



(11) FREMLÆGGELSESSKRIFT 142388

DANMARK

(51) Int. Cl.³ H 03 G 3/30



(21) Ansøgning nr. 1020/70 (22) Indleveret den 2. mar. 1970

(24) Løbedag 2. mar. 1970

(44) Ansøgningen fremlagt og
fremlæggelsesskriftet offentliggjort den 20. okt. 1980

DIREKTORATET FOR
PATENT- OG VAREMÆRKEVÆSENET

(30) Prioritet begæret fra den
3. mar. 1969, 803728, US

(71) RCA CORPORATION, Rockefeller Plaza 30, New York, N.Y. 10020, US.

(72) Opfinder: Jack Rudolph Harford, Box 86, R.D. nr. 2, Flemington, New Jersey, US.

(74) Fuldmægtig under sagens behandling:

Ingeniørfirmaet Budde, Schou & Co.

(54) Automatisk forstærkningsreguleringskredsløb til en superheterodynmodtager.

0

Opfindelsen angår et automatisk forstærkningsreguleringskredsløb til superheterodynmodtagere, således som nærmere angivet i krav 1's indledning. Dansk patentansøgning nr. 5419/69 omhandler en forstærkningsstyrbar mellemfrekvensforstærkeropstilling af denne art, der er egnet til fabrikation i integreret form på en monolitisk integreret kredsløbbrik eller "-chip". I den af denne ansøgning omhandlede opstilling føres indgangssignaler til et spændingsforstærkertrin gennem et dynamisk dæmpningskredsløb. En forsinkelsestransistor, der er forspændt til mætning, holder en transistor, der tjener som det aktive organ i et dæmpningsnetværk, afbrudt over et første område af modtagne signalniveauer under et givet tærskelniveau, hvad der bevirker en konstant, ringe grad af indført dæmpning. AGC-forspændingsvariationer, der føres til forstærkertrinnets indgangselektrode, tjener til at variere forstærkningen af forstærkertrinnet uden at ændre netværksdæmpningen i det første operationsområde.

20

Den forlæns forspænding på forsinkelsestransistorens basis er gjort afhængig af AGC-forspændingen. Ved et valgt AGC-forspændingsniveau, der afspejler et givet modtaget signalniveau, kommer forsinkelsestransistoren ud af mætning, hvad der tillader forsinkelsestransistorens kollektorpotential at variere omvendt med AGC-forspændingen. Ved et endnu højere signalniveau er forsinkelsestransistorens kollektorpotentials ændring fra mætningspotentiallet tilstrækkelig til at forspænde dæmpningstransistoren til ledning. For signalstyrker, der øges ud over denne tærskel, skaber dæmpningskredsløbet en forøget dæmpning, og begrænser således spændingssvinget ved forstærkerindgangselektroden. Når dæmpningstransistoren er ledende, lukkes en jævnstrømsmodkoblingssløjfe, der holder forspændingen ved forstærkerens indgangselektrode forholdsvis konstant over for tilførte AGC-ændringer, der genspejler signalniveauer over tærsklen. Således er styringen i det andet funktionsområde over tærsklen i hovedsagen begrænset til en dæmpningsvirkning, mens forstærker-

35

0 trinnets forstærkning forbliver forholdsvis konstant.

 Den ovenfor beskrevne opstilling letter mellemfrekvensforstærkerens behandling af et bredt indgangssignalområde, idet der undgås forvrængning ved den
5 ende af området, hvor signalerne er kraftige, uden at der indføres forringelse af signal-støjforholdet i den
ende af området, hvor signalerne er svage. Desuden kan dæmpningskredsløbet og det tilhørende forsinkelsestransistorkredsløb, som angivet i den nævnte danske patentansøgning nr. 5419/69, almindeligvis realiseres i integreret form på den samme monolitisk integrerede kredsløbsbrik som det tilhørende forstærkertrin.

 Det er opfindelsens formål for den ovenfor beskrevne opstilling at tilvejebringe en udførelsesform,
15 der muliggør et samarbejde mellem en forsinket radiofrekvens-AGC-virkning og de førnævnte mellemfrekvensforstærkningsregulerings- og mellemfrekvens-dæmpningsvirkninger. Ifølge opfindelsen opnås dette formål med et kredsløb som tillige udviser de i krav 1's kendetegnende del angivne træk. Anvendelse af fælles forsinkelsesorganer gør det muligt at bringe radiofrekvens-AGC- og mellemfrekvensdæmpningsvirkningernes respektive
20 tærskler i nøjagtig relation til hinanden. Herved opnås nemlig, at signalamplitudestyringen som reaktion på den
AGC-potentialkilde følger et forløb, der indeholder
25 mindst tre adskilte faser: (a) en svagtsignalfase, hvor AGC-virkningen er begrænset til ændringer i mellemfrekvensforstærkerens forstærkning (b) en middelsignalfase, hvor forstærkningsændringer i mellemfrekvensforstærkeren ledsages af ændringer i radiofrekvensforstærkerens forstærkning og (c) en kraftig signalfase, hvor AGC-virkningen i hovedsagen er begrænset til mellemfrekvensdæmpningsvirkning.

 Opfindelsen forklares i det følgende nærmere under
35 henvisning til tegningen, der dels i skematiske detaljer og dels som blokdiagram viser en del af en superheterodynmodtager med et kredsløb ifølge opfindelsen.

0

På tegningen er en tuner 18 vist i blokform. Tuneren 18 indeholder organer til udførelse af de almindelige funktioner ved selektiv forstærkning af et ønsket af forskellige modtagne radiofrekvenssignaler og til konvertering af det valgte radiofrekvenssignal til mellemfrekvenser. Et selektionsnetværk 20 med båndpaskarakteristik som er beregnet til arbejdsfrekvenserne for den pågældende modtagers mellemfrekvens, forbinder udgangen på tuneren 18 med mellemfrekvensindgangsterminalen T5 på en monolitisk integreret kredsløbsbrik, der er vist ved det punkterede omrids 30. Brikken 30 indeholder kredsløb, der udfører en mellemfrekvensforstærkerfunktion, der skal beskrives i nærmere detaljer nedenfor, og afgiver et mellemfrekvensforstærkerudgangssignal ved brikterminalen T8.

Et andet selektionetskredsløb 40, der yderligere afgrænser mellemfrekvensgennemgangsbåndet, fører mellemfrekvenssignalerne ved brikterminalen T8 til en udgangsterminal 0. Mens de efterfølgende ikke viste modtagerkredsløb kan være forskellige, afhængigt af de specielle signaler som modtageren er beregnet til, vil yderligere mellemfrekvensforstærkertrin typisk være indskudt imellem terminalen 0 og forstærkerens mellemfrekvenssignaldetektor.

En mellemfrekvens-AGC-potentialkilde 50 leverer en variabel forspænding til brikken 30's mellemfrekvensindgangsterminal T5. Mellemfrekvens-AGC-potentialkilden 50 er på tegningen kun vist i blokform. Der kendes et antal forskellige måder til frembringelse af et passende mellemfrekvens-AGC-potential ud fra detekterede mellemfrekvenssignaler, og opfindelsen beskæftiger sig ikke med detaljer heraf. Til den på tegningen viste særlige kredsløbsudformning kan man antage, at kilden 50 til terminalen T5 leverer et positivt forspændingspotential, der bliver mindre positivt med voksende modtagesignalniveau. For at forklare de resul-

0

terende ændringer af modtagerfunktionen, hvilke ændringer reducerer de modtagne signalniveauvariationers virkning på udgangssignalniveauet ved terminalen O, skal de på tegningen skematisk viste detaljer nu beskrives.

5

I det viste kredsløb for brikken 30 føres mellemfrekvenssignalerne, som af selektionskredsløbet 20 leveres til brikterminalen T5, direkte til basis på en signaltransistor Q101, der er forbundet som emitterfølger. I stedet for en emittermodstand danner en styretransistor Q119's kollektor-emittervej, af grunde der senere skal beskrives, en returvej fra signaltransistoren Q101's emitter til brikken 30's jordterminal T4.

10

Signalerne, der optræder ved signaltransistoren Q101's emitter, føres til en dæpningskreds, der er dannet af en modstand R101 og en dæpningsstyretransistor Q103's emitter-kollektorvej. En dæmpet udgave af emitterfølgerens udgangssignal vil fremkomme ved modstands-transistorforbindelsen, idet dæpningsgraden afhænger af den impedans, dæpningstransistoren Q103's emitter-kollektorvej frembyder. Dette dæpningsnetværks funktion beskrives nedenfor i detaljer.

15

20

25

30

35

Udgangssignalet fra dæpningsnetværket føres over et par kaskadekoblede emitterfølgere, Q105 og Q107, til basis på en transistor Q109, idet udgangssignalet fra de kaskadekoblede emitterfølgere fremkommer over en emittermodstand R107. Transistoren Q109 er anbragt i kaskodekobling med transistoren Q111 til dannelselse af et forstærkertrin med stor forstærkning, der leverer et udgangssignal til brikkens mellemfrekvensudgangsterminal T8. I det kaskodekoblede par udgør transistoren 109 et emitterjordet trin med basisindgang, hvis kollektor er direkte forbundet med emitterindgangen på det af transistoren Q111 dannede basisjordede trin. Arbejdspotentialet til kaskodeforstærkertrinnet tilføres fra B+-brikterminalen T12 gennem en ydre modstand 56 og en spole i selektionskredsløbet 40.

0

Som tidligere forklaret føres foruden mellemfrekvensindgangssignaler et AGC-styrepotential til indgangsterminalen T5. I kraft af den direkte kobling gennem emitterfølgeren Q101, modstanden R101 og emitterfølgerne Q105 og Q107 påvirker et sådant AGC-indgangssignal direkte forspændingen på basis af det kaskodekoblede pars transistor Q109. De påførte AGC-potentialvariationer er polariseret til undgåelse af modsat AGC-virkning, dvs., når signalstyrken vokser, gøres forspændings-
10 spændingen på transistoren Q109's basis mindre positiv for at indføre en ønsket reduktion af det kaskodekoblede forstærkertrins forstærkning.

Som omtalt i den tidligere nævnte danske patentansøgning nr. 5419/69 er det ønskeligt foruden det kaskodekoblede forstærkertrins forstærkningsvariationer at sørge for yderligere hjælp til forstærkningsreduktion og især yderligere hjælp af en art, der ved kraftige signaler skaber en begrænsning af spændingssvinget, der føres til basis på transistoren Q109, hvorved der kan undgås
20 forvrængning i dette trin. Det er til dette formål den tidligere nævnte dæmpningskreds R101/Q103 er tilvejebragt.

Styringen af dæmpningskredsen sker på følgende måde. Der findes en transistor Q113, der uddrager sit kollektorpotential fra en ydre modtagerstrømforsyning gennem en ydre modstand 52, og hvis basis reagerer på spændingen på transistoren Q109's basis i kraft af at en modstand R113 forbinder de to transistorers basiselektroder. Under forhold uden signal eller med svagt signal, forspændes transistoren Q113's basis tilstrækkeligt
30 forlæns til, at transistoren er i mætning.

Under sådanne mætningsforhold holdes en emitterfølgertransistor Q115, der har sin basis direkte forbundet med transistoren Q113's kollektor og sin emitter forbundet med jord over modstande R115 og R116 i serie, i
35 ikke ledende tilstand. Transistoren Q103 i den tidligere nævnte dæmpningskreds har sin basis direkte forbundet med

0

emitteren på emitterfølgertransistoren Q115.

Således er dæmningsstyretransistoren Q103 under forhold med svage signaler ligeledes ikke-ledende, og som følge heraf indføres en forholdsvis ringe dæmpning af kredsen R101/Q103. Anbringelsen af de kaskadekoblede emitterfølgertransistorer Q105, Q107 i signalvejen til kaskodeforstærkerindgangen giver en dynamisk indgangs-impedans, der er tilstrækkelig høj i forhold til dæmningsmodstanden R102's impedans til at sikre, at dæmningsgraden for svage signaler er virkelig lille, når dæmningsstyretransistoren Q103 er ikke-ledende.

Under forhold med kraftigt signal er det AGC-potential, der uddrages fra kilden 50, imidlertid lavere end spændingen på transistoren Q109 og vil nå et punkt, ved hvilket transistoren Q113 vil komme ud af mætning og tillade sin kollektorspænding at stige til et niveau, der er tilstrækkeligt til at forspænde emitterfølgertransistoren Q115 forlæns. Transistoren Q115's emitter følger derefter den stigende basisspænding, og dæmningsstyretransistoren Q103 vil begynde at lede, når transistoren Q115's emitter stiger til en positiv spænding, der er tilstrækkelig til at overvinde den baglæns forspænding ved transistoren Q103's emitter.

For signalstyrker, der ligger over de netop beskrevne forhold, vil den strøm, der trækkes af dæmningsstyretransistoren Q103, vokse, og den impedans, der frembydes af transistoren Q103's emitter-kollektorvej, vil aftage, når signalstyrken vokser, så at der indføres en højere og højere grad af dæmpning af det mellemfrekvenssignal, der leveres til transistoren Q109's basis.

Der findes en yderligere transistor Q117 til drift af den forsinkede radiofrekvens-AGC-udgangsterminal T6. Transistoren Q117's basis er direkte forbundet med forbindelsen mellem modstandene R115 og R116 i emitterfølgeren Q115's emitterkredsløb. Transistoren Q117's emitter er forbundet med jord gennem en emittermodstand R117,

0

mens transistoren Q117's kollektor over chipterminalen T6 og en ydre modstand 58 er forbundet med strømfor-
syningen, +30 volt, der reguleres af brikken 80, så-
ledes som det vil blive beskrevet senere. Under forhold
5 uden signal eller med svagt signal, der holder tran-
sistoren Q115 spærret, er transistoren Q117 ligeledes
spærret.

Når signalstyrken imidlertid er tilstrækkelig
stor til, at emitterfølgeren Q115 leder tilstrækkeligt,
10 bliver basis på transistoren Q117 forspændt forlæns og
transistoren Q117 begynder at lede. Indstillingen af
tærsklen for den leverede radiofrekvens-AGC kan styres
udefra, såsom ved valg af modstanden 52's værdi for
at bestemme forsinkelses-transistoren Q113's mætnings-
15 strøm.

For signaler over det valgte tærskelniveau,
dvs. AGC-niveauer over det der er tilstrækkeligt til at
bringe transistoren Q113 ud af mætning og derpå gøre
transistorerne Q115 og Q117 ledende, vil spændingen
20 ved terminalen T6 variere i overensstemmelse med AGC-
-potentiallet ved basis af transistoren Q107. Forskudt til
et lavere spændingsområde ved hjælp af et forskyd-
ningsnetværk, der dannes af modstandene 54 og 55, dan-
ner den varierende spænding ved forbindelsen mellem
25 modstandene 54 og 55 et passende forsinket AGC-poten-
tial til radiofrekvensforstærkerstyring i tunerens 18.
Filtrering af radiofrekvens-AGC-potentialet lettes ved
forbindelsen af en kondensator 57 mellem modstandenes
forbindelsespunkt og den afkoblede brikterminal T7.

Det bemærkes, at forsinkelsestærskelen i for-
30 bindelse med radiofrekvens-AGC-drivtransistoren Q117
er lavere end forsinkelsestærskelen i forbindelse med
dæmpningstransistoren Q103. Dvs. at radiofrekvens-AGC-
-virkningen startes ved et lavere signalstyrkeniveau,
35 der er angivet ved AGC-potentialet, end det signal-
styrkeniveau, ved hvilket dæmpningsvirkningen begyn-
der. I virkeligheden gennemløbes fortrinsvis hele ra-

0

diofrekvensforstærkningsområdet før dæmpningsvirkningen igangsættes. Således når f.eks. radiofrekvens-AGC-drivtransistoren Q117 i det viste kredsløb mætning ved et spændingsniveau ved transistoren Q115's emitter, der

5

ligger under spændingsniveauet i forbindelse med påbegyndelse med dæmpningstransistoren Q103's ledning.

10

Det skal også bemærkes, at en jævnstrømsmodkoblingssløjfe med forholdsvis stor forstærkning fuldendes, når først dæmpningsvirkningen er begyndt med transistoren Q103's ledning, idet sløjfen indeholder modstanden R113 og transistorerne Q113, Q115, Q103, Q105 og Q107. En følge af en sådan tilbagekobling er, at forspændingen ved transistoren Q109's basis holdes forholdsvis konstant over for yderligere forøgelse af det AGC-potential, der føres til terminalen T5.

15

Følgelig indeholder styresekvensen mindst tre adskilte faser. I den første fase med forholdsvis svage signaler, begrænses AGC-virkningen til forstærkningsændringer for kaskodeforstærkertrinnet Q109, Q111, for en anden fase med middelsignalniveau ledesages forstærkningsfaktorvariationerne for kaskodeforstærkertrinnet af radiofrekvensforstærkningsfaktorvariationer, og i en tredje fase med højt signalniveau er AGC-virkningen i hovedsagen begrænset til funktionen af dæmpningskredsen R101, Q103. En fjerde fase, der indebærer en tilbagegang til mellemfrekvensforstærkningsfaktorvariationer alene, kan efter valg tilknyttes overgangen mellem den ovennævnte anden og tredje fase, som styret af graden af adskillelse mellem niveauerne for transistoren Q117's mætning og påbegyndelsen af dæmpningsstyretransistoren Q103's ledning.

20

25

30

35

Som tidligere bemærket danner transistoren Q119's kollektor-emittervej en returvej til jord fra indgangsemitterfølgertransistoren Q101's emitter. Transistoren Q119 anvendes i stedet for en emittermodstand til at skabe en forholdsvis konstant strømforsyning til transistorerne Q101 og Q103 emittere, idet strømmen er tilstrækkelig stor til at forhindre det, at transistoren Q103 "stjæler" strømmen fra transistoren Q101, i at be-

0

grænse AGC-området.

Dvs. at der ved arbejdsmåden ved kraftige signaler, når dæmningsstyretransistoren Q103 bliver ledende og trækker mere og mere strøm, vil ske en tilsvarende reduktion af strømmen gennem signaltransistoren Q101. For at undgå afskæring af transistoren Q101 under disse omstændigheder, må emitteren vende imod en tilstrækkelig strømkilde. Transistoren Q119 tjener, med sin basis passende forspændt til etablering af en forholdsvis konstant strøm af den ønskede størrelse, som en sådan kilde.

Den krævede forspændingsstrøm til forsyningstransistoren Q119 uddrages fra emitteren af en emitterfølgertransistor Q105 ved et forspændingsnetværk, der består af seriekombinationen af modstanden R104, modstanden R105 og en forlæns forspændt stabiliseringsdiode D101, idet basis på transistoren Q119 er forbundet med forbindelsespunktet mellem modstandene R104 og R105. Den samlede modstandsværdi af seriekombinationen er valgt til at give en forspændingsstrøm, der er passende til at indstille den konstante strømforsyning i det ønskede område. Modstanden R104's modstandsværdi er valgt tilstrækkelig stor i forhold til modstanden R105's til at forhindre transistoren Q119 i at indføre nogen forringelse af betydning af AGC-potentialet ved arbejdsmåden ved svagt signal.

Brikken 30's kredsløb indeholder desuden et afkoblingskredsløb til levering af arbejdspotentialer til et antal af de tidligere omtalte transistororganer. En stabiliseret spænding B+, eksempelvis 11 volt, frembringes af et stabiliseringskredsløb 80 fra en ikke vist spændingsforsyning, der findes et eller andet sted i modtageren, og føres til brikterminalen T12. Spændingen B+ føres til et enkelt afkoblingsnetværk omfattende seriekombinationen af en modstand R119 og en zenerdiode Z101.

Selv om dette enkle kredsløb skaber en tilstrækkelig afkobling, kan zenerdiodefunktionen indføre et

0 uønsket støjniveau i den spænding, der optræder over
den. Følgelig føres spændingen over zenerdioden Z101
over en emitterfølger Q121 til et dynamisk støjfil-
ternetværk omfattende en transistor Q123, en modstand
5 R121 og en kondensator C101. Transistoren Q123's kol-
lektor er direkte forbundet med transistoren Q121's
emitter. Modstanden R121 forbinder basis på transi-
storen Q123 med emitteren på transistoren Q121, mens
kondensatoren C101 er forbundet mellem basis på tran-
10 sistoren Q123 og jordledningen T4. Der er således på en
emitterelektrode på filtertransistoren Q123 et forholds-
vis støjfrit B+-potential til rådighed, der er til-
strækkeligt afkoblet fra yderligere kredsløb, der er
forbundet med terminalen T12.

15 Det har vist sig yderligere at være tilrådeligt
at afkoble kollektorerne på transistorerne Q101 og
Q103 fra kollektorerne på de følgende trin i brikkreds-
løbet. Transistoren Q123 er til dette formål opbygget i
dobbelte emitterform, med en første emitter, der leverer
20 B+-potentialet til kollektorerne på transistorerne Q101
og Q103, og med en anden emitter, der udgør en isoleret
B+-potentialkilde for kollektorerne på transistorerne
Q105, Q107, Q109 og Q115. Basis på kaskodeforstærkerens
emitterindgangstransistor Q111 er også forbundet med
25 den sidstnævnte B+-potentialkilde.

En af de superheterodynmodtagertyper, hvori prin-
cipperne ifølge opfindelsen har været anvendt med held,
er farvefjernsynsmodtagere. I beskrivelsen til den ameri-
kanske patentansøgning nr. 803.544 er der vist detaljer
30 af en sådan farvefjernsynsmodtager. I dette anvendelses-
eksempel er det heri for brikken 30 viste kredsløb inde-
holdt på samme monolitisk integrerede kredsløbsbrik med
yderligere kredsløb, der udfører sådanne funktioner som
afsluttende mellemfrekvensforstærkning, videodetektering,
35 videoforstærkning, frembringelse af AGC-potential, drift
af krydsbærebølgelyddetektor, krydsbærebølgelyddekte-
ring, krydsbærebølgelydmellemfrekvensforstærkning, drift

0

af automatisk finindstilling og styring af regulatorreferencen.

Som eksempel er et sæt værdier for kredsløbsbrikken 30 og komponenterne uden for kredsløbsbrikken i forbindelse med denne på tegningen anført i nedenstående tabel, hvilke værdien giver tilfredsstillende virkning i den førnævnte farvefjernsynsmodtager:

	<u>Tabel A: Komponentværdier på brikken</u>		
10	Modstand R101	-	1.000 ohm
	Modstand R104	-	2.000 ohm
	Modstand R105	-	360 ohm
	Modstand R107	-	700 ohm
	Modstand R113	-	1.000 ohm
15	Modstand R115	-	1.600 ohm
	Modstand R116	-	3.200 ohm
	Modstand R117	-	800 ohm
	Modstand R121	-	3.000 ohm
20	Kondensator C101	-	20 picofarad

	<u>Tabel B: Komponentværdier udenfor brikken</u>		
	Modstand 52	-	100.000 ohm
	Modstand 54	-	2.400 ohm
	Modstand 55	-	62.000 ohm
25	Modstand 56	-	1.200 ohm
	Modstand 58	-	6.800 ohm
	Kondensator 53	-	0,001 microfarad
	Kondensator 57	-	0,100 microfarad
	Kondensator 59	-	0,001 microfarad

0

P a t e n t k r a v .

1. Automatisk forstærkningsregulerings (AGC)-
-kredsløb i en superheterodynmodtager indeholdende
- 5 a) en tuner (18) til selektiv forstærkning af
modtagne radiofrekvenssignaler og omdan-
nelse af disse til mellempfrekvenser,
- b) en AGC-potential kilde, der frembringer et
jævnstrømspotential, som varierer afhængigt
af det modtagne signals niveauvariationer,
- 10 c) en mellempfrekvensforstærker (30) med et ind-
gangskredsløb (Q105, Q107, Q115, Q113),
d) organer indeholdende et dynamisk dæmpnings-
netværk (Q103, R101) til at føre tunerens
(18) mellempfrekvensudgangssignal og det va-
15 rierende jævnstrømspotential fra AGC-kilden
til mellempfrekvensforstærkerindgangskredslø-
bet (Q105, Q107, Q115, Q113), idet en dæmp-
ningstransistor (Q103) er indeholdt i det dyna-
miske dæmpningsnetværk, hvor attenuatortransi-
storens ledning styrer den grad af dæmpning, der
20 indføres af dæmpningsnetværket,
- e) en radiofrekvens-forstærkertransistor til styr-
bar radiofrekvenssignalforstærkning i tunerens
(18), k e n d e t e g n e t ved fælles for-
25 sinkelsesorganer, der styres af det varierende jævnstrøms-
potential på en sådan måde,
- 1) at ledning af både dæmpningstransistoren (Q103)
og en radiofrekvens-AGC-drivtransistor (Q117)
forhindres, når de modtagne signalniveauer fal-
30 der i et første område for svage signaler,
- 2) at ledning af dæmpningstransistoren (Q103) for-
hindres og ledning af radiofrekvens-AGC-driv-
transistoren (Q117) tillades, når de modtagne
signalniveauer falder i et andet område for sig-
35 naler af middelstyrke, og at ledning af både
dæmpningstransistoren (Q103) og radiofrekvens-AGC-
drivtransistoren (Q117) tillades, når de modtagne
signalniveauer falder i et tredje område for kraf-
tige signaler.

0

2. Kredsløb ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at de fælles forsinkelsesorganer indeholder en forsinkelsestransistor (Q113), der forspændes til mætning i fravær af modtagne signaler.

5

3. Kredsløb ifølge krav 1 og 2, k e n d e t e g n e t ved en sådan indretning, at dæmpningstransistorens (Q103) ledning, når de modtagne signalniveauer falder i området for kraftige signaler, lukker en jævnstrømsmodkoblingssløjfe, der modvirker variationer i jævnstrømspotentiallet ved mellemfrekvensforstærkerindgangskredsløbet.

10

4. Kredsløb ifølge krav 1, 2 og 3, k e n d e t e g n e t ved en sådan indretning, at radiofrekvens-AGC-drivtransistoren (Q117) arbejder i mætning, når de modtagne signalniveauer falder i området for kraftige signaler.

15

Fremdragne publikationer:

