

(19)



SUOMI - FINLAND

(FI)

PATENTTI- JA REKISTERIHALLITUS

PATENT- OCH REGISTERSTYRELSEN

FINNISH PATENT AND REGISTRATION OFFICE

(10) **FI 751964 A7**

(12) **JULKISEKSI TULLUT PATENTTIHAKEMUS
PATENTANSÖKAN SOM BLIVIT OFFENTLIG
PATENT APPLICATION MADE AVAILABLE TO THE
PUBLIC**

(21) Patentihakemus - Patentansökan - Patent application 751964

(51) Kansainvälinen patenttiluokitus - Internationell patentklassifikation -
International patent classification
H03F

(22) Tekemispäivä - Ingivningsdag - Filing date 04.07.1975

(23) Saapumispäivä - Ankomstdag - Reception date 04.07.1975

(41) Tullut julkiseksi - Blivit offentlig - Available to the public 27.01.1976

(43) Julkaisupäivä - Publiceringsdag - Publication date 12.06.2019

(32) (33) (31) Etu oikeus - Prioritet - Priority

26.07.1974 SE 7409703

(71) Hakija - Sökande - Applicant

1 • OY L M Ericsson AB, Kyrkslätt, 02420 Jorvas, SUOMI - FINLAND, (FI)

(72) Keksijä - Uppfinnare - Inventor

1 • Duncker, Bodo Kurt Adolf, Sverige, SVERIGE, (SE)

2 • Eberstein, Bo Sören Tage, Sverige, SVERIGE, (SE)

(74) Asiamies - Ombud - Agent

Kolster Oy Ab, Salmisaarenaukio 1, 00180 Helsinki

(54) Keksinnön nimitys - Uppfinningens benämning - Title of the invention

Laajakaistainen vastakytketty vahvistin, jossa on säädettävä vahvistuskerroin

Bredbandig motkopplad förstärkare med reglerbar förstärkningsfaktor

Bredbandig motkopplad förstärkare med reglerbar förstärkningsfaktor - Laaja-
kaistainen vastakytketty vahvistin, jossa on säädettävä vahvistuskerroin

Föreliggande uppfinning avser en bredbandig motkopplad förstärkare
med reglerbar förstärkningsfaktor, företrädesvis för frekvensoberoende nivå-
reglering medelst en pilotsignal i en bärfrekvensutrustning.

Vid bärfrekvensöverföring utnyttjas vissa frekvensband för överförin-
gen av de enskilda talbanden. Aktuella frekvensområden är därvid

60-108 kHz för en grund 12-grupp					
312-552	"	"	"	"	60- "
812-2044	"	"	"	"	300- "
8516-12388	"	"	"	"	900- "

I vart och ett av dessa frekvensområden utsändes en internationell
standardiserad pilotsignal med nominell nivå, dvs. pilotsignalens nivå över-
ensstämmer med den nominella nivån hos bärfrekvenssystemet. I ett mottaget
frekvensband utgör nivån på den mottagna pilotsignalen ett mått på transmis-
sionssystemets tillstånd och signalen avser att indikera ev. avvikelser i
detta tillstånd, exempelvis varierande dämpning orsakad av temperaturvaria-
tioner eller omkoppling i transmissionsnätet. För detta ändamål finnes på

mottagarsidan en pilotmottagare, vilken filtrerar ut pilotsignalen, förstärker och riktar denna. Den sålunda erhållna signalen tillföres som styr-signal en reglerförstärkare inkopplad i mottagningsvägen.

För exempelvis en grund 60-grupp uppdelas de inkommande frekvensuppdelade talbanden inom frekvensområdet 60-4,028 kHz på 16 olika rumsuppdelade kanaler, varvid samtliga kanaler inrymmer inom frekvensområdet 312-552 kHz. Man kan därvid tänka sig två fall med avseende på anordningen av pilotmottagare jämte tillhörande reglerförstärkare. Det första fallet är att i varje 60-grupp är anordnad en pilotmottagare jämte tillhörande förstärkare och således 16 olika pilotmottagare-reglerförstärkare är inkopplade. Det andra fallet avser en enda pilotmottagare jämte reglerförstärkare för samtliga 60-grupper. Detta betyder att i varje 60-grupp en reglerförstärkare är ansluten men var och en av förstärkarna styres från en gemensam pilotmottagare som successivt inkopplas till reglerförstärkarna en i sänder. Det är i detta fall nödvändigt att en minnesfunktion anordnas i varje förstärkare, så att även om reglersignalen, dvs. utgångssignalen från pilotmottagaren bortfaller, förstärkaren skall upprätthålla den förstärkning som inställts medelst utgångssignalen från pilotmottagaren då denna senast inkopplades.

Förstärkaren enligt föreliggande uppfinning är främst avsedd att utnyttjas som reglerförstärkare i en 12-grupp, en 60-grupp, en 300-grupp eller en 900-grupp. Förstärkaren har inbyggd en minnesfunktion så att den kan styras av reglersignaler från en för samtliga grupper gemensam pilotmottagare.

Det är förut känt ett flertal utföringsformer för en reglerförstärkare av inledningsvis nämnt slag. I en utföringsform användes mekaniskt rörliga komponenter för att manövrera en potentiometer medelst vilken förstärkningen varierar. I en annan utföringsform utnyttjas en transfluxor som reglerelement, vilken emellertid är förhållandevis komplicerad och kräver stor effekt för regleringen. Det är även förut känt att använda termistor som reglerdon, vilken har den nackdelen att vara dyrbar och som kräver förberedande justerarbete. Dessutom kräver denna komponent liksom transfluxorn betydande effekt för att ändra sitt komponentvärde.

Ändamålet med föreliggande uppfinning är att åstadkomma en förstärkare av ovan nämnt slag i vilken förstärkningen kan regleras automatiskt och frekvensoberoende över ett stort frekvensområde medelst frekvensberoende element och vid vilken en minnesfunktion för den till förstärkaren inkommande reglersignalen kan erhållas.

Uppfinningen, vars kännetecken framgår av efterföljande patentkrav skall närmare beskrivas med hänvisning till bifogade figurer i vilka

fig. 1 visar ett blockschema över förstärkaren enligt uppfinningen,
fig. 2 visar exempel på en utföringsform av förstärkaren enligt
figur 1,

fig. 3 visar exempel på en kapacitiv spänningsdelare ingående i förstärkaren enligt figur 2,

fig. 4 visar ytterligare en utföringsform av den kapacitiva spänningsdelaren ingående i förstärkaren enligt figur 2, och

fig. 5 visar ett diagram som åskådliggör förstärkningen som funktion av en reglerspänning som tillföres förstärkaren enligt uppfinningen.

Figur 1 visar i ett blockschema principen för förstärkaren enligt föreliggande uppfinning. Med FE betecknas ett förstärkarsteg av i och för sig känt utförande, vars ingång är ansluten till en grund 60-grupp såsom ovan beskrivits. Ingångssignalen U1 kan således utgöra en pilotsignal, vars nivå skall regleras. Förstärkarsteget FE är anslutet till en första impedansomvandlare IP1 för att erhålla den förstärkta signalen U2 över en lågohmig utgång. Över impedansomvandlaren IP1 utgång erhålles därvid en signal U3, vilken överensstämmer med den förstärkta signalen U2 men över en lågohmig utgång (storleksordningen några ohm). Förstärkarsteget FE är motkopplat och i dess motkopplingslinga ingår en kapacitiv spänningsdelare CV, en andra impedansomvandlare IP2 samt en motkopplingslänk RC. Samtliga spänningar U1-U6 i figur 1 är relaterade till en referenspotential (ej visad), exempelvis jord. Över den kapacitiva spänningsdelarens CV utgång uppträder en spänning U4, vars storlek är en bråkdel av spänningen U3 över utgången hos förstärkarsteget FE, varvid förhållandet $U4/U3$ bestämmes av storleken på reglerspänningen UR. Denna spänning erhålles därvid från utgången av en pilotmotåagare som ej är visad i figur 1, men som ingår i bärfrekvenssystemet. Med UF betecknas en konstant spänning, vilken utgör förspänning för spänningsdelaren CV. Den till spänningsdelarens CV utgång anslutna impedansomvandlaren IP2 har hög ingångsimpedans och låg utgångsimpedans. Genom impedansomvandlarnas egenskaper, nämligen låg utgångsimpedans hos omvandlaren IP1 och hög ingångsimpedans hos omvandlaren IP2 erhålles den önskade impedansanpassningen till den kapacitiva spänningsdelaren CV till förstärkarsteget FE, varvid graden av motkoppling hos denna och därigenom den totala förstärkningen hos förstärkaren kan varieras i beroende av storleken hos reglerspänningen UR. Medelst den mellan den andra impedansomvandlaren IP2 utgång och förstärkarstegets FE ingång anslutna motkopplingslänken RC kan ytterligare variation av motkopplingsgraden erhållas. Med IM betecknas ett i och för sig känt impedansnät för anpassning av förstärkaren till efterföljande kretsar.

Med hänvisning till figur 2 skall en utföringsform av förstärkaren enligt fig. 1 närmare beskrivas. Förstärkarsteget FE enligt fig. 1 består av en bipolär transistor kopplad som gemensamt emittersteg jämte tillhörande spänningsdelare R2, R3, ett kollektormotstånd R4 samt ett emittermotstånd R5 för bestämning av transistorens arbetspunkt. Kondensatorn C2 och C11 är avkopplingskondensatorer. Ingångsimpedansen hos det motkopplade förstärkarsteget FE är bestämd av ingångsmotståndet R1. Kondensatorn C1 utgör en kopplingskondensator. Sammanbindningspunkten mellan motståndet R4 och kollektorn hos transistor TR1 utgör förstärkarstegets utgång. Impedansomvandlaren IP1 innefattar en transistor TR3 och motståndet R10. Transistor TR3 är kopplad som gemensamt kollektorsteg, varvid ingångsimpedansen är hög och utgångsimpedansen från sammanbindningspunkten mellan transistor TR3 emitter och motståndet R10 är låg, av storleksordningen några Ohm. Denna punkt är ansluten till den kapacitiva spänningsdelaren som i föreliggande utföringsform omfattar två variabla kondensatorer C4, C5. Till utgången av den kapacitiva spänningsdelaren är ansluten den andra impedansomvandlaren IP2 som omfattar en transistor TR2 kopplad som gemensamt kollektorsteg jämte tillhörande spänningsdelare R8, R9. För bestämning av denna transistors arbetspunkt är ett motstånd R7 anslutet mellan emittern och en för hela förstärkaren gemensam jordpotential. Med R6, C3 betecknas en motstånd-kondensatorkombination ansluten mellan emittern hos transistor TR2 och ingången hos förstärkarsteget FE. Utgångsimpedansen hos impedansomvandlaren IP2 är därvid låg medan dess ingångsimpedans är hög. Medelst variation av motståndet R6 kan motkopplingsgraden och därmed den totala förstärkningen hos förstärkaren enligt fig. 1 ändras.

Av ovanstående framgår att den kapacitiva spänningsdelaren matas lågohmigt från impedansomvandlaren IP1 och anslutas högohmigt medelst impedansomvandlaren IP2. En inkommande signal U1 till förstärkaren försvändes och förstärkes i förstärkarsteget FE varvid en spänning U2 erhålles. Denna spänning erhålles även över utgången hos impedansomvandlaren IP1 och tillföres lågohmigt till den kapacitiva spänningsdelaren CV. Över utgången hos denna kapacitiva spänningsdelare fås en spänning U4 och beroende på impedansförhållandena mellan ingång och utgång gäller relationen

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

där C4 och C5 är kapacitansvärdena hos kondensatorerna ingående i den kapacitiva spänningsdelaren. Genom att variera förhållandet C5 till C4 kan alltså

graden av motkoppling och därmed också förstärkningen hos förstärkaren varierar.

Motståndet R_{11} och kondensatorn U_6 bestämmer utgångsimpedansen från förstärkaren och svarar mot blocket IM enligt figur 1. Förstärkarens utgångsspänning är betecknad med U_6 och dess ingångsspänning med U_0 . Om totala förstärkningen hos förstärkaren betecknad med A_v kan följande relation visas gälla

$$A_v = \frac{U_6}{U_0} \approx \frac{1}{2} \frac{R_6}{R_1} \left(1 + \frac{C_5}{C_4}\right)$$

Förstärkningen A_v kan alltså regleras genom att variera förhållandet $\frac{C_5}{C_4}$, dvs. förstärkarens reglerområde bestäms av detta förhållande.

Fig. 3 visar en utföringsform av den kapacitiva spänningsdelaren i det fall att automatisk reglering av förstärkningen hos förstärkaren önskas. Med CV_1 , CV_2 är två kapacitansdioder betecknade, vilkas katoder är sammankopplade och via motståndet R_{13} anslutna till en reglerspänning U_R . Denna spänning erhålles exempelvis från pilotmottagaren i ett bärfrekvenssystem såsom ovan beskrivits. Vardera anoden hos kapacitansdioderna CV_1 , CV_2 är via motstånden R_{12} och R_{14} respektive anslutna till jordpotential. Spänningen U_R har sådan polaritet att dioderna är förspända i sitt spärrade tillstånd varvid dess kapacitansvärde är beroende av spänningen U_R . Således erhålles två seriekopplade spänningsberoende kapacitanser vilka motsvarar kapacitansen hos kondensatorn C_4 enligt ovan. Kondensatorn C_5' har konstant kapacitansvärde och motsvarar kondensatorn C_5 enligt ovan. Kondensatorn C_7 och C_8 är kopplingskondensatorer, varvid C_8 är ansluten till utgången av impedansomvandlaren IP_1 och C_7 ansluten till den efterföljande impedansomvandlaren IP_2 . Motstånden R_{12} , R_{13} , R_{14} har högt resistansvärde (i storleksordningen $M\Omega$) och tjänar till att likspänningsmässigt förbinda kapacitansdioderna CV_1 , CV_2 till reglerspänningen U_R och till jordpotential. Om summan av kapacitanserna hos CV_1 och CV_2 betecknas med C_4' erhålles på liknande sätt som i fallet variabla kondensatorer enligt ovan att $U_4 = U_3 / (1 + C_5' / C_4')$. Sålunda kan graden av motkoppling regleras medelst reglerspänningen U_R eftersom förhållandet C_5' / C_4' är en funktion av reglerspänningen U_R .

I fig. 4 visas en annan utföringsform av den kapacitiva spänningsdelaren i det fall både dess serie och parallellänk innehåller spänningsberoende kapacitanser. Anoderna hos dioderna CV_3 , CV_4 är sammankopplade och via resistansen R_{15} ansluten till jordpotential. Anoderna hos dioderna CV_5 , CV_6 är vardera över motstånden R_{16} , R_{17} respektive anslutna till regler-

spänningen UR. Katoderna hos dessa dioder är sammankopplade och över motståndet R18 ansluten till en konstant spänning UF av storleksordningen 10 V. Katoden hos dioden CV3 är via motståndet R16 ansluten till reglerspänningen UR och anoden hos CV4 är via motståndet R19 ansluten till reglerspänningen UR. Vanligtvis är reglerspänningen UR några volt. Exempelvis är UR = 1 V, varvid spänningen över CV3 och CV4 utgör 1 volt vardera och spänningen över CV5, CV6 utgör omkring 9 volt. Med kopplingen enligt fig. 4 kan en brantare reglerkaraktistik erhållas såsom det framgår av diagrammet enligt fig. 5. I detta diagram visas förstärkningen Ad som funktion av reglerspänningen UR och det framgår att med kopplingen enligt fig. 3 en karaktistik enligt kurva 1 erhålles, medan med kopplingen enligt fig. 4 en karaktistik enligt kurva 2 erhålles. Ur diagrammet framgår att för olika värden URO1 och URO2 får en viss nominell förstärkning Ao beroende på vilken av kretsarna enligt fig. 3 resp. fig. 4 som användes som spänningsberoende kapacitans, Kresten enligt fig. 4 ger en nästan linjär karaktistik mellan två värden UR21 och UR22 på reglerspänningen på var sin sida om det värde URO2 som ger den nominella förstärkningen Ao. Med kretsen enligt fig. 3 fås istället nästan linjär karaktistik för värden UR12 som är större än det värde URO1 som för denna krets ger nominell förstärkning Ao.

Med kopplingen enligt fig. 3 och 4 kan en minnesfunktion erhållas, dvs. om reglerspänningen UR momentant bortfaller, skall förstärkaren behålla samma förstärkning som innan bortfallet av reglerspänningen över en viss tidsrymd, vanligtvis omkring 1-3 minuter. Detta kan åstadkommas genom att inkoppla en kondensator C9, alternativt C10 över den klämma som reglerspänningen tillföres och jordpotential. Då reglerspänningen uppträder uppladdas kondensatorn C9, alternativt C10, och då reglerspänningen bortkopplas urladdar sig kondensatorn C9, alternativt C10 över de höghöga motstånden R12, R13, R14 enligt fig. 3 och R15, R16, R17, R18, R19 enligt fig. 4 tillsammans med backresistansen hos kapacitansdioderna. Eftersom dessas resistans i backriktningen är mycket hög kan en tillräckligt hög tidskonstant erhållas, vilken bestämmer hur snabbt den pålagda reglerspänningen avtar efter att ha bortkopplats.

Patentkrav:

1. Bredbandig motkopplad förstärkaren med reglerbar förstärkningsfaktor, företrädesvis för frekvensoberoende reglering medelst en pilotsignal i en bärfrekvensutrustning, innefattande ett förstärkarsteg med konstant förstärkning, k ä n n e t e c k n a d därav, att en första impedansomvandlare (IP1) ansluten till utgången av förstärkarsteget (FE) för att erhålla en lågohmig utgång från nämnda förstärkarsteg, en kapacitiv spänningsdelare (CV) innehållande företrädesvis varierbara kapacitanser och ansluten till utgången av nämnda första impedansomvandlare, en andra impedansomvandlare (IP2), vars höghmiga ingång är ansluten till nämnda kapacitiva spänningsdelare och vars lågohmiga utgång är via en motkopplingslänk (RC) ansluten till ingången av förstärkarsteget, varvid genom variation av värdet hos de i den kapacitiva spänningsdelaren ingående kapacitanserna förstärkarens motkopplingsgrad och därmed dess förstärkningsfaktor kan regleras.

2. Förstärkare enligt patentkravet 1, k ä n n e t e c k n a d därav, att nämnda spänningsdelare (CV) innefattar en kapacitiv serielänk ansluten till utgången av nämnda första impedansomvandlare (IP1) samt en kapacitiv shuntlänk ansluten till ingången av nämnda andra impedansomvandlare (IP2).

3. Förstärkare enligt patentkravet 2, k ä n n e t e c k n a d därav, att nämnda kapacitiva serie- och shuntlänk består av konstanta och på förhand inställbara kapacitanser.

4. Förstärkare enligt patentkravet 2, k ä n n e t e c k n a d därav, att den kapacitiva serielänken består av spänningsberoende kapacitanser (Cv1, Cv2), vilka är anordnade att tillföras en som reglerstorhet uppträdande spänning (UR), samt att den kapacitiva shuntlänken består av en fast kapacitans (C5').

5. Förstärkare enligt patentkravet 2, k ä n n e t e c k n a d därav, att såväl den kapacitiva serie- som shuntlänken består av spänningsberoende kapacitanser (Cv3, Cv4 resp. Cv5, Cv6) samt att en av länkarna är anordnad att tillföras en konstant spänning (UF).

6. Förstärkare enligt patentkraven 4-5, k ä n n e t e c k n a d därav, att de spänningsberoende kapacitanserna utgöres av kapacitansdioder, varvid nämnda reglerstorhet är anordnad att förspänna dioderna i sin spärriktning.

Patenttivaatimukset:

1. Laajakaistainen, vastakytketty vahvistin, jossa on säädettävä vahvistuskerroin, mieluiten taajuudesta riippumatonta säätöä varten ohjaussignaalilla kantotaajuusvarusteessa, joka sisältää vahvistinvaiheen vakiovahvistuksella, t u n n e t t u siitä, että ensimmäinen impedanssinmuuntaja (IP1) on liitetty vahvistinvaiheen (FE) lähtöpuoleen pienohmisen lähtötehon saamiseksi mainitusta vahvistinvaiheesta, kapasitiivinen jännitteenjakaja (CV) sisältää mieluiten muutettavia kapasitansseja ja se on liitetty mainitun ensimmäisen impedanssinmuuntajan lähtöpuoleen, toisen impedanssinmuuntajan (IP2) suurohminen tulopuoli on liitetty mainittuun, kapasitiiviseen jännitteenjakajaan ja sen pienohminen lähtöpuoli on vastakytkentänilven (RC) kautta liitetty vahvistinvaiheen tulopuoleen, jolloin muuttamalla kapasitiivisen jännitteenjakajan sisältämien kapasitanssien arvoa voidaan säätää vahvistimen vastakytkentäaste ja siten sen vahvistuskerroin.

2. Patenttivaatimuksen 1 mukainen vahvistin, t u n n e t t u siitä, että mainittu jännitteenjakaja (CV) sisältää kapasitiivisen sarjanilven, joka on liitetty mainitun ensimmäisen impedanssinmuuntajan (IP1) lähtöpuoleen, sekä kapasitiivisen ohitusnilven, joka on liitetty mainitun toisen impedanssinmuuntajan (IP2) tulopuoleen.

3. Patenttivaatimuksen 2 mukainen vahvistin, t u n n e t t u siitä, että mainittu, kapasitiivinen sarja- ja ohitusnilvel koostuu muuttumattomista ja etukäteen säädettävistä kapasitansseista.

4. Patenttivaatimuksen 2 mukainen vahvistin, t u n n e t t u siitä, että kapasitiivinen sarjanilvel koostuu jännitteestä riippuvaisista kapasitansseista (Cv1, Cv2), joihin on suunniteltu syötettäväksi säätösuurena esiintyvä jännite (UR), ja että kapasitiivinen ohitusnilvel koostuu kiinteästä kapasitanssista (C5').

5. Patenttivaatimuksen 2 mukainen vahvistin, t u n n e t t u siitä, että sekä kapasitiivinen sarja- että ohitusnilvel koostuu jännitteestä riippuvaisista kapasitansseista (Cv3, Cv4 vast. Cv5, Cv6) ja että toiseen nilveleen on suunniteltu syötettäväksi mainittu säätösuure (UR), kun taas toiseen nilveleen on suunniteltu syötettäväksi vakiojännite (UF).

6. Patenttivaatimusten 4-5 mukainen vahvistin, t u n n e t t u siitä, että jännitteestä riippuvaiset kapasitanssit ovat kapasitanssidioodeja, jolloin mainittu säätösuure on suunniteltu esijännittämään diodit sulkusuunnas-
saan.

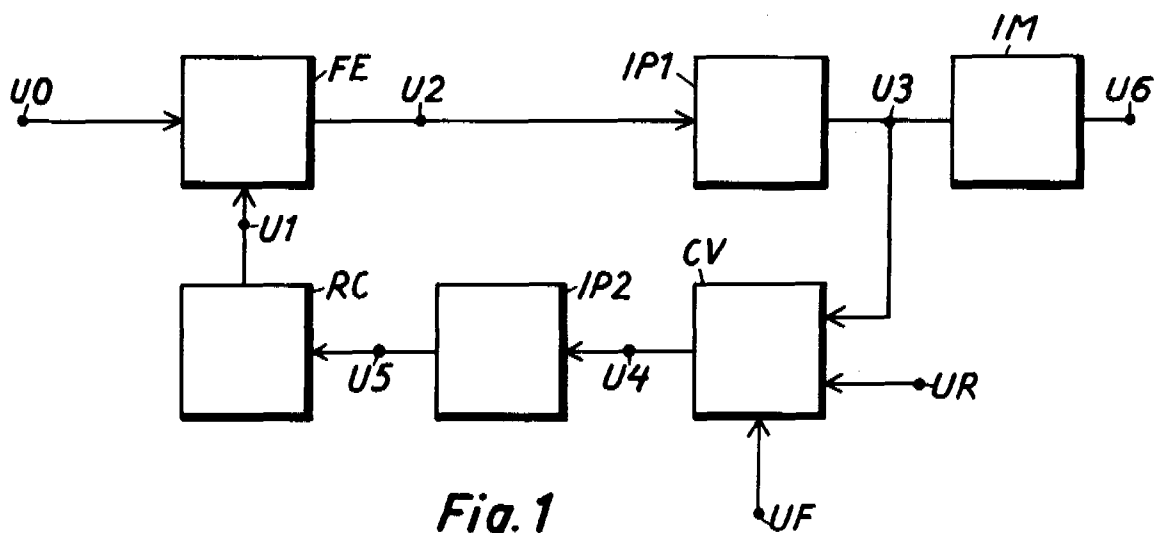


Fig. 1

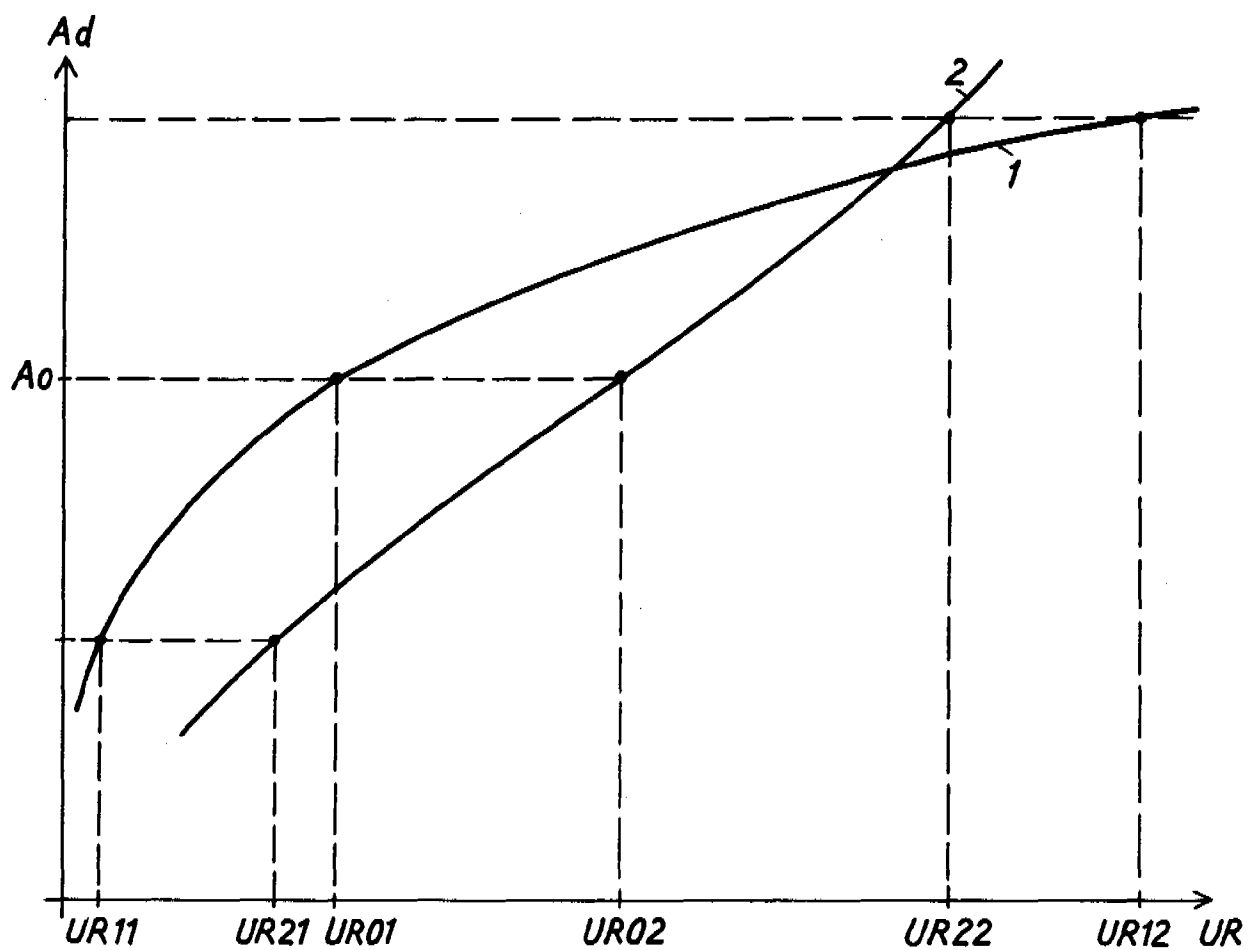


Fig. 5

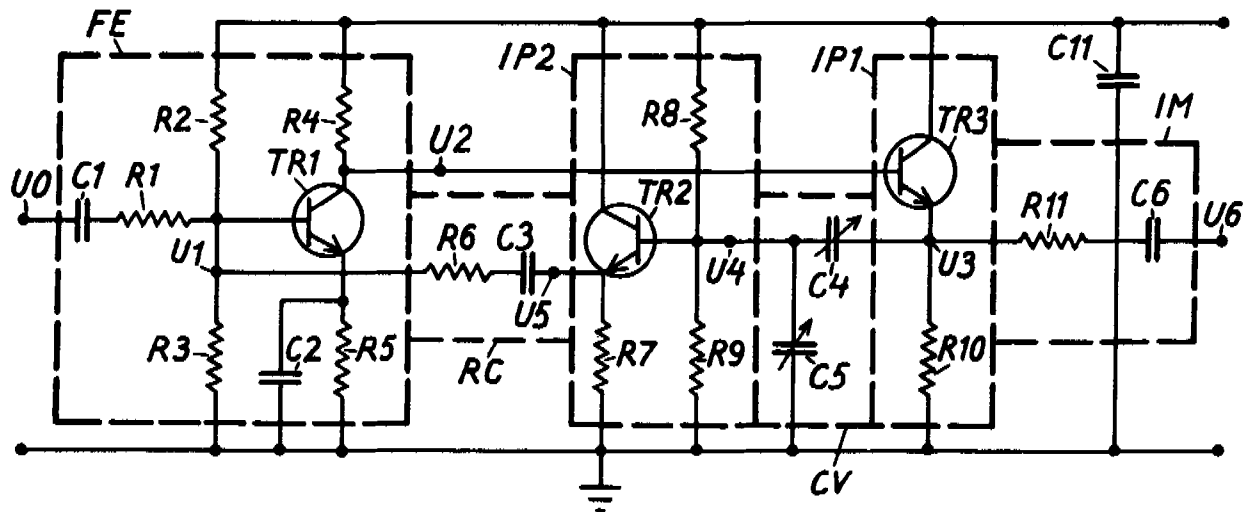


Fig. 2

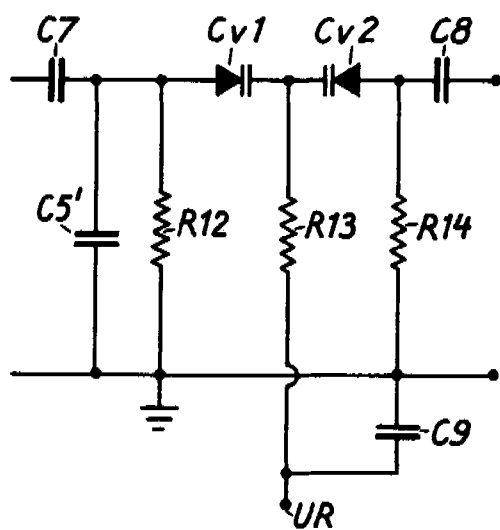


Fig. 3

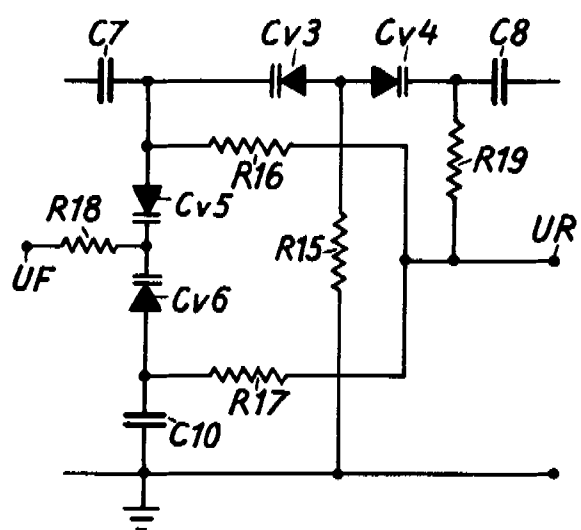


Fig. 4