

NORGE



**STYRET
FOR DET INDUSTRIELLE
RETTSVERN**

Utlegningsskrift nr. 125655

Int. Cl. H 04 b 1/18 Kl. 21a⁴-21

Patentsøknad nr. 942/69	Inngitt	6.3.1969
Løpedag	-	
Søknaden alment tilgjengelig fra		10.9.1969
Søknaden utlagt og utlegningsskrift utgitt		9.10.1972
Prioritet begjært fra:	9.3.1968 Nederland, nr. 6803411.	

N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken,
Kastanjelaan 1, Eindhoven, Nederland.

Oppfinnere: Gerrit Wolf, Mollenhutseweg, Nijmegen og
Cornelis Johannes Maria van Gils, Emmasingel 29,
Eindhoven, Nederland.

Fullmektig: Bryns Patentkontor A/S

Koplingsanordning for mottakning av elektriske signaler.

Oppfinnelsen angår en koplingsanordning for mottakning av elektriske signaler, med inngangsklemmer for tilslutning av en signalmateledning, hvilke inngangsklemmer gjennom et koplingsnettverk er tilsluttet en parallellsvingekrets som er avstembar på signalfrekvensene og som inneholder et eller flere elementer som forbruker signalenergien og gjennom et impedansinverterende nettverk er forbundet med inngangen i en basiskoplet transistor, idet koplingsnettverket mellom inngangsklemmene og svingekretsen, det impedansinverterende nettverk mellom svingekretsen og transistorens inngang og elementet som forbruker signalenergien er således dimensjonert at det over inngangsklemmene er tilnærmet optimal energitilpasning og over transistorens inngang er tilnærmet optimal støytilpasning.

125655

En slik kopplingsanordning er kjent fra DAS 1.265.240 og har flere gunstige egenskaper. Ved at mateledningen som er tilsluttet inngangsklemmene er tilnærmet optimalt tilpasset for energien blir denne utnyttet optimalt og det unngås at det i mateledningen oppstår forstyrrende signalrefleksjoner. Ved den tilnærmet optimale støytilpasning av transistoren oppnås en kopplingsanordning med meget liten støyfaktor. Som det videre fremgår av beskrivelsen av den kjente anordning er dens evne til bearbeidelse av sterke signaler gunstig samtidig som den har god selektivitet.

Hensikten med oppfinnelsen er å tilveiebringe en kopplingsanordning som under bibehold av de nevnte gunstige egenskaper er egnet til avstemning ved hjelp av en kapasitetsdiode, idet kopplingsanordningens passeringsbåndbredde er tilnærmet konstant over hele avstemningsområdet. Dette oppnås ifølge oppfinnelsen ved at svingekretsen er kapasitivt avstembar ved hjelp av minst en kapasitetsdiode, at kopplingsnettverket mellom inngangsklemmene og svingekretsen og det impedansinverterende nettverk mellom svingekretsen og transistorens inngang, på i og for seg kjent måte dannes av en serieinduktivitet, og at signaltapene som frembringes av elementet som forbruker signalenergien helt eller delvis dannes av egentap i kapasitetsdioden.

Forat en kapasitivt avstemt svingekrets skal ha konstant båndbredde over avstemningsområdet, må den samlede konduktans som ligger parallelt med svingekretsen være omvendt proporsjonal med kvadratet av avstemningsfrekvensen.

Ifølge oppfinnelsen anvendes den i og for seg kjente kjensgjerning at den mellom inngangsklemmene og svingekretsen resp. mellom svingekretsen og transistorinngangen liggende serieinduktiviteter opptransformerer motstanden av mateledningen resp. transistorinngangsmotstanden til konduktanser som er aktive over svingekretsen og som er omvendt proporsjonale med kvadratet av avstemningsfrekvensen. Videre utnyttes den kjensgjerning at også kapasitetsdiodens egentap gir en over svingekretsen aktiv ekstra konduktans som er omvendt proporsjonal med kvadratet med frekvensen. Svingekretsens samlede konduktans har derfor den nødvendige riktige frekvensavhengighet for konstant båndbredde over hele avstemningsområdet. Da dessuten forholdet mellom disse tre konduktanser som bestemmer energitilpasningen til inngangsklemmene og støytilpasningen til transistorinngangen, er uavhengig av avstemningsfrekvensen, bibeholdes den optimale energitilpasning til inngangsklemmene og den optimale støy-

tilpasning til transistorinngangen over hele avstemningsområdet.

Et utførelseseksempel på oppfinnelsen skal beskrives nærmere under henvisning til tegningene.

Fig. 1 viser et koplingsskjema for en koplingsanordning ifølge oppfinnelsen.

Fig. 2 viser et ekvivalentskjema til forklaring av virkemåten av koplingsanordningen på fig. 1.

Fig. 3 viser et koplingsskjema for et utførelseseksempel på en koplingsanordning ifølge oppfinnelsen.

Fig. 4 viser koplingsskjemaet for en del av et annet utførelseseksempel av en koplingsanordning ifølge oppfinnelsen.

Fig. 1 viser en usymmetrisk signalmateledning 1, f.eks. en koaksialkabel, som er forbundet med inngangsklemmene 2 og 3 for koplingsanordningen. Inngangsklemmen 3 er forbundet med jord. Hvis det f.eks. anvendes en symmetrisk mateledning må det mellom mateledningen og inngangsklemmene anbringes en symmetreringstransformator ved hjelp av hvilken den symmetriske mateledning kan tilsluttes inngangsklemmene som er asymmetriske i forhold til jord.

Signalet fra mateledningen tilføres gjennom en serieinduktivitet L_a til en avstembar parallellsvingekrets. Denne svingekrets består hovedsakelig av en induktivitet L_p og en kapasitetsdiode C_v . Katoden i kapasitetsdioden tilføres gjennom en ledning 4 en likespenning ved hjelp av hvilken kapasiteten C_v i kapasitetsdioden og dermed avstemningen av svingekretsen kan endres. En stor, i serie med kapasitetsdioden liggende kondensator C_o forhindrer at den gjennom ledningen 4 tilførte likespenning skal føres til jord. Det av kapasitetsdioden forårsakede ohmske tap er på fig. 1 antydnet med en i serie med kapasitetsdioden virksom motstand R_s .

Svingekretsen er videre gjennom en serieinduktivitet L_1 forbundet med inngangen i en basiskoplet transistor T. Koplingselementene for likestrømstilførsel til transistorén T, er for enkelthets skyld sløffet på fig. 1.

Transistorens T inngang inneholder for signalfrekvensene en konduktans $G_1 = \frac{1}{R_1}$ som representerer transistorens inngangsmotstand. For at det signal som tilføres transistoren T skal ha minimal støyfaktor, må transistoren være tilsluttet en krets hvis konduktans G_s har en bestemt verdi G_{sopt} , som vanligvis er vesentlig mindre enn inngangskonduktansen G_1 for transistoren. Det vil si at for optimal støytilpasning av transistoren til dennes inngangsklemmer (på fig. 1 vist med den strekede linje D) må det

125655

herske en bestemt energifeiltilpasning som kan angis ved hjelp av forholdet for stående bølger

$$\Gamma_i = \frac{G_i}{G_{\text{sopt}}}$$

I DAS 1.265.240 er vist at det bare ved anvendelse av en parallellsvingekrets med elementer som forbruker signalenergi og ved direkte tilslutning av transistoren til svingekretsen er det mulig å oppnå såvel optimal energitilpasning til inngangsklemmene 2, 3 (antydnet med den strekprikkede linje A på fig. 1) som optimal støytilpasning til transistorinngangen (antydnet med den strekede linje D på fig. 1), når transistorens optimale kildekonduktans G_{sopt} er større enn transistorinngangskonduktansen G_i . Da ved vanlige transistorer G_{sopt} er mindre enn G_i , må det mellom svingekretsen og transistorinngangen legges inn et impedansinverterende nettverk. I koplingsanordningen på fig. 1 blir dette nettverk hovedsakelig dannet av serieinduktansen L_i hvis impedans for signalfrekvensene er vesentlig større enn transistorinngangsmotstanden R_i .

Admittansen på fig. 1 er antydnet med den strekede linje C og er sett i retning av transistoren:

$$\frac{1}{R_i + j\omega L_i} = \frac{R_i - j\omega L_i}{R_i^2 + \omega^2 L_i^2}$$

hvor ω er kretsfrekvensen for signalet og $j = \sqrt{-1}$. Da ωL_i er meget større enn R_i følger at denne admittans er lik:

$$\frac{R_i}{\omega^2 L_i^2} + \frac{1}{j\omega L_i} = G'_i + \frac{1}{j\omega L_i}$$

fordi

$$G'_i = \frac{R_i}{\omega^2 L_i^2} = \frac{1}{G_i \omega^2 L_i^2}$$

og derav følger at for konduktansen G_i og G'_i på stedene D og C sett i retning av transistoren er:

$$G_i G'_i = \frac{1}{\omega^2 L_i^2}$$

På tilsvarende måte kan det vises at for konduktansene G_s og G'_s på stedene D og C sett i retning av inngangsklemmene 2 og 3 gjelder tilnærmet:

$$G_s G'_s = \frac{1}{\omega^2 L_i^2} \text{ slik at } G_i G'_i = G_s G'_s \text{ eller } \frac{G_i}{G_s} = \frac{G'_s}{G'_i}.$$

Ved den inverterende transformering ved hjelp av induktiviteten L_i oppnås altså at mens transistorens inngang må være forbundet for optimum støytilpasning til en konduktans $G_{s\text{opt}}$ som er mindre enn G_i , må den nødvendige konduktans G'_s i punktet C sett i retning av inngangsklemmene være større enn G'_i . Dette er under bibehold av tilnærmet optimal energitilpasning til inngangsklemmene 2, 3 oppnådd på enkel måte ved at svingekretsen er forsynt med et eller flere elementer som forbruker signalenergi. Da optimal støytilpasning til transistorinngangen oppnås når:

$$\frac{G_i}{G_s} = \sigma_i \text{ og da } \frac{G_i}{G_s} = \frac{G'_s}{G'_i}$$

vil denne optimale støytilpasning oppnås når det sørges for at forholdet $\frac{G'_s}{G'_i}$ for konduktansen i punktet C tilsvarer verdien σ_i .

Den av L_i og R_i dannede admittans

$$G'_i + \frac{1}{j\omega L_i}$$

i punktet C sett i retning av transistoren, er på ekvivalentskjemaet på fig. 2 vist på høyre side av punktet C i form av parallellkoplingen av induktiviteten L_i og konduktansen G'_i .

På tilsvarende måte er admittansen på stedet B sett i retning av inngangsklemmene 2, 3 vist ved en parallellkopling av induktiviteten L_a og en konduktans G'_a for hvilken gjelder:

$$G'_a = \frac{R_a}{\omega^2 L_a^2}$$

hvor R_a er bølgemotstanden for signalmateledningen. I serie med G'_a er vist en spenningskilde e som representerer signalets elektromotoriske kraft som tilføres gjennom mateledningen.

125655

Den mellom punktene B og C på fig. 1 viste svingekrets er på fig. 2 representert ved en parallellkopling av en induktivitet L_p , kapasiteten av kapasitetsdioden C_v og en konduktans G_p som er bestemt av kapasitetsdiodens ohmske tap R_s .

For at det på inngangsklemmene 2, 3 skal oppnås tilnærmet optimal energitilpasning må forholdet av de stående bølger σ_a i punktet B for hvilket gjelder:

$$\sigma_a = \frac{G'_a}{G_p + G'_i},$$

i det minste tilnærmet være lik 1. I praksis sørges det for at σ_a fortrinnsvis ikke er større enn 2. På den annen side må som vist ovenfor for maksimal støytilpasning av transistoren i punktet C:

$$\sigma_i = \frac{G'_s}{G'_i} = \frac{G'_a + G_p}{G'_i},$$

som i praksis f.eks. kan være lik 9.

Av disse to uttrykk for σ_a og σ_i kan det utledes at for å oppnå såvel optimal energitilpasning til inngangsklemmene som optimal støytilpasning til transistoren må de tre på fig. 2 viste konduktanser G'_a , G_p og G'_i ha innbyrdes faste forhold, nemlig:

$$G'_a : G_p : G'_i = 1 : \frac{1}{\sigma_a} \frac{\sigma_i - \sigma_a}{\sigma_i + 1} : \frac{1}{\sigma_a} \frac{\sigma_a + 1}{\sigma_i + 1}. \quad (1)$$

Hvis f.eks. $\sigma_a = 1$ og $\sigma_i = 9$ følger:

$$G'_a : G_p : G'_i = 1 : 0,8 : 0,2$$

Det er ønskelig at passeringsbåndbredden for koplingsanordningen er uavhengig av avstemningsfrekvensen over hele avstemningsområdet. For båndbredden B gjelder:

$$B = \frac{G_{tot} \omega^2 L_{tot}}{2\pi} \quad (2)$$

hvor G_{tot} er hele den over svingekretsen opptredende konduktans ($G_{tot} = G'_a + G_p + G'_i$) og den samlede kretsinduktivitet L_{tot} som dannes ved parallellkopling av L_a , L_p og L_i . Av denne ligning for

båndbredden følger at denne bare er frekvensuavhengig når G_{tot} er omvendt proporsjonal med kvadratet av avstemningsfrekvensen ω .

Da på den annen side som det fremgår av ligning (1) for riktig energitilpasning til inngangsklemmene og for riktig støytilpasning til transistoren, konduktansene G'_a , G_p og G'_i må ha bestemte faste innbyrdes forhold, må alle tre konduktanser være omvendt proporsjonale med kvadratet av frekvensen. Disse betingelser oppfylles på enkel måte ved kopplingsanordningen ifølge oppfinnelsen.

For konduktansen G'_i gjelder som angitt ovenfor

$$G'_i = \frac{R_i}{\omega^2 L_i^2}$$

og da transistorens inngangsmotstand R_i er praktisk talt uavhengig av frekvensen, er således konduktansen G'_i omvendt proporsjonal med kvadratet av frekvensen. Ved kopplingsanordningen ifølge oppfinnelsen tjener derfor serieinduktiviteten L_i såvel til den allerede beskrevne inverterende impedanstransformasjon av transistorinngangsmotstanden som til å opprettholde den for konstant båndbredde nødvendige frekvensuavhengighet av den transformerte konduktans G'_i .

For konduktansen G'_a gjelder:

$$G'_a = \frac{R_a}{\omega^2 L_a^2}$$

slik at også denne har den nødvendige frekvensuavhengighet for en konstant båndbredde.

Konduktansen G_p stammer fra egentapene i kapasitetsdioden C_v og er på fig. 1 representert ved motstanden R_s .

Admittansen for kapasitetsdioden med tapene er;

$$\frac{1}{\frac{1}{j\omega C_v} + R_s} = \frac{j\omega C_v}{1 + j\omega C_v R_s} = \frac{j\omega C_v + (\omega C_v)^2 R_s}{1 + (\omega C_v R_s)^2}.$$

Da $\omega C_v R_s \ll 1$ følger at admittansen for kapasitetsdioden er lik $j\omega C_v + (\omega C_v)^2 R_s = j\omega C_v + G_p$. Den i sin kapasitets styrbare diode kan derfor som tilfelle er på fig. 2 angis som en parallellkopling av en kapasitet C_v og en konduktans G_p for hvilken gjelder: $G_p = (\omega C_v)^2 R_s$. Da det for resonansfrekvensen ω gjelder:

$$\omega^2 = \frac{1}{L_{\text{tot}} C_v} \quad \text{følger at} \quad G_p = \frac{R_s}{\omega^2 L_{\text{tot}}^2}$$

hvor L_{tot} er den samlede kretsinduktivitet som dannes av parallellkoplingen L_a , L_p og L_i .

Da serietapsmotstanden R_s for kapasitetsdioden praktisk talt er uavhengig av frekvensen og av den avstemningsspenning som påtrykkes kapasitetsdioden, følger at parallellkonduktansen G_p som forårsakes over svingekretsen av tapene i kapasitetsdioden med god tilnærmelse er omvendt proporsjonal med kvadratet av avstemningsfrekvensen. Da såvel konduktansene G'_a og G'_i som konduktansen G_p er omvendt proporsjonal med kvadratet av frekvensen, er ved kopplingsanordningen ifølge oppfinnelsen på den ene side sørget for at hele konduktansen som er virksom over svingekretsen har riktig frekvensavhengighet som er nødvendig for frekvensuavhengighet av passeringsbåndbredden for hele avstemningsområdet, samtidig som på den annen side den riktige energitilpasning til inngangsklemmene ifølge ligning (1) og forholdet mellom de tre konduktanser over hele avstemningsområdet som er nødvendig for riktig støytilpasning til transistoren bibeholdes.

Ved innsetning av de funne verdier av G'_a , G_p og G'_i i ligningen (1) finner man:

$$\frac{R_a}{\omega^2 L_a^2} : \frac{R_s}{\omega^2 L_{\text{tot}}^2} : \frac{R_i}{\omega^2 L_i^2} = 1 : \frac{1}{\sigma_a} \frac{\sigma_i - \sigma_a}{\sigma_i + 1} : \frac{1}{\sigma_a} \frac{\sigma_a + 1}{\sigma_i + 1}$$

for $\sigma_a = 1$ og $\sigma_i = 9$ følger derfor:

$$\frac{R_a}{L_a^2} : \frac{R_s}{L_{\text{tot}}^2} : \frac{R_i}{L_i^2} = 1 : 0,8 : 0,2$$

I praksis kan f.eks. motstanden R_a for mateledningen være 75 Ohm, tapsmotstanden i kapasitetsdioden 1 Ohm og inngangsmotstanden for transistoren være 10 Ohm slik at ligningen ovenfor blir:

$$\frac{75}{L_a^2} : \frac{1}{L_{\text{tot}}^2} : \frac{10}{L_i^2} = 1 : 0,8 : 0,2$$

Dermed blir $L_a : L_{tot} : L_i = 7,75 : 1 : 6,32$. Da L_{tot} dannes av parallellkoplingen av L_a , L_p og L_i , kan man sette:

$$L_a : L_p : L_i = 7,75 : 1,4 : 6,32.$$

Størrelsen av L_{tot} og dermed alle induktiviteterne L_a , L_p og L_i er gitt ved det avstemningsområde som er ønskelig og den kapasitetsdiode som skal anvendes. Når f.eks. koplingsanordningen er beregnet på VHF-fjernsynsbåndet III hvis høyeste frekvens er

$$\frac{\omega_{\max}}{2\pi} = 230 \text{ MHz},$$

og når den minste kapasitet C_{vmin} for kapasitetsdioden med eventuelt parallellkoplet avstemningskondensator på 5 pF, følger at verdien av L_{tot} er

$$L_{tot} = \frac{1}{\omega_{\max}^2 C_{vmin}} = 94,4 \text{ nH}.$$

For passeringsbåndbredden B får man ved hjelp av ligningen (2):

$$B = \frac{(G'_a + G_p + G'_i) \omega^2 L_{tot}}{2\pi} = \left\{ \frac{R_a}{L_a^2} + \frac{R_s}{L_{tot}^2} + \frac{R_i}{L_i^2} \right\} \frac{L_{tot}}{2\pi}$$

Når de ovenfor angitte dimensjoner settes inn viser det seg at båndbredden $B = 4,22 \text{ MHz}$. For bruk i en fjernsynsmottaker er det som oftest nødvendig med en båndbredde på ca. 10 MHz for at det fullstendige fjernsynssignal skal kunne mottas på riktig måte. Ved de ovenfor angitte dimensjoner har koplingsanordningen ifølge oppfinnelsen for stor selektivitet for fjernsynsmottakning. Den i disse tilfeller nødvendige utvidelse av båndbredden kan oppnås ved at det i koplingen opptas en ekstra tapsmotstand. En nødvendig betingelse er at denne ekstra tapsmotstand transformert over parallellsvingekretsen gir en konduktans som er omvendt proporsjonal med kvadratet av avstemningsfrekvensen. Denne ekstra motstand kan f.eks. legges inn i serie med induktiviteten L_p eller med parallellkoplingen av L_p og kapasiteten C_v . Selvsagt må dimensjoneringen av de andre elementer i koplingen tilpasses til verdien av ekstramot-

standen og til koplingsmåten av denne.

Det kan være fordelaktig på fig. 1 å la signaloverføringen på et eller flere av stedene A, B, C og D skje ved hjelp av en transformatorkopling med magnetisk koplede viklinger. Ved riktig valg f.eks. av omsetningsforholdet kan det under tiden oppnås gunstig dimensjonering av de øvrige kopplingsselementer. Spredningsinduktivitet i en slik transformatorkopling kan da i det minste danne en del av den nødvendige serieinduktivitet L_a eller L_i samtidig som også den nødvendige parallellinduktivitet L_p kan oppnås ved en slik transformeringskopling. Det er således mulig å tilslutte serieinduktiviteten L_a eller L_i eller kapasitetsdioden til et uttak på induktiviteten L_p .

Et mere detaljert utførelseseksempel på en koplingsanordning ifølge oppfinnelsen er vist på fig. 3. Da det med dioder med styrbar kapasitet ikke er mulig å dekke hele VHF-fjernsynsområdet, dvs. såvel bånd I som bånd III, er det på fig. 3 anordnet særskilte kretser av den art som er vist på fig. 1, og disse er parallellkoplet med hverandre.

Kretsen for avstemning av bånd I inneholder to serieinduktiviteter L_{aI} og L_{iI} , en kapasitetsdiode C_{vI} og en likestrømssperrekondensator C_{oI} , idet det parallelt med C_{vI} og C_{oI} ligger en avstemningskondensator C_{tI} . I serie med hele avstemningskapasiteten er lagt inn en ekstra tapsmotstand R_I for å øke båndbredden. Ved dimensjonering av kretsen for bånd I viser det seg at den nødvendige induktivitet L_p (se fig. 1) er meget stor, slik at den kan sløyfes.

Kretsen for avstemning i bånd III inneholder induktiviteterne L_{aIII} , L_{pIII} og L_{iIII} , en kapasitetsdiode C_{vIII} , en likestrømssperrekondensator C_{oIII} og en avstemningskondensator C_{tIII} . En ekstra tapsmotstand R_{III} tjener til å gi tilstrekkelig båndbredde for avstemning i bånd III.

Med anoden i kapasitetsdioden C_{vI} er forbundet en vender S_I for tilslutning til en likespenning og anoden i kapasitetsdioden C_{vIII} er forbundet med en vender S_{III} for tilslutning til en likespenning. Ved avstemning i bånd I befinner venderene seg i den stilling som er vist på fig. 3. Kapasitetsdioden C_{vI} er gjennom venderen S_I forbundet med det variable uttak på avstemningspotensiometeret 6 slik at kapasitetsdioden får den nødvendige negative avstemningsspenning. Samtidig er anoden i kapasitetsdioden C_{vIII} gjennom venderen S_{III} forbundet med en positiv likespenning slik at

dioden V_{cIII} er ledende og dermed danner en kortslutning slik at det ikke er mulig med mottakning i bånd III.

For mottakning i bånd III legges venderne S_I og S_{III} om slik at kapasitetsdioden V_{cIII} får en negativ avstemningspenning og kapasitetsdioden V_{cI} får en positiv likespenning som hindrer mottakning i bånd I.

De to kretser som tjener til avstemning i båndene I og III har karakter av lavpassfiltere. For at uønsket mottakning av signaler som ligger i lavere frekvensbånd skal hindres, inneholder koplingsanordningen et høypassfilter 7 som er forbundet med inngangsklemmene 2 og 3, og som bare slipper gjennom signaler som ligger i bånd I og høyere bånd. Videre er det foran serieinduktiviteten L_{aIII} anordnet et høypassfilter 8 som bare slipper gjennom signaler som ligger i bånd III og høyere bånd.

De to avstemningskretser for bånd I og bånd III er gjennom en koplingskondensator 9 forbundet med emitteren i transistoren T. For likeströmsinnstilling av denne transistor er det mellom emitteren og en negativ matespenning lagt inn en motstand 10, mellom basisen, og den negative matespenning en motstand 11 og mellom basisen og jord en motstand 12. Ved hjelp av en forholdsvis stor kondensator 13 er basisen jordet for signalfrekvensene.

Den del av koplingsanordningen på fig. 3 som ligger til venstre for L_{aI} og L_{aIII} kan med fordel endres som vist på fig. 4. I denne koplingsanordning er det mellom inngangsklemmene 2 og 3 og induktiviteten L_{aI} lagt inn et nettverk som består av en seriekondensator 14 og en serieinduktivitet 15 og en parallellinduktivitet 16. Likeledes er det mellom inngangsklemmene 2 og 3 og induktiviteten L_{aIII} lagt inn et nettverk som består av en seriekondensator 17, en serieinduktivitet 18 og en parallellinduktivitet 19.

Ved riktig dimensjonering av koplingsselementene i nettverket 14, 15 og 16 dannes et høypassfilter som bare slipper gjennom signaler i bånd I og høyere liggende bånd. Samtidig nedtransformerer dette nettverk frekvens uavhengig motstanden R_a for mateledningen innenfor bånd I, slik at dimensjoneringen av de øvrige koplingsselementer blir enklere. På tilsvarende måte danner nettverket 17, 18 og 19 et høypassfilter som bare slipper gjennom signaler som ligger i bånd III og høyere bånd, og nedtransformerer samtidig motstanden i mateledningen frekvensuavhengig innenfor bånd III. Koplingsselementene 14 - 19 kan f.eks. dimensjoneres som følger:

125655

C14	68pF
L15	100nH
L16	180nH
C17	12pF
L18	69nH
L19	24nH

P a t e n t k r a v .

1. Koplingsanordning for mottakning av elektriske signaler, med inngangsklemmer for tilslutning av en signalmateledning, hvilke inngangsklemmer gjennom et koplingsnettverk er tilsluttet en parallellsvingekrets som er avstembar på signalfrekvensene og som inneholder et eller flere elementer som forbruker signalenergien og gjennom et impedansinverterende nettverk er forbundet med inngangen i en basiskoplet transistor, idet koplingsnettverket mellom inngangsklemmene og svingekretsen, det impedansinverterende nettverk mellom svingekretsen og transistorens inngang og elementet som forbruker signalenergien er således dimensjonert at det over inngangsklemmene er tilnærmet optimal energitilpasning og over transistorens inngang er tilnærmet optimal støytilpasning, k a r a k t e r i s e r t ved at svingekretsen er kapasitivt avstembar ved hjelp av minst en kapasitetsdiode, at koplingsnettverket mellom inngangsklemmene og svingekretsen og det impedansinverterende nettverk mellom svingekretsen og transistorens inngang, på i og for seg kjent måte dannes av en serieinduktivitet, og at signaltapene som frembringes av elementet som forbruker signalenergien helt eller delvis dannes av egentap i kapasitetsdioden.

2. Anordning ifölge krav 1, k a r a k t e r i s e r t ved at den inneholder minst en ekstra tapsmotstand som transformert over svingekretsen forårsaker en konduktans som er omvendt proporsjonal med kvadratet av frekvensen.

Anførte publikasjoner:

Siemens-Bauteile-Informationen, 2-67, pp. 46-49
Radio Mentor, 7.67, pp.523-525

125655

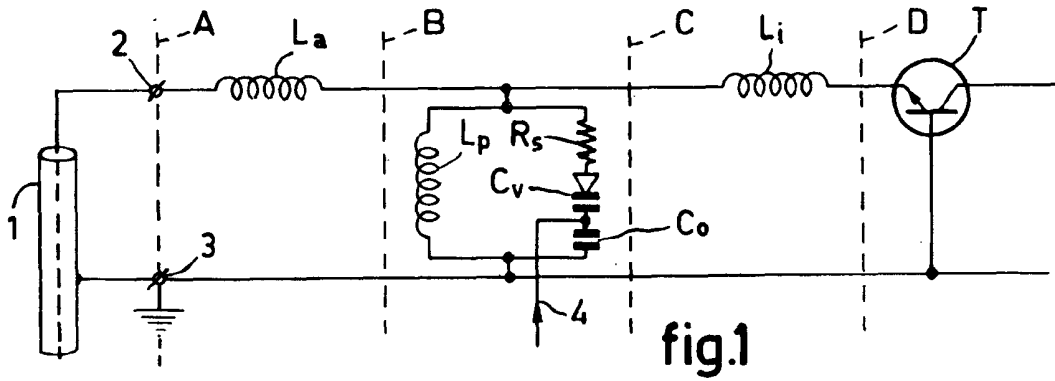


fig.1

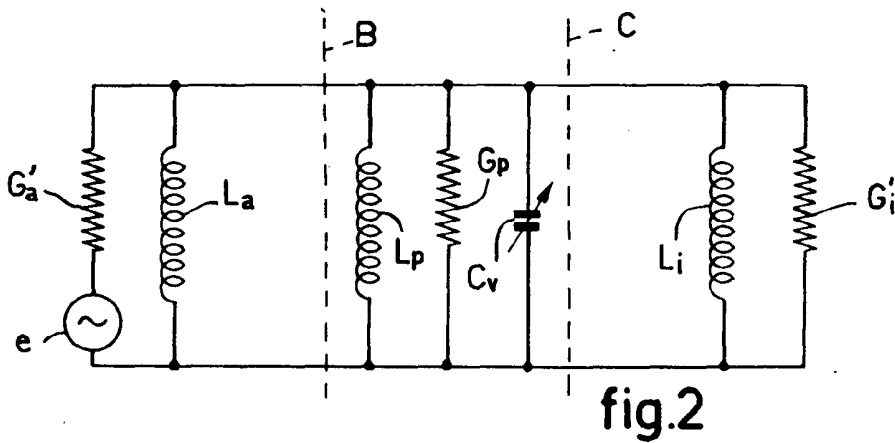


fig.2

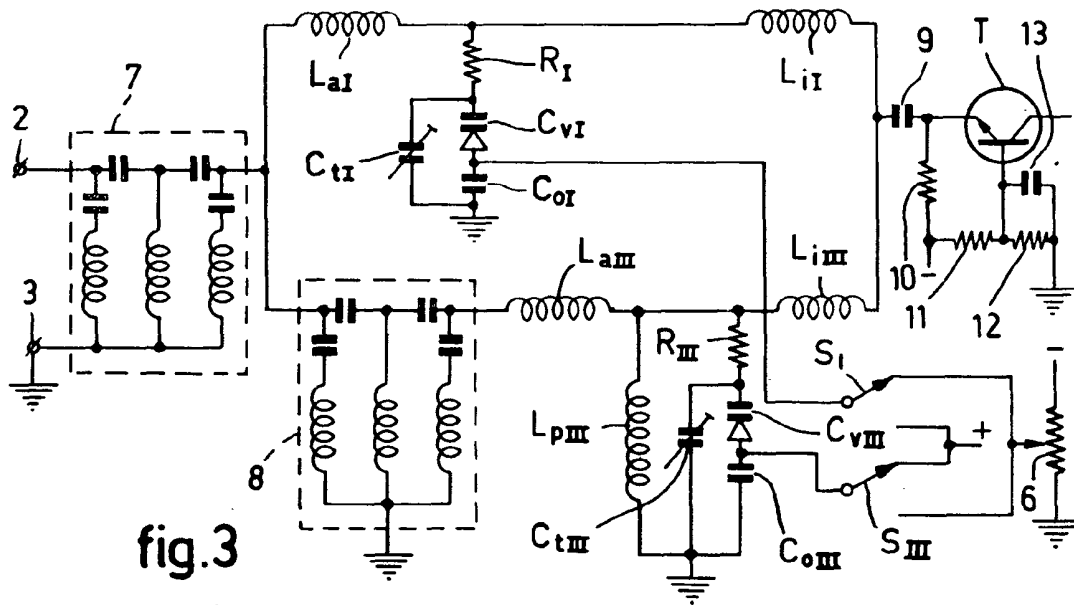


fig.3

125655

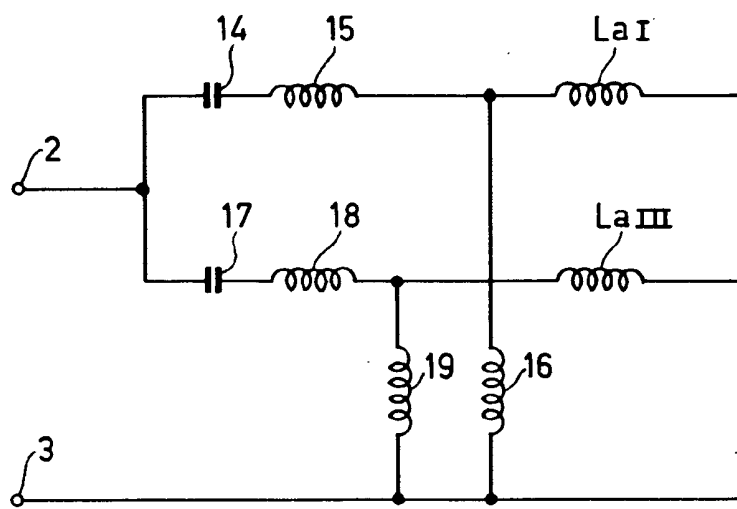


fig. 4