfører innholdet av enten FREKV.0-registeret 327 eller FREKV.1-registeret 329 til inngangen av faseakkumulatoren 301. Faseakkumulatoren 301 akkumulerer et fase-trinn for hver taktsyklus eller taktperiode. Verdien av fase-trinnet bestemmer hvor mange taktperioder som er nødvendig for at faseakkumulatoren skal telle 2 δ radianer, dvs. én periode av utgangsfrekvensen. Utgangsfrekvensen bestemmes av fase-trinnet multiplisert med frekvensen av det signal som tilføres til taktinngangspinnen 307, dividert med 2^{32} . I praksis tømmes faseakkumulatoren 301 og lastes deretter med utgangssignalet fra multiplekseren 353. Deretter tillates et forhåndsdefinert tidsintervall å passere, i løpet av hvilket det signal som tilføres til taktinngangspinnen 307, fremflytter utgangssignalet fra faseakkumulatoren 301 gjennom en inkrementalt økende fase for den spesielle frekvens. Faseakkumulatoren skritter med andre ord frem fra 0° fase til 180° for en spesiell frekvens. Til enhver tid kan utgangssignalet fra faseakkumulatoren 301 endres med en faseforskyvning som tilføres av faseregisteret 331. Faseregisteret 331 kan lastes som reaksjon på kommandoer fra prosessorene 215, 217, 219. Faseverdien tilføres som inngangssignal til oppslagstabellen 303 som omformer utgangssignalet fra faseakkumulatoren 301 (og en eventuell ønsket forskyvning) til en digital bitstrøm som er representativ for et analogt signal. Denne digitale bitstrøm tilføres som inngangssignal til den 10-bits digital/analog-omformer 305 som også mottar amplitudeinformasjon fra full-skala-kontrollen 359. Digital/analog-omformer 305 leverer et analogt utgangssignal med en spesiell frekvens egenskap, faseegenskap og amplitudeegenskap. For eksempel kan et utgangssignal på 2 MHz, med en fase på 15° og en spesiell toppamplitudestrøm tilveibringes som inngangssignal til en spesiell senderantenne.

Fig. 6 viser et blokkskjema av den digitale signalprosessor 221 på fig. 3. I den foretrukne utførelse av oppfinnelsen omfatter den digitale signalprosessor 221 en DSP-mikrodatamaskin som fremstilles av Analog Devices, Norwood, Massachusetts, USA, som identifiseres som modell nr. ADSP-2101. Dette er en enkeltbrikke-mikrodatamaskin som benyttes for tallbehandlingsanvendelser med høy hastighet. Dens basiskonstruksjon 379 er et fullstendig kompatibelt supersett av ADSP-2100 instruksjonssettet. Basiskonstruksjonen omfatter tre uavhengige beregningsenheter, nemlig en skifter 371, en multiplikator/akkumulator (MAC) 373, og en aritmetisk og logisk enhet (ALU) 375. En programsekvensdanner 369 understøtter en rekke forskjellige operasjoner, innbefattet betingede hopp, subrutineoppkallinger og returer i løpet av en eneste syklus. En dataadressegenerator 367 omfatter to adressegeneratorene. Den digitale signalprosessor 221 omfatter en serieport 381 som inneholder to inngangskanaler, nemlig en inngangskanal 383 og en inngangskanal 385. Et taktregister 387 tilveibringer taktsignaler for databehandlingsoperasjonen, og mottar som inngangssignal et taktsignal fra delekretsen 239 (på fig. 3). En ekstern adressebuss 389 og en ekstern databuss 391 tillater digital kommunikasjon mellom den digitale signalprosessor 221

og den sentrale prosessor 215 på fig. 3. Et lager 393 inneholder et programlager 395 og et datalager 397. Slik det er typisk med digitale signalprosessorer, definerer datalageret 397 minst to sirkulære buffere som er knyttet til serieportene 383, 385 og som er konstruert for å motta asynkrone, digitale data og lagre disse på ubestemt tid eller i et forutbestemt tidsintervall. Den digitale signalprosessor 221 mottar digitale inngangssignaler på kanalinnngangene 383, 385 fra en analog/digital-omformer, slik det er vist i kretsen på fig. 4. Mottakingskretsen på fig. 4 mottar en strøm som er representativ for responsen til en spesiell mottakingsantenne 211, 213 på elektromagnetisk stråling som forplanter seg gjennom borehullet. Dette elektriske signal behandles via kretskomponentene på fig. 4 og tilveiebringes som et inngangssignal til den digitale signalprosessor 221. I den foretrukne utførelse av oppfinnelsen identifiseres mottakingsantennen 211 med en spesiell inngangskanal i den digitale prosessor 221, mens mottakingsantennen 213 identifiseres med den andre inngangskanal i den digitale signalprosessor 221. Den sentrale prosessor 215 (på fig. 3) utnytter den eksterne adressebuss 389 og den eksterne databuss 391 til å adressere en spesiell inngangskanal og lese digitale data inn i den sentrale prosessor 215 for behandling. I den foretrukne utførelse av oppfinnelsen kan den digitale signalprosessor 221 sample data fra mottakingsantennene 211, 213 med en meget høy samplingshastighet som kan leses periodisk av den sentrale prosessor 215 som behandler dataene for å bestemme amplitudedempningen og faseforskyvningen av det elektromagnetiske signal som forplanter seg gjennom borehullet. Én spesiell rutine for beregning av amplitudedempning og faseforskyvning er angitt mer detaljert nedenfor, i forbindelse med en diskusjon av feilannuleringssærtrekket ifølge oppfinnelsen. Som en grov oversikt kan den sentrale prosessor 215 trekke ut en utvalgt datamengde fra hver kanal i den digitale signalprosessor 221, og ut fra disse data beregne amplitudedempningen og faseforskyvningen av den elektromagnetiske bølge etter hvert som den forplanter seg gjennom borehullet og forbi den mottakende antenne 211 og den mottakende antenne 213. I den foretrukne utførelse av oppfinnelsen sender en øvre sender et utspørrende elektromagnetisk signal med en spesiell frekvens som forplanter seg nedover forbi de mottakende antenner 211, 213. En spesiell av de nedre senderantenner 207, 209 utsender deretter et utspørrende elektromagnetisk signal oppover. Målinger fra mottakingskretsen 231 lagres i inngangskanalene til den digitale signalprosessor 221 og avleses av den sentrale prosessor 215 på en måte som tillater beregning av amplitudedempning og faseforskyvning.

Et annet viktig særtrekk ved oppfinnelsen oppstår ut fra det faktum at en presis energiseringsstrøm kan utnyttes til å energisere en spesiell av senderantennene 203, 205, 207, 209. Dette vil etablere frekvensegenskapen, faseegenskapen og amplitudeegenskapen til det elektromagnetiske utspørringssignal. En eneste mottakende antenne kan derfor benyttes til å utføre målingen av det elektromagnetiske utspørringssignal når det passerer gjennom borehullet. Amplituden og fasen av dette utspørringssignal kan registreres i et lager, og sammenliknes med verdier i lageret for energiseringsstrømmen. Dette tillater at en eneste mottakende antenne kan benyttes for å tilveiebringe en nøyaktig måling av

amplitudedempning mellom denne spesielle mottakingsantenne og den spesielle senderantenne, og faseforskyvningen av utspørringssignalet mellom senderantennen og mottakingsantennen. Amplitudedempningen og faseforskyvningen av det elektromagnetiske utspørringssignal når det passerer gjennom formasjonen, er selvsagt en indikasjon på resistiviteten til borehullet og den omgivende formasjon.

Fig. 7A, 7B og 7C viser høynivå-flytskjemaframstillinger av loggingsoperasjoner som utføres i overensstemmelse med den foretrukne utførelse av oppfinnelsen. Fig. 7A fremstiller logiske trinn som utføres av den sentrale prosessor 215. Fig. 7B angir operasjoner som styres av prosessorene 217, 219. Fig. 7C fremstiller operasjoner som styres av den digitale signalprosessor 221 og den sentrale prosessor 215. Sendeoperasjoner begynner i en blokk 401. Prosessoren 215 utfører en kalibreringsoperasjon på mottakingsantennene 211, 213, slik det skal omtales nærmere et annet sted i beskrivelsen. Etter at kalibreringsoperasjonene er utført gir den sentrale prosessor 215 prosessoren 217 instruks om å energisere senderantennen 203 med en 400 kHz strøm. Deretter, i overensstemmelse med en blokk 407, gir den sentrale prosessor 215 prosessoren 219 instruks om å energisere senderantennen 209 med en 400 kHz strøm. Deretter gir den sentrale prosessor 215 prosessoren 217 instruks om å energisere senderantennen 205 med en 2 MHz kHz strøm, i overensstemmelse med en blokk 409. Deretter, i overensstemmelse med en blokk 411, gir den sentrale prosessor 215 prosessoren 219 instruks om å energisere senderantennen 207 med en 2 MHz strøm. Prosessen stopper i en blokk 413. I virkelig praksis vil sendeoperasjonene bli utført kontinuerlig over forutbestemte intervaller.

Fig. 7B fremstiller de styreoperasjoner som utføres av prosessorene 217, 219 for å få de numerisk styrte oscillatorer 223, 225 til å energisere spesielle sendere. Prosessen begynner i en blokk 415. Den fortsetter i en blokk 417 hvor prosessoren 217 eller 219 sletter registrene i de numerisk styrte oscillatorer (NSO) 223 eller 225 ved å tilveiebringe den riktige instruksjon. Deretter, i overensstemmelse med en blokk 419, laster prosessoren 217 eller 219 en forutbestemt verdi til FREKV.0-registeret og FREKV.1-registeret. Disse verdier bestemmer frekvensen av den energiseringsstrøm som tilføres til en spesiell senderantenne. Deretter, i overensstemmelse med en blokk 421, laster prosessoren 217 eller 219 en forutbestemt faseverdi til faseregisteret i den numerisk styrte oscillator 223 eller 225. Prosessoren 217 eller 219 tilveiebringer deretter en binær kommando til F-valg-inngangspinnen til den numerisk styrte oscillator 223 eller 225 for å velge en spesiell driftsfrekvens. Deretter, i overensstemmelse med en blokk 425, tillates et spesielt tidsintervall å passere. Dette tidsintervall bestemmer hvor mange perioder av energiseringsstrøm som tilføres til en spesiell senderantenne. Prosessen slutter i en programvareblokk 427. Hver gang prosessoren 217 eller 219 instrueres av den sentrale prosessor 215 om å energisere en spesiell senderantenne, utføres typisk trinnene ifølge fig. 7B.

Fig. 7C fremstiller mottakingsoperasjonene i flytskjemaform. Prosessen begynner i en blokk 429. Prosessen fortsetter i en blokk 431 hvor strømmen i mottakingsantennene 211,

213 samples av mottakingskretsen 231. Deretter, i overensstemmelse med en blokk 431, lastes disse sampler til de riktige inngangskanaler 283, 285 til den digitale signalprosessor (DSP) 221. I overensstemmelse med en blokk 435 henter den sentrale prosessor 215 utvalgte sampler fra de lagerbufferne som er knyttet til den digitale signalprozessors inngangskanaler. I overensstemmelse med en blokk 437 kan sampler valgfritt modifiseres for å oppveie for feilkomponenter som skyldes "feilkalibrering" av antennen, hvilket vil bli nærmere beskrevet et annet sted i beskrivelsen. Deretter, i overensstemmelse med en programvareblokk 439, kan de digitale sampler filtreres digitalt med enten et digitalt lavpassfilter, et digitalt høypassfilter eller et digitalt båndpassfilter. Alternativt kan man ta middelverdien av samplene over på forhånd definerte intervaller for å tilveiebringe stabilitet til samplene og eliminere påvirkningen av falske eller feilaktige sampler. Deretter, i overensstemmelse med en blokk 441, beregnes amplitudedempningen og faseforskyvningen, slik som beskrevet et annet sted i beskrivelsen. Prosessen slutter til slutt i en blokk 443.

1.2 Antennekalibreringsoperasjoner

Oppfinnelsen tilveiebringer flere nye kalibreringssærtrekk for mottakerantennene. Utnyttelse av mikroprosessorer og numerisk styrte oscillatorer (se fig. 3) i oppfinnelsen tillater at meget presise kalibreringsmålinger kan utføres av sendingen og mottakingen av utspørringssignalet, enten utenfor borehullet eller fortrinnsvis i borehullet, under loggingsoperasjoner. Dette oppnås ved å ha et kalibreringsprogram fast lagret i et lager i prosessorene 217, 219, eller i den sentrale prosessor 215, hvilket forårsaker at en numerisk styrt oscillator går eller sveiper gjennom et spesielt frekvensområde. Dette oppnås ved fortløpende å tilveiebringe et kommandosignal fra prosessorene 217, 219 til de numerisk styrte oscillatorer 223, 225, hvilket etablerer en frekvens for den energiseringsstrøm som tilføres til en spesiell senderantenne. Dessuten tilføres en kommando fra prosessorene 217, 219 til de numerisk styrte oscillatorer 223, 225 for å bestemme signalets fasekarakteristikk. I praksis bør frekvenssveipet omfatte et ganske bredt område av frekvenser. Normale mottakingsoperasjoner utføres mens en spesiell sender sveipes gjennom et område av frekvenser. Dataene registreres og tilveiebringer et kombinert mål på responsen av senderantennen og mottakingsantennen.

I den foretrukne utførelse av oppfinnelsen sveipes hver senderantennespole gjennom et forutbestemt frekvensområde, mens mottakingsantennene samples. Resultatet er åtte datasett, ett for hver mulig sender/mottaker-kombinasjon, som kvantifiserer driftstilstanden til den spesielle senderantenne og den spesielle mottakingsantenne. Funksjonsfeil i en spesiell mottakingsantenne eller senderantenne kan bestemmes ved hjelp av sammenlikninger mellom de åtte datasett. Anta for eksempel, med henvisning til fig. 3, at senderantennen 203 er skadet eller ute av kalibrering. Det datasett som etablerer driftstilstanden til senderantennen 203 og mottakingsantennen 211, kan sammenliknes med det datasett som etablerer driftstilstandene til senderantennen 203 og mottakingsantennen 213,

for å bestemme at senderantennen 203, og ikke en spesiell mottakingsantenne, er skadet eller ute av kalibrering. Identifikasjonen av en skadet eller ukalibrert antenne er et viktig diagnostisk verktøy. Det kan benyttes under loggingsoperasjoner til å utelate én eller flere av de sendende eller mottakende antenner fra den normale driftssyklus, så snart det er blitt oppdaget at den er skadet, for å opprettholde loggingsinformasjon med høy kvalitet. Alternativt kan kalibreringsdataene benyttes ved etterloggingsoperasjoner til å modifisere, tolke eller manipulere loggingsdataene for å korrigere for målingsintervaller under hvilke en spesiell senderantenne ble skadet eller falt ut av kalibrering.

Fig. 8 tilveiebringer en høynivå-flytskjemafremstilling av kalibreringsoperasjoner, hvilken selvsagt er angitt i sammenheng med flytskjemaene på fig. 7A, 7B og 7C. Prosessen begynner i en blokk 445. Prosessen fortsetter i en blokk 447 hvor kalibreringsoperasjonen initieres eller innledes av den sentrale prosessor 215. Deretter, i overensstemmelse med en blokk 449, utvelges en spesiell senderantenne, og i overensstemmelse med en blokk 451 utvelges en spesiell mottakingsantenne. Kalibreringsoperasjonene vil bli utført ved benyttelse av denne spesielle senderantenne og denne spesielle mottakingsantenne. De resulterende data vil tilveiebringe informasjon om driftstilstanden til begge disse antenner. I overensstemmelse med en blokk 453 innstilles en energiseringssekvens. Dette oppnås ved å tilveiebringe en passende kommando til den numerisk styrte oscillator 223. Deretter, i overensstemmelse med en blokk 455, energiseres senderantennen. I overensstemmelse med en blokk 457 samples mottakingsantennen, og dataene lagres i et lager. I en blokk 459 bestemmer én eller flere av prosessorene om alle frekvenser er blitt gjennomveipet. Dersom dette ikke er tilfellet, fortsetter prosessen i blokken 453 hvor energiseringsfrekvensen innstilles på nytt, med en høyere frekvens enn den tidligere frekvens som ble benyttet. Dersom det imidlertid bestemmes i blokken 459 at alle frekvenser er blitt benyttet, slutter prosessen i en blokk 461. I den foretrukne utførelse gjennomgås et spesielt frekvensområde i inkrementer av brøkdeler av 1 Hertz. For praktiske formål kan kalibreringsoperasjonen anses for å være et sveip gjennom alle frekvenser innenfor et forutbestemt frekvensområde. De data som lagres i lageret, kan analyseres på en måte som skal omtales nedenfor, for å vurdere driftstilstanden til senderantennen og mottakingsantennen.

Fig. 9 tilveiebringer en fremstilling av et eksempel på den type data som kan erverves under en kalibreringsoperasjon. Under loggingsoperasjoner vil dataene selvsagt ikke bli registrert eller fremstilt i grafisk form. I stedet vil det bli definert en dataoppstilling eller databell som inneholder informasjon om amplitude- og faseegenskapen til mottakingsantennens respons ved en spesiell frekvens. Den grafiske fremstilling på fig. 9 er tilveiebrakt for forklaringsformål. I risset på fig. 9 er amplituden av responsen av sender- og mottakingsantennen fremstilt ved en kurve 463. På fig. 9 er fasen av responsen til sender- og mottakingsantennen fremstilt ved en kurve 465. For å bestemme når funksjonsfeil opptrer, er det nødvendig at en normal driftstilstand etableres på forhånd. Dette må gjøres med hensyn til et område av akseptable driftstilstander. Den grafiske fremstilling på fig. 9 fremstiller

normal drift over et område fra 300 kHz til 3,3 MHz. I risset på fig. 9 definerer toppene 467, 469, 471, 473 to resonansfrekvenser for sender- og mottakingsantennene, idet resonans opptrer ved 400 kHz og 2 MHz, da de spesielle antenner som ble benyttet til å generere denne kalibreringskurve, var i resonans ved både 400 kHz og 2 MHz. Ut fra den informasjon som er inneholdt i de målinger som utføres når verktøyet arbeider normalt, kan det etableres parametere for å alarmere om funksjonsfeil. Fig. 10A, 10B og 10C fremstiller grafisk tre teknikker for deteksjon av antennefunksjonsfeil. Den første teknikk for deteksjon av antennefunksjonsfeil er vist på fig. 10A hvor en topp 475 representerer enten en amplitude- eller fasetopp for normal drift. I motsetning til dette indikerer en topp 477, som genereres som et resultat av kalibreringsoperasjoner under logging, for operatøren at en forskyvning av resonansfrekvensen har inntruffet. Et område av akseptable resonansfrekvenser kan etableres. Dersom målingen faller utenfor et akseptabelt område, kan det tas en bestemmelse om at enten senderantennen eller mottakingsantennen fungerer feilaktig. Fig. 10B fremstiller en annen teknikk for deteksjon av feilfungerende antenner. En topp 479 representerer normal drift, mens en topp 481 representerer en måling som er foretatt under logging. Antennens Q-verdi for den virkelige måling er vesentlig forskjellig fra antennens Q-verdi for den normale driftstilstand. En endring i antennens Q-verdi kan således benyttes til å indikere funksjonsfeil.

1.3 Korreksjon for endringer i antenneimpedans og gjensidig antennekopling

Når et utspørrings- eller spørresignal mottas ved mottakerantennen, er de elektriske parametere som kvantifiserer signalet, fase og amplitude, funksjoner av ikke bare det ønskede signal fra senderen, men også funksjoner av antenneimpedansen. Antenneimpedansen kan under verktøysdrift endre seg som funksjon av temperatur og trykk. Da funksjonsformen av denne endring kanskje ikke er kjent på forhånd, angir den foreliggende oppfinnelse en metode for å måle virkningene av disse funksjonsendringer på det ønskede signal.

Fig. 11 gir en elektrisk, skjematisk fremstilling av en ekvivalent krets som fremstiller relasjonen mellom antenneimpedans og antenneoverføringsfunksjon. Dette kan utnyttes til å forklare de parametere som påvirker impedansen til en mottaker i et loggingsverktøy. I dette elektriske kretsskjema er impedansen til en mottakingskrets identifisert som R_r . Spenningen E_{inn} over mottakerkretsens inngang representerer mottakingsantennens respons på målingen av det forplantende elektromagnetiske felt. Z_{inn} representerer mottakingsantennens impedans sett fra mottakerelektronikken. Impedansen omfatter R_{ant} som er mottakingsantennens resistive komponent, C_a som er mottakingsantennens kapasitive komponent, og L_a som er mottakingsantennens induktive komponent. Denne ekvivalenskrets er gjensidig magnetisk koplet til stålvektørrets loggingsverktøy- undermontasje R_{sub} , den omgivende formasjon $R_{formasjon}$, og senderen. Undermontasjen er i det vesentlige en resistiv komponent som via den induktive komponent L_s er gjensidig

koplet til mottakingsantennen betegnet med den gjensidige kopling M_{as} . Formasjonen er i det vesentlige en resistiv komponent som er koplet magnetisk til mottakingsantennen gjennom en induksjonsspole L_f via den gjensidige induktans M_{af} . Den spenning som induseres i mottakingsantennen fra senderen, er det ønskede signal, og virkningen av formasjons-, undermontasje- og antenneimpedansen på målingen av denne spenning er variable som oppfinnelsen tar i betraktning. Senderen er i det vesentlige en spenningskilde som er koplet til mottakingsantennen via en induksjonsspole L_t . Kretsen på fig. 11 kan reduseres til den krets som er vist på fig. 12, med impedansene til antennen, undermontasjen, formasjonen og senderen representert henholdsvis som $Z_{antenne}$, Z_{sub} , $Z_{formasjon}$ og Z_t . E_t er den ekvivalente spenningskilde i mottakerkretsen som følge av senderen. En strøm I induseres til å flyte gjennom denne ekvivalensrets ved hjelp av spenningskilden E_t . Slik det er fremstilt på fig. 12, utvikles en spenning E_{inn} over mottakingskretsen som et resultat av denne strøm. Den kombinerte virkning på antennen av impedansen til antennen, vektørrets undermontasje, formasjonen og senderen er i dette riss fremstilt som Z_{inn} . Mottakingsantennens impedans, sammen med den impedans som innføres på grunn av normal drift og uønsket gjensidig kopling, utgjør impedansen Z_{inn} , slik som angitt nedenfor:

$$(1) \quad Z_{inn} = Z_{antenne} + Z_{sub} + Z_{formasjon} + Z_t$$

Antennens overføringsimpedans er fremstilt som:

$$(2) \quad R_r + Z_{antenne} + Z_{sub} + Z_{formasjon} + Z_t = -E_t/I$$

Denne overføringsimpedans angir at den totale strøm i ekvivalenskretsen på fig. 12 er en funksjon av senderantennens spenning E_b og alle impedansene i kretsen på fig. 12. Strømmen kan også angis som en funksjon av E_{inn} og R_r , som følger:

$$(3) \quad I = -E_{inn}/R_r$$

Antennens overføringsfunksjon kan bestemmes ut fra disse relasjoner i overensstemmelse med likning (4):

$$(4) \quad \begin{aligned} \text{Overføringsfunksjon} &= E_t/E_{inn} \\ &= (R_r + Z_{antenne} + Z_{sub} + Z_{formasjon} + Z_t)/R_r \end{aligned}$$

Kombinasjon av likning (1) med likning (4) gir:

$$(5) \quad \text{Overføringsfunksjon} = E_t/E_{inn} = (R_r + Z_{inn})/R_r$$

Legg merke til at overføringsfunksjonen er en enkel funksjon av mottakerimpedansen R_r og den målte antenneinngangsimpedans Z_{inn} .

Ved den foreliggende oppfinnelse er den spesielle teknikk som benyttes for å måle Z_{inn} , en konvensjonell "nettverksanalysemetode". I overensstemmelse med denne teknikk oppnås en refleksjonskoeffisient ρ ved å måle forholdet mellom en innfallende bølge og den reflekterte bølge. En retningskopler eller bro benyttes typisk for å detektere det reflekterte signal, og en nettverksanalysator benyttes for å tilføre og måle signalene. Ved den foreliggende oppfinnelse kan den numerisk styrte oscillator fungere som nettverksanalysator, da dens utgangssignalegenskaper (frekvens, fase og amplitude) kan styres på nøyaktig måte, og da videre det virkelige utgangssignal måles over et forutbestemt frekvensintervall. Retningskoplere er anordninger som benyttes til å separere eller sample den vandrende elektromagnetiske bølge som beveger seg i én retning på en transmisjonslinje, mens de forblir så godt som upåvirket av den vandrende elektromagnetiske bølge som beveger seg i den motsatte retning. De benyttes således typisk ved analyse av kraftoverføringslinjer og liknende. De benyttes ofte i kombinasjon med effektsplittere som mottar et inngangssignal og tilveiebringer to like utgangssignaler. Ved den foreliggende oppfinnelse benyttes både retningskoplere og effektsplittere til å avlede de målinger som benyttes ved eliminasjonen av de uønskede virkninger av gjensidig kopling mellom mottakingsantenner.

Refleksjonskoeffisienten avledes fra spenningen av det signal som reflekteres fra antennen, og spenningen av det signal som går inn i antennen, i overensstemmelse med følgende likning:

$$(6) \quad \rho = \text{refleksjonskoeffisient} = (\text{spenning av signal som reflekteres fra antennen}) / (\text{spenning av signal som går inn i antennen})$$

Videre kan antennens impedans avledes fra refleksjonskoeffisienten og retningskoplerens impedans Z_o i overensstemmelse med likning (7) som følger:

$$(7) \quad Z_{inn} = ((\rho+1)Z_o) / (\rho-1)$$

Likningene (5) og (7) kan kombineres for å bestemme overføringsfunksjonen E_r/E_m uttrykt ved R_r (mottakerkretsens impedans, som er kjent), Z_o (retningskoplerens impedans, som også er kjent), og ρ (refleksjonskoeffisienten, som kan beregnes ut fra en måling av det innfallende signal og en måling av det reflekterte signal) som angitt i likning (8):

$$(8) \quad E_r/E_m = (R_r + ((\rho+1)/(\rho-1))Z_o) / R_r$$

Ut fra denne overføringsfunksjon kan den spenning som induseres i mottakingsantennen av senderen, E_t , bestemmes ved ganske enkelt å multiplisere mottakerspenningen med overføringsfunksjonen: $E_t = E_m \times (E_t/E_m)$ korrigert ved hjelp av $Z_{antenne}$, Z_{sub} og Z_t .

Fig. 13 viser et blokkskjema av de komponenter som vekselvirker i målingsprosessen for å eliminere påvirkningen av uønsket gjensidig magnetfeltkopling mellom mottakingsantennene. Fig. 14 viser et mer detaljert riss av de komponenter som samvirker for å gjøre denne analyse mulig.

Idet det først henvises til fig. 13, er en retningskopler 501, en retningskopler 503 og en numerisk styrt oscillator 509 spesielt anordnet for å ta i betraktning de målinger som kan utnyttes for å eliminere virkningene av uønsket, gjensidig magnetfeltkopling mellom mottakingsantennene 211, 213. Slik det vil bli beskrevet i forbindelse med fig. 14, koples retningskopleterne 501, 503 inn i og ut av kretsen, avhengig av om normale mottakingsoperasjoner ønskes, eller om en operasjon for kalibrering av gjensidig kopling er nødvendig. Mottakerkretser 505, 507 er identiske med den mottakerkrets som er vist på fig. 4 og beskrevet foran. Denne mottakerkrets har en karakteristisk motstand R_t for mottakeren 505 og R_t for mottakeren 507. Disse motstandsverdier er ca. 50 ohm. Retningskopleren 501 på fig. 14 tilveiebringer minst 60 dB isolasjon mellom fremover- og bakovervandrende signaler. Mottakingsantennene 211, 213 har en effektiv impedans på Z_{im} som kan endre seg med temperatur og trykk. Den digitale signalprosessor (DSP) 221 genererer, eller slipper frem, kommandoer til den numerisk styrt oscillator (NSO) 509 for å tilveiebringe et energiseringssignal som kan dirigeres gjennom enten retningskopleren 501 til mottakingsantennen 211, eller gjennom retningskopleren 503 til mottakingsantennen 213. En viss del av energiseringssignalet tas imot av mottakingsantennen 211 eller 213, og en del reflekteres tilbake, gjennom retningskopleren 501 til mottakeren 505 eller gjennom retningskopleren 503 til mottakeren 507. De reflekterte signaler behandles av den digitale signalprosessor 221 og overføres til den sentrale prosessor 215. Den digitale signalprosessor 221 kan ganske enkelt tilveiebringe en sirkulær lagerbuffer for lagringen av data som da hentes periodisk av den sentrale prosessor 215 for ytterligere behandling. Denne aktivitet er representert ved "data ut"-bussen på fig. 13. I den foretrukne utførelse av oppfinnelsen analyseres hver av mottakingsantennene 211, 213 separat.

Som en generell oversikt gjennomføres teknikken for korleksjon av en måling som er utført med en spesiell mottakingsantenne, for den (ødeleggende) feilkomponent som skyldes uønsket gjensidig magnetfeltkopling, ved den foreliggende oppfinnelse ved å utføre følgende målinger over et på forhånd definert frekvensintervall (så som 100 Hz til 6 MHz): Diriger et energiseringssignal til en spesiell mottakingsantenne, og mål med presisjon den innfallende bølges amplitude- og faseegenskaper; mål med presisjon den reflekterte bølge som reflekteres bort fra mottakingsantennen og tilbake gjennom en retningskopler; beregn refleksjonskoeffisienten ρ ut fra målingene av den innfallende bølge og den reflekterte bølge; benytt den beregnede verdi av refleksjonskoeffisienten ρ , og retningskoplerens kjente

impedans Z_0 til å beregne inngangsimpedansen Z_{inn} for den spesielle mottakingsantenne; benytt Z_{inn} og mottakerkretsens kjente (eller faste) impedans R_r til å beregne overføringsfunksjonen for denne spesielle antenne. Legg merke til at denne bestemmelse utføres for alle driftsfrekvenser av interesse. Med spesielt hensyn til den foretrukne utførelse av oppfinnelsen vil det være nødvendig å utføre målinger for 400 kHz og for 2 MHz, da dette er de to driftsfrekvenser som benyttes under loggingsoperasjoner. Legg merke til at overføringsfunksjonen, i overensstemmelse med likning (5), tilveiebringer et mål på forholdet mellom den spenning som genereres i mottakingsantennen som en konsekvens av et utspørrende elektromagnetisk signal (E_r), og den spenning som detekteres på inngangen til mottakingskretsen (E_{inn}). Med andre ord er overføringsfunksjonen ved en spesiell frekvens lik E_r/E_{inn} . Denne overføringsfunksjon kan anvendes på målinger som utføres under loggingsoperasjoner, til å eliminere innvirkningen av den ødeleggende i den detekterte spenning (E_{inn}) som skyldes gjensidig magnetfeltkopling og termiske (og andre) avdrifter i antennerespons. Denne korreksjon kan oppnås ved ganske enkelt å multiplisere et detektert signal (E_{inn}) med overføringsfunksjonsverdien for mottakingsantennen ved utspørringsfrekvensen som avføler utspørringssignalet. På denne måte korrigeres målingen for å tilføre et ufordervet signal E_r for ytterligere behandling. I den foretrukne utførelse av oppfinnelsen inntreffer de matematiske operasjoner som eliminerer den ødeleggende innvirkning av den uønskede gjensidige magnetfeltkopling, i enten den digitale signalprosessor 221 eller den sentrale prosessor 215.

For hver måling som utføres av mottakingsantennen 211, henter med andre ord den digitale signalprosessor 221 (eller den sentrale prosessor 215) automatisk en verdi som er registrert i lageret for mottakingsantennens 211 overføringsfunksjon ved den spesielle frekvens av utspørringssignalet som benyttes. Den måling som utføres ved benyttelse av mottakingsantennen 211, multipliseres med overføringsfunksjonsverdien. Det resulterende produkt er en målingsverdi som er korrigert for den ødeleggende innvirkning av uønsket gjensidig magnetfeltkopling mellom mottakingsantennen 211 og mottakingsantennen 213. Omvendt, når mottakingsantennen 213 benyttes til å måle et utspørrende elektromagnetisk felt, henter den digitale signalprosessor 221 (eller den sentrale prosessor 215) overføringsfunksjonsverdien for utspørringsfeltets spesielle frekvens, og multipliserer deretter denne verdi med den måling som ble oppnådd fra mottakingsantennen 213. Produktet er den måling som ble utført med mottakingsantennen 213 og som er blitt korrigert for den ødeleggende innvirkning av uønsket gjensidig magnetfeltkopling mellom mottakingsantennen 213 og mottakingsantennen 211. Operasjonsdetaljene er angitt nedenfor i beskrivelsen i forbindelse med fig. 14.

Idet det nå henvises til fig. 14, er mottakingsantennen 211 angitt å være valgfritt tilkoplek via retningskopleren 501 til mottakerkretsen 505 og den digitale signalprosessor 221. Mottakingsantennen 213 er likeledes vist å være valgfritt tilkoplek via retningskopleren 503 til mottakerkretsen 507 og den digitale signalprosessor 221. Mottakingsantennene 211,

213 er valgfritt koplet til utgangen av den numerisk styrte oscillator 509 via effektsplittere 519, 521 og 523. Demppeledd 511, 513, 515 og 517 er anordnet på valgte steder i kretsen for belastnings-utbalanseringsformål. Hvert dempeledd tilveiebringer fortrinnsvis en last på 60 dB. I kretsen på fig. 14 er det anordnet fire brytere, nemlig en bryter S1, en bryter S2, en bryter S3 og en bryter S4. Hver av disse brytere står under kontroll av den digitale signalprosessor 221 og/eller den sentrale prosessor 215 (på fig. 3). Bryterne S1, S3 er trestillingsbrytere, mens bryterne S2, S4 er tostillingsbrytere. Hver bryter står under binær kontroll av en spesiell utgangspinne i den digitale signalprosessor 221. Endringer i den binære tilstand av utgangspinnen i den digitale signalprosessor 221 vil vippe over eller omkople bryterne S2, S4 mellom åpne og lukkede stillinger, mens bryterne S1, S3 omkoples mellom de tre stillinger.

Fig. 14 skal nå benyttes til å beskrive seks grunnleggende målingsoperasjoner som danner grunnlag for og tillater teknikken ifølge oppfinnelsen med eliminasjon av de uønskede virkninger av gjensidig magnetfeltkopleing mellom mottakingsantennene og fasedrift på grunn av høye borehulltemperaturer eller borehulltrykk.

Trinn 1: I dette trinn stilles bryteren S1 i posisjon nr. 2, bryteren S2 lukkes, bryteren S3 stilles i posisjon nr. 1, og bryteren S4 etterlates åpen. Den numerisk styrte oscillator 509 koples til mottakingsantennen 213 via bryteren S2 for å tillate en forplantende, elektromagnetisk bølge å passere mellom mottakingsantennen 213 og mottakingsantennen 211. I denne spesielle konfigurasjon tilkoples også mottakerkretsen 507 for å motta og overvåke utgangssignalet fra den numerisk styrte oscillator 509 via effektsplitteren 523 og impedansen 513 mens mottakingsantennen 213 er energisert. Mottakingskretsen 505 tilkoples dessuten for å overvåke det signal som kommer fra mottakingsantennen 211 som reaksjon på den elektromagnetiske bølge som vandrer fra mottakingsantennen 213 til mottakingsantennen 211.

Trinn 2: Dette trinn utføres samtidig med Trinn 1. Mottakingskretsen 505 koples via bryteren S3 til mottakingsantennen 211, og overvåker mottakingsantennens 211 respons på den forplantende elektromagnetiske bølge som genereres i mottakingsantennen 213 (som arbeider som sender) og mottas i mottakingsantennen 211 (som arbeider som mottaker). I Trinn 2 er alle bryterposisjoner identiske med posisjonene i Trinn 1.

Resultatet av denne samtidige utførelse av disse operasjoner er at kanal 1 i den digitale signalprosessor 221 registrerer data fra mottakingsantennen 211 via mottakerkretsen 505, mens kanal 2 i den digitale signalprosessor 221 registrerer utgangssignalet fra den numerisk styrte oscillator 509 via mottakerkretsen 507. I den foretrukne utførelse av oppfinnelsen befales den numerisk styrte oscillator 509 av den digitale signalprosessor 221 å gå gjennom et forutbestemt område av frekvenser. De data som oppsamles på kanal 1 og kanal 2 i den digitale signalprosessor 221, definerer således to datasett, nemlig ett som registrerer de energiserings signaler som tilføres til mottakingsantennen 213 (det "innfallende signal"),

som opereres som sender, og et annet som registrerer mottakingsantennens 211 respons på energiseringssignalet.

Fig. 15A tilveiebringer en grafisk fremstilling av data som registreres på kanal 2 i den digitale signalprosessor 221, idet en kurve 601 tilveiebringer et riss av amplituden av utgangssignalet fra den numerisk styrte oscillator over det på forhånd definerte frekvensområde fra f_1 til f_2 , og idet en kurve 603 tilveiebringer en registrering av faseegenskapene til utgangssignalet fra den numerisk styrte oscillator 509 for frekvensområdet fra f_1 til f_2 . Til sammen tilveiebringer disse verdier for amplitude og fase et mål for det "innfallende signal". Fig. 15B tilveiebringer et eksempel på den type data som kan registreres på kanal 1 i den digitale signalprosessor 221, idet en kurve 605 representerer mottakingsantennens 211 amplituderespons på den energiserende elektromagnetiske bølge som tilveiebringes av mottakingsantennen 213, over det på forhånd definerte område av frekvenser fra f_1 til f_2 , og idet en kurve 607 tilveiebringer informasjon om mottakingsantennens 211 faserespons over det samme område av frekvenser. Den informasjon som er inneholdt i fig. 15B, likner på den som er inneholdt i fig. 9, men tilveiebringer informasjon om mottakingsantennens 211, 213 driftstilstand. Den type dataanalyse som er omtalt ovenfor i forbindelse med fig. 9, 10A, 10B og 10C, kan utføres på mottaker-til-mottaker-profilen. Det signal som er registrert på kanal 1, tilveiebringer med andre ord et mål på den kombinerte respons av mottakingsantennen 211 (som arbeider som sender) og mottakingsantennen 213 (som arbeider som mottaker) i kombinasjon med innvirkningen av borehullet og formasjonen på signaloverføringen. Datasett kan frembringes for overføring i én retning (idet mottakingsantennen 213 arbeider som sender og mottakingsantennen 211 arbeider som mottaker) så vel som i den andre retning (idet mottakingsantennen 211 arbeider som sender og mottakingsantennen 213 arbeider som mottaker). De datasett som sammenstilles for disse operasjoner, kan sammenliknes med profiler som utvikles i laboratoriet for normal drift. Endringer eller forskyvninger i resonansfrekvens, antenne-Q-verdi eller responsamplituden ved en spesiell frekvens kan tilveiebringe viktig informasjon om hvorvidt mottakingsantennene 211, 213 arbeider som ønsket, eller om de er skadet eller ute av kalibrering.

Trinn 3: I dette trinn stilles bryteren S1 i posisjon 3, og bryteren S2 lukkes. Posisjonene av bryteren S3 og bryteren S4 er åpne og er uvesentlige for denne operasjon. I denne operasjon dirigerer den numerisk styrte oscillator 509 et spørresignal via effektsplitteren 519, effektsplitteren 523 og bryteren S2 mot retningskopleren 503 og mottakingsantennen 213. En del av energiseringssignalet tas imot av mottakingsantennen 213 og representerer det "innfallende signal", mens en del avvises av mottakingsantennen 213 og representerer det "reflekterte signal". Det reflekterte signal dirigeres via dempeleddet 511 og bryteren S1 til mottakerkretsen 507. Den numerisk styrte oscillator 509 skrites fortrinnsvis frem gjennom et forutbestemt frekvensområde, og mottakerkretsen 507 overvåker det reflekterte signal over det spesielle frekvensområde og leder dataene inn i kanal 2 i den digitale signalprosessor 221. Fig. 15C tilveiebringer en grafisk fremstilling av den type data

som registreres i kanal 2 i den digitale signalprosessor 221, idet en kurve 609 representerer amplitudeegenskapene til det reflektert signal, og en kurve 611 representerer faseegenskapene til det reflekterte signal.

I Trinn 4, 5 og 6 reverserer prosessen, idet mottakingsantennen 211 tjener som senderantenne. Dette tilveiebringer informasjon fra et forskjellig synspunkt.

Trinn 4: I dette trinn stilles bryteren S3 i posisjon 2, bryteren S4 lukkes, bryteren S1 stilles i posisjon 1, og bryteren S2 etterlates åpen. I denne konfigurasjon kan den numerisk styrte oscillator 509 skrittet frem gjennom et på forhånd definert frekvensområde, og mottakerkretsen 505 kan registrere amplituden og fasen av utgangssignalet fra den numerisk styrte oscillator 509 (det "innfallende signal"), og tilføre dette til kanal 1 i den digitale signalprosessor 221. Fig. 16A tilveiebringer et riss av den type amplitudedata 613 og fasedata 615 som kan registreres under denne operasjon.

Trinn 5: Dette trinn utføres samtidig med Trinn 4. Med den samme spesielle koplingskonfigurasjon som i Trinn 1 forsynes mottakingsantennen 211 med et energiseringssignal, slik at en elektromagnetisk bølge forplanter seg i retning mot mottakingsantennen 213. Mottakingsantennen 213 reagerer på det forplantende elektromagnetiske signal, og denne respons overvåkes av mottakerkretsen 507 og registreres på kanal 2 i den digitale signalprosessor 221. Fig. 16B fremstiller grafisk amplituderresponskurven 617 og faseresponskurven 619, begge over det forutbestemte frekvensområde.

Trinn 6: I dette trinn stilles bryteren S3 i posisjon 3, bryteren S4 lukkes, bryteren S1 stilles i posisjon 1, og bryteren S2 etterlates åpen. I denne spesielle koplingskonfigurasjon dirigeres energiseringssignalet som tilveiebringes av den numerisk styrte oscillator 509, mot mottakingsantennen 211. En del av energiseringssignalet tas imot av mottakingsantennen 211, og en del reflekteres. Den reflekterte del dirigeres via dempeleddet 517 og bryteren S3, hvor det overvåkes av mottakerkretsen 505, og registreres på kanal 1 i den digitale signalprosessor 221. Fig. 16C tilveiebringer en grafisk fremstilling av de datasett som opprettholdes i kanal 1 i den digitale signalprosessor 221.

I den foretrukne utførelse av oppfinnelsen anordnes dataene fra disse operasjoner i dataoppstillinger eller datatabeller, for å tillate bruk av konvensjonelle datamanipuleringsoperasjoner for å detektere eller identifisere spesielle egenskaper til datasettet, så som maksimal følsomhet, minimal følsomhet, endringshastigheter for dataene, og den relative posisjon av spesielle dataegenskaper. Diagnostiske operasjoner kan utføres ved utnyttelse av disse datasett. For eksempel kan de responser som er registrert i datasett som svarer til den informasjon som er fremvist i grafisk form på fig. 15A og 16A, sammenliknes. Da den numerisk styrte oscillator 509 har "fasekoherens", bør amplitude- og fasemålingene av datasettene på fig. 15A og 16A være identiske. Unnlattelsen av å finne likhet, eller oppdagelsen av ulikhet, kan tjene til å diagnostisere mange forskjellige mekaniske problemer, deriblant brytere som er i stykker, en feilaktig fungerende mottaker, eller annen komponentsvikt. Som et alternativt eksempel kan de datasett som er visuelt fremstilt på fig.

15B og 16B, sammenliknes. Kurvene på fig. 15B og 16B bør være identiske, da de representerer den kombinerte respons av mottakingsantennene og borehullområdet mellom mottakingsantennene.

Fig. 17 viser en flytskjemaframstilling av den foretrukne teknikk ifølge oppfinnelsen for å korrigere for den uønskede, ødeleggende innvirkning av (1) gjensidig magnetfeltkopling mellom mottakingsantenner, og (2) eventuell avdrift i antennerespons. Prosessen begynner i en blokk 651. I en blokk 653 energiseres en spesiell sender med en strøm som har en spesiell frekvens for å generere et elektromagnetisk felt som forplanter seg gjennom borehullet, og som detekteres i mottakerne 211, 213, i overensstemmelse med en programvareblokk 655. Deretter, i overensstemmelse med en programvareblokk 657, henter den digitale prosessor 221 eller den sentrale prosessor 215 overføringsfunksjonsverdier for de spesielle driftsfrekvenser for (a) den gjensidige koplingsinnvirkning av mottakingsantennen 211 på mottakingsantennen 213, og (b) den gjensidige koplingsinnvirkning av mottakingsantennen 213 på mottakingsantennen 211. Deretter, i overensstemmelse med en programvareblokk 659, anvendes overføringsfunksjonsverdien av innvirkningen av mottakingsantennen 211 på mottakingsantennen 213 på de målinger som er utført med mottakingsantennen 213. Deretter anvendes transformasjonsverdien for innvirkningen av mottakingsantennen 213 på mottakingsantennen 211 på de målinger som er utført med mottakingsantennen 211. Deretter, i overensstemmelse med en programvareblokk 661, beregnes resistivitetsverdier for formasjonen ved benyttelse av de korrigerede målinger, og prosessen slutter i en blokk 663. Disse operasjoner utføres for hver måling som utføres under loggingsoperasjoner. De overføringsfunksjoner som er knyttet til overføringsoperasjonsfrekvensene på 400 kHz, benyttes til å korrigere for gjensidig kopling og termiske feilkomponenter som er til stede under loggingsoperasjoner på 400 kHz, mens de overføringsfunksjoner som er knyttet til 2 MHz, benyttes til å korrigere for innvirkningen av gjensidig kopling og avdriftskomponenter under overføringsoperasjoner på 2 MHz.

1.4 Loggingsberegninger

Følgende avsnitt illustrerer hvordan den foreliggende oppfinnelse benyttes til å avlede et nøyaktig mål for amplitudedempningen og faseforskyvningen av det utspørrende, elektromagnetiske signal som beveger seg gjennom borehullet og den omgivende formasjon. Forholdet mellom disse amplitude- og fasemålinger, og deres forhold til materialets resistivitet, vil også bli vist. Det skal understrekes at det resulterende mål for resistivitet inneholder et bidrag fra både borehullet og fra formasjonen, og derfor ikke er et "endelig" resistivitets svar i sammenheng med den foregående beskrivelse. Det skal også understrekes at et borehullsinstrument som omfatter to sendere og to mottakere, benyttes til å illustrere databehandlingsmetoder. Utledningen av resistivitet av formasjonen, resistivitet av borehullet, egenskaper til formasjonen og borehullet, og databehandling som benytter et borehullsinstrument omfattende fire sendere og to mottakere, vil alle bli diskutert i senere avsnitt.

Først betraktes fire sender-til-mottaker-signaler:

(Sender 1[X1] til Mottaker 1[R1]): $A_{11}e^{i\theta_{11}}$

(Sender 1[X1] til Mottaker 2[R2]): $A_{12}e^{i\theta_{12}}$

5 (Sender 2[X2] til Mottaker 1[R1]): $A_{21}e^{i\theta_{21}}$

(Sender 2[X2] til Mottaker 2[R2]): $A_{22}e^{i\theta_{22}}$

De målte amplituder utgjøres av:

10 (9) $A_{mn} = X_m R_n a_{tmn}$

hvor X_m = variasjon av senderutgangssignal

R_n = variasjon av mottakerfølsomhet

a_{tmn} = virkelig amplitude (sender M til mottaker N),

15

og de målte faser utgjøres av:

(10) $\theta_{tmn} = \theta_{X_m} + \theta_{R_n} + \theta_{tmn}$

20 hvor θ_{X_m} = variasjon av senderfase (utgangssignal)

θ_{R_n} = variasjon av mottakerfase

θ_{tmn} = virkelig fase (sender M til mottaker N).

De foregående, generelle likninger svarer til følgende mer spesielle likninger:

25

$$A_{11} = X_1 R_1 a_{t11}$$

$$A_{12} = X_1 R_2 a_{t12}$$

$$A_{21} = X_2 R_1 a_{t21}$$

$$A_{22} = X_2 R_2 a_{t22}$$

30

$$\theta_{11} = \theta_{X1} + \theta_{R1} + \theta_{t11}$$

$$\theta_{12} = \theta_{X1} + \theta_{R2} + \theta_{t12}$$

$$\theta_{21} = \theta_{X2} + \theta_{R1} + \theta_{t21}$$

$$\theta_{22} = \theta_{X2} + \theta_{R2} + \theta_{t22}$$

35

Dannelse av forholdene mellom de forskjellige sender-til-mottaker-signaler gir følgende:

For Sender 1:

$$(A_{12}e^{i\theta_{12}}/A_{11}e^{i\theta_{11}}) = (A_{12}/A_{11})e^{i(\theta_{12}-\theta_{11})},$$

og for Sender 2:

$$(A_{21}e^{i\theta_{21}}/A_{22}e^{i\theta_{22}}) = (A_{21}/A_{22})e^{i(\theta_{21}-\theta_{22})}$$

5 Multiplikasjon av ovenstående likninger og tagning av kvadratroten gir:

$$(11) [(A_{12}A_{21}/A_{11}A_{22})]^{1/2} \exp(i(\theta_{12}+\theta_{21}-\theta_{11}-\theta_{22})/2)$$

Enkel algebraisk manipulasjon av likningene (9) til (11) gir:

10

$$(12) [(a_{12}a_{21}/a_{11}a_{22})]^{1/2} \exp(i(\theta_{12}+\theta_{21}-\theta_{11}-\theta_{22})/2)$$

på grunn av at alle systemvariable faller ut av målingen.

Ved benyttelse av to sendere og to mottakere kan derfor systematiske variable fjernes fra både dempnings(amplitude)-leddene og fra fasehastighets(fasedifferanse)-leddene.

Innenfor rammen av den foretrukne utførelse av oppfinnelsen, ved hvilken en samplet databehandlingsanordning frembringer et signal som funksjon av formasjonsresistivitet basert på faserepresenterende signaler, demonstrerer følgende analyse visse forhold som er relevante for stabilitetssærtrekket.

Betrakt to fortløpende sampler, nærmere bestemt Sampel A og Sampel B. Under Sampel A energiseres en første senderspole for å bringe en bølge til å forplante seg gjennom formasjonen i en slik retning at bølgen passerer en første mottakingsspole (R1), og senere passerer en andre mottakingsspole (R2), og får hver mottakerspole til å frembringe et signal. Under Sampel B energiseres en andre senderspole for å bringe en bølge til å forplante seg gjennom formasjonen i en slik retning at bølgen passerer en andre mottakingsspole (R2), og senere passerer den første mottakingsspole (R1), og får hver mottakerspole til å frembringe et signal.

La θ_{MR2A} representere den målte fase av det signal som frembringes av mottakerspolen R2 under Sampel A; la θ_{MR1A} representere den målte fase av det signal som frembringes av mottakerspolen R1 under Sampel A; la θ_{MR1B} representere den målte fase av det signal som frembringes av mottakerspolen R1 under Sampel B; og la θ_{MR2B} representere den målte fase av det signal som frembringes av mottakerspolen R2 under Sampel B.

θ_{MR2A} -signalet avhenger av bølgens fase på stedet for R2, og har generelt en feilkomponent som kan tilskrives forskjellige faseforskyvninger innbefattet de som innføres av den avstemte mottakerspole, kabling fra mottakerspolen til mottakeren, og selve mottakeren. La θ_{TR2A} representere den virkelige fase av bølgen på stedet for R2 under Sampel A, og la θ_{R2E} representere den således innførte feilkomponent:

$$(13) \varnothing MR2A = \varnothing TR2A + \varnothing R2E$$

På liknende måte avhenger $\varnothing MR1A$ -signalet av bølgens fase på stedet for R1, og har generelt sin egen feilkomponent. La $\varnothing TR1A$ representere den virkelige fase av bølgen på stedet for R1 under Sampel A, og la $\varnothing R1E$ representere den således innførte feilkomponent:

$$(14) \varnothing MR1A = \varnothing TR1A + \varnothing R1E$$

Under Sampel A behandles $\varnothing MR1A$ -signalet og $\varnothing MR2A$ -signalet samtidig for å frembringe et DeltaA-signal som representerer forskjellen i fase mellom disse to signaler (dvs. $\varnothing MR1A - \varnothing MR2A$).

$$(15) \text{Delta A} = (\varnothing TR2A - \varnothing TR1A) + (\varnothing R2E - \varnothing R1E)$$

Den komponent av DeltaA-signalet som representerer den virkelige faseforskjell ($\varnothing TR2A - \varnothing TR1A$), er en funksjon av formasjonens resistivitet i området mellom de to mot-takerspoler. La $F(R_{app})$ representere denne komponent.

$$(16) \text{DeltaA} = F(R_{app}) + (\varnothing R2E - \varnothing R1E)$$

På liknende måte behandles $\varnothing MR2B$ -signalet og $\varnothing MR1B$ -signalet samtidig under Sampel B, for å frembringe et DeltaB-signal som representerer forskjellen i fase mellom disse to signaler (dvs. $\varnothing MR2B - \varnothing MR1B$).

$$(17) \varnothing MR1B = \varnothing TR1B + \varnothing R1E$$

$$(18) \varnothing MR2B = \varnothing TR2B + \varnothing R2E$$

$$(19) \text{DeltaB} = (\varnothing TR1B - \varnothing TR2B) + (\varnothing R1E - \varnothing R2E)$$

Den komponent av DeltaB-signalet som representerer den virkelige faseforskjell ($\varnothing TR1B - \varnothing TR2B$) er en funksjon av formasjonens resistivitet i området mellom de to mot-takerspoler, dvs. den er lik $F(R_{app})$.

$$(20) \text{DeltaB} = f(R_{app}) + (\varnothing R1E - \varnothing R2E)$$

DeltaA-signalet registreres slik at det kan gjenfinnes og behandles med DeltaB-sig-nalet.

Ved å addere Likningene (19) og (20), får man at:

$$\Delta A + \Delta B = 2 \cdot F(\text{Rapp}) + \emptyset R_{2E} - \emptyset R_{1E} - \emptyset R_{2E} + \emptyset R_{1E}, \text{ og}$$

$$(21) F(\text{Rapp}) = 1/2 \cdot (\Delta A + \Delta B)$$

Et beregnet signal som representerer summen av de fortløpende sampler, er med
 5 andre ord en funksjon av formasjonsresistivitet, og feilkomponenter, så som $\emptyset R_{1E}$ og $\emptyset R_{2E}$,
 innfører ikke feil i dette beregnede signal.

2. Parallell behandling av målte data

Slik som kort omtalt i et foregående avsnitt, er det ønskelig å omforme eller
 10 transformere signaler som måles av mottakeren eller mottakerne, til parametere av interesse
 ved samtidig å benytte "parallell" behandling. Betrakt på nytt den utførelse av bore-
 hullsloggingsinstrumentet med fire sendere og to mottakere som er vist på fig. 2. Den nære
 avstand d_n mellom sender- og mottakeroppstillingen er betegnet med tallet 23, og den fjerne
 avstand d_f er betegnet med tallet 21. Både de nære mellomromsavstander 23 og de fjerne
 15 mellomromsavstander 21 måles med hensyn til midtpunktet 25 mellom mottakerne 213 og
 211. Punktet 25 omtales vanligvis som borehullsinstrumentets "målepunkt". For en
 senderfrekvens ω_1 kombineres fasene av det signal som detekteres ved mottakerne 213 og
 211 og som skriver seg fra den fortløpende sending fra senderne 209 og 205, algebraisk for å
 oppnå $R_{p,n,1}$. Mer spesielt beregnes den algebraiske middelvei av en første faseforskyvning
 20 som beregnes ut fra forskjellen i mottakernes 213 og 211 responser som skriver seg fra
 aktiveringen av senderen 207, og en andre faseforskyvning som beregnes ut fra forskjellen i
 mottakernes 213 og 211 responser som skriver seg fra aktiveringen av senderen 205, for å gi
 $R_{a,n,1}$. Amplitudene av disse mottatte signaler måles samtidig og kombineres, hvilket gir
 $R_{p,n,1}$. Mer spesielt beregnes den algebraiske middelvei av en første amplitudedempning
 25 som beregnes ut fra forholdet mellom mottakernes 213 og 211 responser som skriver seg fra
 aktiveringen av senderen 207, og forholdet mellom mottakernes 213 og 211 responser som
 skriver seg fra aktiveringen av senderen 205, for å gi $R_{a,n,1}$. For en senderfrekvens ω_1
 kombineres på nytt fasen av de signaler som mottas i mottakerne 213 og 211 og som skriver
 seg fra den fortløpende sending fra senderne 209 og 203, algebraisk på liknende måte, for å
 30 oppnå $R_{p,f,1}$. Amplitudene av disse signaler måles likeledes samtidig og kombineres på
 liknende måte, hvilket gir $R_{a,f,1}$. Ovenstående sekvens repeteres med en andre senderfrekvens
 ω_2 , hvilket gir $R_{p,n,2}$, $R_{a,n,2}$, $R_{p,f,2}$ og $R_{a,f,2}$. Sluttresultatet er åtte tilsynelatende
 resistivitetsmålinger omfattende amplitude og faseforskyvning som er målt ved to sender-
 mottaker-avstander og ved to senderfrekvenser.

35 Fig. 18 illustrerer hypotetiske målinger av resistivitet over et tynt formasjonslag som
 er betegnet med tallet 51, idet det benyttes en eneste sender og to mottakere. Dette lag med
 vertikal utstrekning 56 er på hver side begrenset av en formasjon som har i hovedsaken
 ubegrenset vertikal utstrekning og er betegnet med tallet 61. I eksemplet er den vertikale
 utstrekning 56 av laget 51 lik 1,2 m. Den virkelige resistivitet av laget er 10 ohm-meter, slik

som illustrert ved en kurve 50, og laget er invadert til en dybde på $d_i = 1,5$ m, idet resistiviteten av den invaderte sone $R_{x0} = 2,0$ ohm-meter, som illustrert ved en kurve 52. Resistiviteten av omgivelsene eller skulderformasjonen er $R_{skulder} = 0,5$ ohm-meter, som illustrert ved en kurve 60. Skulderformasjonene er ikke invadert av borefluidumet. Kurver 53 og 54 illustrerer de tilsynelatende fase- og amplituder resistiviteter målt over lagets grenser med en senderfrekvens på $\omega_1 = 2$ MHz. Idet tidligere definert terminologi benyttes, beregnes kurven 53 ut fra forskjellen mellom de to mottakere og er betegnet med $R_{p,f,1}$, og kurven 54 beregnes ut fra forholdet mellom de to mottakere og er betegnet med $R_{a,f,1}$. Liknende kurver genereres ved en andre frekvens ω_2 , men er ikke vist. Det kan innses at maksimums- eller toppverdiene av kurvene 53 og 54 innenfor sonen 51, som er betegnet med tallene 58 hhv. 57, er henholdsvis 2,23 og 2,07 ohm-meter. Begge målinger av tilsynelatende resistivitet divergerer i stor grad fra den virkelige eller sanne resistivitet på $R_i = 10$ ohm-meter. Fig. 19 viser en grafisk fremstilling av en algoritme for korreksjon av målinger av tilsynelatende resistivitet utført ved en frekvens på 2 MHz for virkningene av invasjon i formasjoner med ubegrenset vertikal utstrekning. Algoritmen ble utledet ved benyttelse av teoretiske sendermottaker-oppstillingsberegninger som er velkjente innen faget. Idet det ble benyttet verdier på $d_i = 1,5$ meter, $R_{x0} = 2,0$ ohm-meter, og de maksimale fase- og amplitudeverdier på henholdsvis 2,23 og 2,07 ohm-meter, oppviste den resulterende "korrigerende" verdi for virkelig resistivitet, $R_{kor} = 2,09$ ohm-meter, fremdeles en betydelig divergens fra den virkelige lagresistivitetsverdi på 10,0 ohm-meter. Lag-grensekorreksjoner anvendes på de maksimale fase- og amplituder resistivitetmålinger 58 og 57 ved benyttelse av en korreksjonsalgoritme som var utledet ut fra teoretiske sender-mottaker-respons-beregninger som er velkjente innen faget og er fremstilt grafisk på henholdsvis fig. 20A og 20B, ved benyttelse av en lagtykkelse på 1,2 m. R_a betegner tilsynelatende resistivitetmåling ved benyttelse av de grafiske fremstillinger. Disse korrigerende verdier korrigeres deretter seriemessig for invasjon, idet man på nytt benytter de syntetiske data som er fremstilt grafisk på fig. 18. Etter anvendelse av både laggrensekorreksjoner og invasjonskorreksjoner seriemessig, er den resulterende, "korrigerende" verdi for virkelig resistivitet $R_{kor} = 5,2$ ohm-meter, som fremdeles oppviser vesentlig avvikelse fra den virkelige resistivitetsverdi på 10,0 ohm-meter. Det er åpenbart at seriemessig eller fortløpende korreksjoner for det hypotetiske eksempel ved en frekvens på 2 MHz er helt utilstrekkelig. På liknende måte kan den samme sekvens av korreksjoner ved benyttelse av tilsvarende amplitude- og faseresistiviteter utført med $\omega_2 = 400$ MHz, også vises å være helt utilstrekkelig. Seriemessige korreksjoner for ytterligere parametere (ikke vist) så som borehulldiametere, resistivitet av borefluidumet, dielektriske effekter og formasjonsanisotropi, gir også utilstrekkelige korreksjoner ved den ene eller den andre senderfrekvens for virkelig resistivitet.

Den foreliggende oppfinnelse utnytter de åtte tidligere definerte målinger av tilsynelatende resistivitet sammen med den omfattende modell av borehullsinstrumentets respons i en rekke forskjellige formasjons- og borehulltilstander for samtidig å bestemme

formasjons- og borehullparametere av interesse. Prosessen er generelt definert ved matriselikningen:

$$(22) [R] = [T] \times [X]$$

5

hvor [R] er en 1 x 8 matrise som representerer åtte målinger av tilsynelatende resistivitet ved mangfoldige frekvenser og senderavstander slik som tidligere definert, og [X] er en 1 x 8-matrise som representerer åtte parametere av interesse som skal bestemmes. For det eksempel som betraktes, er R_t , R_{xo} , $R_{skulder}$, d_i og tykkelsen av sonen 56 inkludert som elementer av matrisen [X]. [T] er en 8 x 8-transformasjonsmatrise basert på den omfattende modell av borehullsinstrumentets respons ved mange forskjellige borehulls- og formasjonstilstander, på hvilke eksempler er vist grafisk på fig. 19, 20A og 20B. Som et eksempel omfatter [T] borehullsinstrumentets responsformasjoner tvers over laggrenser, responsegenskapene som funksjon av invasjon, og responsfunksjoner for alle andre borehulls- og formasjonsparametere som er omtalt tidligere i denne redegjørelse. Verdien av elementene av [T] vil avhenge av resistivitet, og vil derfor avhenge av matrisene [X] og [R]. Som et resultat av denne funksjonelle avhengighet er likningen (22) ikke en enkel, lineær matriselikning. US-patent nr. 5 144 245 (M.M. Wisler), som er overdratt til søkeren i den foreliggende søknad, beskriver en slik modell og er herved innført ved henvisning. Et ikke-lineært regresjonssystem benyttes for å omforme likningen (22), hvilket gir

20

$$(23) [X] = [T'] \times [R]$$

hvor [T'] er inversjonen av responsmatrisen [T]. Matrisene på høyre side av likning (23) er derfor enten representative for målte størrelser ([R]), eller er kjente ut fra teoretiske beregninger ([T']). Ved løsning av likningen for [X], som inneholder R_t som et element, oppnås en korrigert verdi av $R_t = 10$ ohm-meter for det hypotetiske eksempel som er vist på fig. 18. Det faktum at sett av to senderfrekvenser benyttes ved den foreliggende oppfinnelse, bidrar til konvergensen av de målte og virkelige formasjonsresistiviteter ved sammenlikning med de tidligere beregninger som benyttet bare målinger ved 2 MHz. Like viktig ved omformingen er det at den foreliggende oppfinnelse benytter samtidig inversjon av målingene ved flerfoldige frekvenser og flerfoldige avstander. Således unngås de feil som innføres ved høyere frekvenser og som skriver seg fra seriemessig behandling.

30

35 3. Bestemmelse av borehullparametere

Tidligere diskusjoner definerte anvendelsene av målte borehullparametere og nær-borehullparametere. Borefluiduminvasjonsprofilen er en indikasjon på formasjonens permeabilitet. Dessuten kan fysiske egenskaper til borehullet, så som rynkethet og elliptisitet, relateres til de mekaniske egenskaper til bergartmassen og til effektiviteten av

borehullboreoperasjonen som benytter den foretrukne MWD-utførelse av oppfinnelsen. Videre er kjennskap til bergartmasseegenskaper meget nyttige ved spesifisering av senere kompletteringsaktiviteter, så som eventuell frakturering og til og med perforeringsprogrammer. Endelig, med kjennskap til borehullets tilstand, kan
 5 boreprogrammet ofte modifiseres for å øke effektivitet, så som modifikasjon av boreparametere for å øke borkrone-inntrengingshastigheter.

Idet det igjen henvises til fig. 2, aktiveres senderne fortløpende på en første frekvens. Faseforskyvningen og amplitudedempningen av de induerte, elektromagnetiske signaler måles ved hver mottaker, med hensyn til senderens utgangssignaler slik som tidligere
 10 beskrevet, hvilket gir seksten grunnleggende signalmålinger (åtte amplitudedempnings- og åtte faseforskyvningsmålinger). Prosedyren gjentas deretter på en andre senderfrekvens, hvilket gir ytterligere åtte målinger av amplitudedempning og åtte målinger av faseforskyvning. Totalt trettito ukorrigerte "rå"-målinger oppnås derfor for hver syklus av senderaktivering etter hvert som borehullsinstrumentet 36 transporteres langs borehullet
 15 34. Hver faseforskyvning og amplitudedempning, idet de er ukorrigert av tidligere nevnte anordninger, påvirkes i sterk grad av borehullet og omgivelsene nær borehullet. Disse råmålinger benyttes derfor til å bestemme borehullsegenskaper, så som borehullets diameter, rynkethet og eksentrisitet, og også til å tilveiebringe et middel for korreksjon av målinger av tilsynelatende resistivitet for disse borehullvirkninger. Sagt på en annen måte tilveiebringer
 20 oppfinnelsen ikke bare formasjonsresistivetsmålinger som er korrigert for forstyrrende virkninger av borehullet slik som tidligere beskrevet, men tilveiebringer også midler for kvantifisering av disse korreksjoner og dermed tilveiebringer nyttig informasjon om borehullets fysiske egenskaper. Disse borehullsegenskaper kan på sin side relateres til slike parametere som mekaniske egenskaper til bergartmassen, grunne invasjonsprofiler, og effektiviteten av boreprogrammet. Den vertikale oppløsning av de trettito målinger er vanligvis
 25 forskjellig og varierer fra måling til måling når borehulltilstander varierer raskt med hensyn til sender-mottaker-oppstillingsavstander 21 og 23. Det er nødvendig å anvende avfoldings- eller foldingsfjerningsteknikker (deconvolution techniques) for å "matche" eller sammenpasse den vertikale oppløsning av alle seksten målinger før kombinasjon av disse
 30 data ved benyttelse av midler som er omtalt tidligere. Oppløsningstilpassing er ikke noe uavhengig databehandlingstrinn slik det ofte er tilfelle i kjent teknikk, men er et integrert trinn ved beregningen av alle parametere av interesse.

Man må være klar over at andre sender-mottaker-driftsfrekvenskombinasjoner kan benyttes. Som et eksempel vil to sendere og fire mottakere hvor senderne arbeider på to frekvenser, også gi trettito rå-målinger eller ubearbeidede målinger. Ved utvidelse av
 35 variabilitetskonseptet ytterligere vil en oppstilling på én mottaker, som arbeider på to frekvenser, og åtte mottakere også gi totalt trettito rå-målinger av amplitude og fase, og det vil også én mottaker og én sender som arbeider på seksten frekvenser. Sender-mottaker-frekvenskombinasjonen kan også varieres for å gi et totalt antall rå-målinger som er større eller

mindre enn trettito, med en tilsvarende økning eller minskning av antallet av parametere av interesse som kan bestemmes på entydig måte.

Idet det igjen henvises til fig. 2, aktiveres senderne 209, 207, 205 og 203 fortløpende ved en gitt frekvens ω_1 . Fasen og amplituden av det induuerte elektromagnetiske signal måles i hvert mottaker-sender-par, hvilket gir et totalbeløp på åtte målinger av amplitude og åtte målinger av fase som vil bli identifisert som henholdsvis A_i og P_i hvor $i = 1, \dots, 8$). Prosedyren gjentas deretter på en andre senderfrekvens ω_2 , hvilket gir ytterligere åtte målinger av amplitude og åtte målinger av fase som vil bli identifisert som henholdsvis A_i og P_i , hvor $i = 9, \dots, 16$. Den ovenfor definerte syklus gjentas etter hvert som borehullsinstrumentet transporteres langs borehullet. Sammenfatningsvis måles trettito parametere som funksjon av instrumentdybde i borehullet.

Behandlingen av målte data kan best anskueliggjøres ved matriseoperasjon hvor de tidlige definerte seksten råamplitude- og seksten råfasemålinger multipliseres med en ikke-kvadratisk matrise som transformerer disse trettito målinger til parametere av interesse. Parametrene av interesse kan utvelges og varieres av en bruker, og kan omfatte tradisjonelle formasjonsvurderingsrelaterte parametere, så som resistivitet og dielektrisitetskonstant så vel som nær-borehullparametere, så som den radiale utstrekning av invasjon av formasjonen av borefluidum og resistiviteten av den invaderte sone. Videre kan borehullparametere, så som borehulldiameter, eksentrisitet og elliptisitet, kvantifiseres så vel som resistiviteten av det fluidum som er inneholdt i borehullet. Antallet av parametere av interesse må være begrenset til trettito eller mindre i den foretrukne utførelse. I en alternativ utførelse kan antall parametere av interesse være større enn antallet av rådatamålinger. Denne tilstand eller betingelse gir et ubestemt sett av likninger og krever at innledende beregninger må tilføres for det antall parametere av interesse som overskrider antallet av rådatamålinger. Regresjonsteknikker benyttes da for å minimere uoverensstemmelsen mellom verktøyrespons som er forutsagt av modellen, og settet av målte rådata. Den foretrukne utførelse som benytter trettito målte parametere, vil være rettet på måling av borehull- og nær-borehullparametere. For illustrasjonsformål vil det bli antatt at fem borehull- eller nær-borehullparametere skal bestemmes. Disse vil bli betegnet B_n , hvor $n = 1, \dots, 5$. Matriseoperasjonen skrives som

$$(24) \quad [T] \times [M] = [B]$$

hvor

$$(25) \quad [B] = \begin{bmatrix} B_1 \\ \vdots \\ B_5 \end{bmatrix}$$

$$(26) \quad [M] = \begin{bmatrix} A_1 \\ \vdots \\ A_{16} \\ P_1 \\ \vdots \\ P_{16} \end{bmatrix}$$

og

$$(27) \quad [T] = \begin{bmatrix} T_{1,1} T_{1,2} \cdots T_{1,32} \\ \vdots \\ T_{5,1} T_{5,2} \cdots T_{5,32} \end{bmatrix}$$

Matrisen $[T]$ er en transformasjon som representerer en omfattende modell av borehullsinstrumentresponsen, idet borehull-, nær-borehull- og formasjonstilstander er variabler. Da elementene T_{ij} er forutsagt av modellen, kan de borehullparametere som skal bestemmes, B_n ($n=1, \dots, 5$), beregnes direkte ut fra de målte parametere som er representert ved matrisen $[M]$. Ved benyttelse av formalismen ifølge likning (24) er det vesentlig at den modell som er representert ved $[T]$, gir parametere av interesse (de "ukjente") som funksjon av borehullsinstrumentets respons (de målte størrelser).

Jian-Qun Wu og Macmillian M. Wisler ("Effects of Eccentering MWD Tool on Electromagnetic Resistivity Measurements", SPWLA, 31st Annual Logging Symposium, 24.-27. juni 1990) viser en metode for beregning av virkningene av at et borehullsløggingsverktøy anbringes eksentrisk i et borehull ved resistivitetmålinger, og denne artikkel innføres herved ved henvisning. Som et eksempel på dette arbeid illustrerer fig. 21 variasjonene av tilsynelatende resistivitet 75a beregnet ut fra faseforskyvningsmålinger (angitt ved kurver 74) og amplitudeforholdsmålinger (angitt ved kurver 76) som funksjon av loggingsinstrument-borehull-eksentrisitet for virkelig formasjonsresistivitet 70 på 0,2, 2,0 og 20 ohm-meter og med en borehull-fluidumresistivitet 72 på 20 ohm-meter. Senderfrekvensen er 2 MHz. En liknende opptegning er vist på fig. 22 for en borehullfluidumresistivitet på 0,2

ohm-meter og hvor alle andre parametere forblir de samme. I disse eksempler er det blitt utviklet funksjonsforbindelser som gir tilsynelatende resistivitetsverdier 75a som vil bli målt av borehullsinstrumentet 36 (de målte størrelser) som funksjon av virkelig eller sann formasjonsresistivitet 70, borehullsresistiviteter 72 og eksentrisitet 75b, som er de "ukjente" størrelser som skal bestemmes ved hjelp av midler og metoder ifølge oppfinnelsen. Responsene beregnes ved benyttelse av en modell som er utviklet rundt grunnleggende elektromagnetiske bølgeforplantningsprinsipper ved benyttelse av borehullgeometri. Beregningene er blitt verifisert eksperimentelt. J.-Q. Wu, M.M. Wisler og J.F. Towle ("Effects of Arbitrarily Shaped Boreholes and Invasion on Propagation Resistivity Measurements in Drilling Horizontal Wells", Progress in Electromagnetic Research Symposium, Pasadena, California, 14. juli 1993) viser likeledes en anordning for bestemmelse av den målte respons av borehullsinstrumenter uttrykt ved sirkulære og ikke-sirkulære invasjonsp profiler og også uttrykt ved instrument-eksentrisitet i borehullet. Målte størrelser uttrykkes også her ved ukjente parametere av interesse. Sagt på en annen måte viser den anførte henvisning en anordning for beregning av det fremste problem som, dersom den ble innlemmet i den omfattende modell, ville den foreliggende oppfinnelse oppstille matriselikningen (24) i den motsatte retning, hvilket ville gi likning (28):

$$(28) [T'] \times [B] = [M]$$

20

hvor

$$(29) [T'] = \begin{bmatrix} T'_{1,1} & T'_{1,2} & T'_{1,5} \\ \vdots & & \vdots \\ T'_{32,1} & T'_{32,2} \dots & T'_{32,5} \end{bmatrix}$$

25

Løsning av likning (29) med hensyn på [B] krever et regresjonssystem som vanligvis er ikke-lineært. Dvs., verdier av parametrene av interesse, nemlig elementene av [B], gjentas inntil elementene av [M] som beregnes ut fra likning (29), konvergerer mot de virkelige målte verdier A_i og P_i ($i = 1, \dots, 16$). Det skal igjen understrekes at de andre borehull- og nær-borehull-parametere er inkludert i modellen. Slike ytterligere parametere kan omfatte borehulldiameter og resistivitet av de invaderte soner. De parametere som er nærmere angitt på fig. 21 og 22, er angitt som eksempler for å illustrere begrepene ved databehandlingsmetoden. De ytterligere egenskaper til responsen av nedhullsinstrumentet, som oppnås ved hjelp av matematisk modellering, er likeledes innlemmet som elementer av matrisen [T].

35

4. Bestemmelse av feil som er knyttet til parametere av interesse.

Den foreliggende oppfinnelse tilveiebringer midler og metoder for bestemmelse av feil som kan relateres til usikkerhet som er knyttet til målte parametere av interesse. Også i dette tilfelle utvelger brukeren av informasjonen, eller logg-"analytiker", parametrene av interesse, som kan omfatte formasjonens resistivitet (eller ledningsevne), formasjonens dielektrisitetkonstant, eller eventuelt den grad i hvilken borefluida invaderer formasjonen i nærheten av borehullet. Slik som tidligere nevnt, er analytikerens primære interesser vanligvis bestemmelse av hydrokarbonmetningen, porøsiteten og permeabiliteten av de formasjoner som gjennomtrenges av borehullet. Det er meget ønskelig å utføre slike målinger under boring eller straks etter boringen av borehullet, slik at kritiske, økonomiske bestemmelser angående mengden og produserbarheten av hydrokarboner på stedet kan foretas. Basert på denne informasjon vil brønnen enten bli komplettert eller oppgitt. Nøyaktigheten og presisjonen av målte parametere som utvelges for å foreta slike kritiske avgjørelser, er også av største betydning. De feilmålinger som tilveiebringes ved oppfinnelsen, kan også benyttes til å indikere utstyrsfunksjonsfeil av både elektriske og mekaniske typer. Selv om kjent teknikk gir anvisning på midler og metoder for måling av et vidt område av geofysiske parametere ved benyttelse av elektromagnetiske teknikker, er det lagt liten eller ingen vekt på bestemmelse av kvaliteten av målingene. Vanligvis kan analytikerens bare stole på tidligere erfaring ved anvisning av, i beste fall, kvalitative beregninger av kvaliteten av de målinger som oppnås fra borehullsinstrumentet og det tilknyttede system. En eventuell feilanalyse utføres vanligvis lenge etter at målingene er utført, og vanligvis ikke på brønnstedet. Sagt på en annen måte tilveiebringer ikke kjent teknikk midler og metoder for bestemmelse av kvaliteten av elektromagnetisk baserte, geofysiske målinger i sann tid eller nesten sann tid, selv om økonomiske og driftsmessige bestemmelser i sann tid eller nesten sann tid foretas, basert på disse målinger. Dette er særlig tilfellet ved elektromagnetiske målinger av formasjonsresistivitet som veier så tungt ved bestemmelsen om å komplettere eller oppgi brønnen. Oppfinnelsen tilveiebringer nettopp denne informasjon ved å tilveiebringe midler og metoder for måling av geofysiske parametere som utvelges av analysatoren og samtidig gir kvantitative målinger av kvaliteten av feil som er knyttet til målingene av de utvalgte parametere.

Idet det på nytt henvises til den utførelse av oppfinnelsen som er vist på fig. 2, aktiveres sendere fortløpende på en første frekvens. Fasen og amplituden av det induerte, elektromagnetiske signal måles, hvilket gir fire målinger av amplitude og fire målinger av fase i hver av de to mottakere. Prosedyren gjentas på en andre senderfrekvens, hvilket gir ytterligere fire målinger av amplitude og fire målinger av fase i hver av de to mottakere. Hver sekvens som beskrevet gir derfor trettito uavhengige rå-målinger. Målingssekvensen gjentas kontinuerlig etter hvert som instrumentet transporteres langs borehullet. Den tidligere omtalte matematiske modell, som er basert på grunnleggende elektromagnetiske bølgeforplantningsegenskaper, beskriver borehullsinstrumentets teoretiske respons som

funksjon av tallrike formasjons- og borehullparametere. Slike parametere omfatter igjen formasjonsresistivitet, invasjonparametere, formasjonslag-grenseeffekter, borehulltilstander og liknende. I denne utførelse av oppfinnelsen inneholder modellen færre enn trettito variable parametere, mens borehullsinstrumentet gir trettito målte parametere slik som beskrevet tidligere. Systemet av ukjente parametere er derfor "overbestemt" i den betydning at det ikke er flere målte parametere enn variable eller ukjente parametere som skal bestemmes. Det skal bemerkes at andre sender-mottaker-driftsfrekvenskombinasjoner kan benyttes, slik som diskutert tidligere. Antallet av utvalgte parametere av interesse må imidlertid alltid være mindre enn antallet av rådatamålinger, slik at det resulterende system av likninger er overbestemt.

Ikke-lineære inversjonsteknikker benyttes for å bestemme settet av utvalgte, ukjente parametere som, ved hjelp av den matematiske modell, forutsier en verktøyrespons som mest mulig nøyaktig passer til de trettito målte rådatapunkter. Den forutsagte verktøyrespons og den målte verktøyrespons vil oppvise ingen uoverensstemmelser bare dersom (a) det ikke er knyttet noen feil til de målte data og (b) dersom modellen uten feil representerer instrumentets respons i hver påtruffet borehull- og formasjonstilstand. Dette er fordi det foreligger flere målte datapunkter enn ukjente, variable parametere i modellen. Enhver grad av ikke-overensstemmelse eller "mistilpasning" av modelldataene og de målte data er et mål på unøyaktighet av enten dataene eller modellen, eller både dataene og modellen. I alle tilfeller behandles den bestemte ikke-overensstemmelse som en kvalitetsindikator for de bestemte parametere av interesse. Med andre ord er en usikkerhet knyttet til hver parameter som utvelges av analytikeren basert på godheten av tilpasning mellom modellen og de målte data.

Idet det igjen henvises til fig. 2, aktiveres senderne 209, 207, 205 og 203 fortløpende på en første frekvens ω_1 . Fasen og amplituden av det induerte, elektromagnetiske signal måles på mottakeren nærmest hver aktivert sender, hvilket dermed gir fire målinger av amplitude og fire målinger av faseforskyvning. Disse målte parametere vil igjen bli identifisert som henholdsvis A_i og P_i , hvor $i = 1, \dots, 4$). Prosedyren gjentas på en andre frekvens ω_2 , hvilket gir ytterligere fire målinger av amplitude og fire målinger av fase som heretter identifiseres som henholdsvis A_i og P_i , hvor $i = 5, \dots, 8$. Hele prosedyren gjentas deretter for den mottaker som ligger lengst fra hver aktivert sender, hvilket gir verdier av A_i og P_i hvor $i = 9, \dots, 16$. Sammenfatningsvis måles totalt trettito parametere ved hjelp av borehullsinstrumentet 36 under hver syklus etter hvert som det transporteres langs borehullet 34. Ovennevnte, kombinerte prosedyre med sending på frekvenser ω_1 og ω_2 og registrering av mottatte signaler gjentas fortløpende etter hvert som instrumentet transporteres langs borehullet.

Parametere av interesse som er relatert til formasjonen, borehullet og nær-borehullet, velges av analytikeren. Disse parametere kan omfatte formasjonsresistivitet, formasjons-dielektrisitetkonstant, invasjonradius for borefluidumet, resistivitet av borefluidumet og eventuelt diameteren av borehullet. Det valgte antall av parametere må være mindre enn

trettpito, slik at systemet av likninger som beskrives i det etterfølgende avsnitt, er overbestemt og dermed tillater at usikkerhet som er knyttet til de valgte parametere, kan bestemmes. For illustrasjonsformål vil det bli antatt at analytikeren utvelger n parametere som skal bestemmes, hvor n er mindre enn tretpito.

5 Behandlingen av dataene for å oppnå parametrene av interesse, og bestemmelsen av usikkerhet som er knyttet til disse parametere, kan best beskrives ved benyttelse av matrisenotasjon. Systemet skrives som

$$(30) \quad [T] \times [M] = [X]$$

10

hvor

$$(31) \quad [T] = \begin{bmatrix} T_{1,1} & T_{1,2} & T_{1,32} \\ \vdots & & \vdots \\ T_{m,1} & T_{m,2} & T_{m,32} \end{bmatrix}$$

15

20

$$(32) \quad [M] = \begin{bmatrix} A_1 \\ \vdots \\ A_{16} \\ P_1 \\ \vdots \\ P_{16} \end{bmatrix}$$

og

25

$$(33) \quad [X] = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_m \end{bmatrix}$$

Matrisen [T] representerer borehullsinstrumentets teoretiske respons beregnet ved benyttelse av passende elektromagnetiske modelleringsteknikker for et vidt område av formasjons- og borehulltilstander, matrisen [M] representerer de trettito rådatapunkter målt av borehullsinstrumentet, og matrisen [X] representerer formasjons- og borehullparametrene som er valgt av analytikeren og som skal bestemmes. Selv om løsningen av matriselikningen (30) for å oppnå de ønskede parametre som er representert ved vektoren [X], betraktes som lineær, kan elementene av matrisen [T] i dette tilfelle være avhengig av elementene av [X]. Løsningen av likningen (30) vil derfor kreve en ikke-lineær regresjonsløsning, så som en rygg-regresjon.

Så snart likning (30) er blitt løst for [X], utføres en invers matriseoperasjon for å frembringe en syntetisk matrise av de målte størrelser som er betegnet med [M'], dvs.

$$(34) [T'] \times [X] = [M']$$

15

hvor

$$(35) [T'] = \begin{bmatrix} T'_{1,1} & T'_{1,2} & T'_{1,m} \\ \vdots & & \vdots \\ T'_{32,1} & T'_{32,2} & T'_{32,m} \end{bmatrix}$$

20

og

$$(36) [M] = \begin{bmatrix} A'_1 \\ \vdots \\ A'_{16} \\ P'_1 \\ \vdots \\ P'_{16} \end{bmatrix}$$

25

Mistilpasningen mellom de målte parametre, [M], og de syntetiske verdier av de målte parametre, [M'], er et mål på kvaliteten av parametrene av interesse, [X]. Dersom

$$(37) [M'] \approx [M],$$

30

er det liten usikkerhet knyttet til de beregnede verdier [X] som indikerer at kvaliteten av de målte data [M] og modellen som representerer instrumentets respons [T], begge er gode. Dersom imidlertid

5

$$(38) [M'] \neq [M],$$

kan man trekke den slutning at enten de målte data [M] er av dårlig kvalitet (på grunn av verktøyfunksjonen, kalibreringsfeil eller liknende), eller modellen av verktøyresponsen representert ved [T] er utilstrekkelig for de påtrufne tilstander, eller begge tilstander har inntruffet. Minimering av kalibrering, varmeavdrift og feil på grunn av gjensidig antennekopling er blitt omtalt tidligere. Det er blitt bestemt at responsmodellen i mange tilfeller også er meget pålitelig og at feil i modellen bare er en liten bidragsyter til den observerte feil. Av dette følger derfor at når $[M'] \neq [M]$, kan kilden til den observerte feil ikke identifiseres. Graden av mistilpasning mellom $[M']$ og $[M]$ er en indikasjon på størrelsen av usikkerheten eller feilen i de beregnede parametere av interesse, [X]. Ikke-lineære regresjonsteknikker som er egnet for anvendelse i denne oppfinnelse, er beskrevet i publikasjonen "Inversion of 2 MHz Propagation Resistivity Logs" av W.H. Meyer, SPWLA 33rd Annual Logging Symposium, 14.-17. juni 1992, Skrift H.

20

5. Formasjonsparametere av interesse

Transformasjonen av stråledata målt av følerne inn i tilsynelatende resistiviteter av formasjonen, nær borehullet og borehullomgivelsene er blitt omtalt i tidligere avsnitt. Bestemmelsen av feil som er knyttet til disse størrelser, er også blitt omtalt. De foregående diskusjoner omfattet dessuten de generelle konsepter med omforming av tilsynelatende resistiviteter og andre elektromagnetiske egenskaper til parametere ut fra hvilke "slutt"-informasjon, så som hydrokarbonmetning og porøsitet av formasjonen, avledes. Endelig er grunnleggende problemer som er knyttet til bestemmelsen av hydrokarbonmetning ut fra resistivitetsmålinger alene, ved nærvær av vann med lav saltholdighet eller ferskvann, også blitt behandlet. Det etterfølgende avsnitt er viet til omformingen av verktøymålinger hvis nøyaktighet og presisjon er blitt bestemt og optimalisert ved benyttelse av tidligere omtalte metoder, til "slutt"-parametere som omfatter hydrokarbonmetning og porøsitet.

5.1 Gjennomgåelse av fysiske prinsipper

Faseforskyvnings- og dempningsmålinger i det lave MHz-frekvensområde er avhengig av bare tre elektromagnetiske egenskaper og den måte på hvilken disse tre egenskaper kombineres og fordeles romlig nær borehullssender- og mottakermontasjen. De tre egenskaper som - som et eksempel - styrer forplantningen av en 2 MHz elektromagnetisk bølge, er (1) magnetisk permeabilitet, (2) ledningsevne og (3) dielektrisitetskonstant. Den

35

primære parameter av interesse er ledningsevne (eller resistivitet), da dette er den primære parameter som benyttes ved hydrokarbonmetningsberegninger dersom det beslektede vann er saltholdig. For å relatere de målte faseforskyvnings- og dempningsmålinger som er utført med borehullsinstrumentet, til ledningsevne, må det gjøres antakelser angående forma-
 5 sjonens magnetiske permeabilitet og dielektrisitetskonstant.

Magnetisk permeabilitet er definert som evnen til magnetiske dipoler i formasjonen til å innrette seg selv med et ytre felt. Mineraler og fluida som vanligvis finnes i sedimentære jordformasjoner, oppviser ikke vesentlig magnetisk permeabilitet. Ved beregning av resisti-
 10 viteter ut fra målinger av amplitude og fase fra en anordning som arbeider i det midtre kHz-frekvensområde til det lave MHz-frekvensområde, innføres minimal feil ved å anta en verdi av magnetisk permeabilitet som er lik verdien i fritt rom, eller $1,25 \times 10^{-6}$ Henry/meter.

Ledningsevne er definert som et materiales evne til å lede en elektrisk ladning, mens dielektrisitetskonstant er definert som et materiales evne til å lagre en elektrisk ladning. Dielektrisitetskonstant uttrykkes vanligvis ved relativ dielektrisitetskonstant, ϵ_r , som er di-
 15 elektrisitetskonstanten ϵ til det aktuelle stoff dividert med dielektrisitetskonstanten i fritt rom, $\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12}$.

Oppmerksomheten rettes nå på dielektrisitetskonstant og de fysiske prinsipper bak virkningene av denne parameter på dempnings- og fase signaler målt i en borehullsomgivelse. I sedimentære formasjoner oppstår dielektrisitetskonstant ut fra evnen til
 20 elektriske dipoler til å innrette seg selv med et vekslende elektromagnetisk felt som induseres av borehullsinstrumentet. Vannmolekyler vil bli benyttet for diskusjonsformål. Det finnes tre fenomener som bidrar til ϵ_r i en porøs jordformasjon. Det første bidrag er rotasjonen til dipolare vannmolekyler. Vannmolekylen har en svak positiv ladning på den side til hvilken de to hydrogenatomer er bundet, og en tilsvarende negativ ladning på den
 25 side av molekylene som ligger motsatt av de bundne hydrogenatomer. Ved tilstedeværelse av et påtrykt elektrisk felt vil vannmolekylen rotere for å innrette de positive og negative poler av molekylene med det påtrykte elektriske felt. I et vekselstrømsfelt, så som det som frembringes av borehullsinstrumentet, vil vannmolekylen rotere frem og tilbake etter hvert som polariteten av det påtrykte felt veksler. Under den tidsperiode i hvilken vannmolekylen
 30 er i virkelig rotasjon og søker å innrette seg med det påtrykte felt, representerer ladningens bevegelse elektriske ladninger som beveger seg i fase med det påtrykte felt og derfor fører strøm og bidrar til den sammensatte formasjonsledningsevne. Så snart de er innrettet med feltet, representerer de polariserte vannmolekyler faste eller lagrede ladninger, og bidrar dermed til formasjonens dielektrisitetskonstant inntil polariteten av det vekslende, påtrykte
 35 felt reverseres. Ved dette tidspunkt roterer vannmolekylene på nytt og bidrar igjen til sammensatt formasjonsledningsevne. Denne sekvens gjentar selvsagt seg selv med syklusgjennomløpningen av det påtrykte vekselstrømsfelt. Ioner som er oppløst i formasjonens porevann, er en andre bidragsyter til ϵ_r ved at de vil også bli satt i bevegelse av det påtrykte vekselstrømsfelt og vandre i feltets retning inntil de påtreffer en fysisk hindring, så

som en bergartpartikkel som danner grensen av porerommet. Så snart ionene støter imot poregrensen og begynner å hope seg opp, blir disse likeledes faste eller "lagrede" ladninger, og bidrar dermed til formasjonens dielektrisitetskonstant, slik som beskrevet av M.A. Sherman i en artikkel med tittelen "A Model for the Frequency Dependence of the Dielectric Permittivity of Rock", *The Log Analyst*, Vol. 29, nr. 5, september-oktober 1988. Kationer som er festet til kation-utvekslingssteder på overflaten av visse leiremineraler, er en tredje bidragsyter til ϵ_r ved at disse også kan bevege seg under innvirkning av et påtrykt vekselstrømsfelt. Bevegelsen av kationer mellom forskjellige utvekslingssteder frembringer virkninger som likner på virkningene av frie ioner i porevannet.

Noe som kompliserer spørsmålet om dielektriske virkninger, er det faktum at ϵ_r -verdier er avhengige av frekvensen av det påtrykte felt. Ved lave frekvenser kan dielektrisitetskonstanter være ganske høye, da vannmolekylene lett kan rotere og innrette seg selv med feltet før feltets polaritet slår om. På liknende måte kan oppløste ioner vandre til grensen av porerommet og samle seg mot poreveggen lenge før polariteten av feltet slår om. Likeledes kan bevegelsen av kationer være fullført før vekslingen av feltpolariteten. Ved lave frekvenser tilbringer derfor vannmolekyler, oppløste ioner og kationer mesteparten av sin tid i en fast orientering eller stilling, og beveger seg bare under enn liten brøkdel av tiden under hvilken som helst gitt syklus av de påtrykte, elektromagnetiske vekselstrømsfelt. Ved høye frekvenser vil imidlertid polariteten av det påtrykte felt slå om før de tre typer av mobile ladninger kommer i hvile. I denne situasjon tilbringer de mobile ladninger mesteparten av sin tid i bevegelse i fase med det ytre, elektromagnetiske felt, og øker dermed ledningsevnen og resulterer i en lavere dielektrisitetskonstant. Fenomenene med skiftende dielektriske verdier og ledningsevneverdier med frekvensen er kjent som dispersjon. Den frekvens ved hvilken de roterende molekyler eller mobile ioner ikke lenger kan holde tritt med det oscillerende felt, er kjent som "relaksasjonsfrekvensen". Relaksasjonsfrekvensen, den relative dielektrisitetskonstant ϵ_r og ledningsevnen σ vil avhenge av forskjellige faktorer, så som porøsitet, midlere porestørrelse, vannets resistivitet R_w og leirskifer-mineralogi, slik som beskrevet i den foran anførte artikkel av Sherman.

J.C. Sims, P.T. Cox og R.S. Simpson, "Complex Dielectric Interpretation of 20 MHz Electromagnetic Logs", Paper SPE 15486, 61st Annual Technical Conference and Exhibition of the Society of Petroleum Engineers, 5.-8. oktober 1986, gir anvisning på anvendelse av en blandingsoppskrift for å tolke dielektriske loggdata, men målinger utført ved bare én frekvens benyttes. US-patent nr. 3 891 916 (R.A. Meador m.fl.) gir anvisning på anvendelse av to frekvenser, begge mye høyere enn 2 MHz, for å bestemme dielektrisitetskonstant. Meador m.fl. angir imidlertid benyttelse av amplitudemålinger for å bestemme dielektrisitetskonstant og resistivitet, og behandler ikke problemet med dielektrisk spredning ved benyttelse av to frekvenser med både amplitude- og fasemålinger. US-patent nr. 5 144 245 (M.M. Wisler) viser anvendelse av den Komplekse Brytningsindeks-modell eller CRIM-modell (CRIM = Complex Refractive Index Model) som et middel for korreksjon av

resistivitetsmålinger for dielektriske effekter, hvor resistivitetsens amplitude- og fasedata tas ved en eneste frekvens. K.S. Cole og R.H. Cole, "Dispersion and Absorption in Dielectrics", Journal of Chemical Physics, Vol. 9. s. 341 (1941), viser en modell for dielektrisk dispersjon eller spredning som kan benyttes som en blandingsmodell som er noe lik den tidligere anførte CRIM-modell og som kunne benyttes som et element i utførelsen av den foreliggende oppfinnelse. Det finnes mange andre blandings- og spredningsmodeller som også kunne benyttes.

Denne korte gjennomgåelse av relevante, grunnleggende fysiske prinsipper vil medvirke til å gi en fullstendig redegjørelse for midlene og metodene ifølge oppfinnelsen, og fremskritt ved den foreliggende oppfinnelse i forhold til kjent teknikk.

Husk på at et hovedformål med oppfinnelsen er rettet på det nøyaktige mål for ledningsevnen (eller resistiviteten) av en jordformasjon som gjennomtrenges av et borehull. Slik som tidligere omtalt, kan formasjonsresistivitet kombinert med formasjonsporøsitet og resistivitet av beslektet vann benyttes til å beregne hydrokarbonmetning av en porøs formasjon. Oppfinnelsen er videre rettet på bestemmelsen av formasjonens dielektrisitetskonstant. Denne måling benyttes til å korrigere resistivitetsmålinger som er utført på visse frekvenser, for de uheldige virkninger av formasjonens dielektrisitetskonstant. Oppfinnelsen er videre også rettet på bestemmelse av den volumandel av formasjonen som er mettet med vann. Denne måling, når den kombineres med en uavhengig måling, så som en nøytronporøsitetsmåling som reagerer på total formasjonsvæske (vann pluss flytende hydrokarbon), kan benyttes til å bestemme hydrokarbonmetning av formasjonen i enten ferskvanns- eller saltvannsomgivelser. Hydrokarbonmetning kan ikke bestemmes ved benyttelse av resistivitetsmålinger bare i ferskvannsomgivelser, da resistiviteten av ferskvann og hydrokarbon oppviser liten kontrast.

5.2 Teoretisk grunnlag

Løsninger av Maxwells likninger i homogene, tapsbeheftede medier er en funksjon av en faktor som vanligvis omtales som forplantningskonstanten eller bølgetallet, her definert som " k ", som inneholder ledd angående ledningsevne, dielektrisitetskonstant og magnetisk permeabilitet. En likning for en plan bølge vil ha formen

$$(39) V = Ce^{ikx}$$

hvor

- V = en feltvariabel,
- C = en konstant,
- e = grunntallet for den naturlige logaritme,
- i = kvadratrotten av -1 ,
- x = den tilbakelagte avstand, og

$$(40) \quad k = [(\omega^2 \mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r) + (i\omega \mu_0 \mu_r \sigma)]^{1/2}$$

hvor

5

μ_0 = den magnetiske permeabilitet for fritt rom,

μ_r = den relative permeabilitet (som er 1,0 for fritt rom og de fleste jordmaterialer),

ϵ_0 = dielektrisitetetskonstanten for fritt rom,

ϵ_r = den relative dielektrisitetetskonstant (som er 1,0 i fritt rom),

10

ω = vinkelfrekvensen for det påtrykte felt, og

σ = ledningsevnen, som er det inverse av resistiviteten.

Leddene k kan omskrives uttrykt ved en kompleks relativ dielektrisitetetskonstant, ϵ_c , som inneholder virkningen av dielektrisitetetskonstant og ledningsevne, som

15

$$(41) \quad k = k_0 \sqrt{\epsilon_c} \sqrt{\mu_r}$$

hvor

20

k_0 = bølgetallet i fritt rom

$\mu_r = 1$, og

$\epsilon_c = [\epsilon_r + i\sigma(1/\omega\epsilon_0)]$

25

Det antas nå en modell for jordformasjonen hvor det finnes to lag med forskjellige forplantningskonstanter k og forskjellige komplekse relative dielektrisitetetskonstanter ϵ_r , hvor det første område spenner over $(1-\phi)$ lengdeenheter og det andre område spenner over ϕ lengdeenheter. En plan bølge som innfaller på lagene og passerer gjennom lagene uten refleksjon, vil ha formen

30

$$(42) \quad e^{ik_0 2a} e^{ik_1(1-\phi)} = e^{i[k_0 2a + k_1(1-\phi)]}$$

Den effektive forplantningskonstant for denne modell, k_{eff} , er derfor

$$(43) \quad k_{eff} = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} = k_0 [\sqrt{\epsilon_{c,2}} \phi + \sqrt{\epsilon_{c,1}} (1-\phi)]$$

35

Likning (43) løses for den ekvivalente, relative dielektrisitetetskonstant for å oppnå

$$(44) \quad \epsilon_{eff} = \epsilon_{c,2}\phi^2 + \epsilon_{c,1}(1-\phi)^2 + 2(1-\phi)\phi\sqrt{\epsilon_{c,1}\epsilon_{c,2}}$$

Idet man betrakter alle de ovenstående relasjoner som fører til likning (44), er det åpenbart at den effektive, reelle relative dielektrisitetskonstant derfor forvansktes (is corrupted) av de imaginære deler av de relative dielektrisitetskonstanter for de to områder, og den effektive ledningsevne likeledes forvansktes av de reelle deler av de relative dielektrisitetskonstanter. Modellen relateres nå ytterligere til virkelige jordformasjoner. Det første område settes lik beslektet vann som fyller porerommet i bergartmassen, idet vannets brøkvolum er lik ϕ av det totale formasjonsvolum. Det andre område settes lik bergartmassen, idet bergartmassens brøkvolum er $(1-\phi)$ av det totale formasjonsvolum. Utvikling av likning (44) for å illustrere reelle og imaginære komponenter, og betegne leddene med hensyn til ovenstående formasjonsmodell gir

$$(45) \quad \epsilon_{eff} + i\sigma_{eff}/\omega = \phi^2\epsilon_w + 2\phi(1-\phi)\sqrt{\epsilon_w + (i\sigma_w/\omega)\epsilon_m} + (1-\phi^2)\epsilon_m$$

hvor indeksene w og m betegner parametere som er knyttet til henholdsvis vann- og bergartkomponentene av formasjonen. Legg merke til at σ_m er lik null. Dersom målinger utføres ved to kjente frekvenser $\omega=\omega_1, \omega_2$, gir likning (45) to uavhengige, komplekse likninger. På grunn av at både reelle og imaginære deler av disse likninger må være like, gir målinger ved to frekvenser i virkeligheten fire uavhengige likninger. Dielektrisitetskonstanten for vann, ϵ_w er uavhengig av saltholdigheten av vannet og er således en kjent størrelse. De to frekvenser er forutbestemte og er således kjente. Størrelsene ϵ_{eff} og σ_{eff} måles. De fire uavhengige likninger kan derfor benyttes til å finne en løsning for de gjenværende tre ukjente størrelser, nemlig porøsiteten ϕ , vannets ledningsevne σ_w og bergartens dielektrisitetskonstant ϵ_m . Det skal bemerkes at flere sender-mottaker-driftsfrekvenskombinasjoner kan benyttes i utførelser av oppfinnelsen, så lenge den valgte kombinasjon gir fire uavhengige løsninger som relaterer σ_{eff} og ϵ_{eff} til σ_w , ϵ_m og ϕ . Det skal også bemerkes at dielektrisitetskonstanten for bergartmassen og dielektrisitetskonstanten for eventuelt hydrokarbon som er inneholdt i bergartens porerom, i det vesentlige er like og ledningsevnen av hver er i hovedsaken lik null. Den beregnede størrelse ϕ er derfor brøkdelen av vann inne i formasjonen og ikke nødvendigvis den effektive porøsitet av formasjonen i den betydning som vanligvis benyttes innen faget. For å oppnå effektiv formasjonsporøsitet, er det nødvendig å kombinere den "vannfylte" porøsitet som gis ved hjelp av oppfinnelsen, med et andre, uavhengig mål for formasjonsporøsitet som reagerer på den totale fluidumfylte porøsitet. Et eksempel på en slik andre måling ville være den termiske nøytron-"porøsitets"-måling som reagerer på formasjonens hydrogeninnhold. Da størstedelen av hydrogen i en jordformasjon befinner seg i porerommet i stedet for i berg-

armassen, og da responsen er i hovedsaken den samme for både vann og flytende hydrokarboner, gir nøytron-porøsitetmålingen total væskeporøsitet.

5.3 Loggingseksempel

5 Oppmerksomheten rettes mot fig. 23 som illustrerer logger av resistivitet, som er det inverse av ledningsevne, målt ved fire forskjellige senderfrekvenser som funksjon av dybde i fot, i et borehull. Målingene ble utført i en testbrønn i hvilken formasjonens egenskaper er velkjente ut fra tallrike studier av brønnlogg- og kjernedata, som angitt i "Comparison of MWD, Wireline and Core Data from a Borehole Test Facility", Paper SPE 22735, 10 proceedings of the Society of Petroleum Engineers 66th Annual Conference and Exhibition, s. 741-754, (1991). Disse "logger" av resistivitet illustrerer klart virkningene av dispersjons- eller spredningseffekter som funksjon av frekvensen for det induserte, elektromagnetiske felt. Oppmerksomheten vil bli fokusert på de soner som er betegnet med tallene 840 og 844 og som er leirskifere, og kalksteinsonen med lav permeabilitet som er betegnet med tallet 15 846. Sonen 842 er en permeabel eller gjennomtrengelig sandstein, og invaderes derfor av borefluidumet. Radial invasjon kombinert med forskjellige undersøkelsesdybder for målingene ved forskjellige frekvenser maskerer spredningseffektene. Sonen 842 vil derfor bli ignorert i denne diskusjon. Kurver 850, 852, 854 og 856 representerer resistiviteter som er målt ved respektive frekvenser på 1100 MHz, 200 MHz, 25 MHz og 2 MHz. Idet man vet at 20 sonene 840, 844 og 846 er radially homogene (dvs. ikke-invadert av borefluidumet), trekker man den slutning at den observerte dispersjon eller spredning skyldes dielektriske effekter. Fig. 24 illustrerer måling av relativ dielektrisitetskonstant over de samme formasjonssoner av interesse, men ved forskjellige frekvenser hvor kurver 870, 872, 874 og 876 representerer målinger ved henholdsvis 1100 MHz, 200 MHz, 25 MHz og 2 MHz. Dielektrisk spredning 25 er igjen helt åpenbar. Fenomenene med både dielektrisk spredning og ledningsevne-(eller resistivitets-)spredning og deres avhengighet av frekvensen av det induserte felt er blitt omtalt i kvalitativ eller begrepsmessig betydning i et tidligere avsnitt. Fenomenene kan kvantifiseres som vist på fig. 25 som illustrerer generaliserte, teoretiske spredningskurver for en ren sandsteinsformasjon. Den dielektriske spredningskurve 860 illustrerer at ϵ_r vanligvis 30 avtar etter hvert som frekvensen øker. Omvendt illustrerer ledningsevnekurven 862 at ledningsevnespredning øker med økende frekvens. Begge kurver 860 og 862 illustrerer også klart frekvensområder i hvilke grenseflaterelaksasjon og molekylær relaksasjon opptrer. For å vurdere hvor vidt variasjonene i den relative dielektrisitetskonstant ϵ_r som observeres i loggene på fig. 24, virkelig er i overensstemmelse med spredningseffekter, ble de fire verdier 35 av ϵ_r som er fremstilt ved kurvene 870, 872, 874 og 876 ved en dybde på 1660 fot i kalksteinsformasjonen 846, på fig. 26 sammenliknet med en spredningskurve 880 som er basert på publiserte dielektrikum-målinger (M.R. Taherain et al., "Dielectric Response of Water-Saturated Rocks", Geophysics, Vol. 55, nr. 12, desember 1990) utført på kalksteinskjernepøver med resistiviteter av grunnmasse og beslektet vann (connate water) som var

meget like kalksteinen i formasjonen 846. De overlagrede datapunkter 881, 882, 883 og 884 er middelverdiavlesninger av respektive kurver 876, 874, 872 og 870 tatt ved en dybde på 1660 fot i sonen 846. Den gode overensstemmelse mellom den kjerneavlede spredningskurve og de loggavlede målinger fra disse to karbonatformasjoner antyder at forskjellene mellom de forskjellige ϵ_r -verdier fra loggen virkelig skyldes spredning. Idet man betrakter fig. 23, 24, 25 og 26 i kombinasjon, er det åpenbart at enhver modell som samtidig uttrekker dispersjonskorrigerede resistivitets- og dielektrisitetskonstantverdier fra målinger av faseforskjell og amplitudeforhold ved varierende frekvenser, kvantitativt må omfatte frekvensen av det induserte, elektromagnetiske felt.

Husk på at ett av de grunnleggende formål med oppfinnelsen er å bestemme ledningsevne (eller resistivitet) av formasjonen som er fri for spredningseffekter. Et andre formål er å bestemme formasjonens dielektrisitetskonstant som også er fri for spredningseffekter. Et tredje formål er å bestemme effektiv, vannfylt porøsitet av formasjonen som, kombinert med uavhengige målinger av total, væskefylt porøsitet, kan benyttes til å bestemme formasjonens hydrokarbonmetning. Det er blitt utviklet en teoretisk, kompleks brytningsindeksmodell eller CRIM-modell som relaterer ϵ_r til virkelig formasjonsresistivitet og oppfyller de foran angitte formål med oppfinnelsen. Utviklingen av modellen begynner med løsningene av Maxwells likninger i homogene, tapsbeheftede medier, som er en funksjon av en faktor som vanligvis omtales som forplantningskonstanten eller bølgetallet, her definert som " k ", som inneholder ledd angående ledningsevne, dielektrisitetskonstant og magnetisk permeabilitet. Idet man for fullstendighetens skyld på nytt angir Likning (39) for en løsning for en plan bølge, får man

$$(39) \quad V = Ce^{ikx}$$

25 hvor

V = en feltvariabel,

C = en konstant,

e = grunntallet for den naturlige logaritme,

30 i = kvadratroten av -1,

x = den tilbakelagte avstand, og

$$(40) \quad k = [(\omega^2 \mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r) + (i\omega \mu_0 \mu_r \sigma)]^{1/2}$$

35 hvor

c = lyshastigheten = $2,999 \cdot 10^8$ meter/sekund,

μ_0 = den magnetiske permeabilitet i fritt rom = 4×10^{-7} , -

μ_r = den relative permeabilitet (som er 1,0 for fritt rom og de fleste jordmaterialer),

ϵ_0 = dielektrisitetskonstanten for fritt rom = $(1/\mu_0 c^2) = 8,854 \times 10^{-12}$,
 ϵ_r = den relative dielektrisitetskonstant (som er 1,0 i fritt rom),
 ω = vinkelfrekvensen for det påtrykte felt, og
 σ = ledningsevnen.

5

Leddene k kan omskrives uttrykt ved en kompleks relativ dielektrisitetskonstant som omfatter virkningen av dielektrisitetskonstant og ledningsevne, som

$$(41) \quad k = k_0 \sqrt{\epsilon_c} \sqrt{\mu_r}$$

10

hvor

k_0 = bølgetallet i fritt rom

$\mu_r = 1$, og den komplekse relative dielektrisitetskonstant er

$$15 \quad \epsilon_c = [\epsilon_r + i\sigma(1/\omega\epsilon_0)]$$

Legg merke til at k er definert slik at når ledningsevnen σ går mot null, går den komplekse relative dielektrisitetskonstant mot den relative dielektrisitetskonstant som er lik den reelle relative dielektrisitetskonstant ϵ_r .

20

Det antas nå en modell for jordformasjonen hvor det finnes to lag med forskjellige forplantningskonstanter k og forskjellige komplekse relative dielektrisitetskonstanter ϵ_c , hvor det første område spenner over $(1-\phi)$ lengdeenheter og det andre område spenner over ϕ lengdeenheter. En plan bølge som er innfallende på lagene og passerer gjennom lagene uten refleksjon, vil ha formen

25

$$(42) \quad e^{ik_2 z} e^{ik_1(1-\phi)} = e^{i[k_2 \phi + k_1(1-\phi)]}$$

hvor indeksene 1 og 2 betegner parametere som er knyttet til henholdsvis lag 1 og lag 2. Den effektive forplantningskonstant for denne modell, k_{eff} , er derfor

30

$$(43) \quad k_{eff} = k_2 \phi + k_1(1-\phi)$$

eller uttrykt ved den komplekse dielektrisitetskonstant som er definert ovenfor

35

$$(44) \quad k_{eff} = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} = k_0 \left[\sqrt{\epsilon_{c,2}} \phi + \sqrt{\epsilon_{c,1}} (1-\phi) \right]$$

Likning (44) løses for den ekvivalente, relative dielektrisitetskonstant for å få

$$(45) \quad \varepsilon_{eff} = \varepsilon_{c,2}\phi^2 + \varepsilon_{c,1}(1-\phi)^2 + 2(1-\phi)\phi\sqrt{\varepsilon_{c,1}\varepsilon_{c,2}}$$

5 Modellen relateres nå ytterligere til virkelige jordformasjoner. Det første område settes lik beslektet vann som fyller porerommet i bergartmassen, idet vannets brøkvolum er ϕ av det totale formasjonsvolum. Det andre område settes lik bergartmassen, idet bergartmassens brøkvolum er $(1-\phi)$ av det totale formasjonsvolum. Utvikling av likning (45) for å illustrere reelle og imaginære komponenter, og angivelse av ledd med hensyn til ovenstående forma-
10 sjonsmodell gir

$$(46) \quad \varepsilon_{eff} + i\sigma_{eff}/\omega = \phi^2\varepsilon_w + 2\phi(1-\phi)\sqrt{(\varepsilon_w + i\sigma_w/\varepsilon_m) + (1-\phi^2)\varepsilon_m}$$

15 hvor indeksene w og m identifiserer parametere som er knyttet til henholdsvis vann- og bergartmassekomponentene. Legg merke til at σ_m er lik null.

Den effektive, reelle dielektrisitetskonstant forvanskes derfor av den imaginære del av dielektrisitetskonstantene i de to områder, og likeledes forvanskes den effektive ledningsevne av de reelle deler av de relative dielektrisitetskonstanter, dvs.

$$20 \quad (47) \quad \varepsilon_{r,eff} = \text{Re}(\varepsilon_{c,eff}), \text{ og } \sigma_{eff} = \omega\varepsilon_0 \text{Im}(\varepsilon_{r,eff})$$

For å beregne de dielektrisitetskonstanter som man ville vente å observere i bergarter mettet med rent vann, vil det bli antatt at bergartene er sammensatt av to deler som omfatter bergartgrunnmassen og det beslektede vann. Vannets resistivitet og bergartmassens porøsitet
25 varieres innenfor fornuftige grenser, og dielektrisitetskonstanten av kombinasjonen av de to deler, som er den størrelse som virkelig avføles av borehullsinstrumentet, beregnes ved utnyttelse av den tokomponent-blandingsrelasjon som er utledet ovenfor. Indeksene w og m betegner parametere som er knyttet til henholdsvis vann- og bergartdelene.

Relasjonen ifølge likning (46) kan benyttes til å illustrere grafisk funksjonsforbindelsene mellom de målte størrelser og de parametere som er av interesse og som skal bestemmes. Fig. 27A og 27B presenteres som typiske illustrasjoner av disse relasjoner eller forbindelser. Den reelle del 890 av den effektive dielektrisitetskonstant slik den er definert ved likning (46), er avsatt på fig. 27A som funksjon av formasjonens vannresistivitet, angitt på abscissen som 892, for forskjellige porøsiteter 894. Abscissen er logaritmisk og
35 ordinaten er lineær. Disse opptegninger gjelder for en frekvens $\omega_1 = 2$ MHz. Den reelle del 891 av formasjonens effektive ledningsevne er avsatt på fig. 27B som funksjon av formasjonens vannresistivitet 892, igjen ved $\omega_1 = 2$ MHz og igjen for varierende porøsiteter 894. Både ordinaten og abscissen er logaritmisk. Liknende opptegninger kan frembringes for de reelle og de imaginære komponenter av σ_{eff} ved $\omega_1 = 2$ MHz, og likeledes opptegninger for

både de reelle og imaginære deler av σ_{eff} ved en andre frekvens $\omega_2 = 400$ kHz. Disse er grafiske fremstillinger av et sett på fire uavhengige likninger som benyttes til å bestemme de "ukjente" formasjonsparametere av interesse, nemlig den effektive ledningsevne (eller resistivitet), den effektive dielektrisitetskonstant og den vannfylte porøsitet av formasjonen.

5

5.4 Bestemmelse av dielektrisitetskonstant, resistivitet og porøsitet

Oppmerksomheten rettes igjen mot fig. 23 og 24 som viser henholdsvis resistivtetsdata og dielektriske data. Fig. 23 fremstiller data fra fire borehullsystemer, idet 2 MHz-dataene er målt med et MWD-system og de gjenværende data er målt med vaier-systemer. Fig. 24 fremstiller dielektriske data målt med de samme systemer. Spredning av målingene som funksjon av frekvens er klart vist i begge logger. Basert på de tidligere omtalte prinsipper ville spredningen i resistivitetmålingene være forventet å være liten ved 2 MHz og lavere frekvenser. Oppmerksomheten henledes spesielt på sonen 846 som fra kjernedata er kjent for å være ugjennomtrengelig karbonat. Spredning i denne sone kan bare tilskrives dielektriske effekter. Sonen 842 er en sandstein som er kjent for å være gjennomtrengelig og derfor invadert med borefluida forut for kjøring av vaierloggene. Den observerte spredning i denne sone må, i det minste delvis, tilskrives invasjonseffekter så vel som dielektriske effekter. Data fra sonen 846 vil derfor bli benyttet til å illustrere bestemmelsen av dielektrisk spredning av resistivitetmålinger. Oppmerksomheten rettes igjen mot fig. 26 som illustrerer observerte dielektriske data som er overlappet på laboratoriemålinger av dielektrisitetskonstant som funksjon av frekvens, hvilke målinger er publisert i den foran anførte artikkel av Taherain. Den illustrerte kurve ble spesielt fremstilt ved benyttelse av modellen til Cole og Cole som det tidligere er henvist til. Ved en dybde på 1660 fot er dielektrisitetskonstanter målt ved 2 MHz og 25 MHz betegnet med tallene 841 hhv. 821, og de tilsvarende resistiviteter er betegnet med tallene 838 hhv. 827. Disse verdier av ϵ_{eff} og $\sigma_{\text{eff}} = 1/R_{\text{eff}}$ innføres i likning (46) ved de respektive frekvenser, de reelle og imaginære deler av likning (46) settes lik hverandre, hvilket gir et sett på fire likninger, og et ikke-lineært regresjonssystem, så som en rygg-regresjon, benyttes for å løse med hensyn på vannets resistivitet $R_w = 1/\sigma_w = 0,16$, bergartmassens dielektrisitetskonstant $\epsilon_m = 9,0$, og formasjonens porøsitet $\phi = 0,05$ eller 5%. Dette er rimelige verdier for ugjennomtrengelig karbonat og stemmer godt med kjernedata som er tatt i sonen 846.

5.5 Borehullkalibermåling.

Evnen til å beregne på nøyaktig måte amplitudedempning og faseforskyvning, som er upåvirket av gjensidig koplning og avdriftsfeil, tillater meningsfylte borehullkalibermålingsoperasjoner. En nøyaktig bestemmelse av amplitudedempningen forårsaket av formasjonen alene eller bølgeforplantningen mellom mottakingsantennene 211, 213, og en nøyaktig måling av faseforskjellen mellom mottakingsantennene 211, 213 kan benyttes sammen med et bibliotek eller en samling av kurver eller data som er registrert i et

datamaskinlager. Fig. 28 viser en grafisk fremstilling av faseforskjell i grader som funksjon av dempning i dB. Med hensyn til disse x- og y-akser er det tilveiebrakt et antall kurver som svarer til borehulldiameter i tommer. På fig. 28 er borehulldiameterer på 7", 8", 9" og 10" fremstilt grafisk. Det er fremstilt et antall kurver som representerer formasjonsresistivitet i ohm-meter. Fig. 28 fremstiller formasjonsresistivitetsmålinger på 0,2 ohm-meter, 0,5 ohm-meter, 1,0 ohm-meter, 2,0 ohm-meter og 200 ohm-meter. Denne grafiske fremstilling er nøyaktig når boreslammet har en resistivitet på 0,05 ohm-meter (R_m). Den grafiske fremstilling på fig. 28 er bare et eksempel på en slik fremstilling. I praksis tilveiebringes flere grafiske fremstillinger eller datasett for flere slamresistiviteter R_m .

Forutsatt at formasjonsresistiviteten og slamresistiviteten R_m er kjente, kan amplitudedempningen og faseforskyvningen av det elektromagnetiske utspørringsfelt benyttes til å bestemme borehullets diameter i området for loggingsinnretningen. Dersom det f.eks. antas, med henvisning til fig. 28, at formasjonsresistiviteten er 0,5 ohm-meter og slamresistiviteten R_m er 0,05 ohm-meter, indikerer en beregnet amplitudedempning på -66 dB og en faseforskjell på 55° at borehullet har en diameter på ca. 9". I overensstemmelse med oppfinnelsen kan den sentrale prosessor 215 og den digitale signalprosessor 221 programmeres for periodisk eller intermitterende å beregne borehulldiameter, og overføre den til overflaten ved benyttelse av slampuls-telemetriteknikker. Dersom borehulldiameteren økes til 10", må dette gjenspeiles ved endringer i amplitudedempning og faseforskyvning. Dersom borehullet derimot smalner av i diameter til 8", vil dette også bli gjenspeilet i amplitudedempnings- og faseforskyvningsmålingene. Borehullkalibermålingsoperasjoner kan bare utføres dersom uforvrenge målinger av amplitudedempning og faseforskyvning kan oppnås. Da den foreliggende oppfinnelse tillater korreksjon av en eventuell forvrengende innvirkning av gjensidig magnetisk kopling, eller termiske eller andre typer av avdrift, kan slike målinger utnyttes til nøyaktig bestemmelse av borehulldiameter. I den foretrukne utførelse av oppfinnelsen tilveiebringes flere datasett, idet hvert svarer til en forskjellig slamresistivitet R_m og en spesiell formasjonsresistivitet. Disse datasett er inneholdt i verktøymodellmatrisen [T] som ble omtalt i et tidligere avsnitt. Målingene av amplitudedempning og faseforskyvning benyttes deretter til å bestemme borehulldiameter.

Tabell 1: Kommandoregisterbiter

CR0	= 0	Åtte-bits databuss. Pinner D15-D8 ignoreres og parallellmontasjeregisteret veksler åtte plasser mot venstre ved hver innskriving. Følgelig kreves fire successive innskrivinger for å laste det 32-bits parallellmontasjeregister, fig. 6.
	= 1	Seksten-bits databuss. Parallellmontasjeregisteret veksler seksten plasser mot venstre ved hver innskriving. Følgelig kreves to successive innskrivinger for å laste det 32-bits parallellmontasjeregister, fig. 5.
CR1	= 0	Normal drift
	= 1	Laveffekts sovemodus. Indre taktregistre og D/C-strømkilder er skrudd av.
CR2	= 0	Amplitudemodulasjons-forbikopling. Utgangssignalet fra de ni LUT sendes direkte til D/C.
	= 1	Amplitudemodulasjonsvirksomgjøring. IQ-modulasjon virksommøres slik at AM eller QAM tillates å utføres.
CR3	= 0	Synkronisatorlogikk virksomgjørt. F-valg-, Last- og TC3-TC0-signalene sendes gjennom en 4-trinns ledning for å synkronisere dem med taktfrekvensen, slik at metastabilitetsproblemer unngås.
	= 1	Synkronisatorlogikk uvirksomgjørt. F-valg-, Last- og TC3-TC0-signalene går forbi synkroniseringslogikken. Dette tillater raskere respons for styresignalene.

Tabell 2. AD7008 styreregistere

Register	Størrelse	Nullstillingstilstand	Beskrivelse
Kommandoregister	4 biter CR3-CR0	Alle nuller	Kommandoregister. Dette tilskrives ved benyttelse av parallellmontasjeregisteret
FREKV.0-reg.	32 biter DB31-DB0	Alle nuller	Frekvensvalgregister 0. Dette definerer utgangsfrekvensen, når F-valg = 0, som en brøkdel av taktfrekvensen.
FREKV.1-reg.	32 biter DB31-DB0	Alle nuller	Frekvensvalgregister 1. Dette definerer utgangsfrekvensen, når F-valg = 1, som en brøkdel av taktfrekvensen.
Fase-reg.	12 biter DB11-DB0	Alle nuller	Faseforskyvningsregister. Innholdet av dette register adresseres til utgangssignalet fra faseakkumulatoren.
IQMOD.-reg.	20 biter DB19-DB0	Alle nuller	I- og Q-amplitudemodulasjonsregister. Dette definerer amplituden av I- og Q-signalene som 10-bits, to-komplement-binærfraksjoner. DB[19:10] multipliseres med kvadratur (sinus)-komponenten og DB[9:0] multipliseres med i-fase (cosinus)-komponenten.

Tabell 3 - Kilde- og destinasjonsregistre

TC3	TC2	TC1	TC0	Last	Kilderegister	Destinasjonsregister
X	X	X	X	0	N/A	N/A
0	0	X	X	1	Parallel	Kommando
1	0	0	0	1	Parallel	FREKV.0
1	0	0	1	1	Parallel	FREKV.1
1	0	1	0	1	Parallel	FASE
1	1	0	0	1	Serie	FREKV.0
1	1	0	1	1	Serie	FREKV.1
1	1	1	0	1	Serie	Fase
1	1	1	1	1	Serie	IQMOD.

Patentkrav

1. Loggingsinnretning for bestemmelse av parametere for et borehull og en omgivende formasjon, omfattende

5 (a) et borehullsinstrument omfattende minst én sender og minst én mottaker,

(b) minst én oscillator som er elektrisk koplet til den minst ene sender for selektivt å energisere den minst ene sender, som har minst én digital inngang og en analog utgang, og som tilveiebringer et spesielt analogt utgangssignal ut fra et antall tilgjengelige, analoge utgangssignaler i det minste delvis som reaksjon på mottaking av et spesielt digitalt kommandosignal,

10 (c) en styreenhet-anordning for

å tilføre det spesielle digitale kommandosignal ut fra et antall tilgjengelige, digitale kommandosignaler som reaksjon på programinstruksjoner,

15 å bringe det analoge utgangssignal fra den nevnte minst ene oscillator til å tilføres til en spesiell av den nevnte minst ene sender for derved å indusere et primært elektromagnetisk felt i borehullet og formasjonsomgivelsene,

å benytte den nevnte minst ene mottaker til å måle minst én parameter som kan tilskrives det induserte, primære elektromagnetiske felt, og

20 å beregne minst én parameter for borehullet og formasjonsomgivelsene, og

(d) en anordning for å transportere borehullsinstrumentet langs borehullet, **karakterisert ved at den omfatter**

(e) en anordning for å bestemme den radiale posisjon i borehullet i hvilken den minst ene parameter som kan tilskrives det induserte, primære elektromagnetiske felt, måles.

25 2. Innretning ifølge krav 1, **karakterisert ved at den minst ene oscillator på den analoge utgang tilveiebringer et analogt signal med**

(a) en frekvensegenskap som bestemmes i det minste delvis av det digitale kommandosignal på den minst ene digitale inngang,

(b) en faseegenskap som bestemmes i det minste delvis av det digitale kommandosignal på den minst ene digitale inngang, og

30 (c) en amplitudeegenskap som bestemmes i det minste delvis av det digitale kommandosignal på den minst ene digitale inngang.

3. Innretning ifølge krav 1 eller 2, **karakterisert ved at styreenhet-anordningen benytter en kombinasjon av en måling av en faseegenskap til det induserte, primære elektromagnetiske felt og en fasekunnskap om det spesielle analoge utgangssignal til å beregne verdien av den minst ene parameter for borehullet og formasjonsomgivelsene.**

4. Innretning ifølge ett av de foregående krav, **karakterisert ved at styreenhet-anordningen benytter en kombinasjon av en måling av en amplitudeegenskap til det induserte, primære elektromagnetiske felt og en amplitudekunnskap om det spesielle analoge**

utgangssignal til å beregne verdien av den nevnte minst ene parameter for borehullet og formasjonsomgivelsene.

5. Innretning ifølge ett av de foregående krav, **karakterisert ved**

(a) at borehullsinstrumentet transporteres ved hjelp av en borestreng,

5 (b) at det nevnte mål for minst én parameter som kan tilskrives til det induerte, primære elektromagnetiske felt, overføres til jordoverflaten mens borehullsinstrumentet befinner seg i borehullet, og

(c) at beregningen av minst én parameter for borehullet og formasjonsomgivelsene utføres på jordoverflaten.

10 6. Loggingsfremgangsmåte for bestemmelse av parametere for et borehull og en omgivende formasjon, hvor fremgangsmåten omfatter de trinn

(a) å tilveiebringe et borehullsinstrument omfattende minst én sender og minst én mottaker,

15 (b) å tilveiebringe minst én oscillator som er elektrisk koplet til den minst ene sender, som har minst én digital inngang og en analog utgang, og som tilveiebringer et spesielt analogt utgangssignal ut fra et antall tilgjengelige, analoge utgangssignaler i det minste delvis som reaksjon på mottaking av et spesielt digitalt kommandosignal,

(c) å tilveiebringe en styreenhet-anordning for

20 å tilføre et spesielt digitalt kommandosignal fra et antall tilgjengelige, digitale kommandosignaler som reaksjon på programinstruksjoner,

å bringe det analoge utgangssignal fra den minst ene oscillator til å tilføres til en spesiell av den nevnte minst ene sender for derved å indusere et primært elektromagnetisk felt i borehullet og formasjonsomgivelsene,

25 å benytte den minst ene mottaker til å måle minst én parameter som kan tilskrives det induerte, primære elektromagnetiske felt, og

å beregne minst én parameter for borehullet og formasjonsomgivelsene, og

(d) å transportere borehullsinstrumentet langs borehullet,

karakterisert ved at den omfatter det trinn

30 (e) å bestemme den radiale posisjon i borehullet i hvilken den minst ene parameter som kan tilskrives det induerte, primære elektromagnetiske felt, måles.

7. Fremgangsmåte ifølge krav 6, **karakterisert ved at den omfatter det ytterligere trinn å benytte den minst ene oscillator til å tilveiebringe et analogt signal på den analoge utgang med**

35 (a) en frekvensegenskap som bestemmes i det minste delvis av det digitale kommandosignal på den minst ene digitale inngang,

(b) en faseegenskap som bestemmes i det minste delvis av det digitale kommandosignal på den minst ene digitale inngang, og

(c) en amplitudeegenskap som bestemmes i det minste delvis av det digitale kommandosignal på den minst ene digitale inngang.

8. Fremgangsmåte ifølge krav 6 eller 7, **karakterisert ved** at den omfatter det trinn å benytte styreenheten til å kombinere en måling av en faseegenskap til det induerte, primære elektromagnetiske felt og en fasekunnskap om det spesielle analoge utgangssignal til å beregne den nevnte verdi for den minst ene parameter for borehullet og formasjonsomgivelsene.

9. Fremgangsmåte ifølge krav 6, 7 eller 8, **karakterisert ved** at den omfatter det trinn å benytte styreenheten til å kombinere en måling av en amplitudeegenskap til det induerte, primære elektromagnetiske felt og en amplitudekunnskap om det spesielle analoge utgangssignal til å beregne den nevnte verdi for den minst ene parameter for borehullet og formasjonsomgivelsene.

10. Fremgangsmåte ifølge ett av kravene 6-9, **karakterisert ved** at den omfatter de ytterligere trinn

15 (a) å transportere borehullsinstrumentet ved hjelp av en borestreng,

(b) å overføre det nevnte mål for minst én parameter som kan tilskrives til det induerte, primære elektromagnetiske felt, til jordoverflaten mens borehullsinstrumentet befinner seg i borehullet, og

20 (c) å utføre beregningen av den minst ene parameter for borehullet og formasjonsomgivelsene på jordoverflaten.

FIG. 1

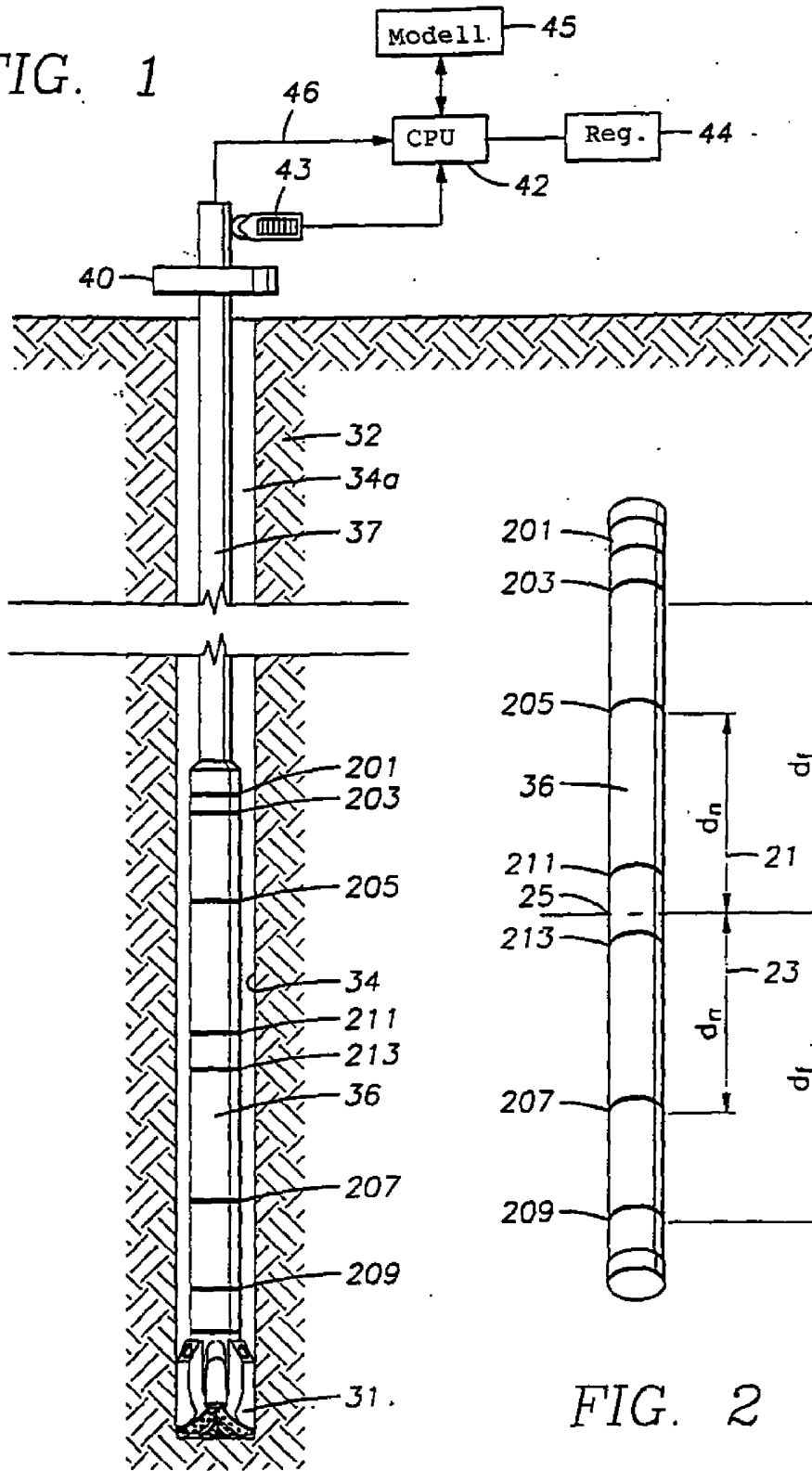
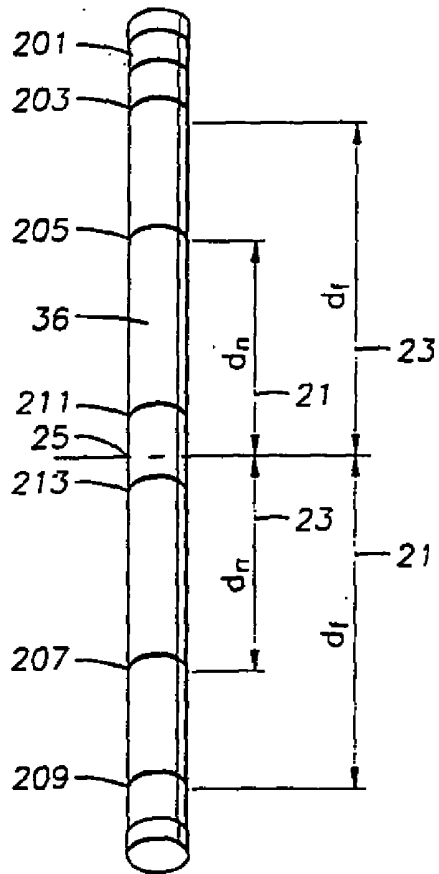


FIG. 2



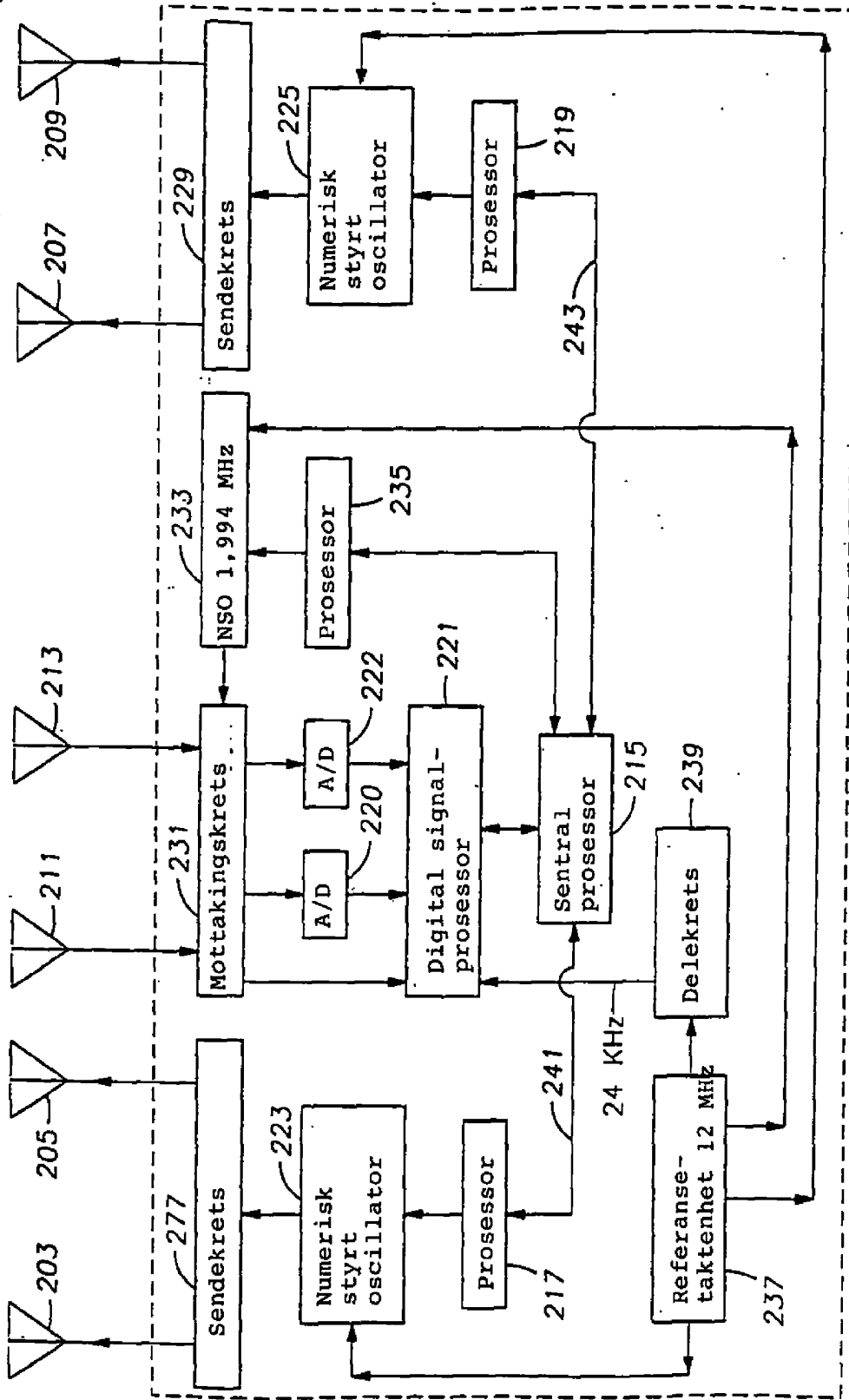


FIG. 3

201

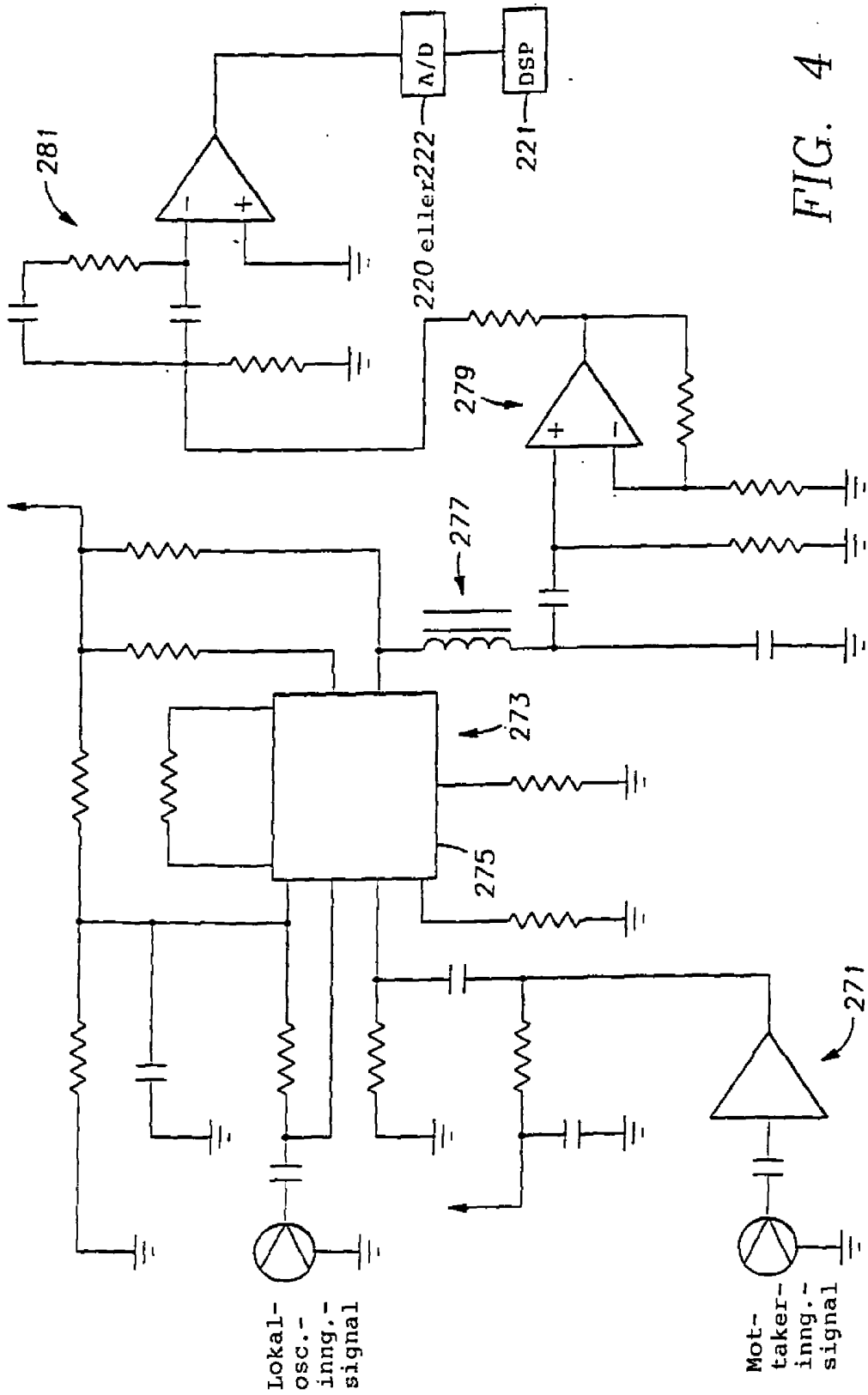


FIG. 4

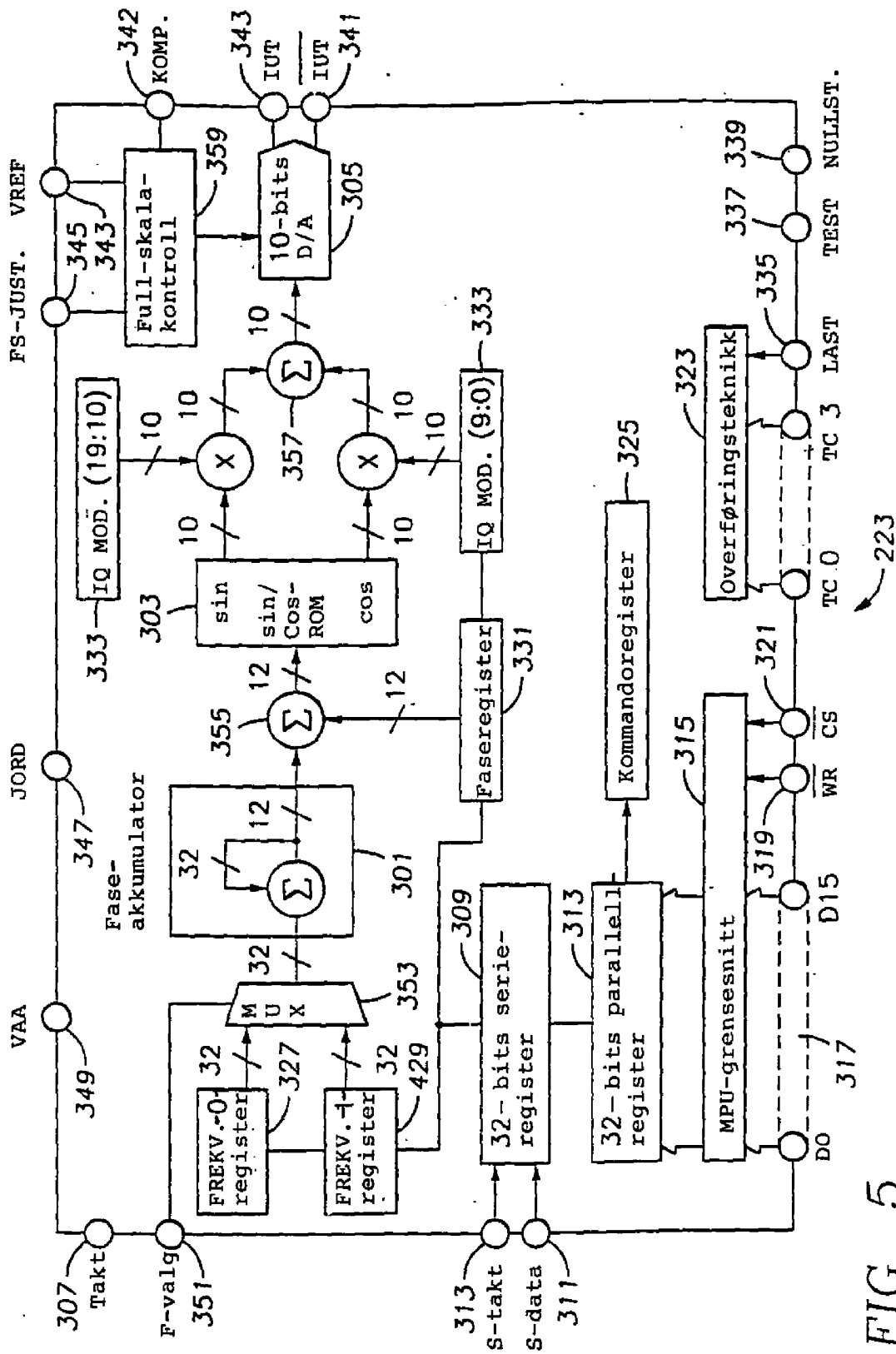


FIG. 5

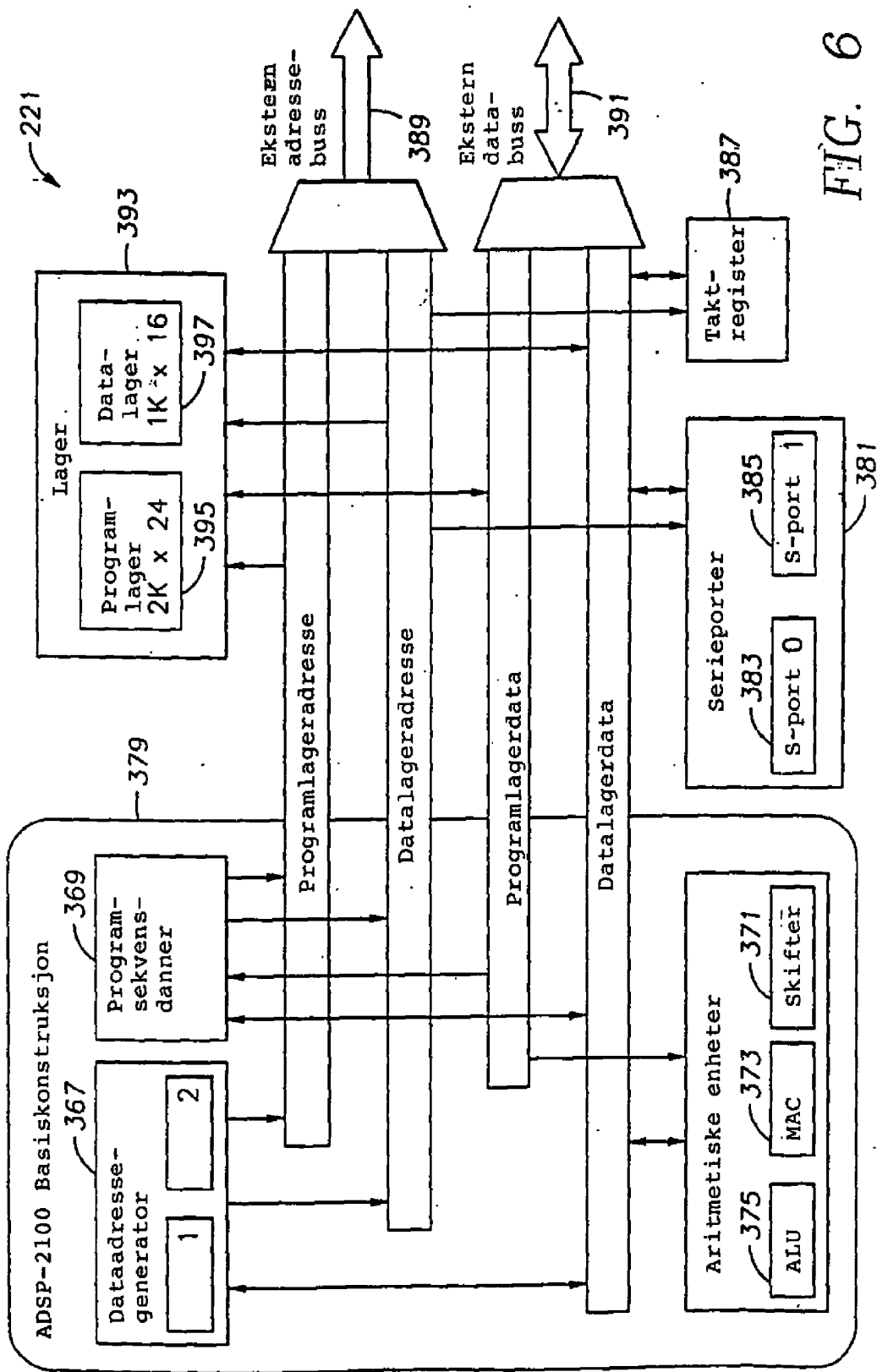


FIG. 6

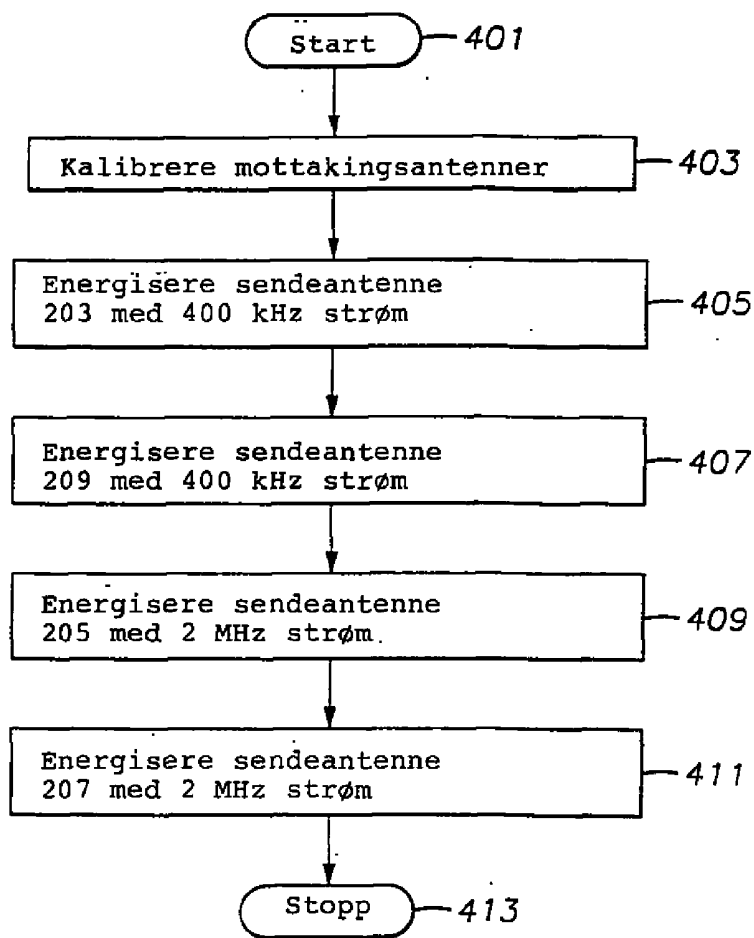


FIG: 7A

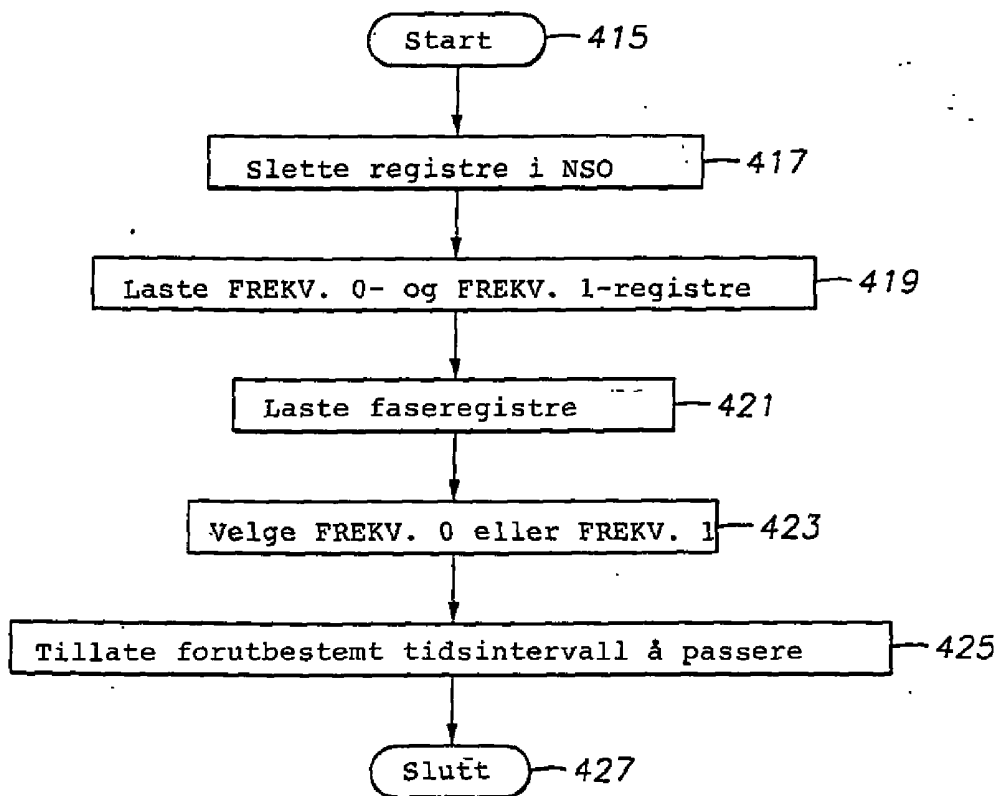


FIG. 7B

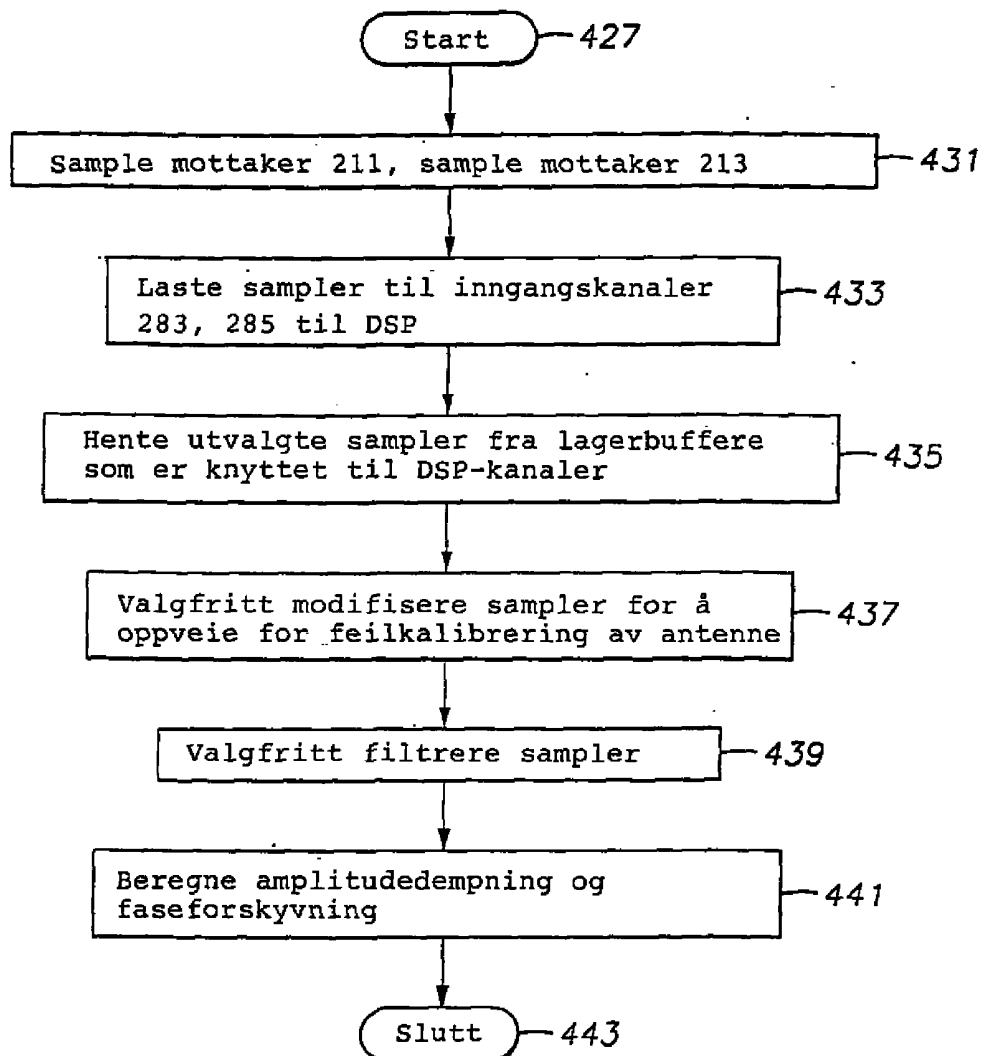


FIG. 7C

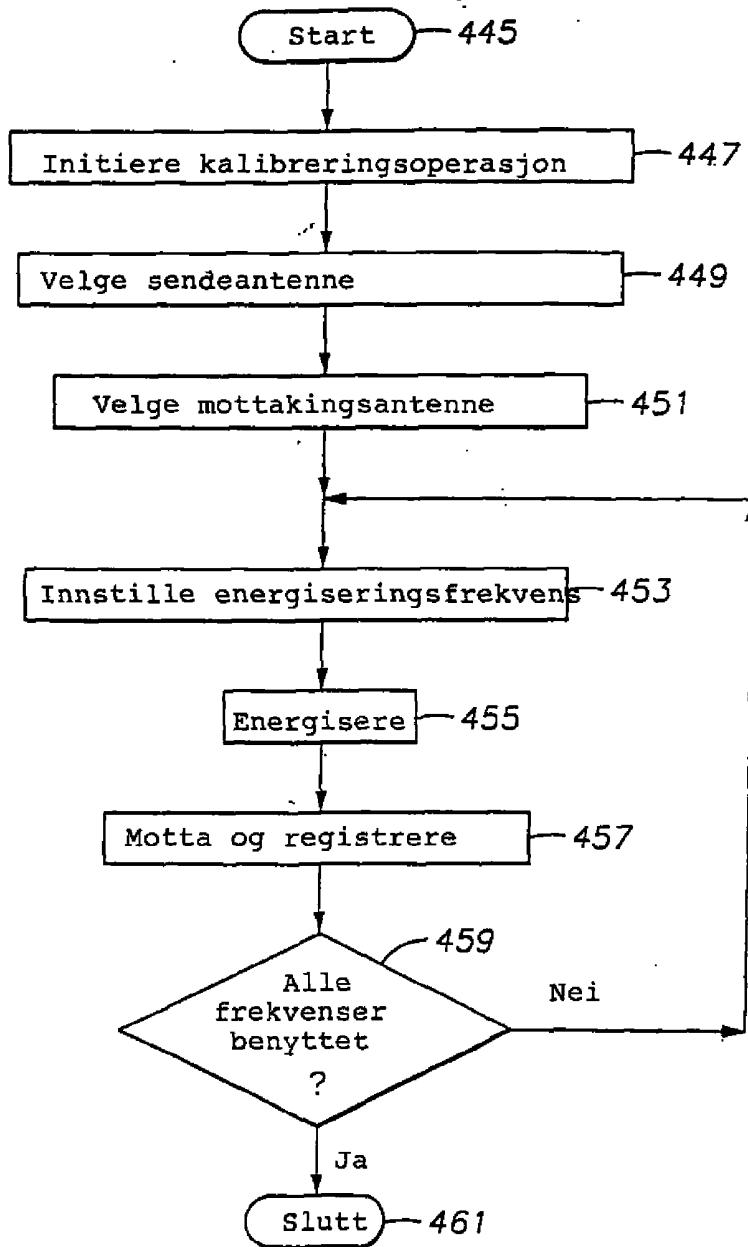


FIG. 8

Frekvenssveip

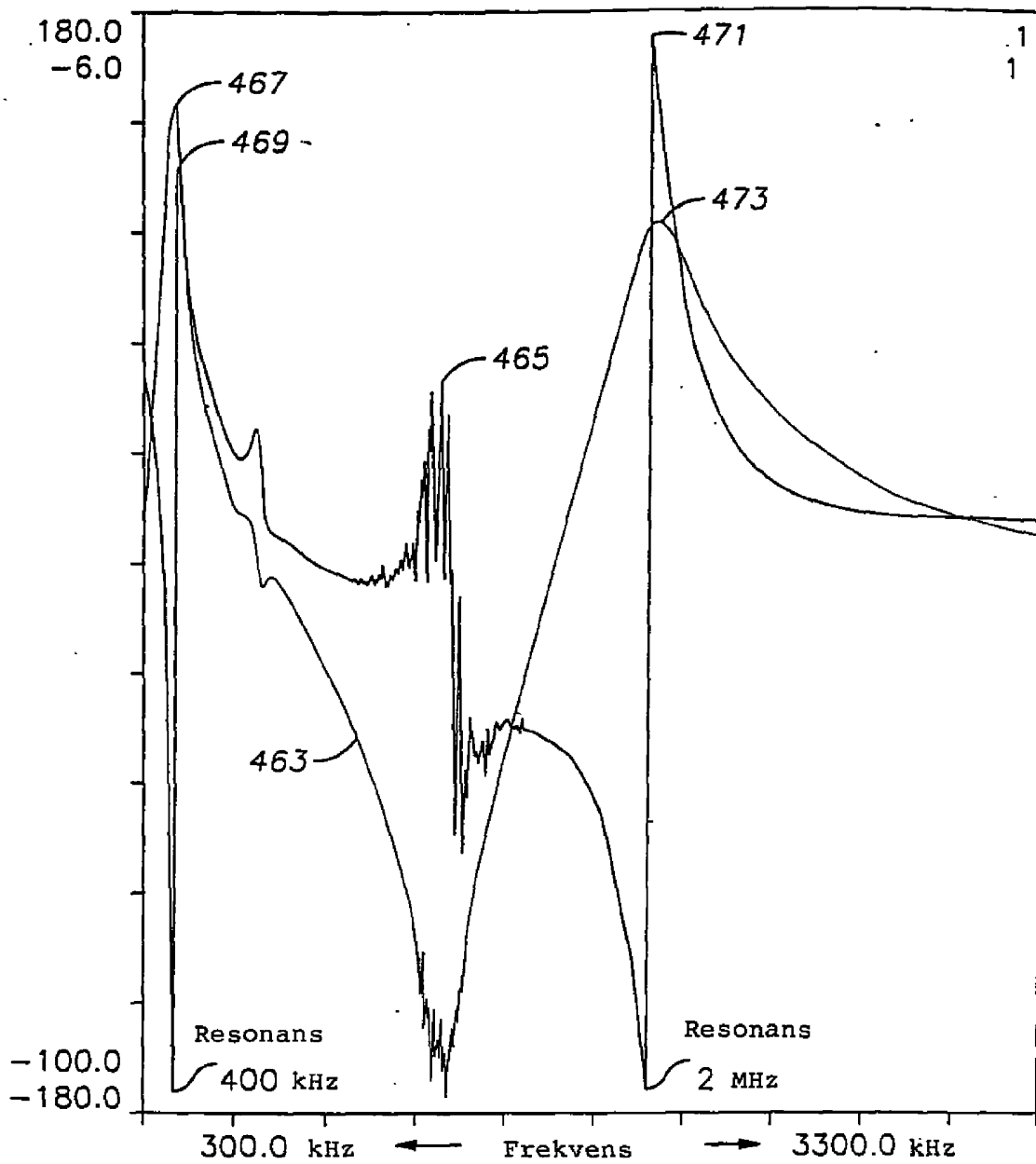


FIG. 9

FIG. 10A

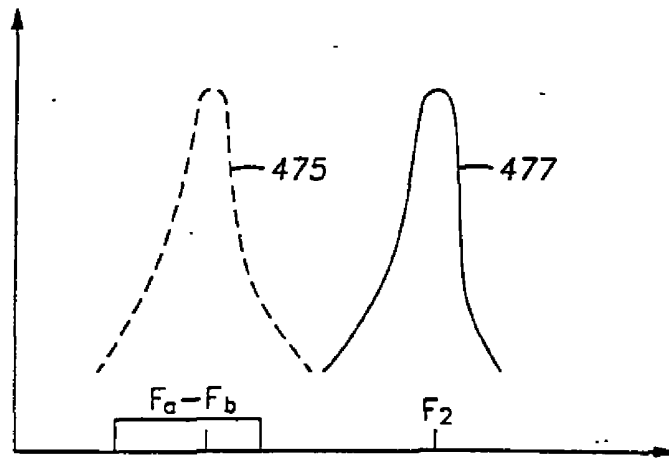


FIG. 10B

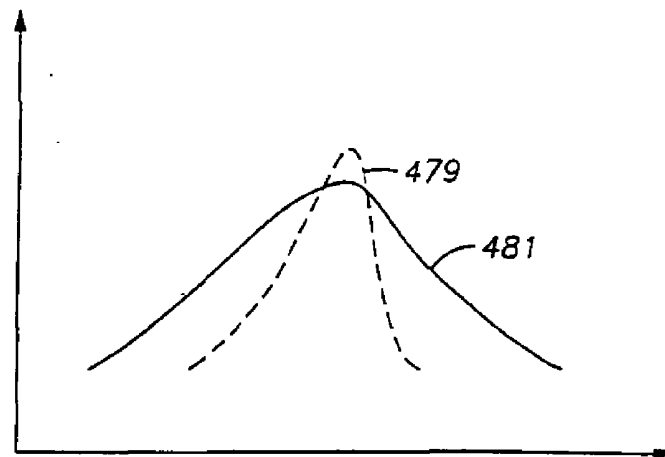
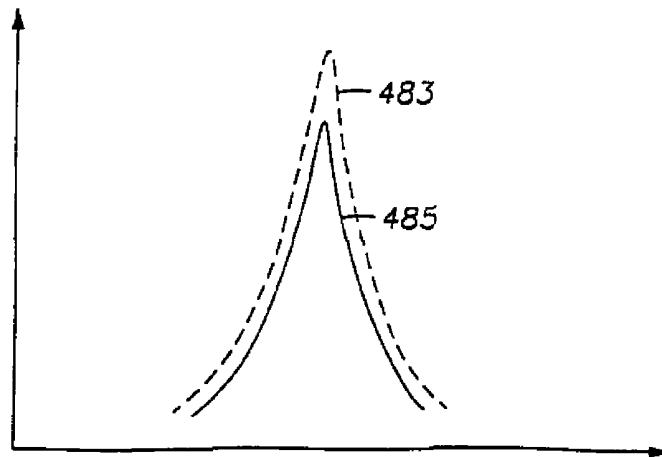


FIG. 10C



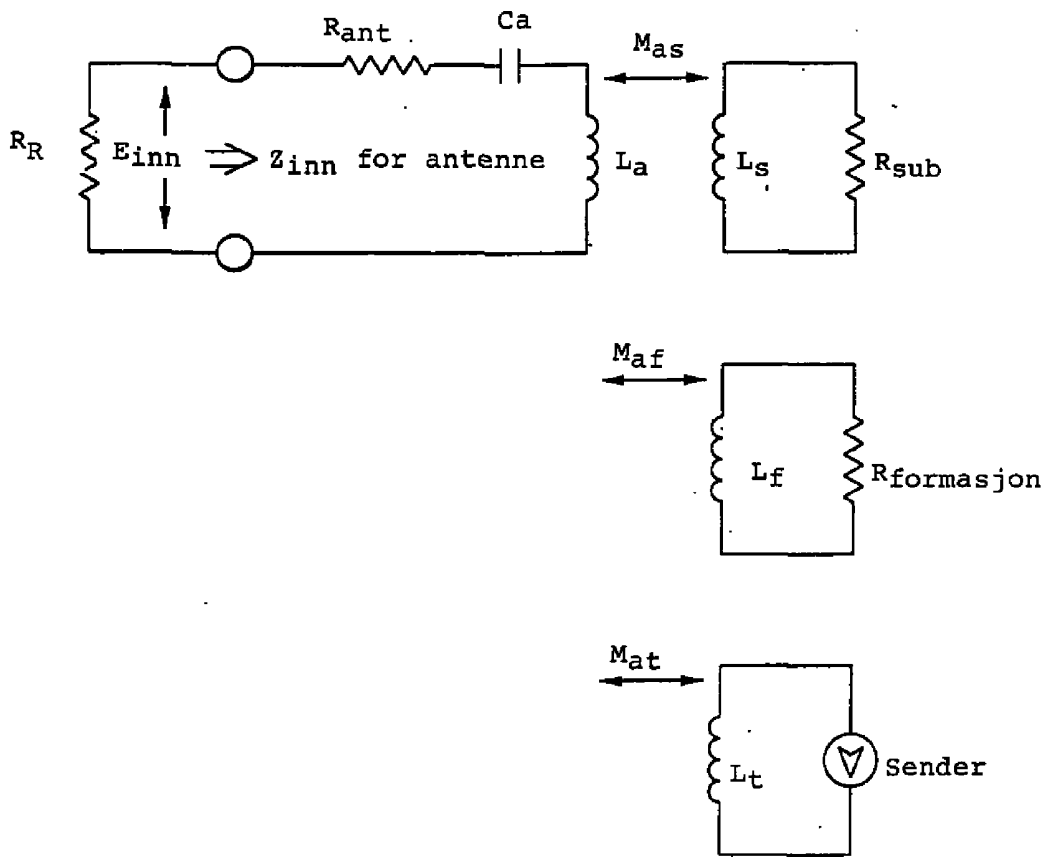


FIG. 11

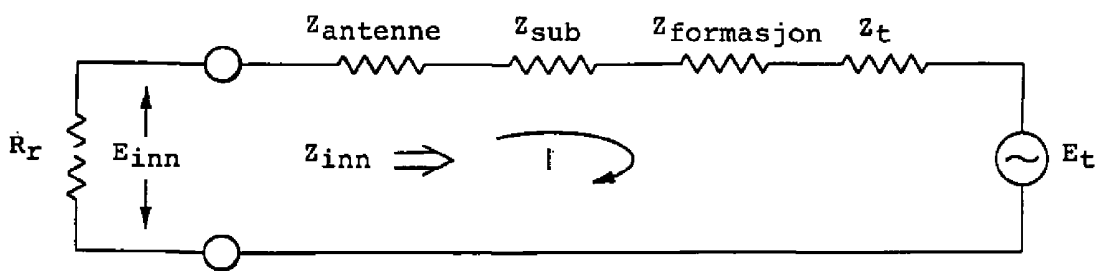


FIG. 12

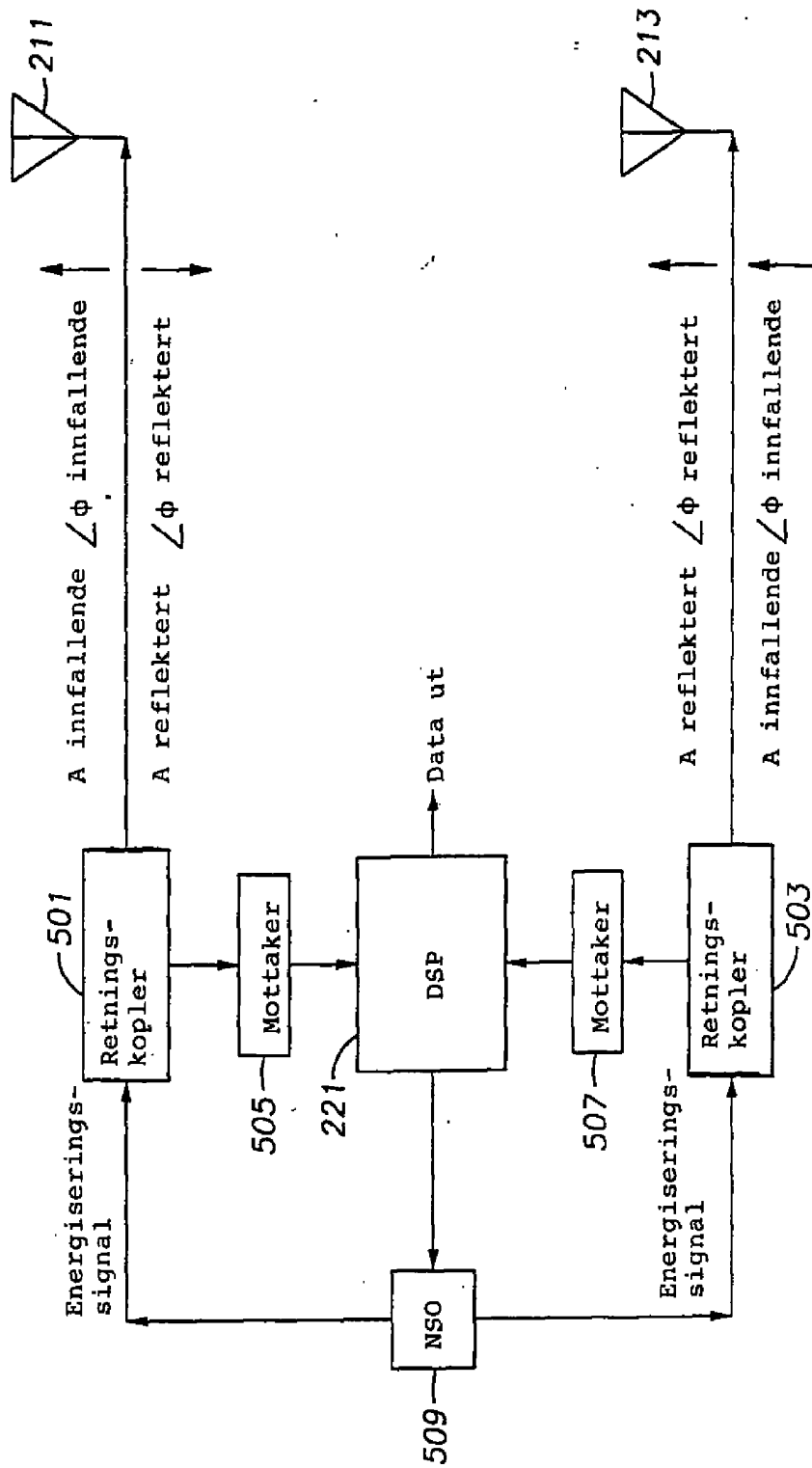


FIG. 13

FIG. 14

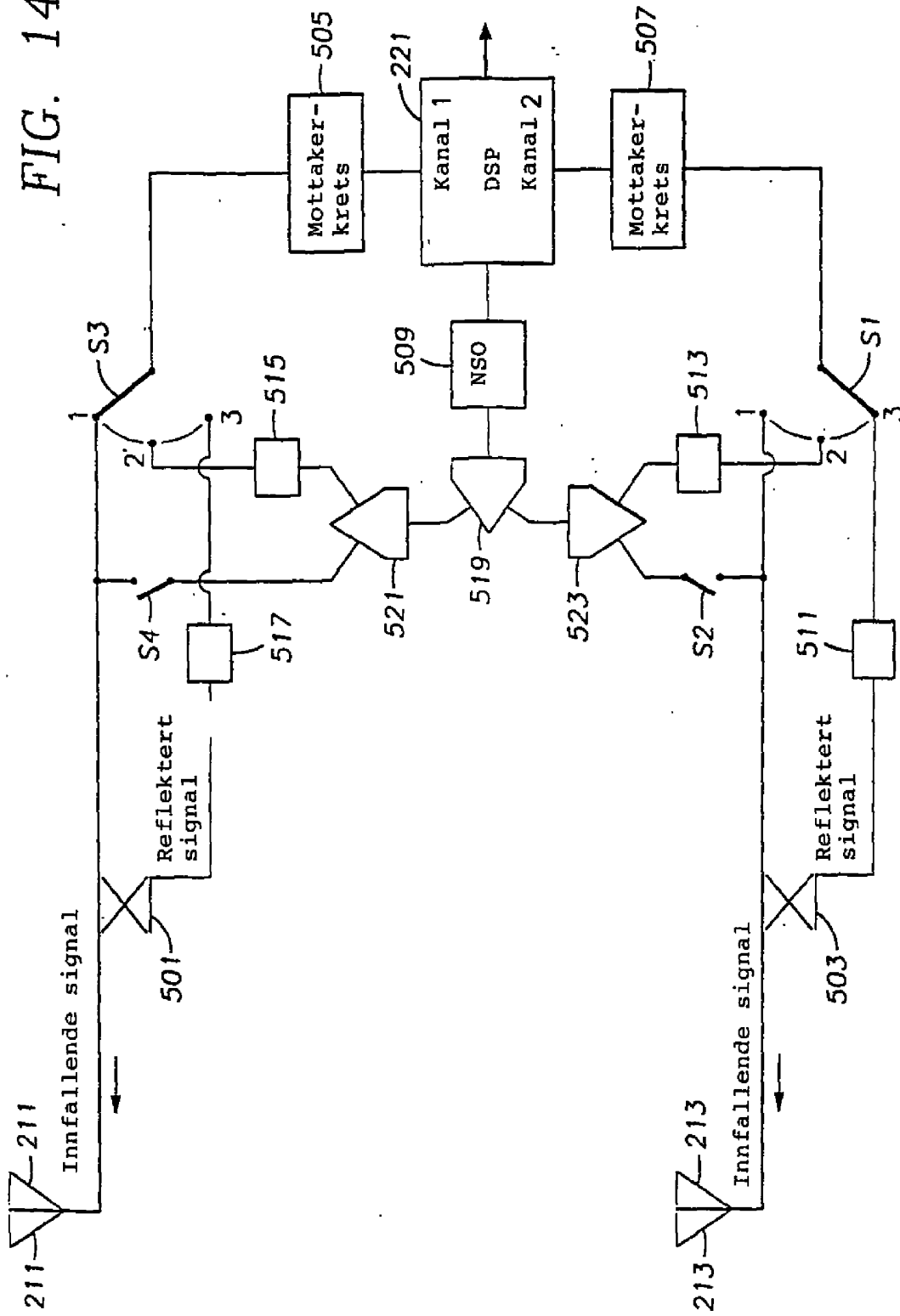


FIG. 15A

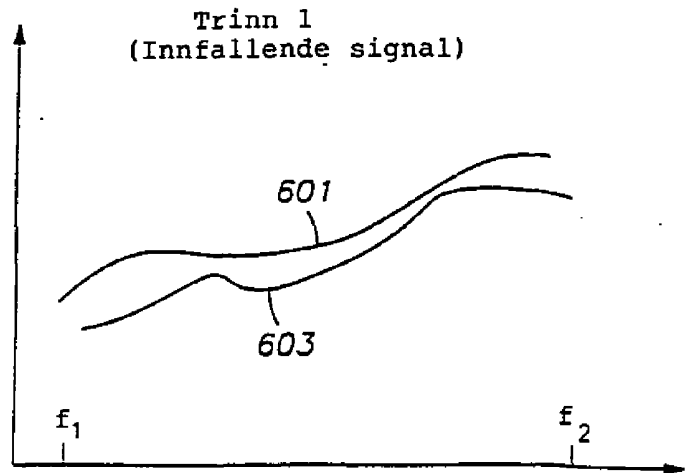


FIG. 15B

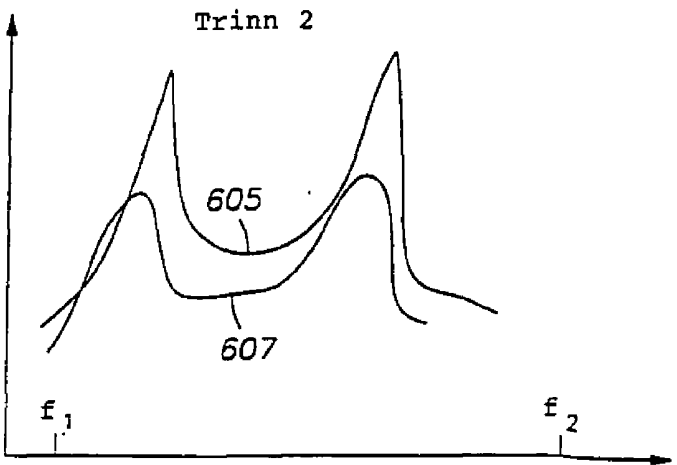


FIG. 15C

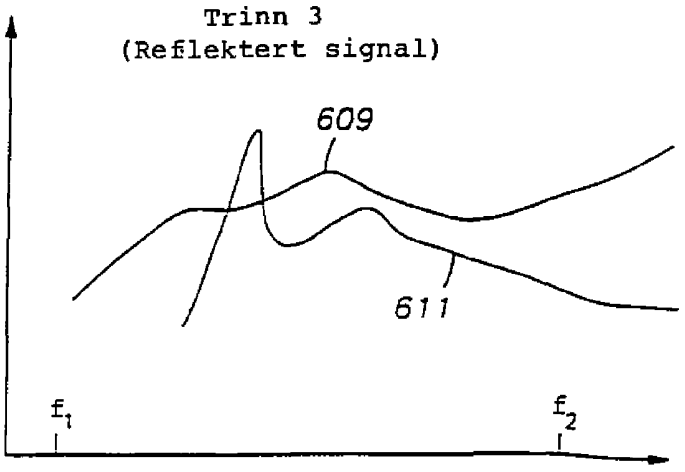


FIG. 16A

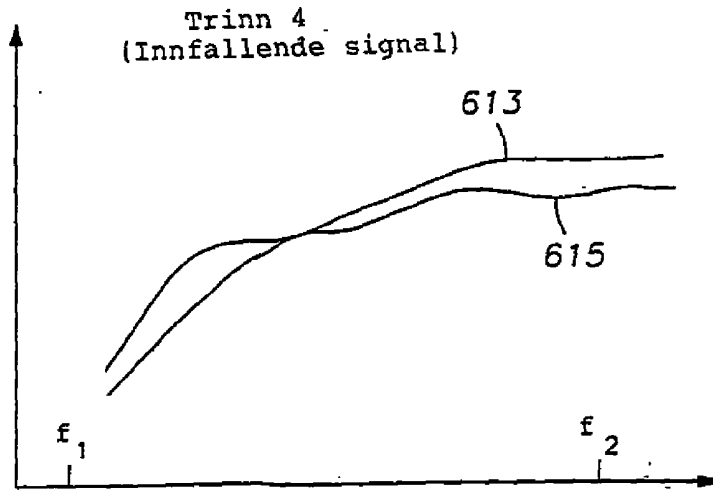


FIG. 16B

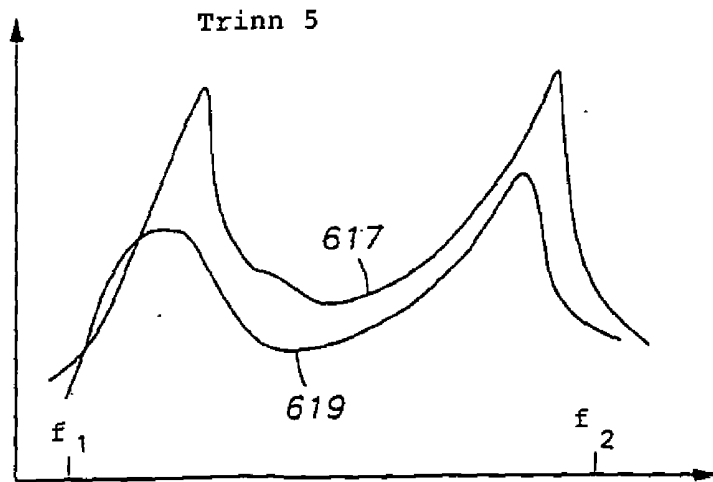
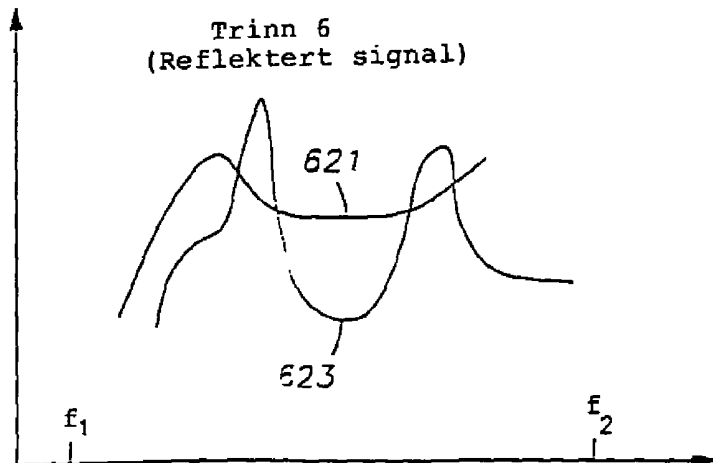


FIG. 16C



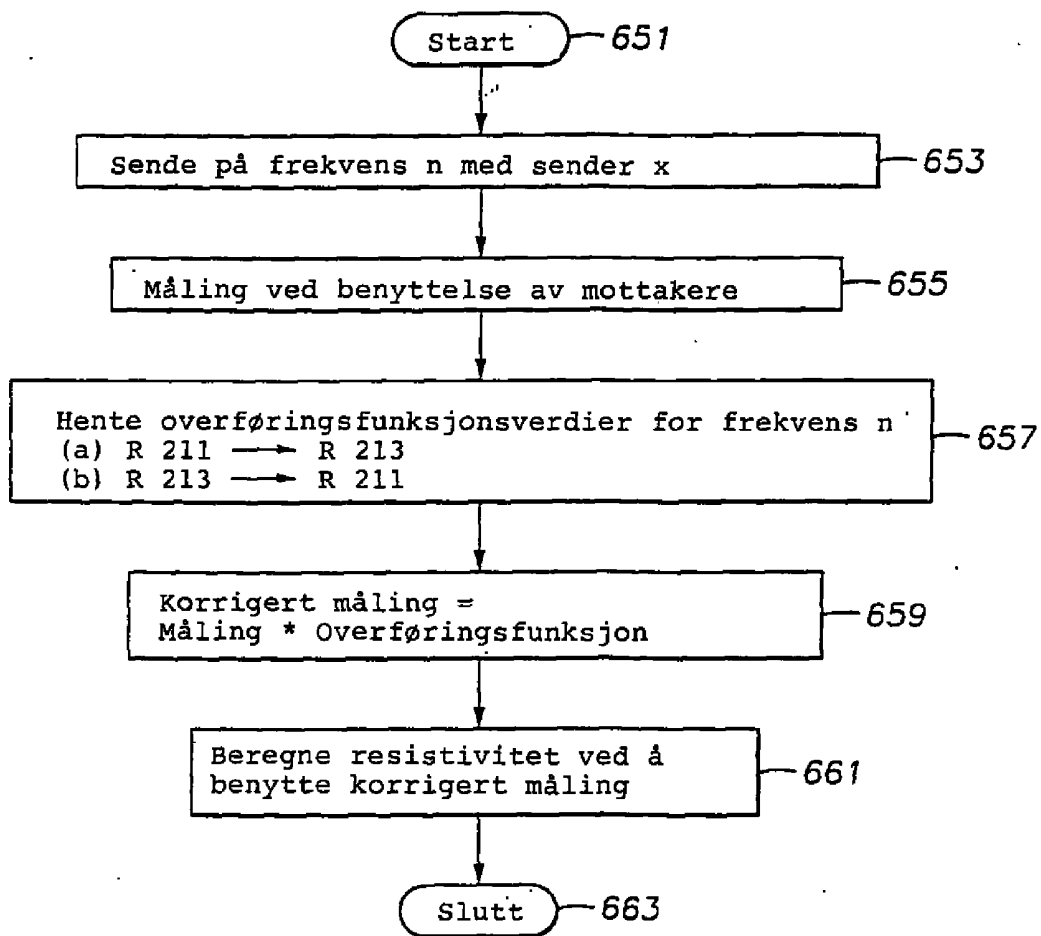


FIG. 17

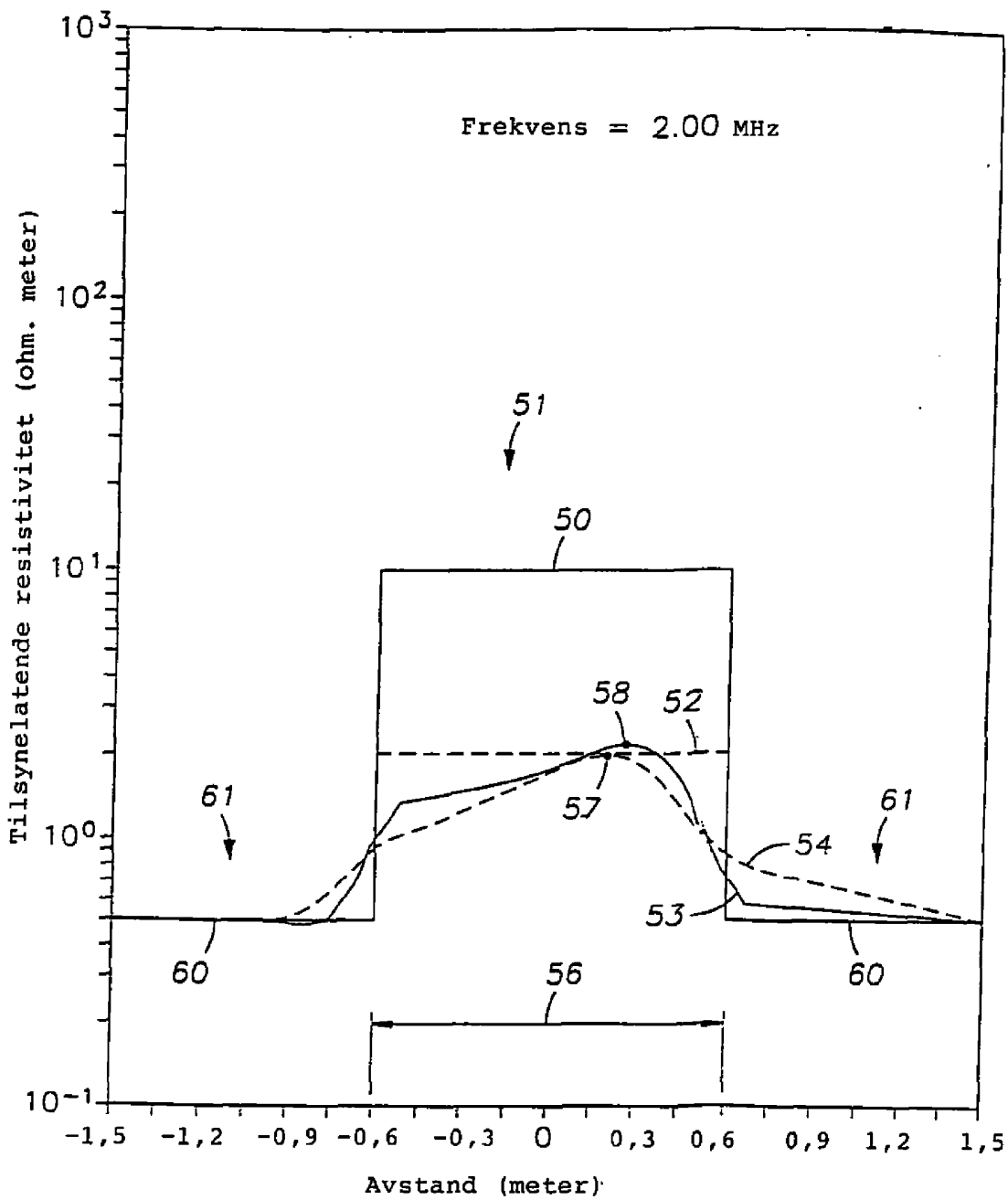


FIG. 18

Dobbel forplantningsresistivitet
 (invasjonskorreksjoner)
 $R_{XO} = 2 \text{ ohm.m}$

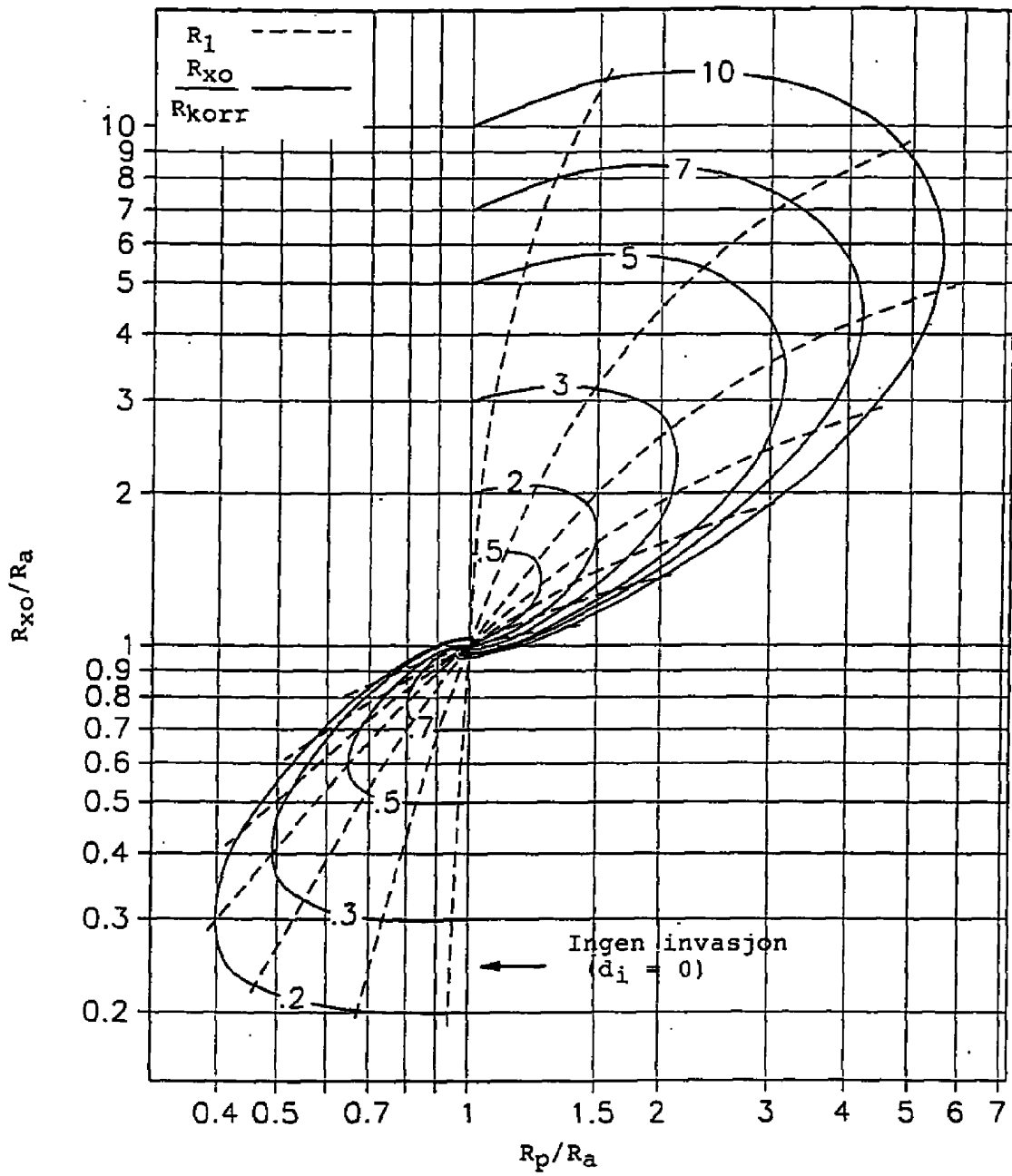


FIG. 19

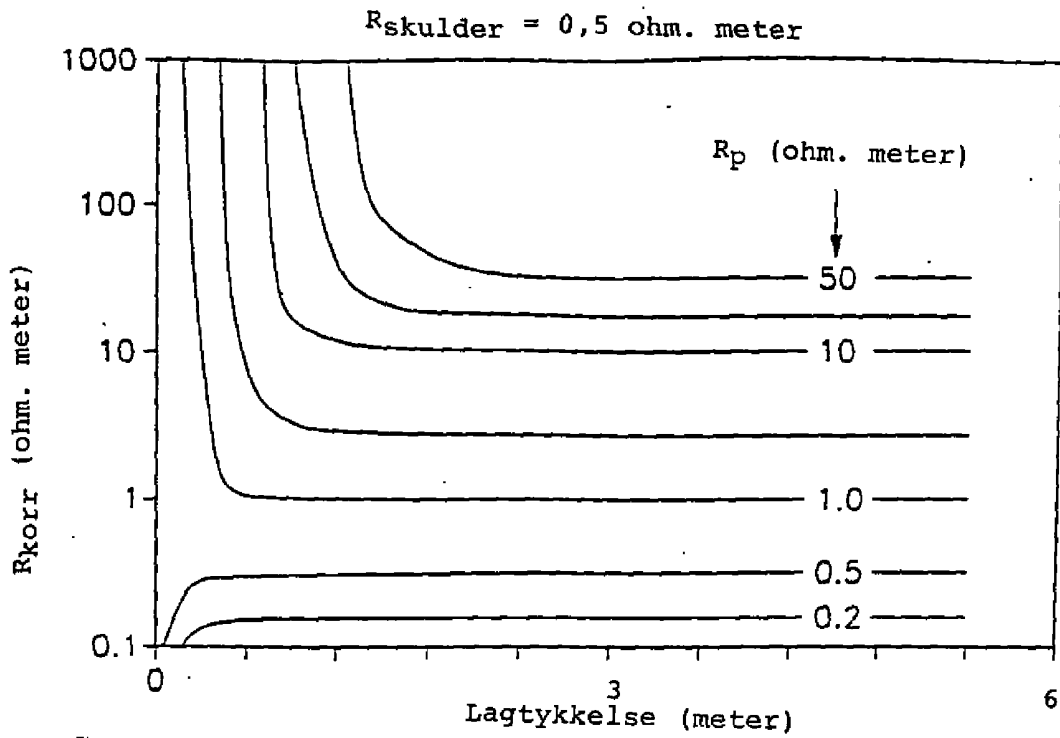


FIG. 20A

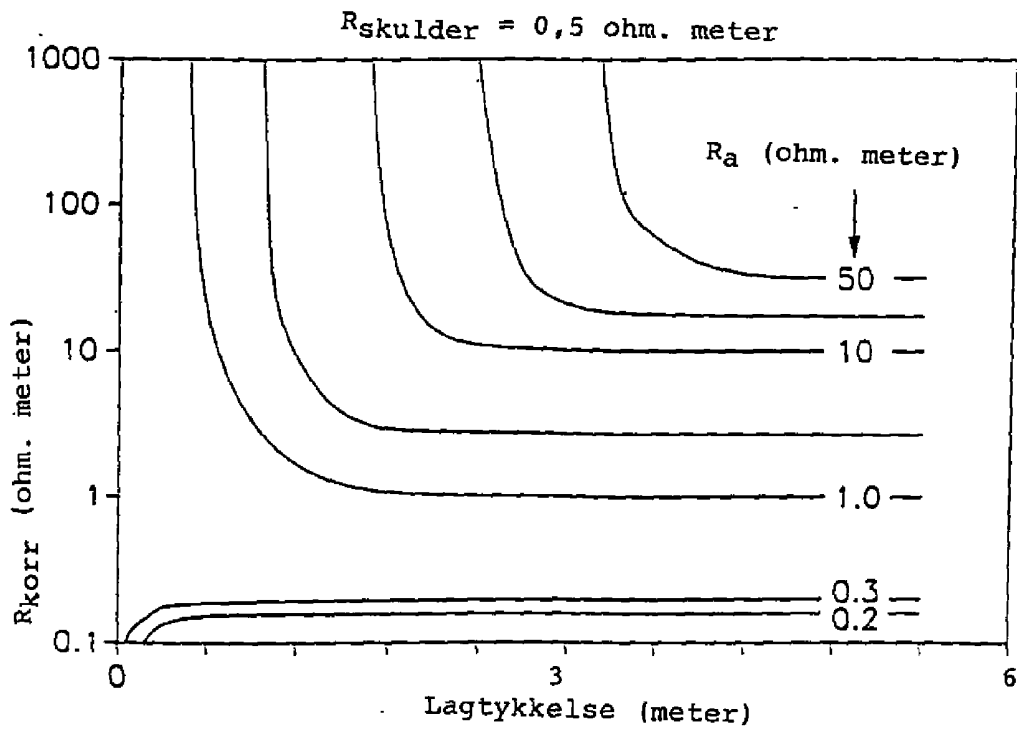


FIG. 20B

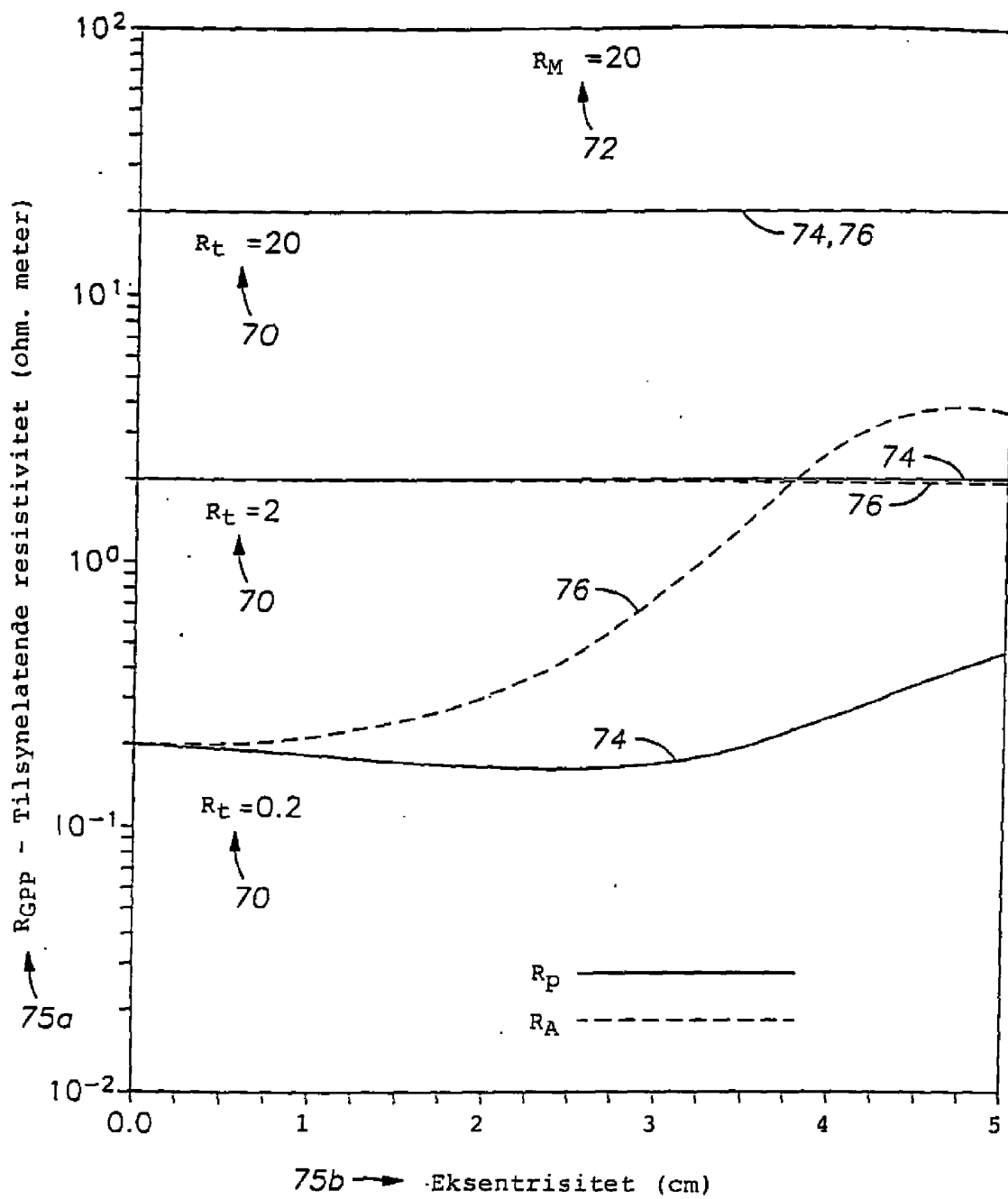


FIG. 21

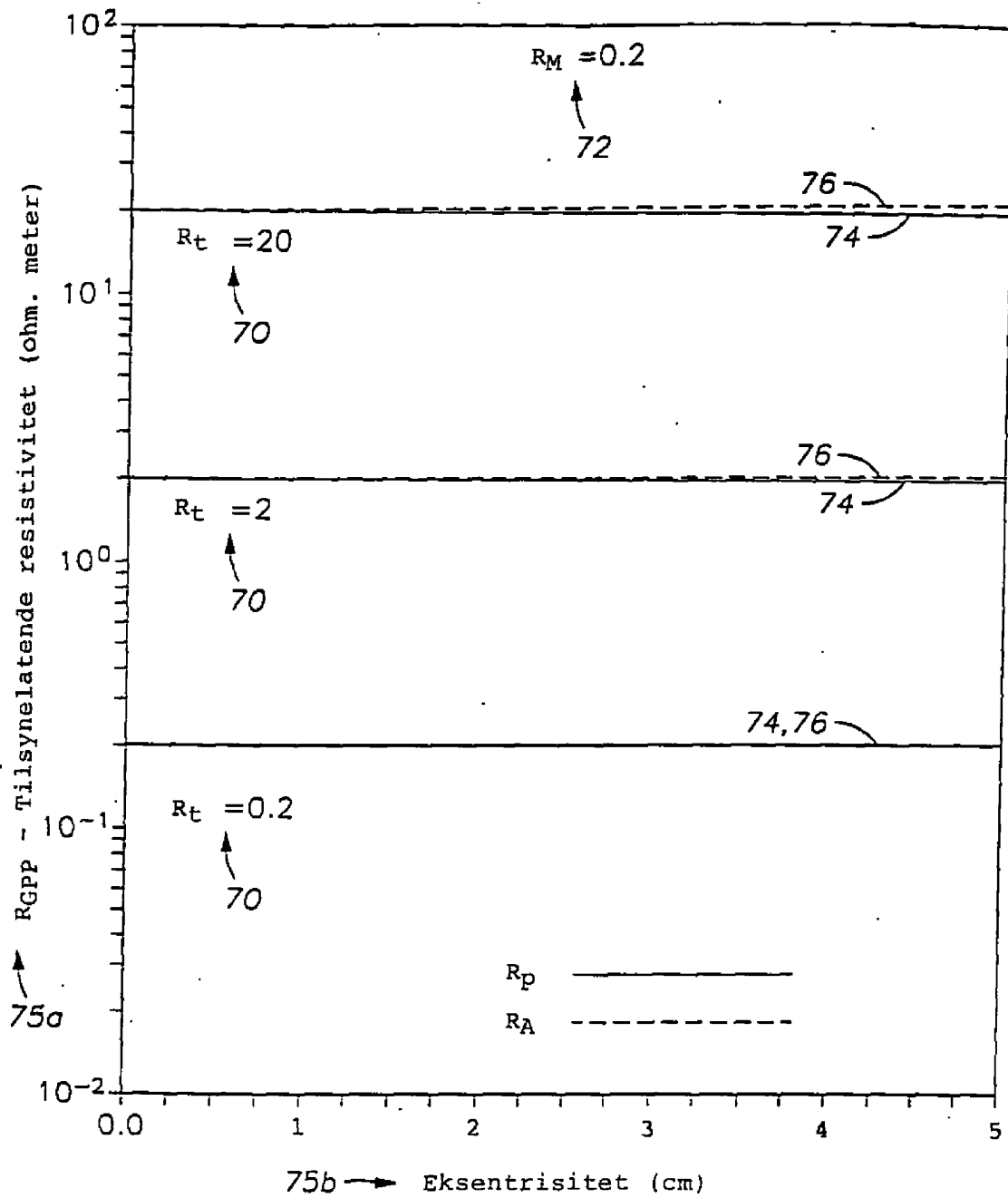


FIG. 22

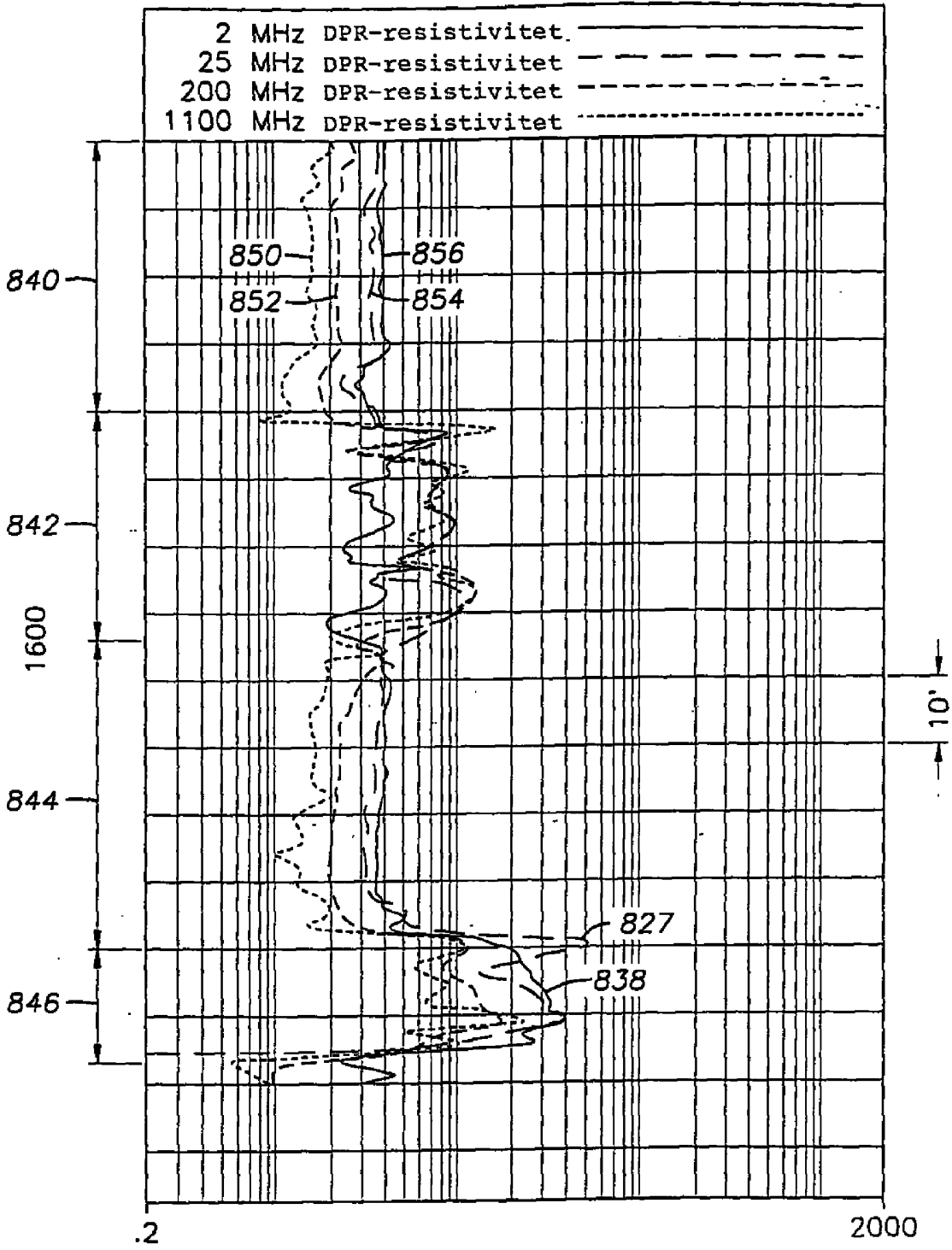


FIG. 23

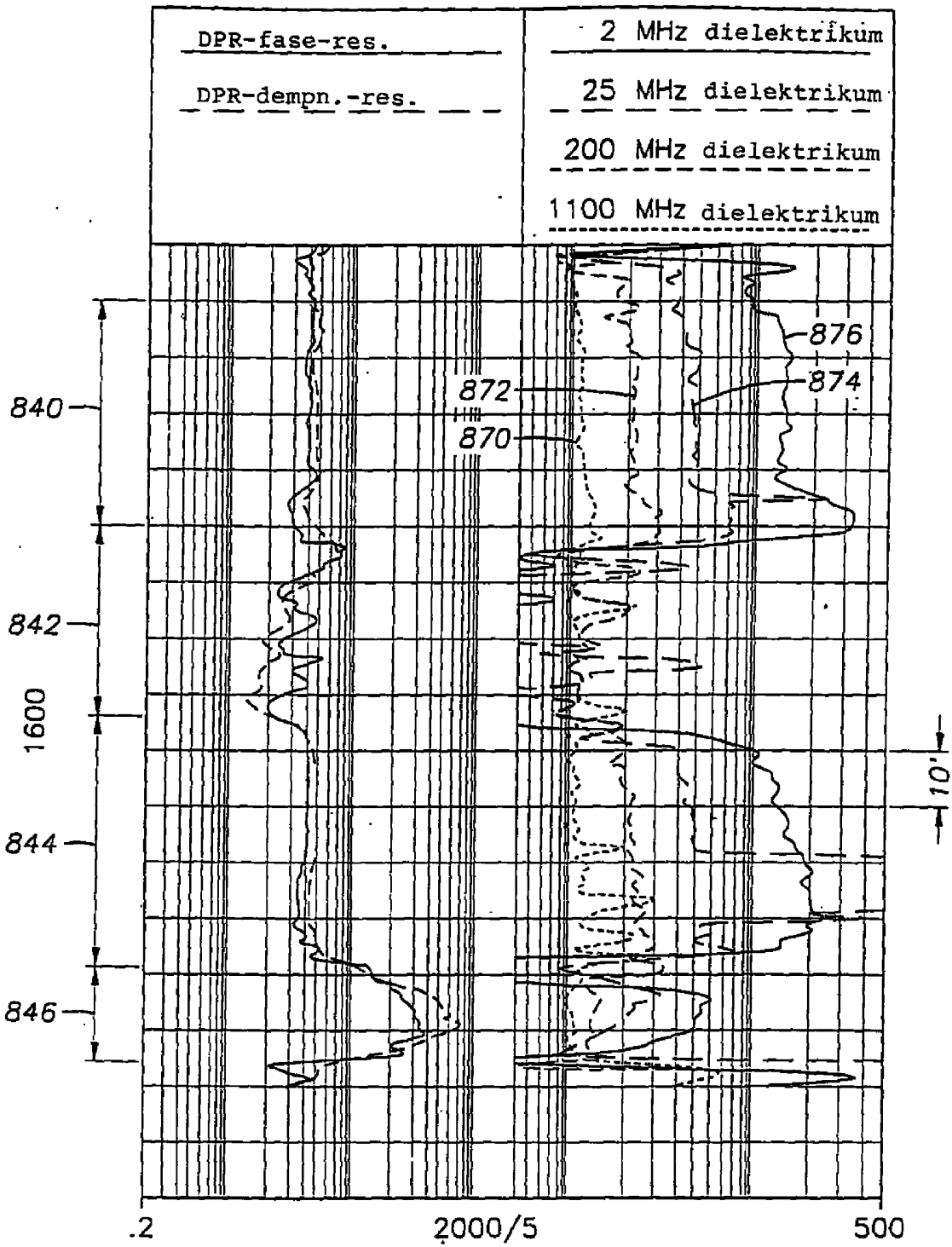


FIG. 24

Teoretisk spredningskurve
for typisk sandstein

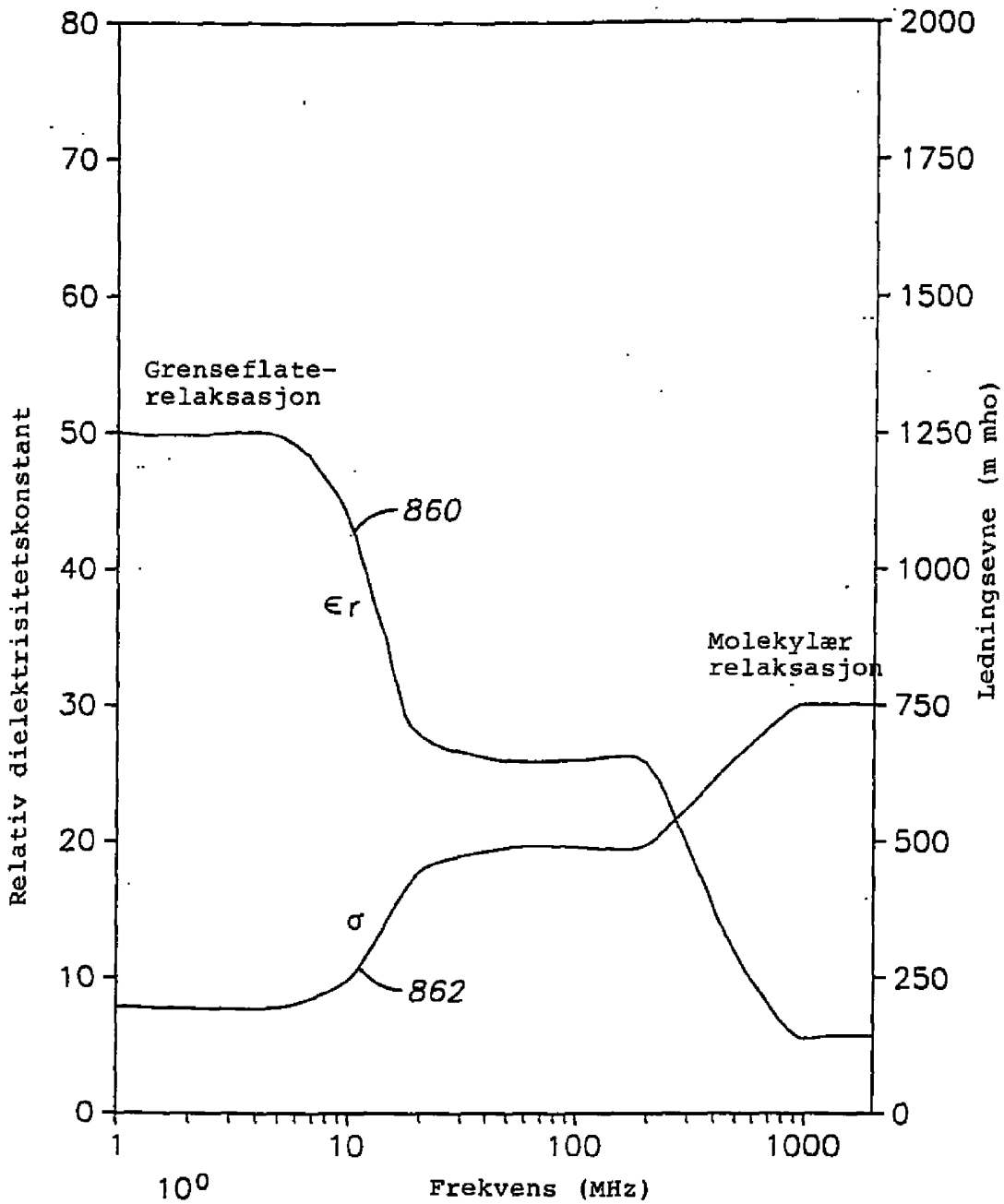


FIG. 25

Cole - Cole - dielektrikum fra C17

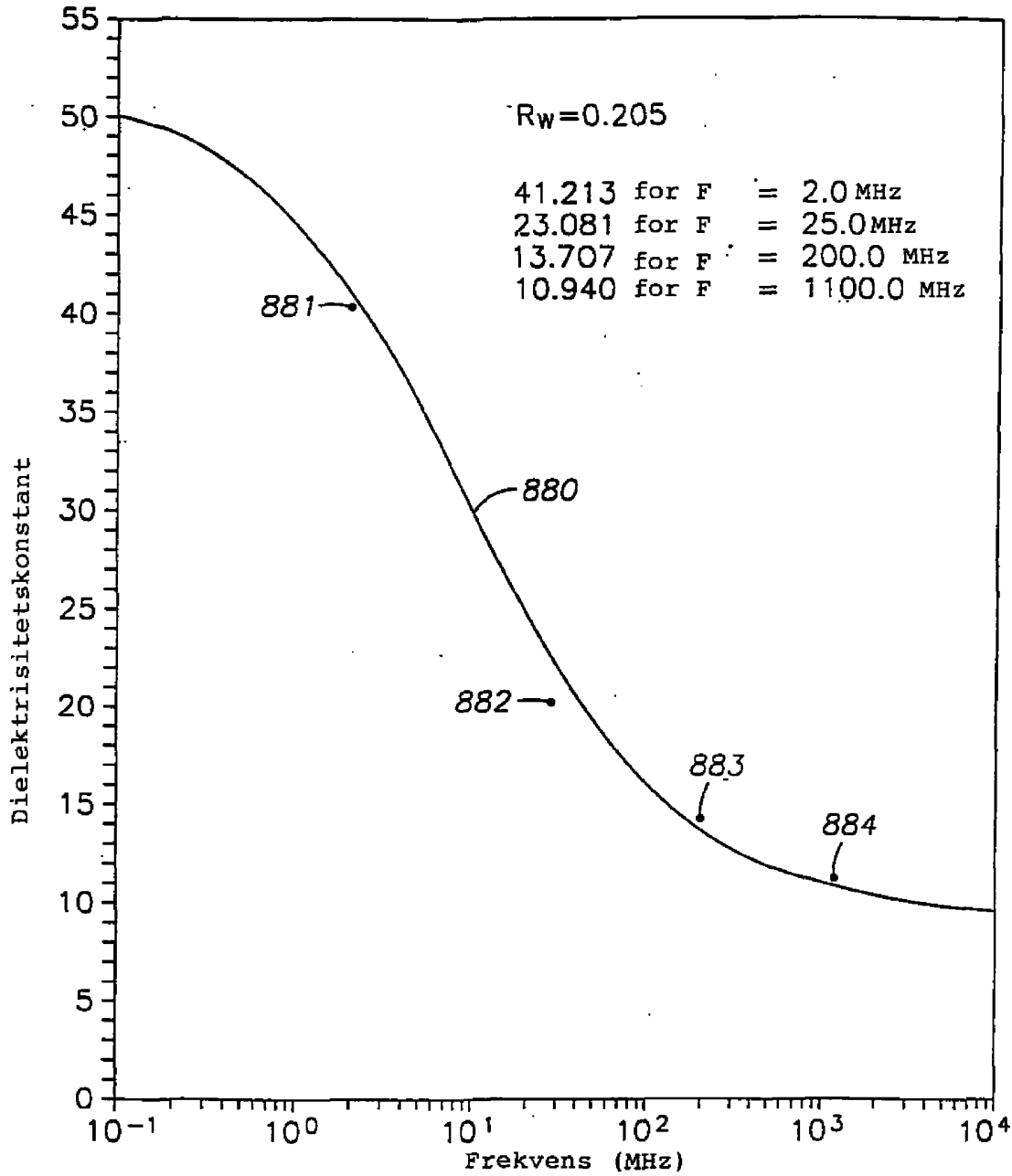


FIG. 26

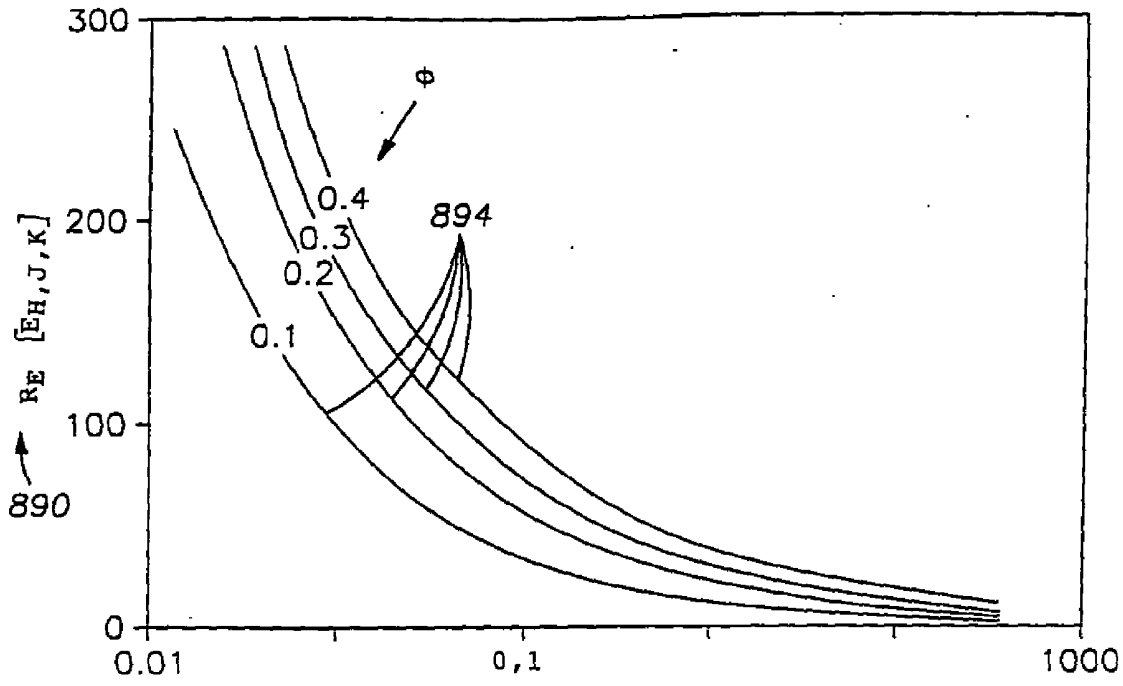


FIG. 27A

892 → R_{WJ}

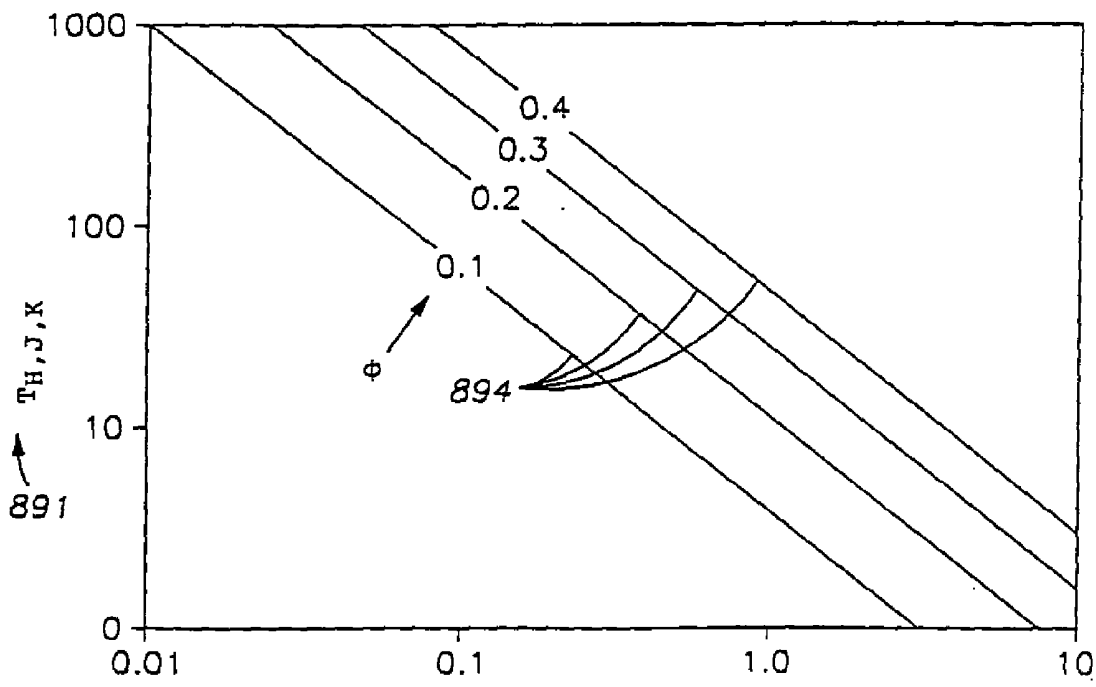


FIG. 27B

892 → R_{WJ}

Borehulldiameter og formasjonsresistivitet som funksjon av demping og faseforskjell mellom mottakere som er atskilt 8 tommer for en slamresistivitet på 0,05 ohm. meter

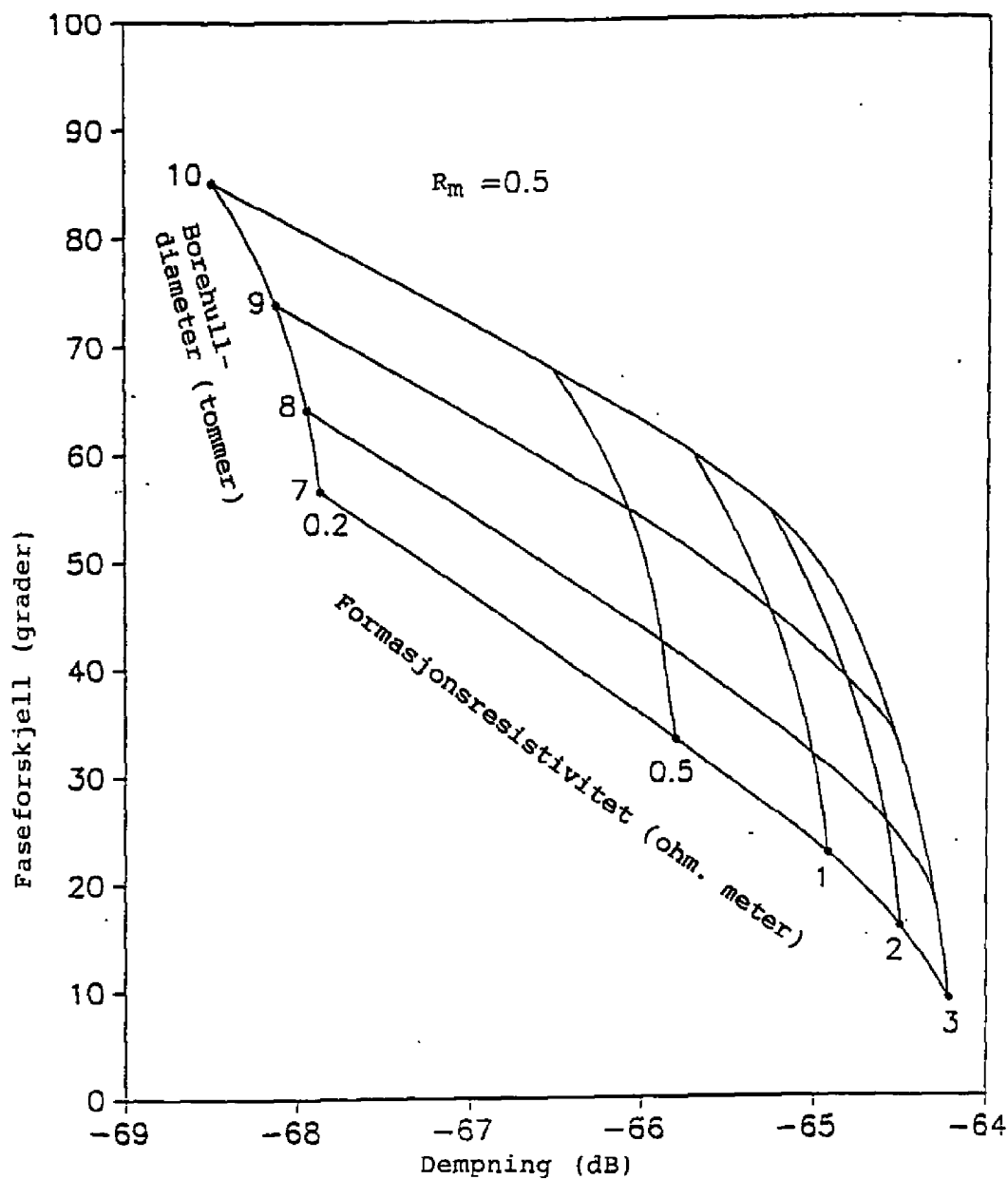


FIG. 28