



NORGE

(12) **PATENT**

(19) NO

(11) **317564**

(13) **B1**

(51) Int Cl⁷

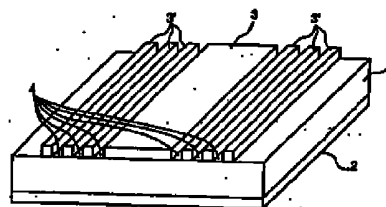
H 01P 3/02, 3/18, 7/08, 7/10, 1/213

Patentstyret

(21)	Søknadsnr	19984701	(86)	Innt.inng.dag og søknadsnr	
(22)	Inng.dag	1998.10.08	(85)	Videreføringsdag	
(24)	Løpedag	1998.10.08	(30)	Prioritet	1998.09.10, JP, 256580/98 1997.10.09, JP, 276813/97
(41)	Alm.tilgj	1999.04.12			
(45)	Meddelt:	2004.11.15			
(71)	Søker	Murata Manufacturing Co Ltd , 26-10, Tenjin 2-chome, Nagaokakyo-shi, Kyoto-fu 617-8555, JP			
(72)	Oppfinner	Yohei Ishikawa, Nagaokakyo-shi, Kyoto-fu, JP Seiji Hidaka, Nagaokakyo-shi, Kyoto-fu, JP Norifumi Matsui, Nagaokakyo-shi, Kyoto-fu, JP			
(74)	Fullmektig	Tandbergs Patentkontor AS , Postboks 7085 Majorstua, 0306 OSLO, NO			

(54)	Benevnelse	HF-overføringslinje, dielektrisk resonator, filter, duplekser og kommunikasjonsanordning			
(56)	Anførte publikasjoner	EP 716 468 A1 EP 741 432 A2 JP 09093005 A			
(57)	Sammendrag				

Overføringslinje og dielektrisk resonator for høyfrekvenssignaler særlig mikrobølgeområdet. Liten størrelse og små overføringstap oppnås ved å bruke en dielektrisk plate (1) pålagt elektroder (3,3') og utformet slik at det i et langsgående kantområde er lagt inn mellomrom(4,4') slik at det dannes en sentral hovedelektrode (3) og smale listformede sideelektroder (3'). På denne måte reduseres virkningen av strømfortrengningen slik at den høyfrekvente signalstrøm blir fordelt bedre over elektrodetsvernsnittet.



Oppfinnelsen gjelder bruken av forskjellig teknikk for overføringslinjer for høyfrekvenssignaler for å komme frem til dielektriske resonatorer som særlig er egnet for bruk i mikrobølge- eller millimeterbølgebandet, og samtidig gjelder den filtre, dupleksere og et kommunikasjonsapparat som bruker slike resonatorer.

Mikrolederlinjer med smale ledere i strimmelform er i vidstrakt bruk som transmisjonslinjer i høyfrekvenskretser ved at de fordelaktige for fremstilling i miniatyr og/eller en liten byggehøyde.

Først skal den allerede kjente teknikk gjennomgås, og det vises til fig. 33 i tegningene. Illustrasjonen viser en avkortet mikrolederlinje hvor den signalførende mikroleder danner en strimmelformet elektrode på en dielektrisk plate 1 og hvor returlederen er i form av en jordelektrode 2 på undersiden av platen 1. Når et høyfrekvent signal påtrykkes en slik linje vil strømfortrengningen gi en kantvirkning som tvinger store deler av signalstrømmen ut mot strimmelektrodens 3 sidekanter. Følgelig får man relativt store ledertap, i alt vesentlig langs kantene og gjerne innenfor noen få mikrometer fra ytterkanten. Dette betyr at linjetapet og den maksimalt tillatte effekt man kan overføre blir begrenset av kantvirkningen.

På denne bakgrunn skal vises til patentskriftet JP 8-321706 som beskriver en høyfrekvent transmisjonslinje hvor strømkonsentrasjonen ved en elektrodens kantområder reduseres ved at man benytter langsgående oppdeling av hovedlederen, slik at det dannes lameller med gitt bredde og gitt innbyrdes avstand. Dette vil hjelpe en del, men midtpartiet av overføringslinjen er også lamelloppdelt, og derved mister man tverrsnittsareal og får større tap av den grunn. Dette problem har man ikke bare i mikrolederlinjer, men også i dielektriske resonatorer som er bygget opp med en hovedelektrode på et dielektrisk materiale.

Det vises dessuten til patentskriftene EP 741 432 A2, 716 468 A1 og JP 0909 3005 A, for tilsvarende teknikk.

Med dette som utgangspunkt er målet med denne oppfinnelse å utnytte optimaliserte overføringslinjer til å konstruere dielektriske resonatorer med reduserte overføringstap og dessuten egnet til fremstilling med små dimensjoner.

Har man således en overføringslinje for høyfrekvenssignaler, som omfatter et dielektrikum og en hovedelektrode, og hvor ett eller flere mellomrom er lagt inn i et kantområde i hovedelektroden, langs ytterkantene av denne, får man en eller flere smale og langstrakte sideelektroder som utgjør en del av overføringslinjen, langs dennes kanter. Den overførte signalstrøm blir fordelt over disse sideelektroder og kantpartiet av hovedelektroden. Siden det ikke er avsatt noen mellomrom i hovedelektroden vil økningen i ledertap ved reduksjon i tverrsnittsarealet unngås. Følgelig er det mulig å redusere ledertapet ytterligere i forhold til en konvensjonell transmisjonslinje med smale linjeformede ledere og fast bredde over hele hovedelektrodens bredde. I tilfellet hvor ledertapene tilsvarer

standardlinjens tap er det mulig å få en overføringslinje som har mindre total størrelse og/eller er tynnere.

I den overføringslinje som er beskrevet ovenfor består elektroden fortrinnsvis av en laminert flerelements struktur med tynne ledende lag og tynne dielektriske sjikt. Ved en oppbygging med et enkelt ledende lag på et dielektrisk lag vil strømmen konsentreres i et overflatesjikt av elektroden eller elektrodefilmen på grunn av fortrenningsvirkningen, og derfor vil hoveddelen av strømmen ved høyere frekvenser passere overflatesjiktet innenfor en liten inntrengningsdybde. Dette gir årsak til store tap ved at det effektive tverrsnittsareal for strømføringen blir lite. Problemet reduseres ved å bruke en konstruksjon hvor elektroden er flerlags og består av et tynt ledende lag og et tynt dielektrisk sjikt, slik at strømmen fordeles i flere tynne ledende lag, hvorved strømkonsentrasjonen også i en retning på tvers av tykkelsen av elektroden blir mindre, slik at det effektive areal blir større og derved tapene mindre.

Elektroden beskrevet ovenfor kan være av superledende materiale. Generelt vil slike materialer få null elektrisk motstand ved en temperatur lik eller lavere enn den såkalte superledningstemperatur. For å vedlikeholde superledningsevnen trengs at strømtettheten må være under en gitt terskelverdi som kan benevnes kritisk strømtetthet. Dersom strømtettheten blir større enn dette vil oppvarmingen som følge av den større strømtetthet bringe temperaturen over den kritiske og superledningsevnen opphører. I samsvar med oppfinnelsen vil strømkonsentrasjonen i de forskjellige deler av elektroden kunne utjevnes, og derved vil det være mulig å opprettholde superledningsevne også når elektroden har liten bredde (lite tverrsnittsareal).

I en andre versjon kan man for å lage en dielektrisk resonator bruke en overføringslinje for høyfrekvens, med et dielektrikum og en hovedelektrode, hvor hovedelektroden er flerlags og består av tynne elektrisk ledende lag og tynne dielektriske sjikt, og hvor en ende av elektroden er bøyd i en retning som i alt vesentlig er normal på dielektrikumets overflate. I en slik oppbygging vil strømmen fordeles over flere tynne ledende lag i den del av elektroden som er bøyd ut i forhold til dielektrikumet, idet dette er i form av en dielektrisk plate, når strømmen får tendens til å trenge ut mot kantområdene i elektroden som følge av strømfortrenningsvirkningen ved høyere frekvenser. Videre vil det effektive tverrsnittsareal av elektroden øke i kantområdet der fortrenningsvirkningen finner sted, i større grad enn i andre deler, og derved strømkonsentrasjonen i hvert av de tynne ledende lag også reduseres/utjevnes.

I et første aspekt av oppfinnelsen er det på denne bakgrunn skaffet til veie en dielektrisk resonator som utnytter linjen beskrevet ovenfor som en resonanslinje, og derved oppnås en resonator med stor ubelastet godhetsfaktor (Q_0), og slik det fremgår av patentkrav 1 omfatter denne resonator en elektrode på overflaten av et dielektrikum eller inne i et dielektrikum og er kjennetegnet ved at det er anordnet ett eller flere mellomrom i et kantparti av elektroden, langs en kant på denne elektrode, idet kantområdet omskriver elektroden.

I en slik oppbygging reduseres strømkonsentrasjonen i kantpartiene av elektroden og følgelig det totale ledertap. Som et resultat får man også her en dielektrisk resonator med stor ubelastet godhetsverdi.

Fig. 31 og 32 viser med i alt fem varianter hver (A-E) forskjellige overførings-
 5 linjetverrsnitt og den tilhørende dempningskonstant α (dimensjon Np/m). Målingene ble utført ved en frekvens på 2 GHz og under forutsetning av at tykkelsen av den dielektriske plate var 0,1 mm og dens relative dielektrisitetskonstant ϵ_r var 10, mens den effektive elektrodebredde var 11 μm . Fig. 31 viser resultatet når mellomrommene var 1 μm brede og hvor de sideelektroder som ble dannet ved oppdelingen med mellomrom også fikk 1 μm
 10 bredde. I det tilfelle hvor mellomrommene var avsatt over hele elektrodebredden (tilfelle B) ble $\alpha = 3,59$, et resultat som er verre enn $\alpha = 2,92$ i den konvensjonelle overføringslinje uten oppdeling (tilfelle A). I (C) fikk man den laveste verdi for α ved bare å legge inn ett mellomrom på hver side. Øket man til to mellomrom på hver side ble $\alpha = 3,15$. Dette er også dårligere enn hvis man ikke hadde innført noen mellomrom, men bedre enn der elektroden
 15 var delt opp i bare smale elektroder (tilfelle B). 31E viser et mellomrom på hver side pluss et i midten, og resultatet blir da noe dårligere enn uten mellomrom, men bedre enn for tilfelle B, hvilket skyldes reduksjon i tverrsnittsarealet.

Fig. 32 viser tilsvarende resultater hvor bredden av mellomrommene var 0,4 μm og bredden av hver smal elektrode 1,5 μm . Deler man opp elektroden i en rekke enkeltledere
 20 slik som i tilfelle B blir α noe mindre enn i fig. 31B siden det totale tverrsnittsareal blir noe større. Fig. 32C-E viser imidlertid at α kan reduseres ytterligere, hvilket også tilsvarer reduksjon i linjetapet.

Oppfinnelsen foreslår dessuten, i et andre aspekt et transmisjonsfilter som likeledes omfatter en dielektrisk resonator med en elektrode på overflaten av et dielektrikum eller inne
 25 i et dielektrikum, og dette filter særmerker seg ved at det er anordnet ett eller flere mellomrom i et kantparti av elektroden, langs en kant på denne elektrode, idet kantområdet omskriver elektroden, og inn/utgangselektroder koplet til den dielektriske resonator.

I henhold til nok et aspekt ved oppfinnelsen er det skaffet til veie en duplekser som omfatter et transmisjonsfilter på en senderside og et mottakerfilter, idet disse filtre omfatter
 30 sin respektive dielektriske resonator med en elektrode på overflaten av et dielektrikum eller inne i et dielektrikum, og duplekseren er kjennetegnet ved at det er anordnet ett eller flere mellomrom i et kantparti av elektroden, langs en kant på denne elektrode, idet kantområdet omskriver elektroden, hvor transmisjonsfilteret på sendersiden er anordnet mellom en senderinn- og en antenntilkopling, og hvor mottakerfilteret er anordnet mellom en
 35 mottakerutgang og samme antenntilkopling.

Endelig gjelder oppfinnelsen et kommunikasjonsapparat med en høyfrekvenskrets med minst én av overføringslinjene beskrevet ovenfor, en dielektrisk resonator også beskrevet ovenfor, filteret beskrevet ovenfor og/eller en duplekser av tilsvarende type.

Fig. 1 viser i perspektiv hvordan en mikrolederlinje av typisk utførelse kan være bygget opp, fig. 2 viser skjematisk strømfordelingen i et diagram rett over tverrsnittet av en typisk slik linje, sammenliknet (fig. 2B) med strømfordelingen i en konvensjonell linje med en enkelt hovedelektrode, fig. 3 viser et utsnitt av en linje i en andre utførelse, fig. 4 viser samme i en tredje utførelse, fig. 5 viser samme i en fjerde utførelse, fig. 6 viser samme i en femte utførelse og et utsnitt av elektrode- eller lederoppdelingen (fig. 6B), fig. 7 viser et utførelse av en koplanar bølgeleder egnet for oppfinnelsen, fig. 8 viser skjematisk en tilsvarende bølgeleder med to plane ledere i symmetri, fig. 9 viser en spaltebølgeleder, fig. 10 viser en mikrolederlinje med oppdelt jordelektrode på undersiden av dielektrikumet, fig. 11 viser en bølgeleder med innvendig finnestruktur, fig. 12 viser en plan dielektrisk overføringslinje med fire elektroder eller ledere, fig. 13A viser en bølgeleder som passer til oppfinnelsen, med en indre leder, fig. 13B viser et utsnitt av kanten på denne leder, fig. 14 viser en modifisert bølgeleder, fig. 15 viser skjematisk lagoppbyggingen i en flerlags tynnfilm-elektrode i en overføringslinje, fig. 16 viser skjematisk en annen utførelse av en overføringslinje med flerlags tynnfilm-elektrode, fig. 17 viser en utførelse av en dielektrisk resonator ifølge oppfinnelsen, i form av en overføringslinje som er en halv bølgelengde lang, fig. 18 viser skjematisk en utførelse av en resonator ifølge oppfinnelsen og som bygger på "snap"-impedansprinsippet, fig. 19 viser skjematisk en utførelse av en hårnålresonator ifølge oppfinnelsen, fig. 20 viser en tilsvarende resonator som i tillegg bygger på "snap"-impedansprinsippet, fig. 21 viser en resonator ifølge oppfinnelsen, basert på en kvartbølges overføringslinje, fig. 22 viser skjematisk et filter ifølge oppfinnelsen, fig. 23 viser skjematisk en utførelse av en åpen sirkulær TM-modus resonator, fig. 24 viser skjematisk en tilsvarende resonator i rektangulær utførelse, fig. 25 viser skjematisk en rektangulær resonator med en mikroleder, fig. 26 viser en tilsvarende resonator med sirkulær mikroleder, fig. 27 viser i fem delfigurer en utførelse av en åpen sirkulær dielektrisk resonator, fig. 28 viser en dielektrisk resonator av TE-modustypen, fig. 29 viser i fire delfigurer skjematisk oppbyggingen av en duplekser som en filterkombinasjon med overføringslinjestykker, fig. 30 viser skjematisk blokkskjemaet for et kommunikasjonsapparat, og fig. 31-33 er allerede omtalt.

En første utførelse av en mikrolederlinje som kan brukes for oppfinnelsen er beskrevet nedenfor og er særlig vist på fig. 1 og 2. Fig. 1 viser således i perspektiv en typisk mikrolederlinje med en jordelektrode 2 på undersiden av en dielektrisk plate 1, og på oversiden av denne er det lagt en elektrodessammenstilling, i dette tilfelle med en sentral hovedelektrode 3 og tre sideelektroder 3' på hver side. Mellom sideelektrode 3' og mellom de to innerste av disse og hovedelektroden er det et mellomrom 4. Elektrodene kan fremstilles i en påtrykkingsprosess for tykkfilmproduksjon, eller de kan dannes ved å legge en elektrodefilm over hele den aktuelle overflate på platen 1 og deretter danne mellomrommene 4 i en mønsterfremstilling som innebærer etsing. Elektrodene 3, 3' kan også være tynnfilmledere som egner seg for superledning.

Fig. 2 illustrerer strømfordelingen for linjen vist på fig. 1 (fig. 2A) og for en konvensjonell overføringslinje (fig. 2B). Fig. 2A viser at strømfortrengningen gjør at strømtettheten blir størst i ytterkant av samtlige elektroder 3, 3', og maksimal strømtetthet blir derfor ikke spesielt stor. I den konvensjonelle mikrolederlinje (også vist på fig. 33) gir

5 strømfortrengningen meget stor strømtetthet ytterst ved elektrodekantene, og dette fører til større ledertap totalt.

I det tilfelle hvor elektrodene 3 og 3' er av superledende tynnfilm muliggjør denne reduksjon av den maksimale strømtetthet at en større strøm kan fordeles over hele bredden av overføringslinjen uten at strømtettheten noe sted overskrider den kritiske strømtetthet.

10 Dette gir på sin side anledning til å fremstille mikrolederlinjer med beskjedne dimensjoner, men som kan håndtere relativt store strømmer og effekter. Det er altså mulig å redusere tykkelsen eller bredden av elektrodene 3 og 3' slik at linjen kan brukes innenfor det tillate strømtetthetsområde som ligger under den kritiske verdi.

Fig. 3 viser i perspektiv en mikrolederlinje i en andre utførelse, og denne linje

15 tilsvarer den som er vist på fig. 1 ved at det er lagt inn flere mellomrom mellom de enkelte deler av hovedlederen eller -elektroden 3. Forskjellen ligger imidlertid i at sideelektrodene ytterst er smalere enn de lenger inne. På denne måte får man finere oppdeling i det elektrodeområde som langs kantene får større strømfortrengning og på denne måte utjevner man strømtettheten bedre, ved å bruke færre mellomrom.

Fig. 4 viser i perspektiv en tilsvarende linje som fremkommer ved å fylle

20 mellomrommene vist på fig. 1 med et dielektrisk materiale 4'. Selv om det oppstår en strømkonsentrasjon i kantområdene på elektrodene 3 og 3' vil den totale strøm deles i flere deler, og følgelig undertrykkes den maksimale strømtetthet.

Fig. 5 viser i perspektiv en fjerde utførelse av linjen, og denne fremkommer ved at

25 den øvre del av den dielektriske plate 1 vist på fig. 1 eller 4 er pålagt et dielektrikum som danner en omhylning 5. Koplingen mellom en overflatebølgeomodus og en grunnmodus som ligger nær en TEM-modus undertrykkes på denne måte, og følgelig blir tapene som følge av energiomvandling også holdt nede.

Fig. 6 viser i perspektiv en femte utførelse av overføringslinjen, og fig. 6A viser

30 linjen generelt, mens fig. 6B viser et kantområde i nærmere detalj. En relativt smal sentral elektrode 13 har hver sin bredere elektrode 3 på siden, og utenfor disse ligger de smale sideelektroder 3' slik det fremgår av fig. 6B.

Fig. 7-14 viser forskjellige overføringslinjer som ikke er av mikrostrimmeltypen. Selv om disse linjer også har mellomrom på de steder som er avmerket med sirkler er

35 detaljene med mellomrom i kantområdene ikke vist på disse tegninger.

Fig. 7 viser i perspektiv en utførelse av en koplanar bølgeleder. En jordelektrode 9 på hver side av et mellomrom fører inn mot en sentral leder 8 i samme plan som disse. Dette betyr at alle elektrodene 8, 9 ligger på samme overflate på den dielektriske plate 1. Sirklene angir hvor det er avsatt et eller flere mellomrom, og i disse mellomrom blir det magnetiske

felt konsentrert, det vil si i hvert av kantområdene på den sentrale leder 8 og dessuten i et kantområde nær denne leder, tilhørende hver jordelektrode 9. På denne måte dannes list- eller skinneformede smale elektroder slik som på fig. 6B.

Fig. 8 viser en annen variant av en koplanar bølgeleder med to ledere 6 lagt symmetrisk ved siden av hverandre på platen 1. Et eller flere mellomrom er avsatt i begge kantområder på lederne 6, slik at strukturen vist på fig. 6B fremkommer.

Fig. 9 viser et eksempel på det som gjerne kalles en spaltebølgeleder, og denne bølgeleder dannes i en smal spalte mellom to sideliggende ledere 7 på den ene overflate på en dielektrisk plate 1. Også her er avsatt et eller flere mellomrom i kantområdene på hver side av spalten, hvor magnetfeltet blir konsentrert.

Fig. 10 viser det som på engelsk gjerne benevnes "suspended strip line", nemlig en overføringslinje hvor en sentral hovedleder 10 eller -elektrode er lagt på den ene overflate på den dielektriske plate 1, mens to jordelektroder 11 er anordnet symmetrisk og noe til siden for lederen 10, på undersiden av platen. Et eller flere mellomrom er avsatt i jordelektrodenes kantparti i de innsirklede områder som vender mot hverandre og som er atskilt av en relativt bred spalte, og dessuten i begge kantpartier på den øvre, sentrale leder 10, slik at listformede ledere eller elektroder blir dannet som tidligere.

Fig. 11 viser en lukket bølgeleder 20 som også kan kalles en "finnelinje", idet en sentral dielektrisk plate 1 er stilt på tvers av den lukkede strukturs 2 langsider og som det er lagt fire jordelektroder 12 på som vist på tegningen. Et eller flere mellomrom er også her avsatt i kantområdene som vender mot hverandre på begge sider av platen 1, slik at magnetfeltet kan konsentreres der og slik at tynne listformede elektroder tilsvarende de som er vist på fig. 6B dannes.

Fig. 12 viser en overføringslinje som ofte benevnes PCTL ved at det er en plan dielektrisk transmisjonslinje. I eksemplet er det avsatt i alt fire elektroder 21, to på hver side av den dielektriske plate 1, og slik at det dannes en spalte på hver side (innsirklet på tegningen). I spalteområdet er videre avsatt et eller flere mellomrom slik at strukturen på fig. 6B dannes.

Fig. 13 viser skjematisk en mikrolederlinje med en jordelektrode 22 på hver side av den dielektriske plate 1 og en sentral strimmelektrode 23 inne i denne. Flere mellomrom er avsatt i begge kantpartier på strimmelektroden 23 slik at det dannes smale listformede sideelektroder 23' slik det er vist i utsnittet på fig. 13B.

Fig. 14 viser en tilsvarende overføringslinje hvor det bare er en jordelektrode 22 på den ene side av platen 1, men hvor strimmelektroden 23 er midt inne i denne som tidligere. Formen på denne elektrode 23 er tilsvarende den som er vist på fig. 3.

Fig. 15 og 16 viser eksempler på hvordan man kan bruke elektroder som er bygget opp med flere lag, gjerne som tynnfilmeelektroder. Således viser fig. 15 et utsnitt av en mikrolederlinje og med et forstørret utsnitt av den sentrale elektrode 30 vist på fig. 15B. En ettlags jordelektrode 2 er avsatt på den ene hovedoverflate (undersiden) av en dielektrisk

plate 1 som tidligere, og tynne flerlags filmelektroder 30 og 30' er lagt på motsatt overflate. Hver filmelektrode er bygget opp lagvis med tynnfilmag 31 og mellomliggende dielektriske tynnfilmsjikt 32, slik det fremgår av fig. 15B. Mellomrom er avsatt i kantområdene slik at de sideliggende listformede elektroder 30' får redusert strømtetthet ved at strømmen i kantområdet deles opp i en retning parallelt med platens 1 overflate. Siden hele elektroden er bygget opp flerlags vil strømkonsentrasjonen som følge av fortregningen i en retning normalt på elektrodeoverflaten også reduseres.

Fig. 16 viser et annet eksempel på en flerlags tynnfilmelektrode med en enkelt jordelektrode 2 på undersiden av platen 1 og en bøyd flerlags tynnfilmelektrode 30, idet bøyningen er i form av en 90° oppvinkling langs begge kantområder i lengderetningen. Disse oppbøyde kantområder er angitt med E på tegningen. Et utsnitt av hjørneområdet er vist i forstørret målestokk på fig. 16B. Når en strøm som ellers visse bli fortregnt mot kantområdene i elektroden 30 på grunn av strømfortregningen gir oppbøyningen reduksjon av denne virkning ved at strømmen i stedet fordeles mer jevnt over alle tynnfilmagene. Siden elektroden effektivt har større tverrsnittsareal i kantområdene der fortregningsvirkningen er størst vil strømkonsentrasjonen i hvert lag også undertrykkes.

Fig. 17-21 viser eksempler på dielektriske resonatorer ifølge oppfinnelsen og som bygger på bruken av en mikrolederlinje som er avkortet og derved fremviser resonanseegenskaper ved bestemte frekvenser/bølgelengder. En overføringslinje av hvilken som helst av de omtalte typer vil kunne egne seg.

Fig. 17 viser en slik linjeresonator med en fysisk lengde som tilsvarer en halv bølgelengde ($\lambda/2$) for en aktuell frekvens. Som i flere av eksemplene er en jordelektrode 2 anordnet på undersiden av en dielektrisk plate 1, mens mikrostrimmelektroder 3 og 3' er lagt på oversiden. Lengden m fra den ene åpne ende til den motsatte velges som nevnt til å sammenfalle med $\lambda/2$ eller et helt multiplum av denne verdi for en bestemt bølgelengde eller frekvens, slik at slik at linjestykket virker som en resonator med begge ender åpne.

Fig. 18 viser en tilsvarende resonator som på engelsk er benevnt "snap impedance resonator". Resonatoren er dannet ved at det i endene av elektrodene er anordnet en kortslutnings- eller impedansblokk på tvers og noe ragende ut på begge sider, slik det fremgår av tegningen. Elektrodelen er mindre enn den for den åpne linjeresonator, for samme resonansfrekvens, og dette gjør det mulig å fremstille dielektriske resonatorer i et mer begrenset volum.

Fig. 19 viser grunn- og oppriss av en såkalt hårnålresonator hvor mikrolederlinjen med elektrodene 3 og 3' er bøyd i U-form. Man kan gå ut fra den linje som er vist på fig. 17.

Fig. 20 viser tilføyelsen av en endeimpedanselektrode 14 i begge åpne ender av elektroden vist på fig. 19.

Fig. 21 viser et eksempel på en kvartbølgeresonator. En jordelektrode 2 er som før på den ene side av platen 1, og elektrodene 3 og 3' har her en lengde n lik $\lambda/4$ eller et odde multiplum av dette, på motsatt side av den dielektriske plate. Den ene ende av hver elektrode

er forbundet med jordelektroden 2. I denne konstruksjon tjener altså linjeelektroden som en linjeresonator med bare den ene linjeende åpen, slik det er vanlig for kvartbølgeresonatorer.

Fig. 22 viser et eksempel på et filter som fremkommer ved å tilføye inn/utgangsterminaler til den halvbølgeresonator som er vist på fig. 17. Inn/utgangselektroden 41 og 42 som er vist med en i hver ende av resonatorlinjen som er en halv bølgelengde lang, har så vidt kort avstand til linjeendene at det foregår en kopling, slik at det hele kan brukes som filter.

Fig. 23-28 viser eksempler på dielektriske resonatorer som er fremkommet ved å danne resonatorelektroder på en dielektrisk plate eller en dielektrisk pol.

Fig. 23 viser i perspektiv og i et forstørret tverrsnitt en åpen sirkulær TM-modusresonator med sirkulære resonatorelektroder 43 og 44 på motsatt side av en dielektrisk plate 1. Videre er mellomrom 45 lagt inn i kantpartiet i hver elektrode 43 og 44, slik at det dannes sirkulære listeformede sideelektroder 43' i dette område. Med en slik konstruksjon undertrykkes strømkonsentrasjonen i kantpartiene og følgelig reduseres tapene, mens den ubelastede godhetsverdi Q_0 blir større.

Fig. 24 viser i perspektiv en tilsvarende TM-modusresonator med rektangulær form og rektangulære resonatorelektroder 43 og 44, som ovenfor anordnet en på hver motsatt side av den dielektriske plate 1. Ellers er disse to resonatortyper like.

Fig. 25 viser en rektangulær strimmellinjeresonator med som før en jordelektrode 2 på undersiden av platen 1 og i dette tilfelle en rektangulær resonatorelektrode 46 på motsatt plateside. En eller flere mellomrom tilsvarende de som er vist på fig. 23B er avsatt i kantpartiene på elektroden, slik at det dannes sirkulære listeformede sideelektroder. Fig. 26 viser en tilsvarende resonator med sirkulær resonatorelektrode 46 og ellers lik den som er vist på fig. 25.

Fig. 27 viser i fem delfigurer for det første i perspektiv og med et hjørneparti fjernet, en åpen sirkulær dielektrisk resonator i et hulrom. Henviingsstallet 48 angir sylindriske dielektriske poler. En resonatorelektrode 43 er anordnet mellom disse poler, og elektroder 44 er lagt på de ytre (den øvre og nedre) endeflate på polene. Sammenstillingen er anordnet inne i et hulrom 47 (som tjener som en skjerm). Resonatorelektroden 43 kan være utført av et enkelt lag eller en kombinasjon av to elektroder på de indre endeflater på de to poler 48. Elektrodene 44 på ytterflatene av polene 48 kan være elektrisk tilkoplede hulrommets 47 vegg eller være galvanisk skilt fra denne.

Fig. 27C illustrerer strømfordelingen fra resonatorelektroden, fig. 27D viser den elektriske feltfordeling i resonatoren og fig. 27E viser den magnetiske feltfordeling. Det fremgår av disse illustrasjoner av hoveddelen av energien i det resonante elektromagnetiske felt er konsentrert inne i den dielektriske pol, mens den elektriske feltfordeling i polene tilsvarer fordelingen i den sirkulære TM₁₁₀-modus. Følgelig konsentreres strømmen i kantpartiene av resonatorelektroden 43.

Fig. 27B viser et utsnitt av den kantdel som er innsirklet på fig. 27A, og det fremgår at flere mellomrom er utformet i kantområdet på elektroden 43, slik at det dannes smale, listformede og sirkulære sideelektroder 43' for å redusere strømkonsentrasjonen i dette område.

5 Fig. 28 viser et eksempel på en TE-modus dielektrisk resonator. Det dielektriske medium er som før angitt med 1 og danner en rektangulær plate hvis størrelse tilsvarer størrelsen av hulrommet 47. Jordelektroder 2 på hver side av platen 1 har i midten en sirkulær åpning, og en TE-modusresonator dannes i det område av platen som ikke er dekket av jordelektroden 2 (i et område hvor åpningene ligger). Flere mellomrom er også her
10 avsatt i kantområdet, slik det er vist i utsnittet på fig. 28B, slik at det dannes sirkulære listformede sideelektroder 2' på begge sider av den dielektriske plate 1. Som før gjøres dette for å redusere strømfortrengningen i kantområdet.

Fig. 29 viser en duplekser med en resonanslinje dannet på en dielektrisk plate. Fig. 29A viser duplekserens prinsippbygging, mens fig. 29B-D viser detaljene i sirklene B-D
15 på fig. 29A. På fig. 29A angir TX inngangsenden på sendersiden, RX utgangsenden på mottakersiden og ANT tilkoplingen til en antenne. Henvisningstallene 51-54 indikerer hårnålresonatorer ved at en mikrolederlinje er bøyd i U-form slik det er vist på fig. 19. Henvisningstallet 50 indikerer en grenlinje.

I grenseområdet mellom inngangen TX og mikrolederlinjen som hører til resonatoren 50, slik det er illustrert nærmere på fig. 29B danner enden av mikrolederelektroden 3
20 og de sideliggende tilsvarende elektroder 3' på begge sider en fingerform slik at de avvekslende er lange og korte. Senderinngangen TX har fingerlengder som passer til lengden av de tilsvarende fingre for sideelektroden 3' i grenseområdet, og de motstående fingre koples interdigitalt, det vil si i fingerinngrep. Tilsvarende er grenseområdet utført på
25 mottakersiden, slik det er illustrert på fig. 29D. I grenseområdet mellom resonatorene 51 og 52, slik det er vist på fig. 29C er enden av den midtre linjeelektrode 3 og endene av de sideliggende elektroder 3' på begge sider av denne elektrode også utformet med alternativt lange og korte fingre for fingerinngrep på begge sider. Tilsvarende koplinger er utført i grenseområdene mellom mottakerutgangen RX og resonatoren 54, mellom resonatoren 52
30 og grenlinjen 50, mellom denne og resonatoren 53 og mellom resonatoren 53 og resonatoren 54. I denne duplekser får man kraftige koplinger mellom resonatorene og endene og likeledes kraftige koplinger mellom tilstøtende resonatorer, og dette gjør at man kan utforme filteret på mer fleksibel måte.

Et overføringsfilter med to trinn med resonatorene 51 og 52 dannes således mellom
35 senderinngangen TX og grenlinjen 50, og et mottakerfilter med to trinn med resonatorene 53 og 54 dannes mellom mottakerutgangen RX og grenlinjen 50. Linjelengden i grenlinjen 50 og koplingsposisjonen mellom antennetilkoplingen ANT og grenlinjen 50 bestemmes på slik måte at man får faseforhold som hindrer interferens mellom mottakerfilteret og transmissjonsfilteret (på sendersiden).

Fig. 30 viser et kommunikasjonsapparat som bruker en slik duplekser, angitt med DPX på tegningen. Den viste antenne ANT er koplet til duplekseren, og fra denne grener apparatet ut i en senderdel (den nedre gren) og en mottakerdel (den øvre gren), med henholdsvis en senderforsterker AMPa, et båndpassfilter BPFa og en blander MIXa på sendersiden og et båndpassfilter BPFb, en mottakerforsterker AMPb og en blander MIXb på mottakersiden. En oscillator OSC mater en frekvensdeler DIV (frekvenssyntetisator) for videreføring til blanderne MIX. Senderblanderen MIXa modulerer et modulasjonssignal som tilføres på sendersiden, og denne blanders utgang er som vist koplet til et båndpassfilter BPFa som bare slipper igjennom det signal som skal ligge i senderkanalen (transmisjons-
 5 frekvensbåndet). Sluttforsterkeren AMPa danner senderslutt-trinnet. På mottakersiden slipper båndpassfilteret BPFb bare igjennom de signaler som ligger i mottakerkanalen, de signaler som passerer forsterkes i forsterkeren AMPb og transponeres i mottakerblanderen MIXb ned til mellomfrekvens (IF), det hele på konvensjonell måte.

Duplekseren DPX kan være ifølge oppfinnelsen og en slik enhet som er vist på fig. 29. Båndpassfiltrene kan være utført som dielektriske filtre og likeledes ifølge oppfinnelsen, for eksempel bygget opp slik som vist på fig. 22. En spenningsstyrt oscillator kan brukes som oscillatoren OSC, og dennes resonator kan være som vist og beskrevet ovenfor. Man kan altså bygge opp et kommunikasjonsapparat med oppfinnelsens teknikk, og man kan derved holde dimensjonene relativt beskjedne for det gitte frekvensområde, samtidig med at man oppnår god virkningsgrad ved omvandlingen av store effekter.
 15 20

Det kan forstås her at oppfinnelsen har flere fordeler. Særlig gjelder dette strømfordelingen ved at elektrodene eller lederne som fører høyfrekvenssignaler, særlig signaler i mikrobølgeområdet blir fordelt slik at strømfortrengningen ikke gjør seg så mye gjeldende. Dette gjelder særlig kantområdene, og man tar sikte på ikke å redusere totaltverrsnittet av lederne så mye. Man oppnår altså bedre overføringsegenskaper ved at tapene reduseres, i forhold til konvensjonelle ledere som ubrutt strekker seg over hele transmisjonslinjens bredde. I de tilfeller hvor man kan tillate overføringstap som kan sammenliknes med konvensjonelle enheter kan man i stedet redusere totalstørrelsen eller ha lavere byggehøyde.
 25

I en bestemt versjon utføres lederne med flere lag og med tynne dielektriske sjikt mellom dem, slik at strømmen også deles opp i høyderetningen. Også dette bidrar til å fordele strømmen slik at strømfortrengningen gjør seg mindre gjeldende. Resultatet blir at man kan få mindre totaltap og/eller mindre dimensjoner.
 30

I den mikrolederlinje som egner seg for oppfinnelsen legges det til rette for superledning, og da er det særlig viktig at strømfortrengningen ikke gir strømkonsentrasjoner som kan føre lederne ut av det superledende temperaturområde ved egenoppvarming. Man kan altså opprettholde superledning selv ved relativt store totalstrømstyrker i høyfrekvenssignalet ved at strømmen fordeles gunstig over tverrsnittsarealet.
 35

I en annen versjon av oppfinnelsens resonator fordeles strømmen i ledernes kantområder i flere tynne ledende lag ved at de i dette område er bøyd tilnærmet perpendikulært ut fra overflaten av det dielektrikum lederne ligger på (den dielektriske plate). Videre vil det effektive tverrsnittsareal av elektroden øke i kantområdet der fortren-
5 ningsvirkningen er størst, slik at strømtettheten blir redusert i hvert tynne lag.

I resonatoren ifølge oppfinnelsen skjer reduksjonen i strømtetthet i kantområdene på tilsvarende måte, hvilket fører til mindre ledertap og derved en økning i den ubelastede godhetsverdi Q_0 . På tilsvarende måte får oppfinnelsens filter små tap og liten størrelse, men likevel god virkningsgrad ved overføring av store effekter, og dette gjelder også
10 duplekseren.

Patentkrav

5 1. Dielektrisk resonator som omfatter en elektrode (3, 3') på overflaten av et dielektrikum (1) eller inne i et dielektrikum, **karakterisert ved** at det er anordnet ett eller flere mellomrom (4) i et kantparti av elektroden (3, 3'), langs en kant på denne elektrode, idet kantområdet omskriver elektroden (3, 3').

10 2. Transmisjonsfilter som omfatter en dielektrisk resonator med en elektrode (3, 3') på overflaten av et dielektrikum (1) eller inne i et dielektrikum, **karakterisert ved** at det er anordnet ett eller flere mellomrom (4) i et kantparti av elektroden (3, 3'), langs en kant på denne elektrode, idet kantområdet omskriver elektroden (3, 3'), og inn/utgangselektroder koplet til den dielektriske resonator.

15 3. Duplekser som omfatter et transmisjonsfilter på en senderside og et mottakerfilter, idet disse filtre omfatter sin respektive dielektriske resonator med en elektrode (3, 3') på overflaten av et dielektrikum (1) eller inne i et dielektrikum, **karakterisert ved** at det er anordnet ett eller flere mellomrom (4) i et kantparti av elektroden (3, 3'), langs en kant på denne elektrode, idet kantområdet omskriver elektroden (3, 3'), hvor transmisjonsfilteret på sendersiden er anordnet mellom en senderinngang og en antennetilkopling, og hvor
20 mottakerfilteret er anordnet mellom en mottakerutgang og samme antennetilkopling.

 4. Dielektrisk resonator ifølge krav 1, **karakterisert ved** at elektroden er sirkulær og kantområdet danner en lukket ring.

 5. Dielektrisk resonator ifølge krav 1, **karakterisert ved** at elektroden er rektangulær og kantområdet danner et lukket rektangel.

25 6. Kommunikasjonsapparat for høyfrekvens og som omfatter en høyfrekvenskrets med minst én overføringslinje med et dielektrikum (1) og elektroder (2, 3, 3'), **karakterisert ved** en dielektrisk resonator ifølge krav 1, 4 eller 5, et transmisjonsfilter ifølge krav 2 og/eller en duplekser ifølge krav 3.

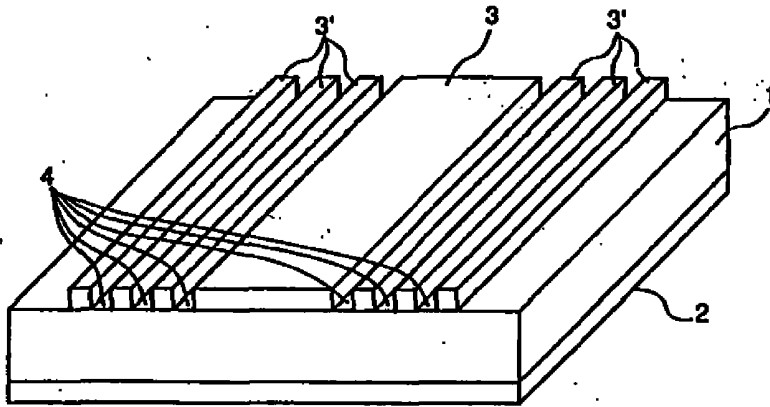


FIG. 1

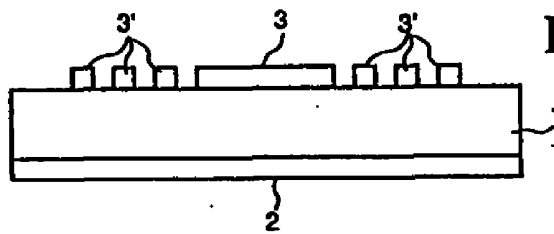
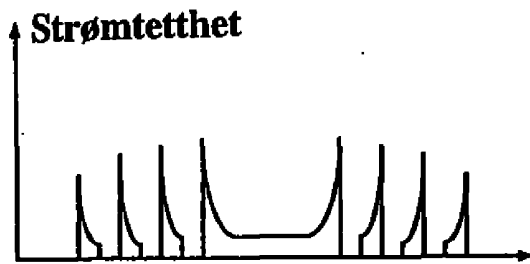
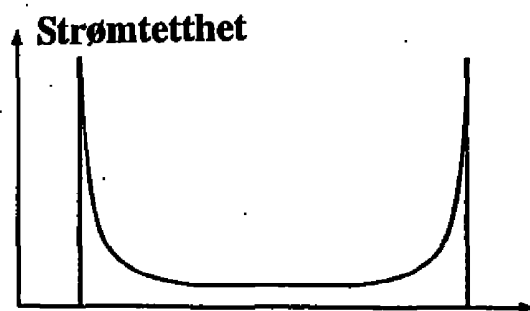


FIG. 2A



Allerede kjent teknikk

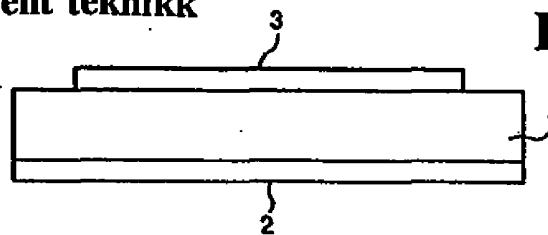


FIG. 2B

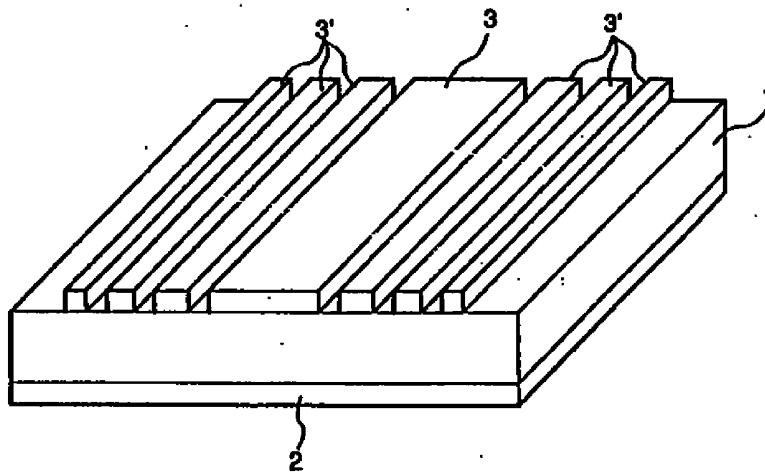


FIG. 3

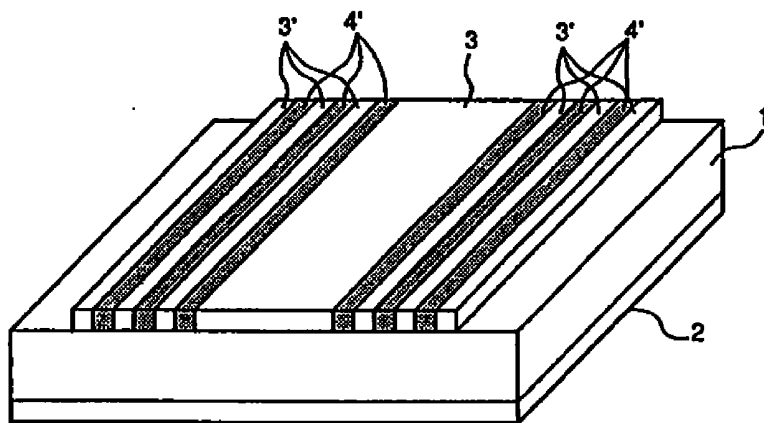


FIG. 4

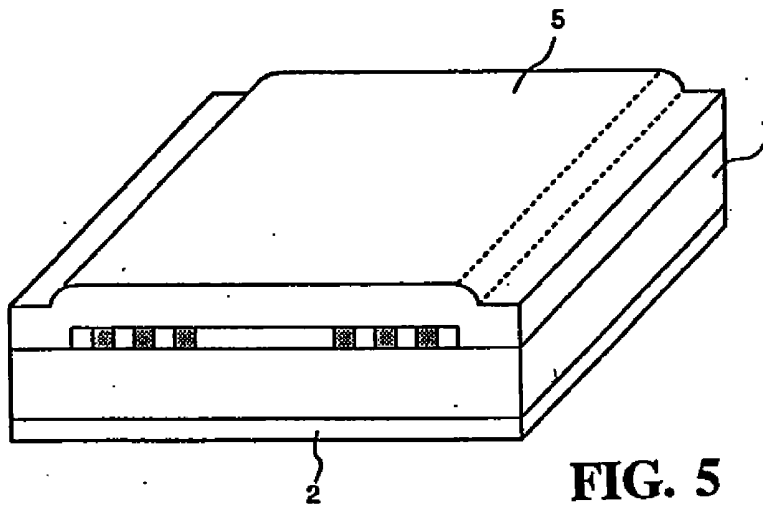


FIG. 5

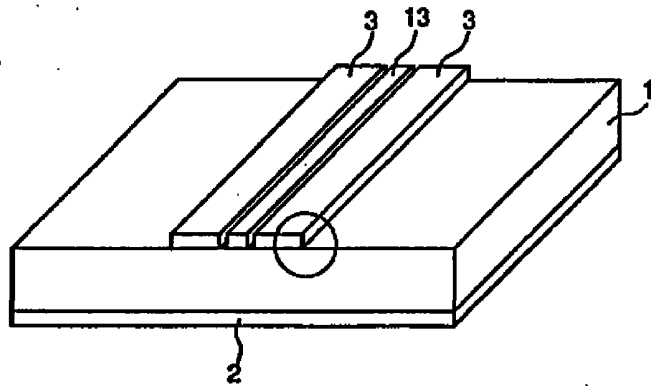


FIG. 6A

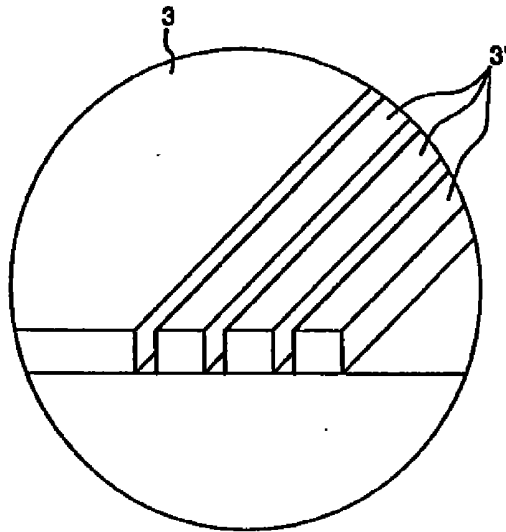


FIG. 6B

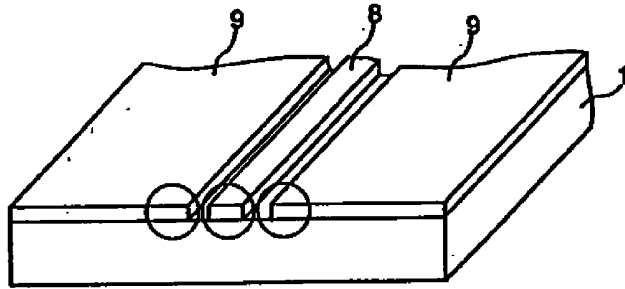


FIG. 7

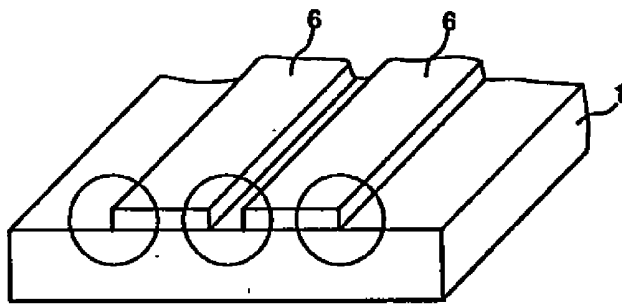


FIG. 8

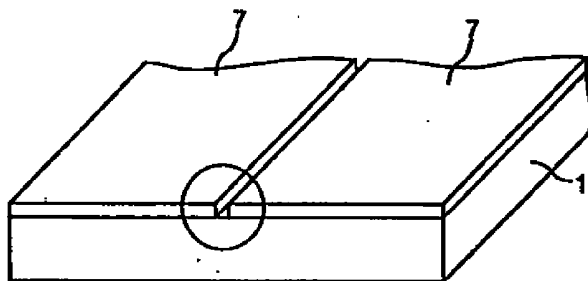


FIG. 9

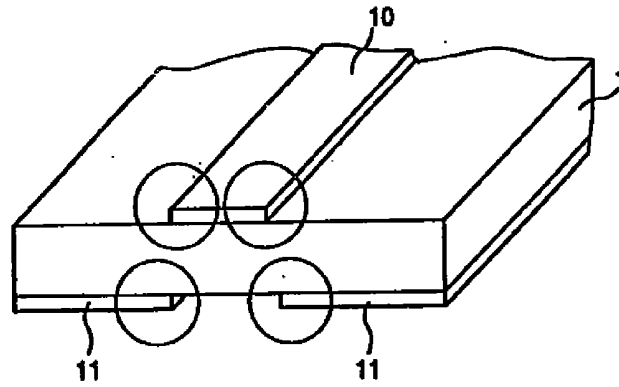


FIG. 10

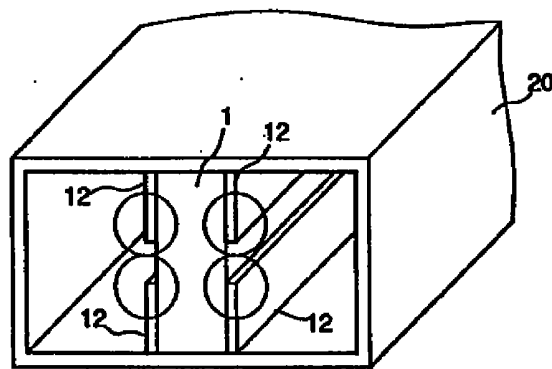


FIG. 11

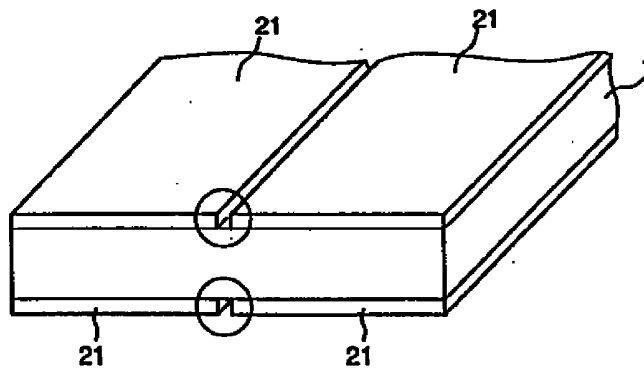


FIG. 12

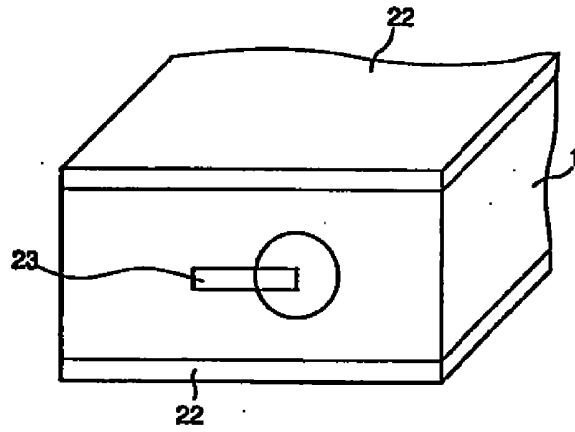


FIG. 13A

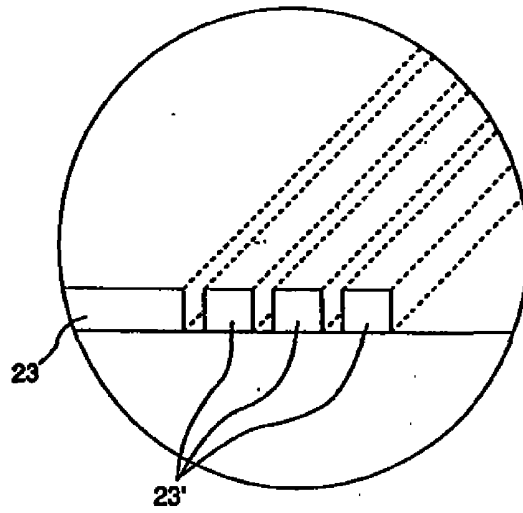


FIG. 13B

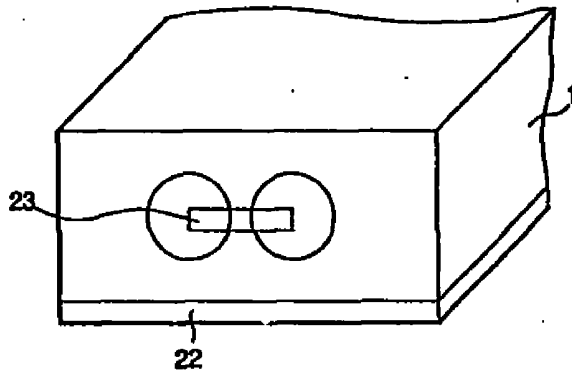


FIG. 14

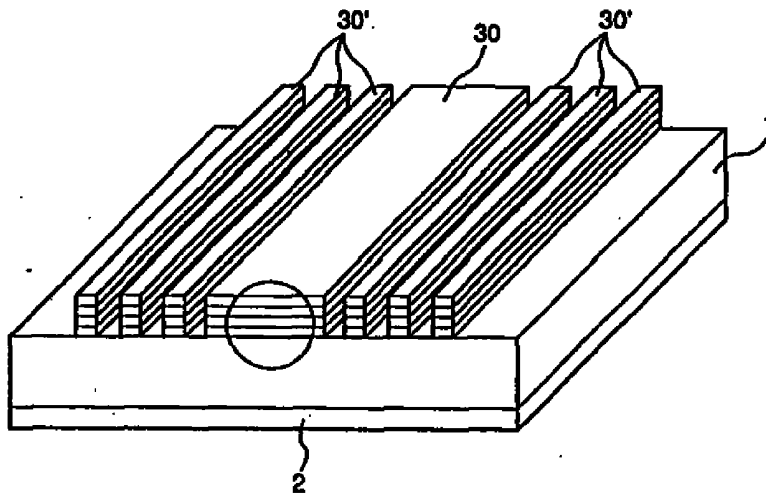
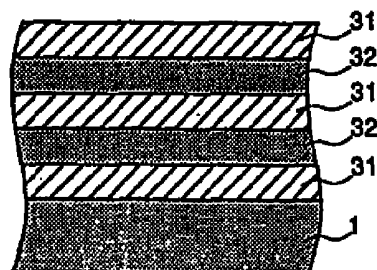


FIG. 15



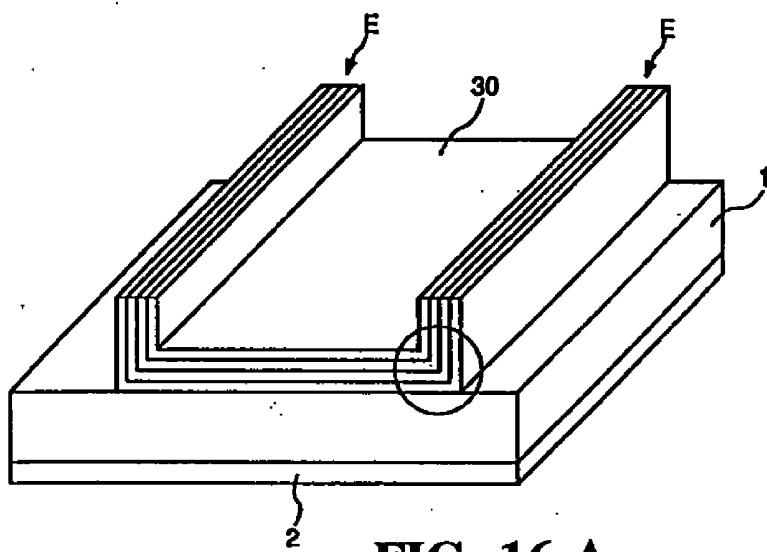


FIG. 16 A

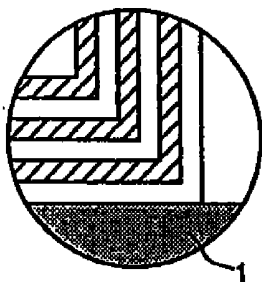


FIG. 16 B

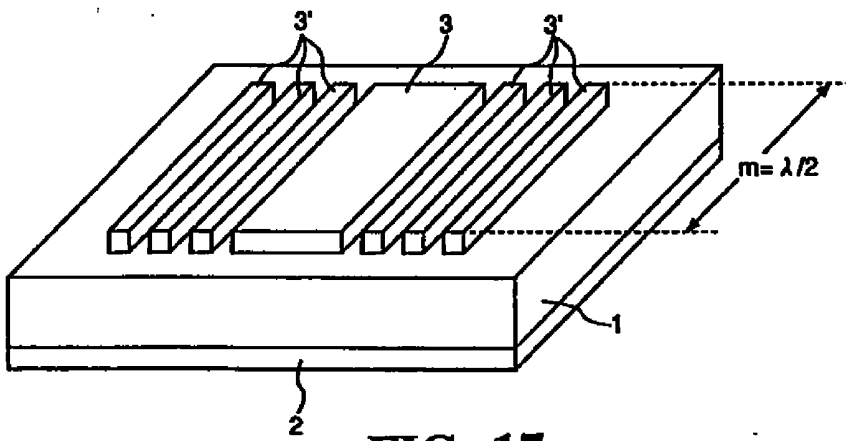


FIG. 17

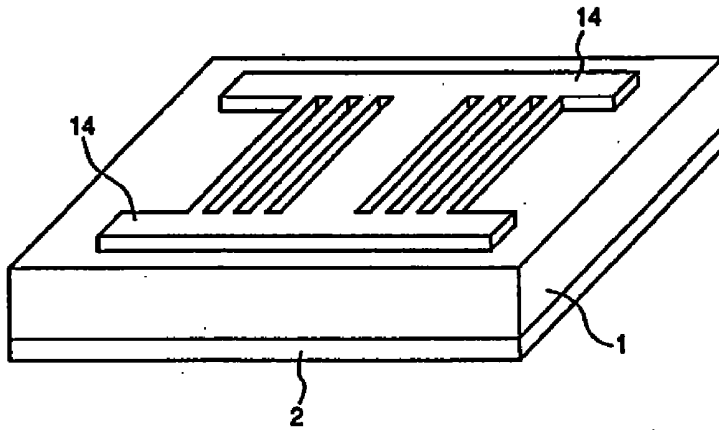


FIG. 18

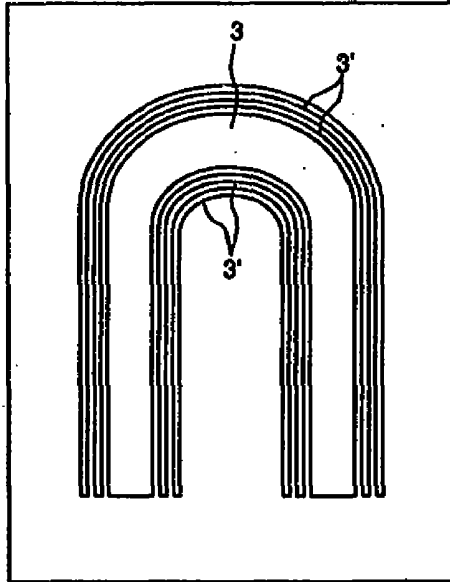


FIG. 19A

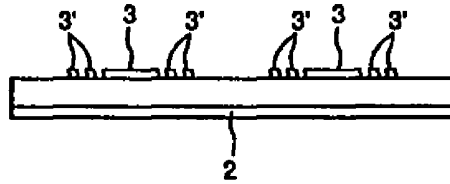


FIG. 19B

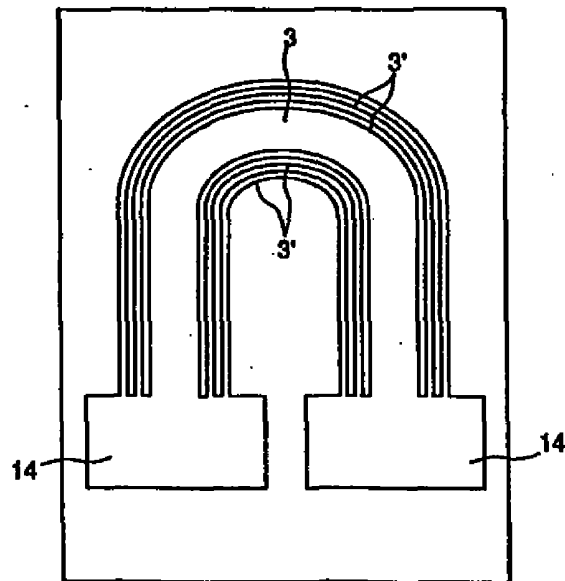


FIG. 20

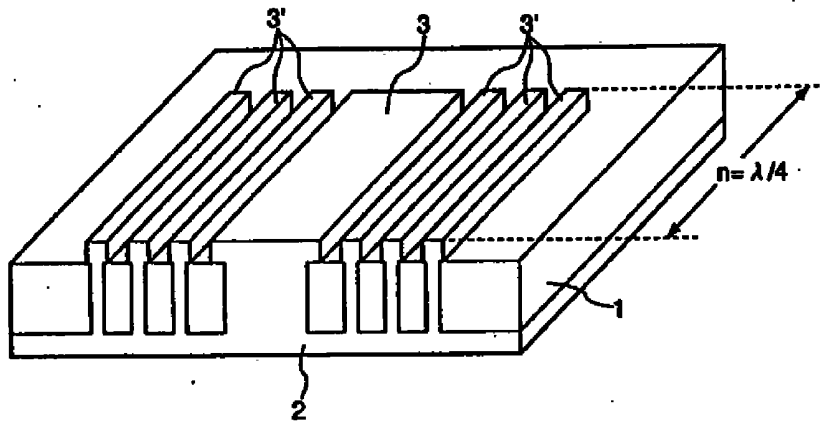


FIG. 21

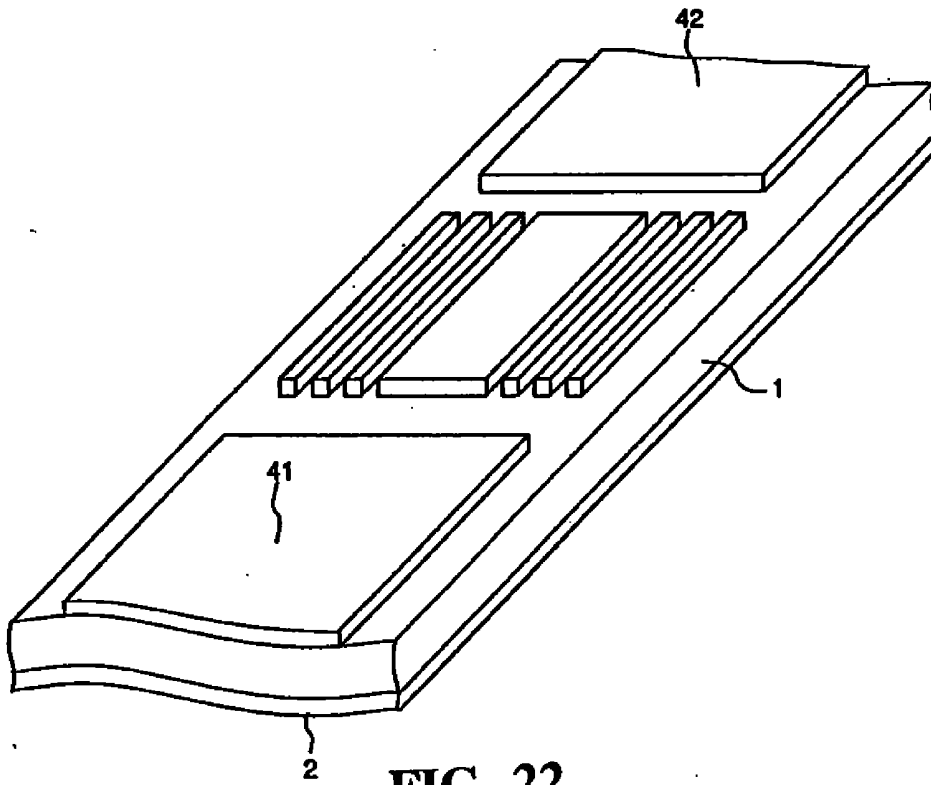


FIG. 22

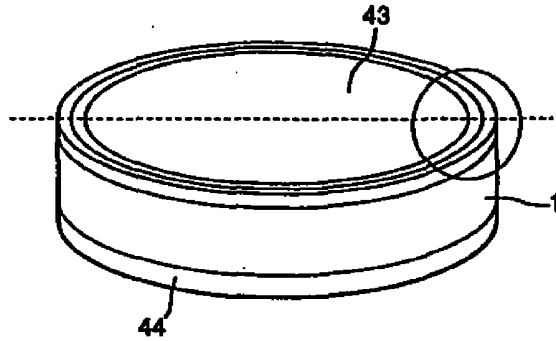


FIG. 23A

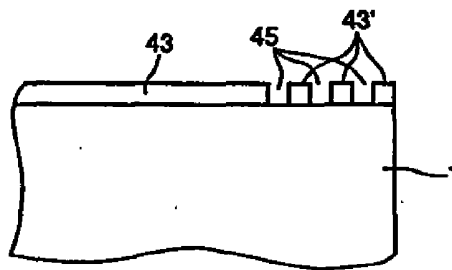


FIG. 23B

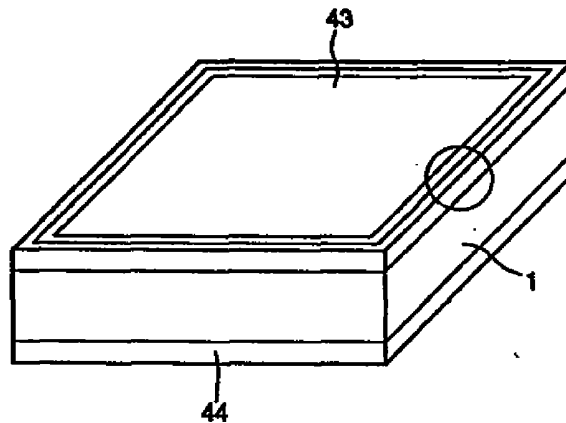


FIG. 24

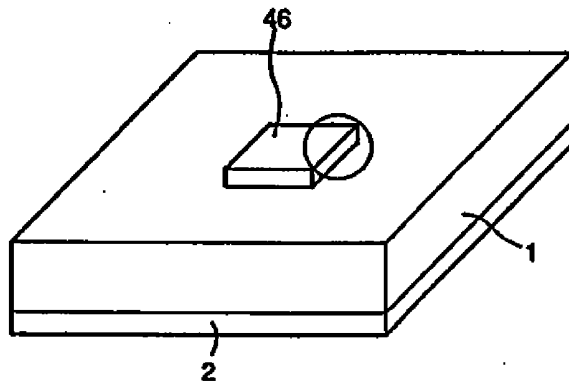


FIG. 25

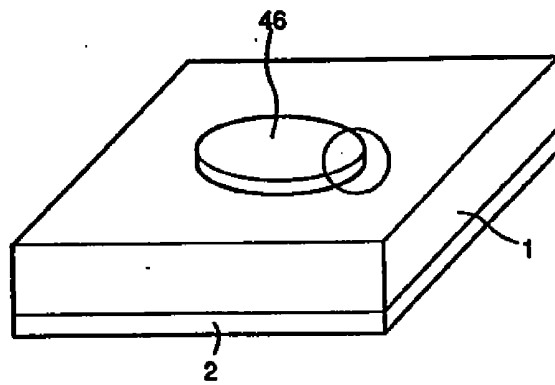


FIG. 26

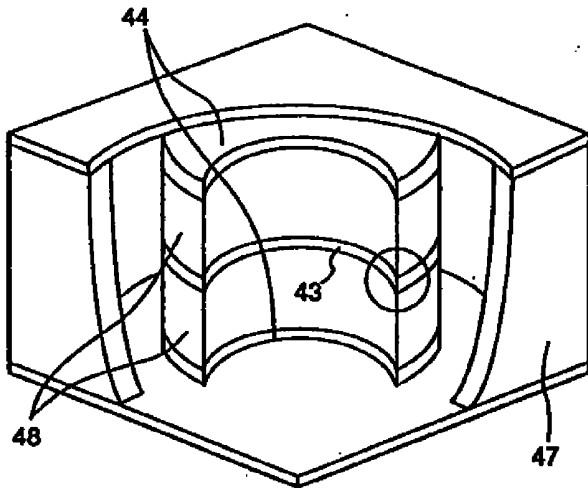


FIG. 27A

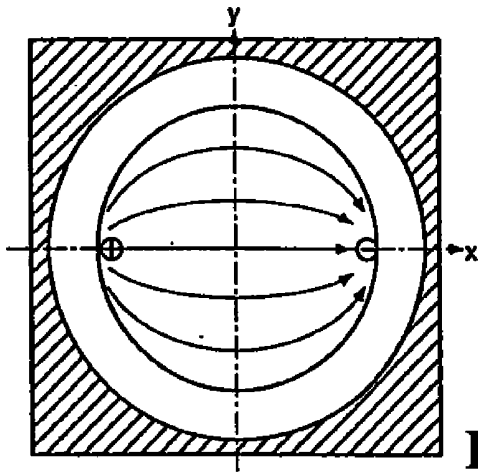


FIG. 27C

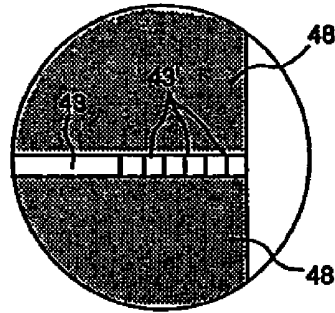


FIG. 27B

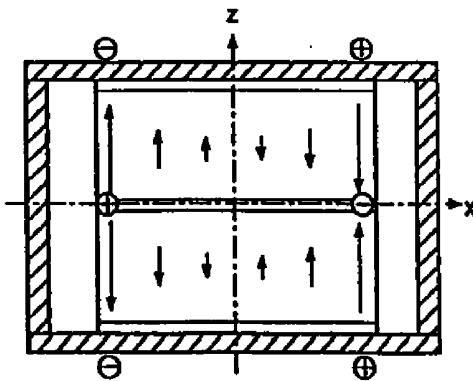


FIG. 27D

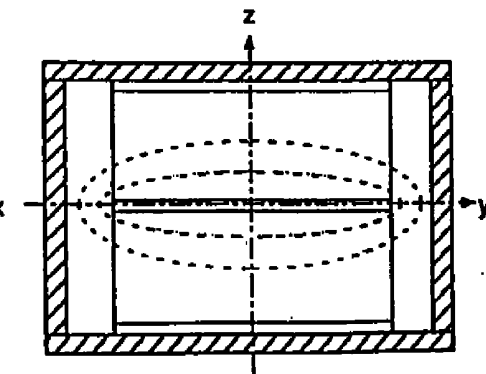


FIG. 27E

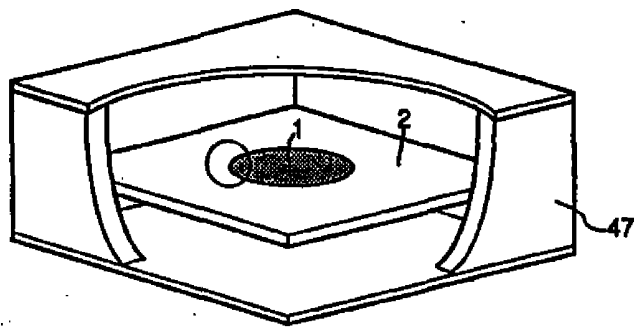


FIG. 28A

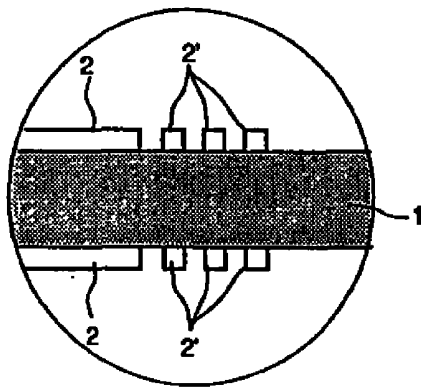


FIG. 28B

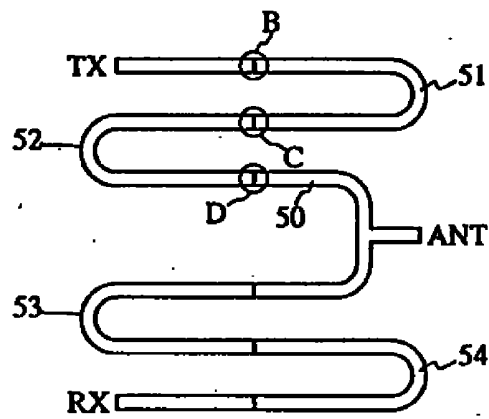


FIG. 29A

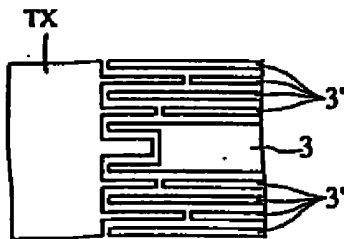


FIG. 29B

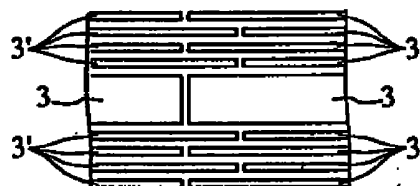


FIG. 29C

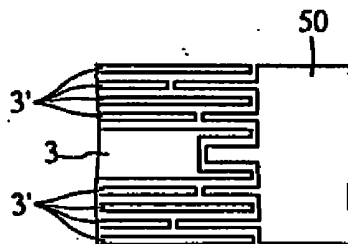


FIG. 29D

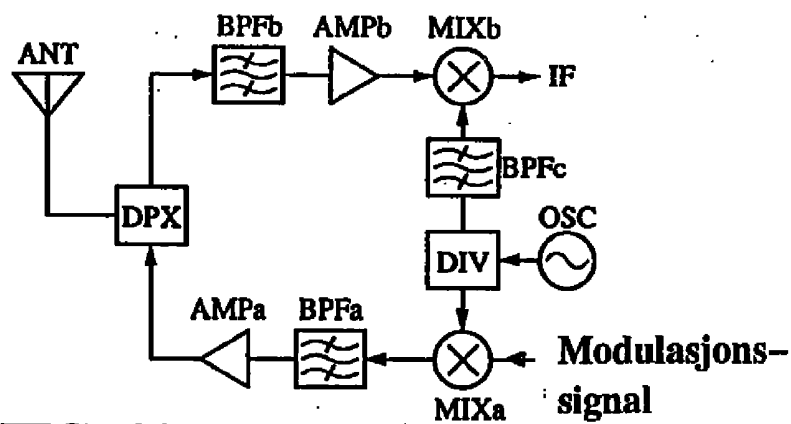


FIG. 30

Lederbredde 1,0 μm
Lederavstand 1,0 μm

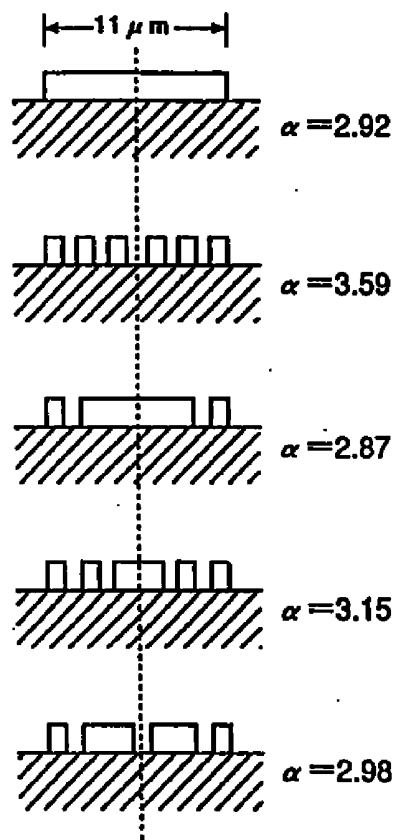


FIG. 31

Lederbredde 1,5 μm
Lederavstand 0,4 μm

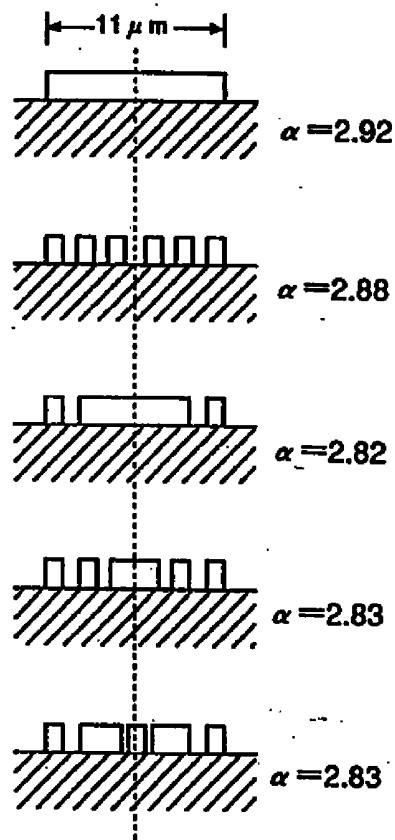


FIG. 32

KJENT TEKNIKK

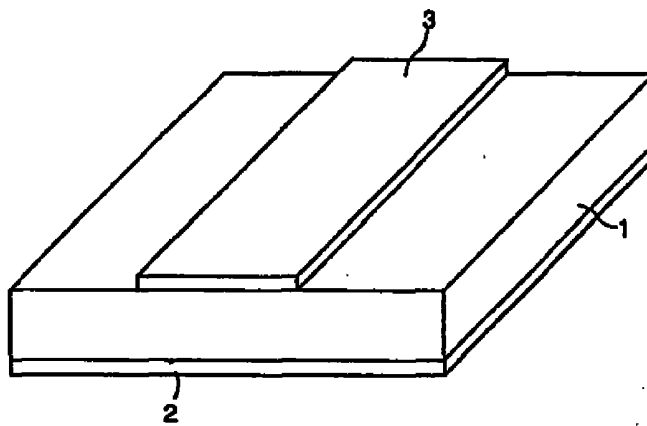


FIG. 33