



NORGE

[NO]

**STYRET
FOR DET INDUSTRIELLE
RETTSVERN**

[B] (11) UTLEGNINGSSKRIFT Nr. 133861

(51) Int. Cl.² H 03 F 1/34

(21) Patentsøknad nr. 752392
(22) Inngitt 30.06.75
(23) Løpedag 30.06.75

(41) Alment tilgjengelig fra 27.01.76
(44) Søknaden utlagt, utlegningsskrift utgitt 29.03.76
(30) Prioritet begjært 26.07.74, Sverige, nr. 7409703

(54) Oppfinnelsens benevnelse Bredbåndet motkoblet forsterker med regulerbar forsterkningsfaktor.

(71)(73) Søker/Patenthaver TELEFONAKTIEBOLAGET L M ERICSSON,
L M Ericssons väg 4-8,
S-126 25 Stockholm, Sverige.

(72) Oppfinner BODO KURT ADOLF DUNCKER, Värmdö,
BO SÖREN TAGE EBERSTEIN, Hägersten,
Sverige.

(74) Fullmektig A/S Oslo Patentkontor Dr. ing. K. O. Berg, Oslo.

(56) Anførte publikasjoner Ingen.

Den foreliggende oppfinnelse vedrører en bredbåndet motkoblet forsterker med regulerbar forsterkningsfaktor, fortrinnsvis for frekvens-uavhengig nivåregulering ved hjelp av et pilot-signal i et bærefrekvens-utstyr.

Ved bærefrekvens-overføring benyttes visse frekvensbånd for overføringen av de enkelte tale-båndene. Aktuelle frekvens-områder er

60 - 108 kHz	for en grunn 12-gruppe
312 - 552 " " " "	60- "
812 - 2044 " " " "	300- "
8516 -12388 " " " "	900- "

I hvert og et av disse frekvensområdene utsendes et internasjonalt standardisert pilotsignal med nominelt nivå, dvs. pilotsignalet nivå stemmer overens med det nominelle nivået i bærefrekvens-systemet. I et mottatt frekvensbånd utgjør nivået for det mottatte pilotsignalet et mål på transmisjons-systemets tilstand, og signalet skal indikere eventuelle avvikelser i denne tilstand, f.eks. varierende demping forårsaket av temperaturvariasjoner eller omkobling i transmisjons-nettet. For dette formål finnes det på mottakersiden en pilot-mottaker som filtrerer ut pilotsignalet, forsterker og like-retter det. Det således mottatte signalet tilføres som styresignal en reguleringsforsterker innkoblet i mottakelsesveien.

For f.eks. en grunn 60-gruppe oppdeles de innkommende frekvens-oppdelte talebåndene innenfor frekvensområdet 60 - 4.028 kHz på 16 forskjellige rom-oppdelte kanaler, hvor samtlige kanaler finnes innenfor frekvensområdet 312 - 552 kHz. Man kan her tenke seg to tilfeller med hensyn til anordningen av pilot-

mottakere samt tilhørende reguleringsforsterkere. Det første tilfellet går ut på at det i hver 60-gruppe er anordnet en pilotmottaker samt tilhørende forsterker, og således er 16 forskjellige pilotmottaker-reguleringsforsterkere innkoblet. I det andre tilfellet er det en andre pilotmottaker samt reguleringsforsterkere for samtlige 60-grupper. Dette betyr at i hver 60-gruppe er en reguleringsforsterker tilkoblet, men hver — og en av forsterkerne styres fra en felles pilotmottaker som suksessivt innkobles til reguleringsforsterkerne, en ad gangen. Det er i dette tilfellet nødvendig at en hukommelsesfunksjon anordnes i hver forsterker, slik at selv om reguleringssignalet, dvs. utgangssignalet fra pilotmottakeren, bortfaller, skal forsterkeren opprettholde den forsterkning som er innstilt ved hjelp av utgangssignalet fra pilotmottakeren når denne ble innkoblet sist.

Forsterkeren ifølge den foreliggende oppfinnelse er først og fremst beregnet på å benyttes som reguleringsforsterker i en 12-gruppe, en 60-gruppe, en 300-gruppe eller en 900-gruppe. Forsterkeren har innebygget en hukommelsesfunksjon slik at den kan styres av reguleringssignaler fra en pilotmottaker som er felles for samtlige grupper.

Det er tidligere kjent et flertall utførelsesformer for en reguleringsforsterker av innledningsvis angitte type. I en utførelsesform anvendes mekanisk bevegelige komponenter for å betjene et potensiometer ved hjelp av hvilket forsterkningen varieres. I en annen utførelsesform benyttes en transfluksor som reguleringselement, hvilken imidlertid er forholdsvis komplisert og krever stor effekt for reguleringen. Det er også tidligere kjent å anvende en termistor som reguleringsanordning, men denne har den ulempe at den er kostbar og krever forberedende justeringsarbeide. Dessuten krever denne komponent, slik som transfluksoren, betydelig effekt for å endre sin komponentverdi.

Formålet med den foreliggende oppfinnelse er å tilveiebringe en forsterker av ovennevnte type, hvor forsterkningen kan reguleres automatisk og frekvens-uavhengig over et stort frekvensområde ved hjelp av frekvens-avhengige elementer, og hvor en

hukommelsesfunksjon for reguleringsignalet som kommer inn til forsterkeren, kan oppnås.

Oppfinnelsen, hvis kjennetegn fremgår av de etterfølgende patentkrav, skal beskrives nærmere under henvisning til vedlagte tegninger, hvor

fig. 1 viser et blokkskjema over forsterkeren ifølge oppfinnelsen,

fig. 2 viser et eksempel på en utførelsesform av forsterkeren ifølge fig. 1,

fig. 3 viser et eksempel på en kapasitiv spenningsdeler som inngår i forsterkeren ifølge fig. 2,

fig. 4 viser ytterligere en utførelsesform av den kapasitive spenningsdeleren som inngår i forsterkeren ifølge fig. 2, og

fig. 5 viser et diagram som illustrerer forsterkningen som funksjon av en reguleringsspenning som tilføres forsterkeren ifølge oppfinnelsen.

Fig. 1 viser i et blokkskjema prinsippet for forsterkeren ifølge den foreliggende oppfinnelse. Med FE betegnes et forsterkertrinn av i og for seg kjent utførelse, hvis inngang er koblet til en grunn 60-gruppe slik det er beskrevet ovenfor. Inngangssignalet U1 kan således utgjøre et pilotsignal hvis nivå skal reguleres. Forsterkertrinnet FE er koblet til en første impedans-omformer IP1 for å motta det forsterkede signalet U2 over en lav-ohmig utgang. Over impedans-omformerens IP1 utgang mottas et signal U3 som stemmer overens med det forsterkede signalet U2, men over en lavohmig utgang (størrelsesorden noen ohm). Forsterkertrinnet FE er motkoblet, og i dets motkoblingssløyfe inngår en kapasitiv spenningsdeler CV, en andre impedans-omformer IP2 samt et motkoblingsledd RC. Samtlige spenninger U1-U6 i fig. 1 er relatert til et referansepotensial (ikke vist), f.eks. jord. Over den kapasitive spenningsdelerens CV utgang opptreer en spenning U4, hvis størrelse er en brøkdel av spenningen U3 over utgangen for for-

sterkertrinnet FE, hvor forholdet U_4/U_3 bestemmes av størrelsen på reguleringspenningen UR. Denne spenning mottas her fra utgangen av en pilotmottaker som ikke er vist i fig. 1, men som inngår i bærefrekvens-systemet. Med UF betegnes en konstant spenning, som utgjør forspenning for spenningsdeleren CV. Impedansomformerer IP2, som er koblet til spenningsdelerens CV utgang, har høy inngangsimpedans og lav utgangsimpedans. Ved hjelp av impedansomformernes egenskaper, nemlig lav utgangsimpedans for omformerer IP1 og høy inngangsimpedans for omformerer IP2, oppnås den ønskede impedanstilpasningen til den kapasitive spenningsdeleren CV til forsterkertrinnet FE, hvorved graden av motkobling for dette og derved den totale forsterkningen i forsterkeren kan varieres i avhengighet av størrelsen av reguleringspenningen UR. Ved hjelp av motkoblingsleddet RC, som er koblet mellom den andre impedansomformerens IP2 utgang og forsterkertrinnets FE inngang, kan ytterligere variasjon av motkoblingsgraden oppnås. Med IM betegnes et i og for seg kjent impedansnett for tilpasning av forsterkeren til etterfølgende kretser.

Under henvisning til fig. 2 skal en utførelsesform av forsterkeren ifølge fig. 1 beskrives nærmere. Forsterkertrinnet FE ifølge fig. 1 består av en bipolær transistor koblet som felles emittertrinn samt tilhørende spenningsdelere R2, R3, en kollektormotstand R4 samt en emittermotstand R5 for bestemmelse av transistorens arbeidspunkt. Kondensatorene C2 og C11 er avkoblingskondensatorer. Inngangsimpedansen for det motkoblede forsterkertrinnet FE er bestemt av inngangsmotstanden R1. Kondensatoren C1 utgjør en koblingskondensator. Sammenbindingspunktet mellom motstanden R4 og kollektoren for transistoren TR1 utgjør forsterkertrinnets utgang. Impedansomformerer IP1 innbefatter en transistor TR3 og motstanden R10. Transistoren TR3 er koblet som felles kollektortrinn, hvor inngangsimpedansen er høy og utgangsimpedansen fra sammenbindingspunktet mellom transistorens TR3 emitter og motstanden R10 er lav, av størrelsesorden noen ohm. Dette punkt er koblet til den kapasitive spenningsdeleren, som i den foreliggende utførelsesform omfatter to variable kondensatorer C4, C5. Til utgangen av den kapasitive spenningsdeleren er den andre impedansomformerer IP2 koblet, hvilken omformer omfatter

en transistor TR2 koblet som felles kollektortrinn samt tilhørende spenningsdelere R8, R9. For å bestemme denne transistors arbeidspunkt er en motstand R7 koblet mellom emitteren og et jordpotensial som er felles for hele forsterkeren. Med R6, C3 betegnes en motstands-kondensatorkombinasjon koblet mellom emitteren hos transistoren TR2 og inngangen hos forsterkertrinnet FE. Utgangsimpedansen hos impedansomformerer IP2 er derved lav, mens dens inngangsimpedans er høy. Ved hjelp av variasjon av motstanden R6 kan motkoblingsgraden og dermed den totale forsterkningen hos forsterkeren ifølge fig. 1 endres.

Av det ovenstående fremgår at den kapasitive spenningsdeleren mates lavohmig fra impedansomformerer IP1 og avsluttes høyohmig ved hjelp av impedansomformerer IP2. Et innkommende signal U1 til forsterkeren fasevendes og forsterkes i forsterkertrinnet FE, hvorved en spenning U2 oppnås. Denne spenning oppnås også over utgangen for impedansomformerer IP1 og tilføres lavohmig til den kapasitive spenningsdeleren CV. Over utgangen av denne kapasitive spenningsdeler fås en spenning U4, og avhengig av impedansforholdet mellom inngang og utgang gjelder relasjonen

$$U4 = U3 \times 1/(1+C5/C4),$$

hvor C4 og C5 er kapasitansverdiene for kondensatorene som inngår i den kapasitive spenningsdeleren. Ved å variere forholdet C5 til C4 kan altså graden av motkobling og dermed også forsterkningen for forsterkeren varieres.

Motstanden R11 og kondensatoren C6 bestemmer utgangsimpedansen fra forsterkeren og tilsvarende blokken IM ifølge fig. 1. Forsterkerens utgangsspenning er betegnet med U6 og dens inngangsspenning med Uo. Hvis den totale forsterkningen i forsterkeren betegnes med Av, kan følgende forhold vises å gjelde:

$$Av = \frac{U6}{Uo} \approx \frac{1}{2} \frac{R6}{R1} (1 + \frac{C5}{C4})$$

Forsterkningen Av kan altså reguleres ved å variere forholdet $\frac{C5}{C4}$, dvs. forsterkerens reguleringsområde bestemmes av dette forhold.

Fig. 3 viser en utførelsesform av den kapasitive spenningsdeleren i det tilfelle hvor automatisk regulering av forsterk-

ningen i forsterkeren ønskes. Med CV1, CV2 er to kapasitansdioder betegnet, hvis katoder er sammenkoblet og via motstanden R13 koblet til en reguleringspenning UR. Denne spenning kan f.eks. mottas fra pilotmottakeren i et bærefrekvens-system, slik det er beskrevet ovenfor. Hver av anodene for kapasitansdiodene CV1, CV2 er via motstandene R12 og R14 respektivt koblet til jordpotensial. Spenningen UR har en slik polaritet at diodene er forspent i sin sperrede tilstand, hvorved deres kapasitansverdi er avhengig av spenningen UR. Således oppnås to seriekoblede spenningsavhengige kapasitanser som tilsvarer kapasitansen for kondensatoren C4 ifølge det ovenstående. Kondensatoren C5 har konstant kapasitansverdi og tilsvarer kondensatoren C5 ifølge det ovenstående. Kondensatorene C7 og C8 er koblingskondensatorer, idet C8 er koblet til utgangen av impedansomformerer IP1 og C7 koblet til den etterfølgende impedansomformerer IP2. Motstandene R12, R13, R14 har høy motstandsverdi (i størrelsesorden $M\Omega$) og tjener til å like-spenningsmessig forbinde kapasitansdiodene CV1, CV2 til reguleringspenningen UR og til jordpotensial. Hvis summen av kapasitansene for CV1 og CV2 betegnes med C4', oppnår man på slik måte som i tilfellet med variable kondensatorer ifølge det ovenstående at $U_4 = U_3 / (1 + C_5' / C_4')$. Således kan graden av motkobling reguleres ved hjelp av reguleringspenningen UR ettersom forholdet C_5' / C_4' er en funksjon av reguleringspenningen UR.

I fig. 4 er vist en annen utførelsesform av den kapasitive spenningsdeleren i tilfelle både dens serie- og parallell-ledd inneholder spenningsavhengige kapasitanser. Anodene for diodene CV3, CV4 er sammenkoblet og via motstanden R15 koblet til jordpotensial. Anodene for diodene CV5, CV6 er hver over motstandene R16, R17 respektivt koblet til reguleringspenningen UR. Katodene for disse dioder er sammenkoblet og over motstanden R18 koblet til en konstant spenning UF av størrelsesorden 10 V. Katoden for dioden CV3 er via motstanden R16 koblet til reguleringspenningen UR, og anoden for CV4 er via motstanden R19 koblet til reguleringspenningen UR. Vanligvis er reguleringspenningen UR på noen volt. F.eks. er $U_R = 1$ V, hvor spenningen over CV3 og CV4 utgjør 1 volt hver og spenningen over CV5, CV6 utgjør ca. 9 volt. Med koblingen i fig. 4 kan

en brattere reguleringskarakteristikk oppnås, slik det fremgår av diagrammet i fig. 5. I dette diagram vises forsterkningen A_d som en funksjon av reguleringsspenningen U_R , og det fremgår at med koblingen ifølge fig. 1, oppnås en karakteristikk ifølge kurve 1, mens med koblingen ifølge fig. 1 en karakteristikk ifølge kurve 2 oppnås. Ut fra diagrammet fremgår at for forskjellige verdier av U_{R1} og U_{R2} fås en viss nominell forsterkning A_o avhengig av hvilken av kretsene i fig. 3 respektive fig. 4 som anvendes som spenningsavhengig kapasitans. Kretsen i fig. 4 gir en nesten lineær karakteristikk mellom to verdier U_{R21} og U_{R22} av reguleringsspenningen på hver sin side av den verdi U_{R2} som gir den nominelle forsterkningen A_o . Med kretsen i fig. 3 fås i stedet nesten lineær karakteristikk for verdien U_{R12} , som er større enn den verdi U_{R1} som for denne krets gir nominell forsterkning A_o .

Med koblingen ifølge fig. 3 og 4 kan en hukommelsesfunksjon oppnås, dvs. hvis reguleringsspenningen U_R momentant faller bort, skal forsterkeren beholde samme forsterkning som før bortfallet av reguleringsspenningen over en viss tidsperiode, vanligvis omkring 1 - 3 minutter. Dette kan tilveiebringes ved å koble til en kondensator C_9 , alternativt C_{10} over den klemme som reguleringsspenningen tilføres og jordpotensial. Når reguleringsspenningen opptrer, lades kondensatoren C_9 , alternativt C_{10} , opp, og når reguleringsspenningen frakobles, lader kondensatoren C_9 , alternativt C_{10} , seg ut over de høyohmige motstandene R_{12} , R_{13} , R_{14} ifølge fig. 3 og R_{15} , R_{16} , R_{17} , R_{18} , R_{19} ifølge fig. 4 sammen med sperremotstanden for kapasitansdiodene. Ettersom disses motstand i sperre-motstanden er meget høy, kan en tilstrekkelig høy tidskonstant oppnås, hvilken bestemmer hvor raskt den pålagte reguleringsspenningen avtar etter at den er blitt koblet fra.

P a t e n t k r a v

1. Bredbåndet motkoblet forsterker med regulerbar forsterkningsfaktor, fortrinnsvis for frekvens-uavhengig regulering ved hjelp av et pilotsignal i et bærefrekvens-utstyr, innbefattende et forsterkertrinn med konstant forsterkning,

karakterisert ved en første impedansomformer (IP1) koblet til utgangen av forsterkertrinnet (FE) for å oppnå en lavohmig utgang fra nevnte forsterkertrinn, en kapasitiv spenningsdeler (CV) inneholdende fortrinnsvis varierbare kapasitanser og koblet til utgangen av nevnte første impedansomformer, en andre impedansomformer (IP2) hvis høyohmige inngang er koblet til nevnte kapasitive spenningsdeler og hvis lavohmige utgang via et motkoblingsledd (RC) er koblet til inngangen av forsterkertrinnet, hvorved, ved å variere verdien av kapasitansene som inngår i den kapasitive spenningsdeleren, forsterkerens motkoblingsgrad og dermed dens forsterkningsfaktor kan reguleres.

2. Forsterker som angitt i krav 1, karakterisert ved at nevnte spenningsdeler (CV) innbefatter et kapasitivt serieledd koblet til utgangen av nevnte første impedansomformer (IP1) samt et kapasitivt shuntledd koblet til inngangen av nevnte andre impedansomformer (IP2).

3. Forsterker som angitt i krav 2, karakterisert ved at nevnte kapasitive serie- og shuntledd består av konstante og på forhånd innstillbare kapasitanser.

4. Forsterker som angitt i krav 2, karakterisert ved at det kapasitive serieleddet består av spenningsavhengige kapasitanser (CV1, CV2) som er anordnet for å tilføres en spenning (UR) som opptrer som reguleringsstørrelse, samt at det kapasitive shuntleddet består av en fast kapasitans (C5').

5. Forsterker som angitt i krav 2, karakterisert ved at både det kapasitive serie- og shuntleddet består av spenningsavhengige kapasitanser (CV3, CV4 respektivt CV5, CV6) samt at et av leddene er anordnet for å tilføres nevnte reguleringsstørrelse (UR), mens det andre leddet er anordnet for å tilføres en konstant spenning (UF).

6. Forsterker som angitt i krav 4 - 5, karakterisert ved at de spenningsavhengige kapasitansene utgjøres av kapasitansdioder, hvor nevnte reguleringsstørrelse er anordnet til å forspenne diodene i sin sperre-retning.

133861

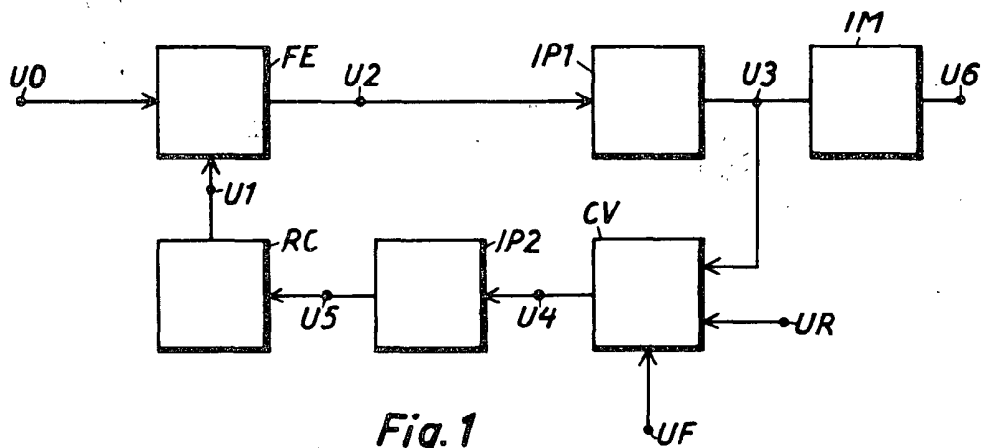


Fig. 1

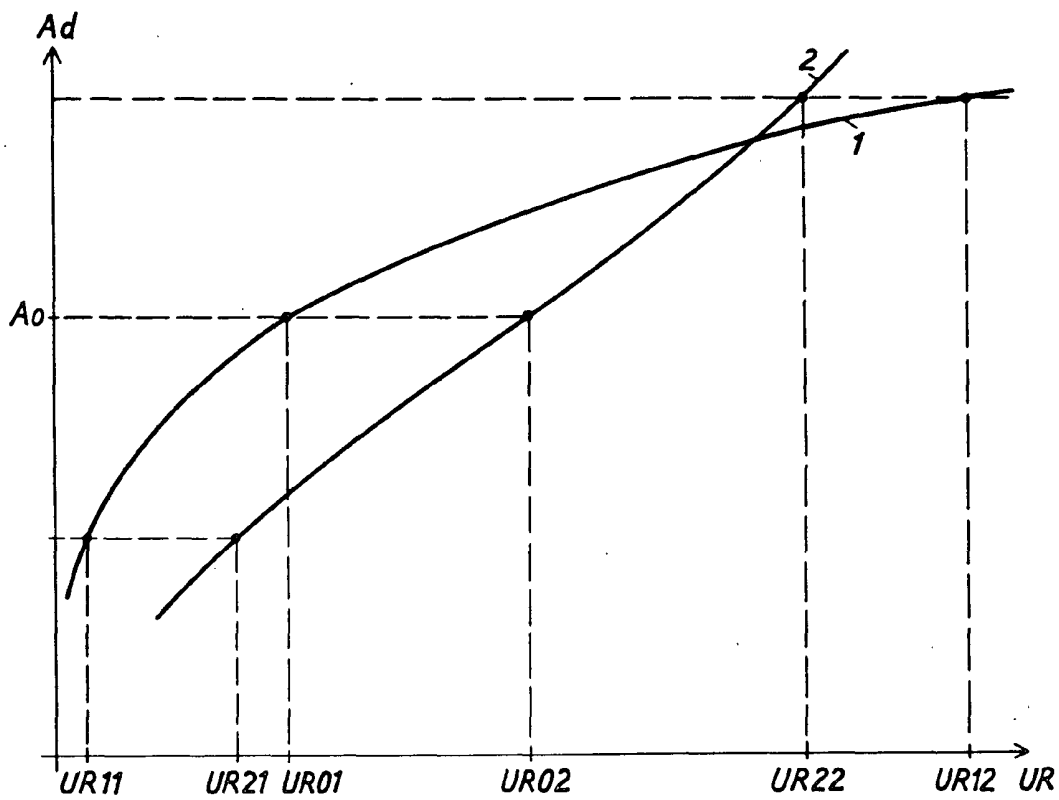


Fig. 5

133861

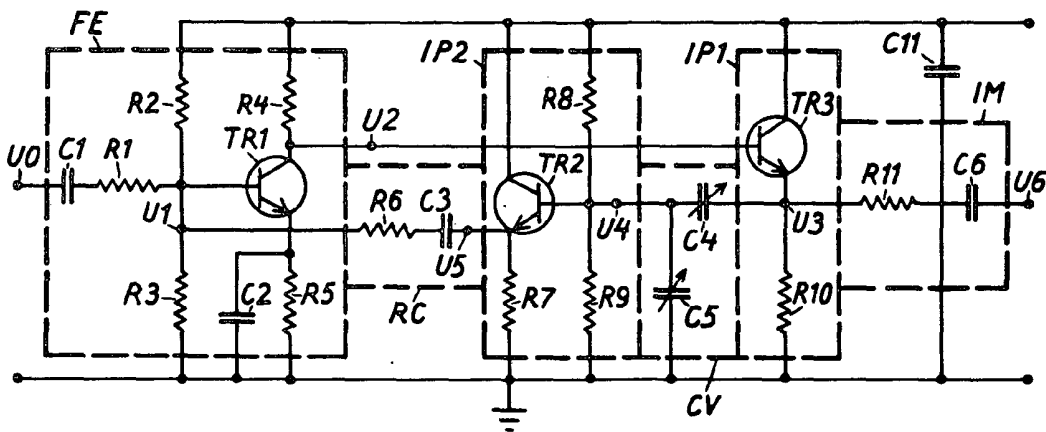


Fig. 2

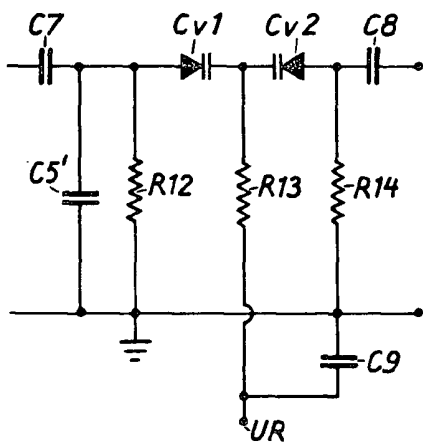


Fig. 3

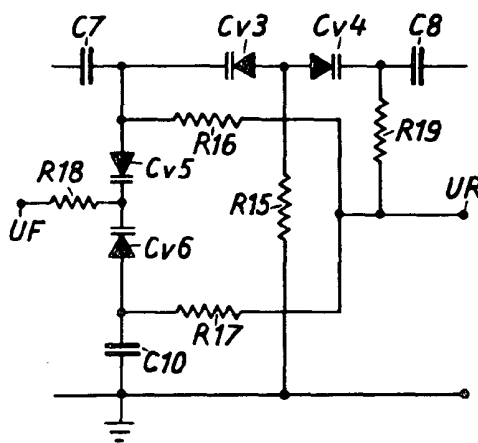


Fig. 4