

Så konstruerades Sonab R 7000

avsnitt 1

En högklassig tuner-förstärkare, "receiver", Sonab R7000, kommer under hösten att introduceras i Sverige. Utvecklingen av R7000 har skett i Sverige och tillverkningen äger rum i Japan.

I ett par artiklar beskriver upphovsmännen arbetet bakom konstruktionen med kretslösningar, funktion och data för R7000.

Förfra — civilingenjörer båda — är knutna till Sonab Development AB, ett dotterbolag till AB Sonab som sysslar med utveckling av industriell elektronik och audioprodukter.

I det första avsnittet granskas några premisser för FM-mottagardelens uppbyggnad.

■ De receivers som har funnits tillgängliga på marknaden har påtagligt karakteriserats av kompromisser av tekniskt och ekonomiskt slag vilka påverkat deras utformning. Förutom ekonomiska ramar som medfört tekniska kompromisser har ofta bristande teknisk erfarenhet och ofullständiga tekniska resurser påverkat slutresultatet. *Sonab* fann det därför i maj 1969 nödvändigt att konstruera en egen receiver, som i alla delar skulle bli lika bra som sista ledet i ljudåtergivningskedjan — *Carlsson*-högtalarna. Leveransstart bestämdes till hösten 1970.

En utvärdering av befintliga receivers hade i första hand visat att mottagardelarna var kvalitetsmässigt eftersatta. Detta är en ganska självklar följd av att high fidelity-tekniken utvecklats kring återgivningen av programmaterial från grammofonskivor och band, medan kvaliteten på radioutsändningar ännu var bristfällig. Men FM-sändarna har förbättrats och blivit allt fler. Utomlands där många stationer med hög effekt kan förekomma inom ett begränsat geografiskt område och på litet frekvensavstånd från varandra, och där stationernas regionala karaktär dessutom gör distansmottagning önskvärd, krävs nu mycket goda data för selektion, dynamik och känslighet. Mottagardelen i receivern måste fylla samma höga krav som tonkontrollkretsar och slutförstärkare.

Den utbyggnad av Sonabs tillverkningsresurser i Sverige, som nu sker vid dotterbolaget *Sonab Production AB*, hade vid utvecklingsstart av *R 7000* ännu inte påbörjats, varför en utomstående tillverkare måste anlitas. Högkonjunkturen i Europa hade medfört att ledig produktionskapacitet för en tillverkning av denna omfattning inte fanns disponibel. Därtill hade leveranstiderna för komponenter ökat till mellan sex och tolv månader, beroende på komponentslag. Sonab beslöt därför att liksom tidigare nästan samtliga amerikanska tillverkare vända sig till Japan. Tack vare bl. a. den amerikanska legotillverkningen har Japan byggt ut sin komponentindustri och komponentutveckling så långt, att den idag på många områden är ledande när det gäller komponenter för radioindustrin.

Kriterierna på lämplig tillverkare var:

Förenklad tidplan för R7000

1969	juli	projektstart
	aug	blockschema och projektplanering från Sonab
	sept	preliminära principalschema från Sonab
	okt	fullständiga beräkningar och principalschema från Sonab, laboriestart hos Nippon Gakki
	nov	em av regulator och slutsteg färdig hos Nippon Gakki
	dec	em av mf, brusspär och correct tune färdig hos Nippon Gakki
1970	jan	em av tuner och decoder, mm ³ av chassie färdig hos Nippon Gakki
	febr	emm ² färdig hos Nippon Gakki
	mars	leverans av samtliga em till Sonab
	april	2 prototyper färdiga hos Nippon Gakki fastställande av ledningsdragning hos Sonab, prototypprov hos Nippon Gakki
	maj	5 prototyper färdiga hos Nippon Gakki prototypgodkännande hos Sonab
	juni	15 prototyper färdiga hos Nippon Gakki
	juli	produktionsstart, förserie
	aug	provexemplar till radiohandeln, produktionsstart, serie
	okt	leveransstart i Sverige, leveransstart på export
<p>1em = elektrisk modell, 2emm = elektrisk mekanisk modell 3mm = mekanisk modell</p>		

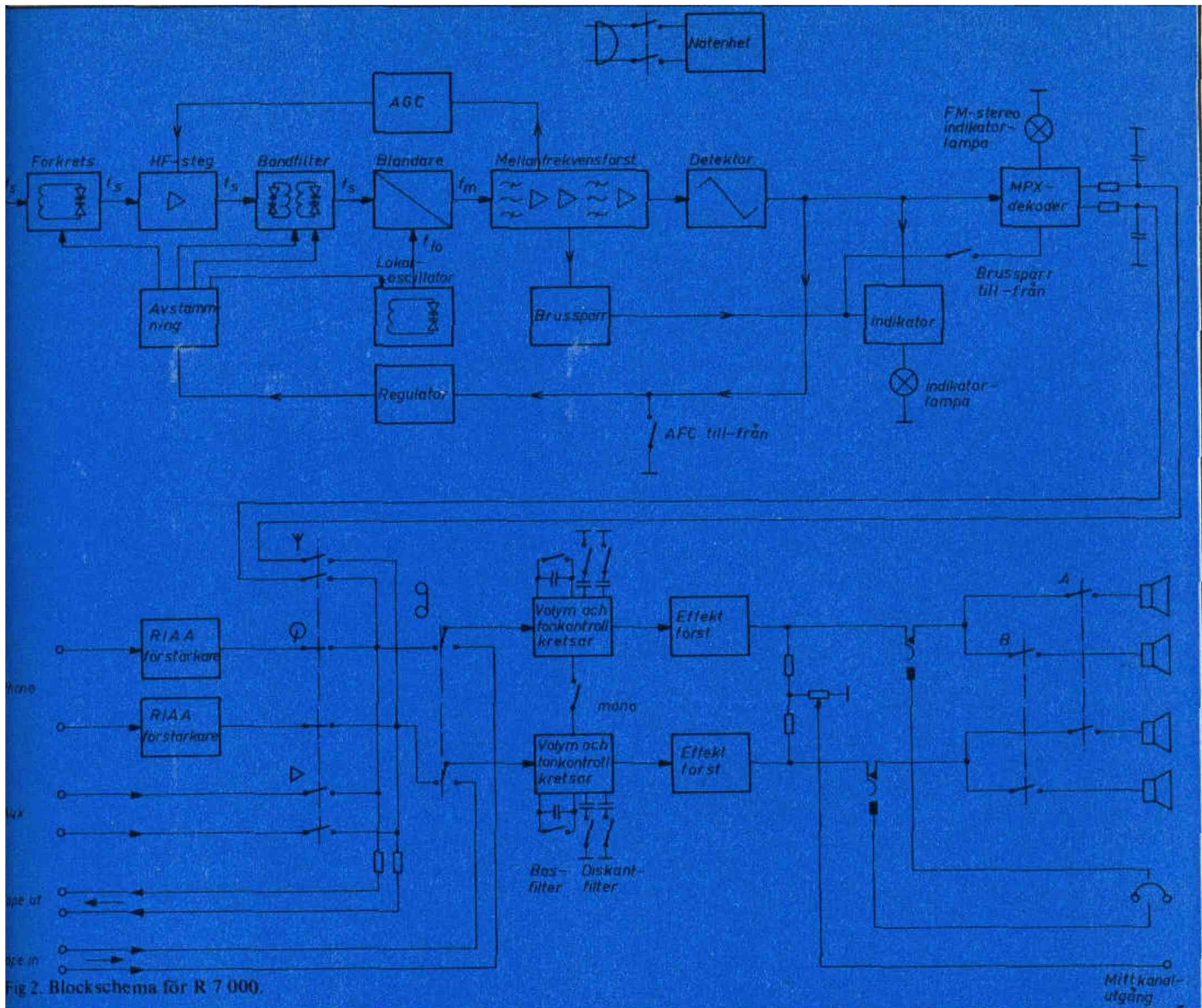


Fig 2. Blockschema för R 7 000.

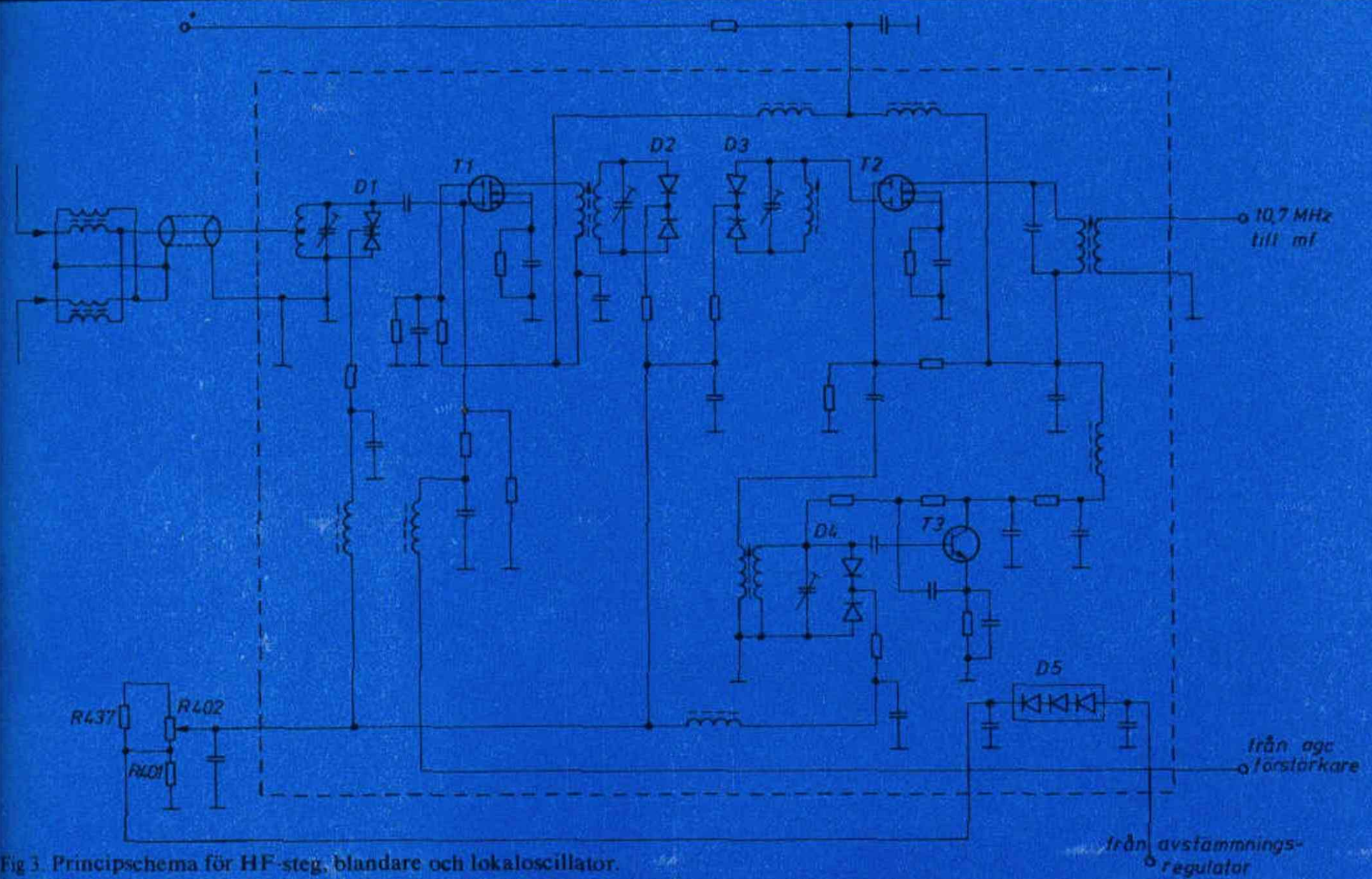


Fig 3. Principschema för HF-steg, blandare och lokaloscillator.

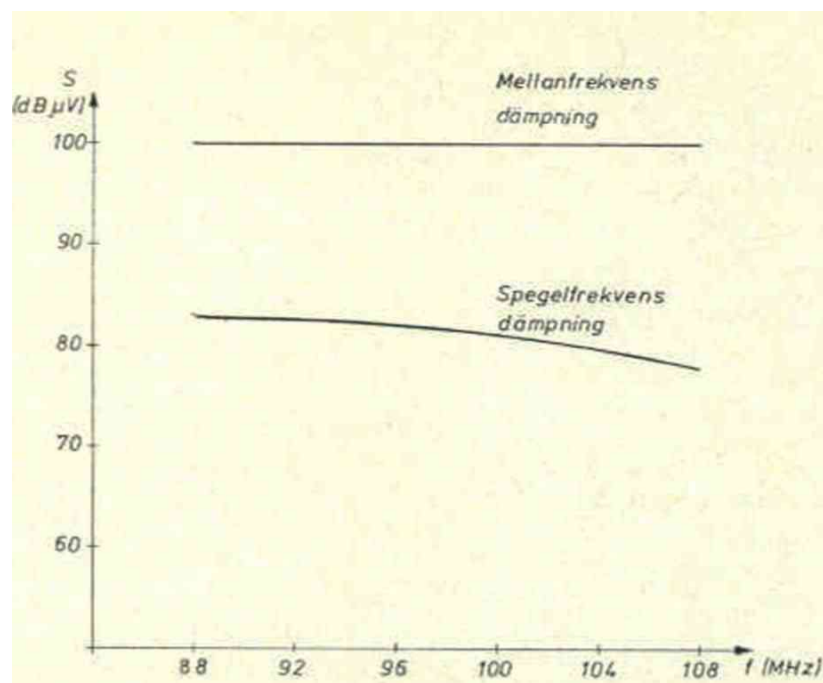


Fig 4. Mellanfrekvensdämpning och spegelfrekvensdämpning som funktion av frekvensen.

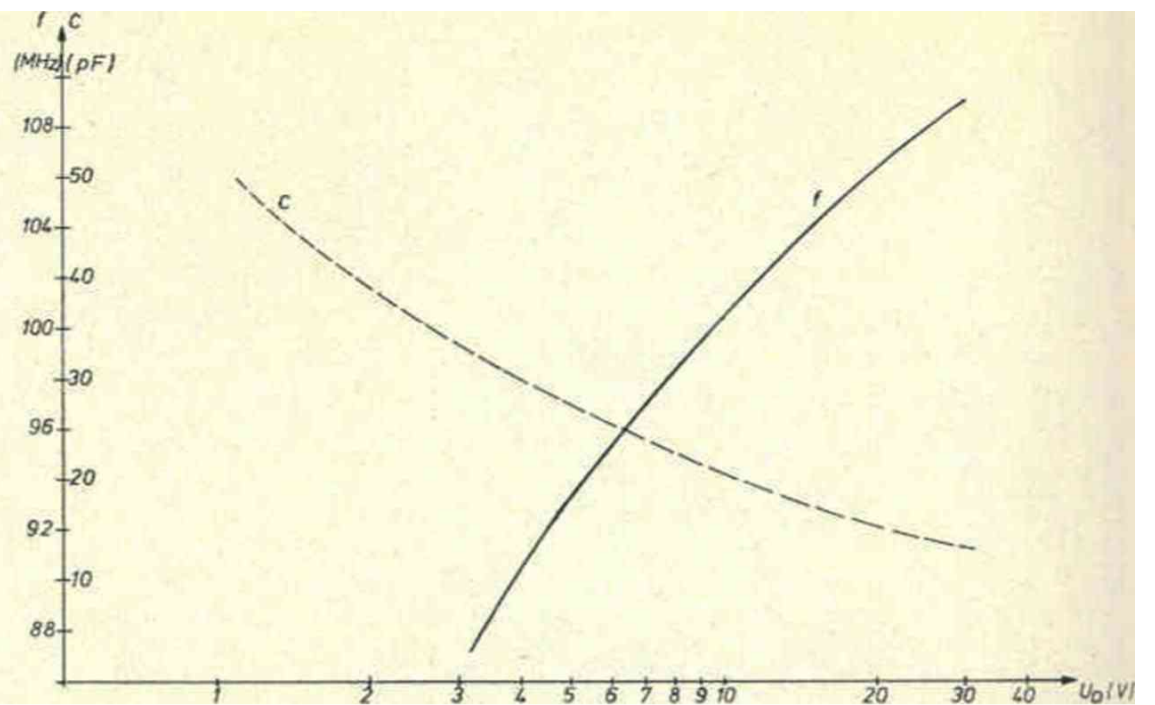


Fig 5. Avstärningsfrekvens och varaktorkapacitans som funktion av varaktorböspänningen.

tillgänglig kapacitet, tidigare erfarenhet från HiFi-tillverkning, erfarenhet av och tillgång till högklassig mätutrustning samt ett genuint intresse för projektet.

De japanska HiFi-tillverkarna blev dock nästan genomgående en "teknisk" besvikelse: —Vackra datablad och amerikansk design visade sig dölja föråldrade tekniska lösningar och brister i know-how. Delar av utrustningar från några få kända tillverkare, bl.a. *Sony*, var emellertid av god klass. Det framstod klart att Sonab måste stå för hela utvecklingsarbetet, och att resultatet skulle innebära ett tekniskt språng som skulle föra den utvalde partnern till en tätposition tekniskt sett på den japanska HiFi-marknaden. Sonab fäste sig tidigt vid den höga mekaniska finish som kännetecknade audioutrustningar med handelsnamnet *Yamaha* från firman *Nippon Gakki*, Kontakt togs alltså med *Nippon Gakki*, som är en av världens ledande tillverkare av elorglar och flyglar. Dessutom tillverkar *Nippon Gakki*, förutom högtalare, förstärkare, receivers och skivspelare, "allt" från skidor och pilbågar till motorcyklar, badkar och plastbåtar. *Nippon Gakki*, som stod inför problemet att snabbt tekniskt förnya stora delar av sitt audioprogram, insåg fördelarna av ett samarbete av det slag Sonab erbjöd. *Nippon Gakkis* tillverkningsresurser var utomordentliga, tekniker och instrumentering av god klass och kvalitetskontrollen väl utbyggd och effektiv. Ett samarbetsavtal träffades, och utvecklingen av R 7000 påbörjades i Stockholm i juli 1969. Den tidplan som därvid uppgjordes har hållits med några få veckors marginal. En förkortad version av tidplanen framgår av figur 1.

I följande artikel förklaras funktionen av kretsarna i R 7000 och de teoretiska krav som dikterat deras utformning. R 7000 innehåller totalt 69 transistorer, varav 2 fälteffekttransistorer av MOS-typ och 5 fälteffekttransistorer av junc-

tionstyp, 36 dioder och 2 integrerade kretsar. Fig. 2 visar blockschemat för R 7000.

HF-selektion

HF-filtren i en mottagare tjänar i första hand till att ge erforderlig spegelselektion för den efterföljande biandaren. I biandaren sammansätts en insignal av frekvensen f_s med lokaloscillatorsignalen f_{l_0} . Genom blandning bildas en signal av mellanfrekvensen f_m . Om lokaloscillatorsignalens frekvens väljs högre än insignalens frekvens, s.k. skillnadsblandning, gäller $f_s = f_{l_0} - f_m$. Biandaren har emellertid samma känslighet fören signal med frekvensen $f_s = f_{l_0} + f_m = + 2f_m$, vilken benämnes spegel frekvensen.

Spegelfrekvenser förekommer således på frekvensavståndet $2 \times f_m$ under eller över rätt signalfrekvens vid summa- respektive skillnadsblandning. Genom att välja första mellanfrekvensen hög erhålles ett högt spegelfrekvensförhållande. En hög mellanfrekvens medför emellertid stor mellanfrekvensbandbredd, om inte Q-värdena i mellanfrekvenskretsarna görs mycket höga. Gränsen sätts därvid bl. a. av komponenternas storlek och temperaturstabilitet.

En kompromiss mellan olika krav, inklusive dämpning av blandningsspurious (icke önskade blandningsprodukter) har lett till valet av 10,7 MHz som mellanfrekvens i VHF-mottagare. 10,7 MHz är en internationellt skyddad fre-

kvens, där sändning inte får förekomma. Genom standardiseringen finns t.ex. kristallfilter på 10,7 MHz tillgängliga. HF-ingångskretsarna i en mottagare minskar risken för blockering av HF-steget p.g.a. starka signaler på frekvenser vid sidan av passbandet och reducerar samtidigt låga ordningars blandningsspurious. Kretsarna på biandarens ingång bidrar också till att dämpa lokaloscillatorutstrålning samt hindra eventuell "bakblandning" i HF-steget.

Vinsten av ökad HF-selektion i en mottagare måste emellertid vägas mot den minskning av mottagarens känslighet som erhålles genom att minskat förhållande mellan belastat och obelastat Q-värde i filterkretsarna ger ökad inlänkningsdämpning.

Det är mycket viktigt att förstå betydelsen av dessa kompromisser för att rätt kunna dimensionera HF-selektionen i en receiver. Stor vikt har lagts vid utformningen och dimensioneringen av selektion i R 7000 för att samtidigt uppnå hög känslighet och största möjliga spegelfrekvensdämpning.

Vissa utländska Hi-Fi-materielltillverkare har i beskrivningen av sina utrustningar uppgivit att största fördelen med användning av fälteffekttransistorer i HF-steg och blandare är att man genom deras jämfört med bipolära transistorer högre inimpedans belastar HF-kretsarna mindre och därigenom erhåller högre Q-värde och bättre selektion. Konstruktion med så vaga insikter i kretsdimensionering kan ge skrämmande resultat!

Endast genom att korrekt dimensionera kretsarnas LC-förhållande och deras belastning på in- och utgång samt vad gäller flerkretsfilter, också kopplingsimpedansen, kan man kontrollera och uppnå önskad inlänkningsdämpning och bandbredd. Principerna för dimensioneringen av HF-selektionen i R 7000 är baserade på erfarenheter från konstruk-

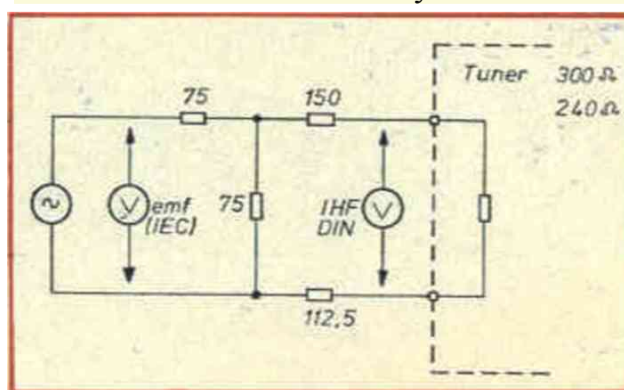


Fig 6. Mätmetoder vid känslighetsmätning.

tion av professionell kommunikationsradio och har givit ett mer optimalt resultat än vi funnit hos någon annan existerande FM-receiver, vilket bl. a. framgår av resultat som 1,5 pV känslighet enligt IHF och en minsta spegelfrekvensdämpning av 70 dB (typiskt 80 dB). Fig 3 visar principalschema för HF-steg och blandare i R 7000. Antenningsinpedansen 300 ohm transformeras i en symmetreringstransformator av baluntyp till 75 ohm direkt vid antenningången. Därigenom kan anslutningen till mottagarens förkrets ske med en 75 ohms koaxialkabel, som väsentligt förbättrar undertryckningen av signaler på mellanfrekvens jämfört med användning av oskärmad 240—300 ohms bandkabel.

Kombinationen fungerar också som ett lågpasfilter som dämpar signaler av högre frekvenser. En mottagares förmåga att undertrycka signaler av mellanfrekvens beror i första hand på dämpningen i HF-filtren. Emellertid spelar lay-outen av mottagaren och möjligheten till strålning direkt från antenningången till MF-ingången, eller läckning via spänningsmatningen, in som betydande begränsningar vid högre signalnivåer.

Vid mätning av mellanfrekvensdämpningen sker anslutning till antenningången, varför användningen av skärmad kabel mellan antenningång och förkrets, som i R 7000, kan innebära en förbättring av mellan 10—20 dB av MF-undertryckningen. Väsentligt är vidare att HF-steg, blandare och lokaloscillator, liksom i R 7000, är skärmade i en separat enhet.

Mellanfrekvensundertryckningen i R 7000 är, som framgår av fig 4, bättre än 100 dB över hela bandet. HF-stegen i R 7000 har 4 avstämda kretsar, fördelade på en förkrets, ett 2-krets bandfilter mellan HF-förstärkare och blandare samt lo-krets. Med en skärm mellan kretsarna i bandfiltret åstadkommes rent induktiv koppling och konstant bandbredd över hela avstämningsområdet. Spegelfrekvensdämpningen som funktion av mottagarens avstämningsfrekvens framgår av fig 4. Typiskt värde över hela bandet är 80 dB ± 3 dB och 70 dB minsta tillåtna värde.

Sett mot bakgrund av mottagarens höga känslighet och dynamik är detta ett resultat mycket nära "the state of the art". Totala avstämningsbandbredden i R 7000 är 87—108,5 MHz. Avstämningen av lokaloscillator och HF-kretsar sker med varaktordioder. De i R 7000 använda varaktorerna D1—D4 i fig 3 är av typ BB 104 och är dubbeldioder bestående av två motriktade dioder. Vid avstämning med en enkel varaktordiod, vilket är vanligt i många VHF-mottagare och en betydligt billigare lösning, påverkas diodens kapacitans inte enbart av styrspänningen (likspänning) utan också av HF-spänningen över kretsen. Ge-

nom att en varaktordiods kapacitans-backspänningskaraktistik är olinjär (approximativt gäller $C = C_3V(3,7UR + 0,7)0,75$), kommer kapacitansen att ändras olika mycket för negativa och positiva halvperioder av HF-spänningen. Det medför en förskjutning av inställd kapacitans och snedstämning av kretsen. Härvid kan självsvängningsfenomen uppstå som bl. a. ger upphov till distorsion

av bandpasskaraktistiken och sämre spuriousundertryckning.

Vid avstämning med två motriktade varaktordioder, som i R 7000, hamnar över var och en endast halva HF-spänningen, vilket ger mindre kapacitansvariationer. Dessa är därtill motriktade. Vid god matchning påverkas alltså kapacitansen obetydligt av HF-spänningen. Motriktade dioder ger mindre övertons-

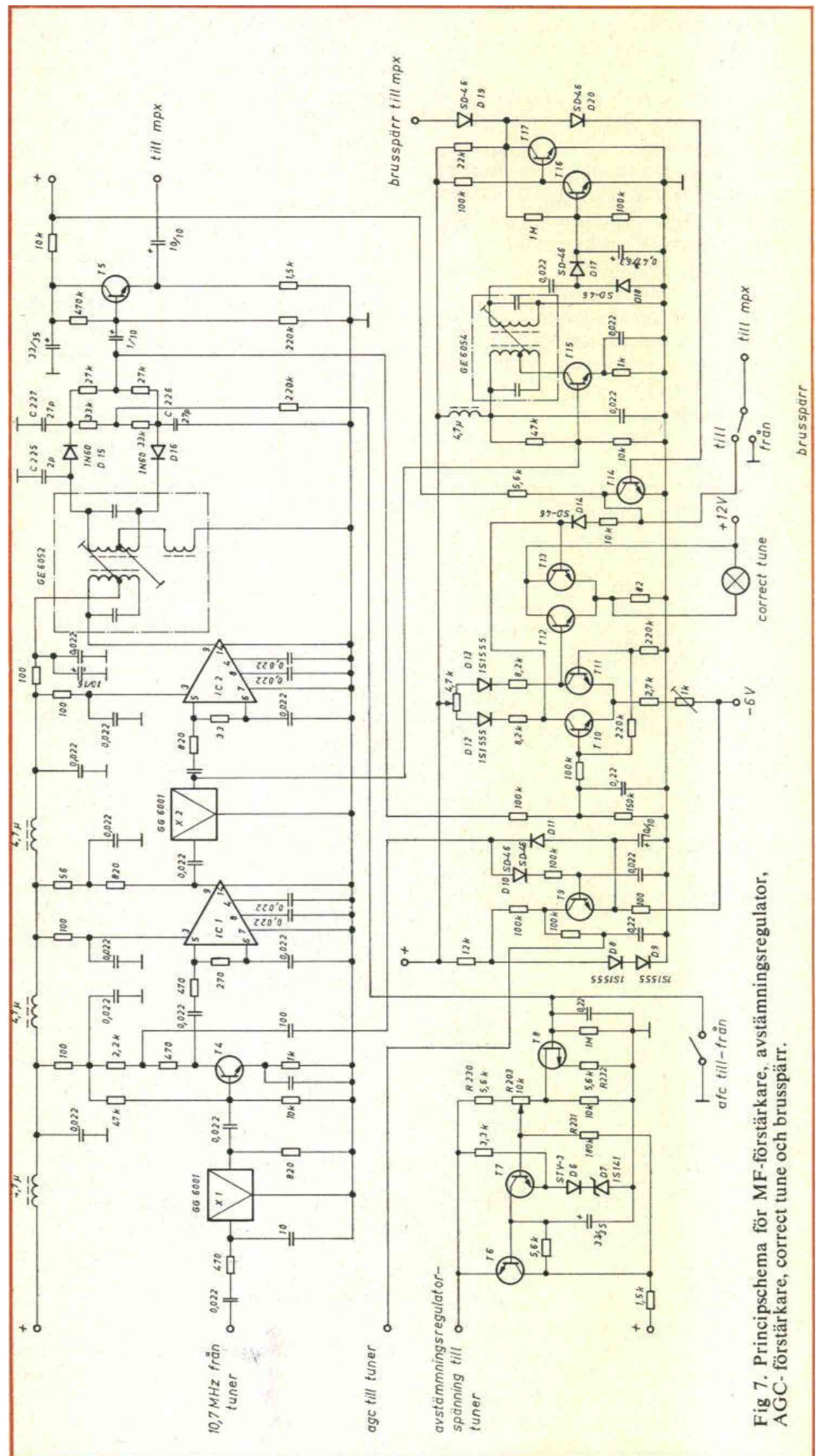


Fig 7. Principalschema för MF-förstärkare, avstämningsregulator, AGC-förstärkare, correct tune och brussparr.

bildning i lokaloscillatorn. Jämfört med vridkondensatoravstämning har varaktoravstämning flera fördelar, varav de tre väsentligaste är:

(1) Varaktoravstämning fordrar mindre plats och ger förenklad kretsutbyggnad.

(2) Manövreringen förenklas, och förval av stationer kan ske med förinställda styrspänningdelare.

(3) AFC kan appliceras inte enbart på lokaloscillatorn utan även på HF-kretsarna, så att synkron avstämning av oscillatorfrekvens och HF-selektion sker.

—Fig 5 visar avstämningsfrekvens och varaktorkapacitans som funktion av varaktorförspänningen. Varaktorförspänningen måste vara väl stabiliserad med avseende på nätspänningsvariationer, temperaturändringar o.s. v. eftersom varje spänningsändring i sändningsring medför en snedstämning av HF-enheten. För detta ändamål är R 7000 försedd med en separat regulator, vari ingår transistorerna T 6, T7 och T8 samt dioderna D6 och D7 som framgår av fig 7. Avstämningsspänningen bestäms av spänningsdelaren R230, R203 och R231/T8 -h R232 i regulatorn och avstämningspotentiometern R402 (fig 3). Fälteffekttransistor T8 tjänstgör som ett variabelt motstånd. Dess resistans styrs av gateförspänningen, som beror av likspänningskomponenten på detektorutgången (fig 7). Tack vare fälteffekttransistorns höga inimpedans är AFC-förstärkarens belastning av detektorn försumbar. D5 (fig. 3) utgör temperaturkompensering för varaktordioderna. D5 har för bästa följsamhet monterats på samma kretskort som D1—D4.

HF-förstärkare

HF-förstärkaren i en mottagare tjänar till att ge mottagaren hög känslighet genom att den efterföljande biandarens brusfaktor maskeras. För hög HF-försfärkning reducerar mottagarens dynamik och ger försämrade spuriousegenskaper. Ökad dynamik kan erhållas med automatisk förstärkningsreglering (AGO på HF-förstärkaren).

Blandare

I biandaren i en mottagare frekvenstransponeras HF-signalen till mellanfrekvensen. Biandarens egenskaper skall vara sådan, att hög spuriusdämpning erhålls. Lokaloscillatorsignalen till biandaren skall vara så stor, att variationer i denna ger försumbar variation i mellanfrekvenssignalen.

En mottagares intermodulations- och korsmodulationsdämpning beror i huvudsak av biandarens dynamik, medan HF-

förstärkarens bidrag till spurius vanligen är försumbart. Transistorblandare har begränsad dynamik, och är från denna synpunkt inte optimala. Väsentligt högre dynamik kan uppnås med blandare bestyckade med dioder, fälteffekttransistorer som i R 7000, eller elektronrör. Genom valet av lokaloscillatorfrekvens och mellanfrekvens undviks låga ordningars blandningsspurius med liten blandningsdämpning.

Lokaloscillator

I konventionella rundradiomottagare — med de relativt små krav på prestanda som gäller för dessa — kan transistorblandare av självsvängande typ användas. Högkvalitativa VHF-tuners är utan undantag, liksom R 7000, försedda med separat lokaloscillator.

Lokaloscillatorn skall lämna erforderlig effekt till biandaren. Liten lokaloscillatorsignal ger lägre blandningsförstärkning. Stor lokaloscillatorsignal orsakar framför allt hög blandar-brusfaktor. Det är väsentligt att oscillatorn är stabil mot variationer i belastningen, så att varierande signalstyrka in till mottagaren inte medför att lokaloscillatorn ändrar frekvens eller utspänning.

Medel att åstadkomma detta är lös koppling till biandaren samt signal- och lokaloscillatormatning till biandaren på skilda ingångar. Detta åstadkommes i R 7000 genom att biandaren utgörs av en dubbelgate fälteffekttransistor av MOS-typ. Signal och lo-inmatning sker på var sin gate.

Fälteffekttransistorer som blandare uppvisar också mindre inimpedansvariationer för varierande signalnivå än bipolära transistorer. Variationer i temperatur och matningsspänning orsakar ändringar i frekvens och utspänning. För att förbättra mottagarens frekvensstabilitet kan den, som R 7000, utrustas med automatisk frekvensreglering (AFR). Mottagaren låses därvid genom reglering på lokaloscillatorn till en bestämd sändarfrekvens. Som referens tjänar i R 7000 likspänningskomponenten på mottagardetektorns utgång.

Härigenom erhålls symmetrisk selektion oberoende av enstaka komponenters temperaturdrift och därmed bl.a. bättre känslighet och dämpning av höga ordningars spurius.

I R 7000 erhålls dessutom genom varaktoravstämning synkron avstämning av lokaloscillatorfrekvens och HF-selektion. Total temperaturdrift utan AFC är bättre än 1 kHz per °C mellan 0 och 60°C. Infångningsbandbredden för AFO:n är bättre än ± 200 kHz.

Spurius

På ingången till en radiomottagare förekommer ett stort antal frekvenser av varierande styrka. Av dessa detekteras, idealt sett, endast frekvenser inom ett smalt band kring mottagarens avstämningsfrekvens, vars bredd bestäms av mottagarens MF-selektion.

P.g.a. övertonsbildning och blandning i element med olinjär överföringskaraktistik (begränsad dynamik) uppstår genom intermodulation, korsmodulering och blandning falska frekvenser (spurius), vilka kan hamna inom mottagarens passband och ge upphov till bikanaler och störningar.

Sådana störande signaler kan inte ensamma passera mottagarens selektiva kretsar. Om selektionen efter biandaren är tillräckligt stor, kommer spurius endast att bildas i HF-steg och blandare. Genom bland annat användning i HF-steg och blandare av fälteffekttransistorer, som genom sin konstruktion har mycket stor dynamik, och genom MF-sektion med hjälp av kristallfilter vilka har mycket stor flankbranthet och toppdämpning, uppnås i R 7000 bättre spuriusundertryckning och färre bikanaler än i någon annan mottagare som vi har provat.

Intermodulation

Med intermodulation avses uppkomsten av kombinationsfrekvenser till följd av en olinjär överföringskaraktistik, då ingångssignalen består av två eller flera störande signaler. Någon nyttsignal (signal på avstämningsfrekvensen) behöver inte finnas.

När intermodulation inträffar, uppstår ett obegränsat antal nya frekvenser. Endast ett fåtal av dessa ger emellertid upphov till störningar, nämligen de frekvenser som hamnar nära initialfrekvenserna och inom mottagarens passband. Om någon av de störande signalerna är frekvensmodulerad, blir även kombinationssignalen frekvensmodulerad. Intermodulation kan således förekomma vid FM. Intermodulation kan i en förstärkare även uppstå p.g.a. utstyrningsberoende fasförskjutning.

I R 7000 elimineras risken för AM-fasmodulationsomvandling genom valet av mellanfrekvensbandbredd och genom absolut korrekt för alla signalnivåer oberoende kristallfilteranpassning.

Intermodulationsdämpning i R 7000 är minst 60 dB och typiskt bättre än 70 dB, dvs i klass med vad som fordras för godkännande av en professionell kommunikationsradiomottagare.

Så konstruerades Sonab R 7000 J

Exteriören av Sonab R 7000, en tuner-förstärkare i internationell toppklass som av allt att döma kommer att utvecklas i flera olika varianter, däribland — enligt vad RT erfarit — en med avancerad kassettelektronik. Internationell marknadsföring förestår.



- De två konstruktörerna bakom den helt svenska FM-stereorecivern som debuterat denna höst fortsätter här beskrivningen av konstruktionskriterier och kretslösningar.
- Den utförliga beskrivningen har utöver denna faktasammanställning åtskilligt instruktivt att meddela; artiklarna förmedlar i lättillgänglig form en hel del grundläggande teori som belyses av praktikkallet.
- Närmast avhandlas begreppet korsmodulering, blandningsspurious och FET-betyckade steg liksom bl a filter.

Korsmodulering

■ ■ Med korsmodulering avses överföringen av modulation från en störande signal på nyttosignalen. Korsmodulering förutsätter således en nyttosignal samt en eller flera störande signaler. Nyttosignalen kan vara omodulerad. Korsmoduleringsprodukten har samma frekvens som nyttosignalen och kan således inte uppstå vid FM.

Korsmodulering kan betraktas som ett specialfall av intermodulation och kan endast uppstå genom amplituddistorsion. Fasdistorsion ger upphov till fasmodulering av nyttosignalen.

Blandningsspurious

Med blandningsspurious avses frekvensprodukter som bildas i mottagarblandaren genom summa- eller skillnadsblandning av övertoner till insignal och lokaloscillator-signal. Vid skillnadsblandning gäller för nyttosignalen med beteckningar enligt fig. 2. $f_m = f_o - f_o$. Genom överlonsblandning kan signaler av mellanfrekvens bildas om $n \times f_m - m \times f_w$ och $n \times f_{(1-n)f_m} = f_m$, där m och n är ordningstalet för övertonen från lokaloscillatorm resp. insignalen. Blandningsbrantheten avtar snabbt med ökande ordnings tal.

Man eftersträvar därför att välja mellanfrekvensen så, att inga låga ordningars blandningsspurious kan bildas av insignalfrekvenser nära mottagarens avstämning-frekvens. Blandningsspurious av låga ordningar undviks genom tillräckligt hög selektion före blandaren. Med tre avstämde kretsar före blandaren som i R 7000 dämpas "halv-MF" spurious mer än 80 dB.

Komponenter i HF-steg och blandare

En mottagares förmåga att undertrycka spurious utan avkall på känslighet och låg brus-

faktor beror främst på dynamiken i HF-steg och blandare. Med lika stor dynamik i HF-steg och blandare är det förras bidrag till spurious nära försumbart.

I mottagare med blandare med bipolära transistorer kan i praktiken en blandningsförstärkning på 10—15 dB, brusfaktor på 6—7 dB och intermodulationsdämpning på 60—65 dB uppnås. Användning av en balanserad diodblandare med pn-dioder ger 5—10 dB bättre dynamik, blandningsdämpning på ca 6 dB och brusfaktor på 6—7 dB men inklusive tillskottsbrus på mellanfrekvens blir den resulterande totala brusfaktorn ca 15 dB.

I mottagare med passiv blandare krävs således högre HF-förstärkning för samma mottagarkänslighet, vilket reducerar blandarens dynamik. Elektronrör har ca 10 dB bättre dynamik än bipolära transistorer men har nackdelar p.g.a. storlek, åldring, strömförbrukning, matningsspänning osv.

överlägset bästa resultat uppnås genom användningen av fälteffekttransistorer, som har samma dynamik som elektronrör, brusfaktor och förstärkning som bipolära transistorer och oöverträffade AGC-egenskaper. För att uppnå hög känslighet och samtidigt goda intermodulations- och spuriosegenskaper har R 7000 därför utrustats med fälteffekttransistorer av MOS-typ i HF-steg och blandare.

Fälteffekttransistorerna är av RCA:s typ verkning och sorterade för att ge lägsta brusfaktor och därigenom högsta mottagarkänslighet.

Fälteffekttransistorer

Fälteffekttransistorns överföringskarakteristik är inom ett stort utstyrningsområde approximativt en ren andragradsfunktion. Den önskade blandningsprodukten i en

blandare är en funktion av termer av andra graden i överföringsfunktionen. Termer av högre gradtal ger upphov till intermodulation och korsmodulering.

Vid användning av fälteffekttransistorer HF-steg och blandare uppnås i praktiken vid full förstärkning 6—10 dB bättre dynamik än med bipolära transistorer. Jämfört med bipolära transistorer är förstärkningen lägre, brusfaktor lika, inimpedansen väsentligt högre och temperaturstabiliteten bättre.

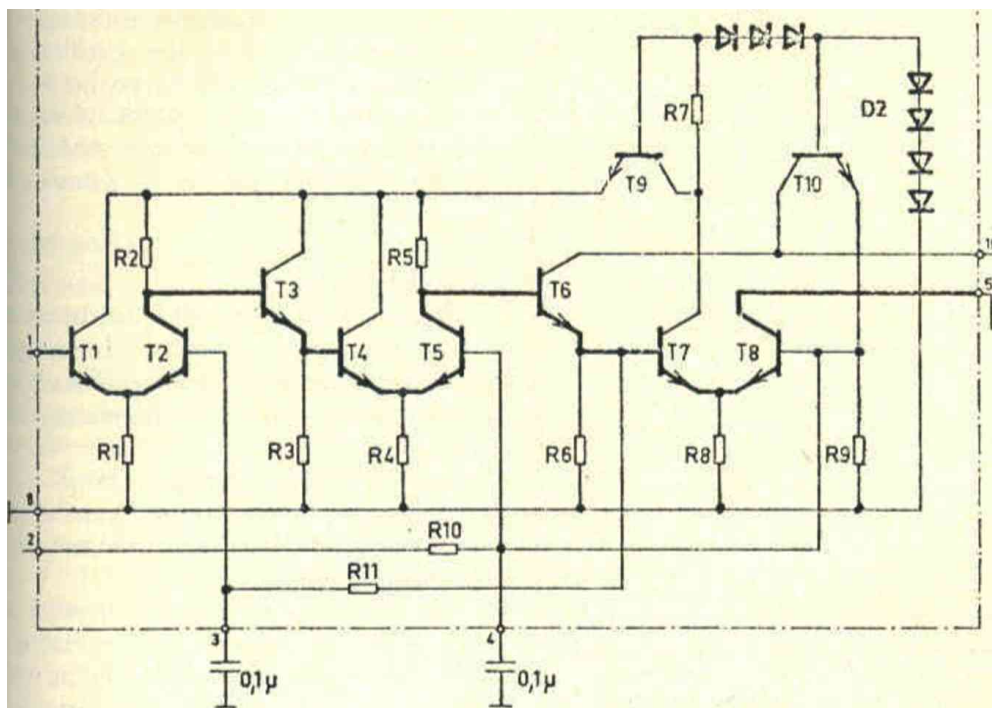
Priset för en fälteffekttransistor är, typiskt! två ggr priset för en motsvarande biopolär transistor.

AGC

Fälteffekttransistorer medger s. k. reverse AGC i HF-steg, d.v.s. minskning av I_{D6} och förstärkningen genom reglering av gateförspanningen. Reverse AGC har jämfört med forward AGC fördelen att inimpedansen hela tiden är hög, varför HF-bandbredden inte påverkas samt att det krävs mycket ringa AGC-ström. I strypt tillstånd återstår i huvudsak den kapacitiva återkopplingen] som saknar tredjegradsstermer, varför intermodulationsdämpningen vid full AGC är av samma storleksordning som vid full förstärkning. Återkopplingen kan minskad genom neutralisering.

I ett neutraliserat GS-steg med en fälteffekttransistor med diffunderad gate (*junction-typ*) kan vid reverse AGC maximalt ca 30 dB förstärkningsminskning uppnås. - Helt tillfredsställande lösning av neutralisering är svår att åstadkomma och individuell trimning blir ofta nödvändig. I R 7000 uppnås mer än 40 dB (typiskt 60 dB) förstärkningsminskning utan neutralisering genom användning av en dubbelgate fälteffekttransistor med isolerad gate (MOS) som har lägre återkopplingsimpedans än fälteffekttransistorer med diffunderad gate.

Fullständig strypning åstadkommes med hjälp av en separat AGC-förstärkare, T9 (fig. 7 i föreg nr!) som genom 6V negativ emitterförsänkning ger en lägsta gatespänning av ca — 4V. Genom åtskild AGC och signalgate är bandbredden i HF-förstärkarens förkrets oberoende av förstärkningsregleringen. Inspänningen till AGC-för-



li» & Principschema för CA 3012.

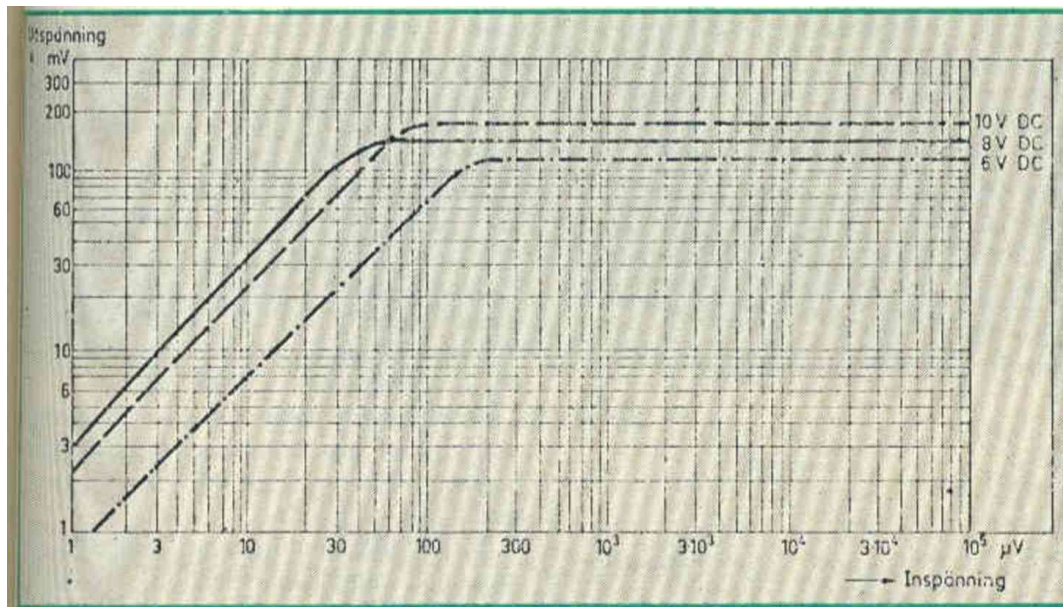


Fig 9. Begränsningskarakteristik för CA 3012.

stärkaren skall likriktas efter tillräcklig MF-filtrering, så att inverkan från lokaloscillatorsignalen undviks. Detta åstadkommes i R 7000 genom uttag av MF-signalen efter första kristallfiltret:

T4 arbetar linjärt för alla insignalnivåer. Dimensionering av tappningen från T4 ger en AGC-insats av -3 dB vid $66-70$ dB μ V ($2-3$ V). AGC-insatspunkten är en kompromiss mellan önskemålet om sen insats för att uppnå största möjliga signalbrusförhållande och tidig insats för att uppnå bästa mottagardynamik. Total förstärkning i HF och blandare är 26 dB.

Känslighet

Vid mätning av en mottagares känslighet förekommer tre olika standardiserade mätningar enligt respektive IEC, D/N och IHF. Fig 6 (se RT nr 10!) visar schematiskt skillnaden mellan generatorspänning (emf) och antensspänning.

- Känsligheten enligt IEC definieras som den generatorspänning över 75 ohm, som vid $22,5$ kHz frekvenssving ger signalbrusförhållandet 26 dB.
- Känsligheten enligt DIN definieras som den antensspänning över 240 ohm, som vid 40 kHz frekvenssving ger signalbrusförhållandet 26 dB.
- Känsligheten enligt IHF definieras som den antensspänning över 300 ohm, som vid 75 kHz frekvenssving ger bättre än 3% distorsion.

DIN och IHF specificerar antensspänning, och är därigenom entydiga, förutsatt att spänningen anges transformerad till antensimpedansen och inte anges som 6 dB bättre än generatorspänningen, vilket om generatorns utimpedans är lägre än antensimpedansen, innebär en frisering av känsligheten.

IEC specificerar generalorspänning som vid anpassning är 6 dB högre än antensspänningen. Angivande av antensspänning-

en innebär således i detta fall en frisering av känsligheten med 6 dB.

Det är därför befogat att se upp med hur känsligheten anges, och det är tvivelaktigt om alla tillverkare är på det klara med vilken känslighet de mäter och uppger! Normalt föredrar man dock numera IHF, Känsligheten för R 7000 enligt ovan angivna definitioner är bättre än IEC $1,5$ pV emf, DIN $1,4$ pV och IHF $1,5$ pV, och kontrolleras vid slutkontrollen vid tre frekvenser $88,98$ och 108 MHz.

MF-förstärkare

MF-förstärkaren i en mottagare skall ha sådana egenskaper att konstant signalnivå erhålls in till detektorn. Detta åstadkommes vid FM med en limiterande (begränsande) MF-förstärkare och vid AM genom AGC på MF-förstärkaren.

MF-förstärkaren skall vara försedd med bandbredds begränsning, så att den brus-effekt som genereras i MF-förstärkaren inte blir för hög i detektor och begränsarsteg.

En för stor brusbandbredd medför en i mellanfrekvensförstärkaren internt genererad brus-effekt, som orsakar en försämring av mottagarens känslighet till följd av att svaga signaler ej maskeras av enbart ingångsbruset utan även av i MF-förstärkaren genererat brus.

För god AM-undertryckning vid FM-motlagning krävs att förstärkarestegen limiterar symmetriskt, och att in- och utimpedans obetydligt varierar med signalnivån. Av signalnivån beroende fasdistorsion orsakar AM-IM omvandling och försämrad AM-undertryckning. För ett lågt infångningsindex (förmåga att undertrycka en svagare, icke önskad FM-signal på samma frekvens som nyttsignalen) krävs flera stegs limitering.

Enkla förstärkarsteg är föga idealiska begränsare, p.g.a. likriktnings- och upplagringsfenomen. Väsentligt bättre begränsningskaraktär erhålls t.ex. med serie-limiters bestyckade med Schottky-barriärdioder eller integrerade differentialförstärkare med strömbegränsning som i R 7000.

MF-förstärkaren i R 7000 är utförd med en för alla insignaler linjärt arbetande för förstärkare T4 samt två limiterande monolitiska integrerade MF-förstärkare av typ CA3012 vars kretsschema framgår av fig 8. T4 förbättrar MF-förstärkarens brusfaktor, känslighet och limitering samt möjliggör exaktare kontroll av AGC-insatspunkt genom att ge förstärkningsmarginal som tillåter att AGC-spänningen uttas efter första kristallfiltret och T4.

CA3012 består av tre stegs strömlimiterande bredbandsförstärkare samt en krets för likspänningsstabilisering. Kiselbrickans dimensioner är $1,5 \times 1,5$ mm. I kretsschemat har signalvägar utmärkts med grövre linjer. Bredbandsförstärkaren är uppbyggd med tre direktkopplade differentierande förstärkarsteg i kaskad. De båda första stegen är försedda med emitterföljare på utgången.

Denna förstärkarkoppling lämpar sig speciellt väl för integrering. Stegens för-

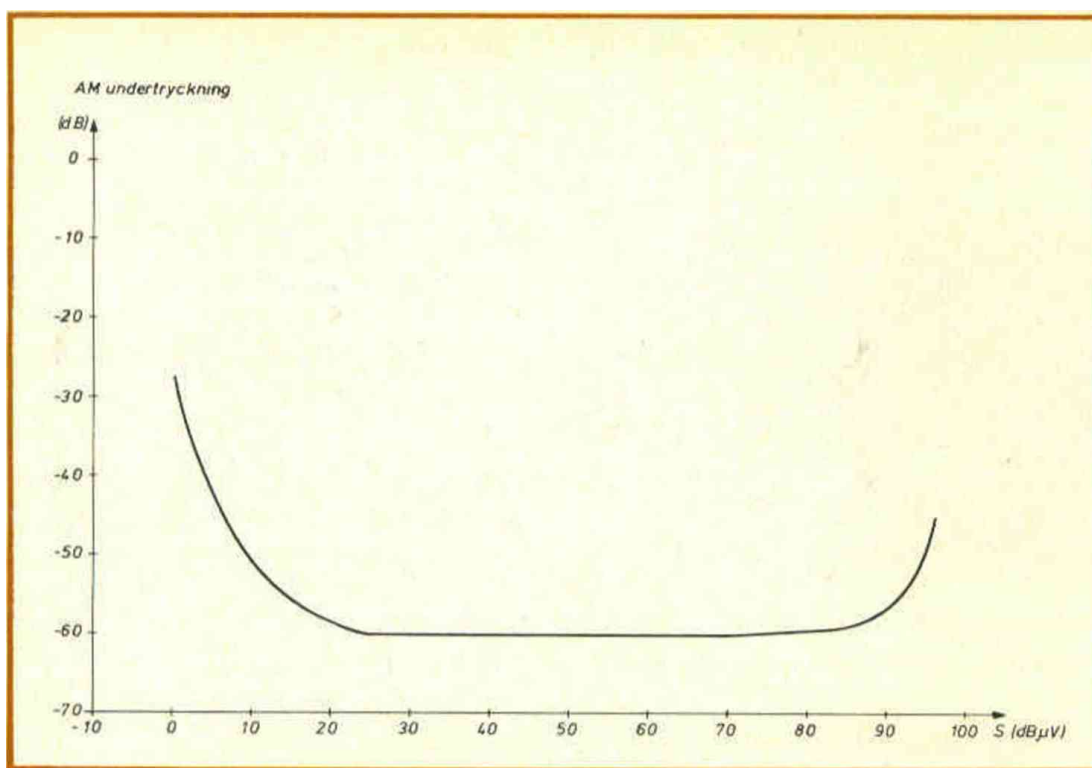


Fig 10. AM-undtryckning som funktion av antennspänningen vid 400 Hz modulationsfrekvens och 30% AM.

stärkning är oberoende av det absoluta värdet hos motståndet, som vid tillverkning i monolitisk teknik inte kan framställas med bättre tolerans än +20% och beror enbart av förhållandet mellan emitter- och kollektormotståndet. Den relativa toleransen för dessa är bättre än ±3%.

Tack vare de emitterkopplade transistorparen har förstärkaren mycket god limiteringskaraktäristik, som framgår av fig 9. Väsentligt är också att tack vare konstruktionen med strömlimitering förstärkarnas inimpedans är mycket oberoende av signalnivån och limiteringsgraden. Typisk förstärkning är 60dB vid 10,7 MHz. Kretsarna uppfyller garanterade data med en spridning i f_{re} hos ingående transistorer på mer än 30—200. Data gäller för temperaturområdet -55 till +125°C.

Kretsens temperaturstabilitet vad gäller förstärkning, brusfaktor, strömförbrukning o.s.v. är exceptionellt god, jämfört med konventionella förstärkare. Grunden för detta är spänningsstabiliseringen i kretsen. Likspänningsnivåerna på ingången och utgången av varje förstärkarsteg är desamma och lika med halva matningsspänningen genom att värdet på emittermotståndet är lika med halva värdet på kollektormotståndet. Likspänningsnivån stabiliseras genom återkoppling över de båda första stegen.

Det tredje steget får rätt förspänning utan att med sin förstärkning ingå i återkopplingslingan. Eftersom värdena på motståndet för basförspänningen till steg 1 är lika stora, blir förspänningen i tredje steget i stort sett oberoende av variationer i transistorernas strömförstärkning.

Spänningen på varje förstärkares utgång ändras mycket litet med temperaturen. Speciellt variationer i U_{BE} kompenseras genom att en minskning i "common-mode-förstärkningen" i det emitterkopplade steget följs av en motsvarande förstärkningsökning

i emitterföljaren. Likspänningsstabiliseringsnätet gör förstärkaren relativt okänslig för spänningsändringar mellan 6 och 10 V. Nominell matningsspänning är 7,5 V.

Via den övre emitterföljaren matas 4,2 V till de två första förstärkarstegen medan det tredje förstärkarsteget arbetar med 7,5 V oreglerad spänning. Tack vare kopplingen med emitterföljaren erhålls signalisolation mellan låg- och högnivåstegen. MF-förstärkaren i R 7000 som har en total förstärkning

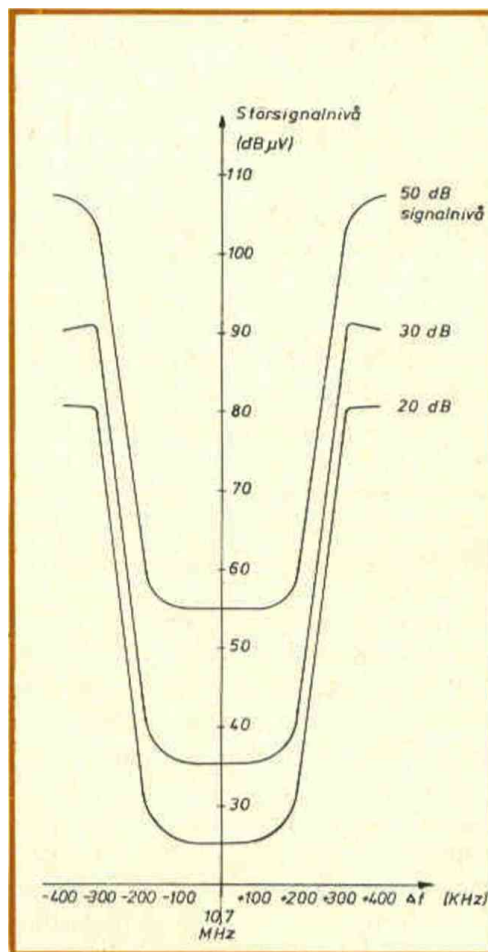


Fig II. Användbar selektion (IHF), mätt vid 98 MHz avstämningssfrekvens 400 Hz och 75 kHz frekvenssving.

av 120 dB ger full limitering -3 dB enligt IHF redan vid 0,9 uV antenn spänning.

AM-undtryckningen mätt på LF-utgången är tack vare dc utomordentliga begränsningsegenskaperna hos CA3012, användning av kvotdetektor och detektor goda symmetri bättre än 60 dB vid insignaler över 30 dBuV. Fig 10 visar AM-undtryckningen som funktion av antennsignalen.

MF-selektion

MF-filtren i en mottagare tjänar främst till att ge erforderlig selektivitet. I mottagare med höga krav på grannkanalselektion och infångningsindex utföres huvudselektionen med kristallfilter.

Med kristallfilter uppnås större toppdämpning och flankbranthet samt mindre inlänkingsdämpning och temperaturdrift än med LC-filtret.

Flertalet VHF-tuners på marknaden använder emellertid, bl a av kostnadsskäl distribuerade LC-filtret. Om tillräcklig selektion i en mottagare åstadkommes direkt efter blandaren, förekommer endast signal av rätt frekvens, och de efterföljande stegen ger inga bidrag till spuriös. Det är därför önskvärt att placera huvudselektionen på lägsta möjliga signalnivå. Hög inlänkingsdämpning i kretsarna på MF-förstärkar-ingången minskar en mottagares känslighet genom att MF-förstärkarens brusfaktor ökar. Hög MF-selektion ökar en mottagares dynamik, men gränsen för ytterligare potentiell förbättring sätts tidigt av att dynamiken i blandar- och HF-steg är begränsad. MF-bandbredden måste väljas tillräckligt stor för att begränsning eller distorsion av informationssignalen inte skall ske.

Härvid måste också hänsyn tas till temperaturdriften hos kretsarna. Genomgående krävs i VHF-tuners en MF-band bredd på minst 200—220 kHz.

Alltför stor bandbredd ger försämring av dynamik, grannkanalselektion, brusfaktor och infångningsindex.

För liten bandbredd ger distorsion speciellt vid stereomottagning.

Huvudselektionen i R 7000 utförs med två fyrpoliga kristallfilter. Genom användningen av fast avstämda kristallfilter undviks det komplicerade arbetet med intrimning av mångkrets LC-filtret. Kristallfilter har vidare försumbar temperaturdrift och åldring samt större flankbranthet, flatare passband, mindre inlänkingsdämpning och högre stoppbandsdämpning än vad som kan erhållas med LC-filtret eller keramiska filter.

Kristallfiltren i R 7000 är noggrant anpassade på in- och utgång för uppnående av minsta 'vågighet' i passbandet. HF-delens förstärkning på 26 dB är mer än tillräcklig för att göra det likgiltigt från känslighetssynpunkt om T4 placerats före eller efter första kristallfiltret.

Första kristallfiltret kan därigenom följa direkt efter blandaren i R 7000, varigenom risken för intermodulation i mellanfrekvensförstärkaren elimineras. Mellanfrekvensförstärkarens bandbredd är större än 240 kHz.

Tack vare kristallfiltren och genom att läckning förhindrats med omfattande avkoppling av spänningsmatningen mellan de olika MF-stegen och noggrann konstruktion av mönsterkortlayouten med små komponentavstånd och linjär uppbyggnad — uppnås hela 80 dB grannkanaldämpning.

Fig 11 visar användbar selektion (enligt IHF).

Infångningsindex

Infångningsindex är ett ytterligare mått på en mottagares förmåga att skilja närbelägna stationssignaler åt och beror främst på mottagarens MF-selektion och limitering.

Ju lägre infångningsindex, desto bättre selektionsegenskaper.

Fig 12 visar uppmätt infångningsindex som funktion av antensspänningen. Vid 1mV antenssignal har erhållits infångningsindex 1 dB, vilket är ett mycket gott värde och ett utmärkt bevis på R 7000:s förmåga att särskilja stationer vid distansmottagning.

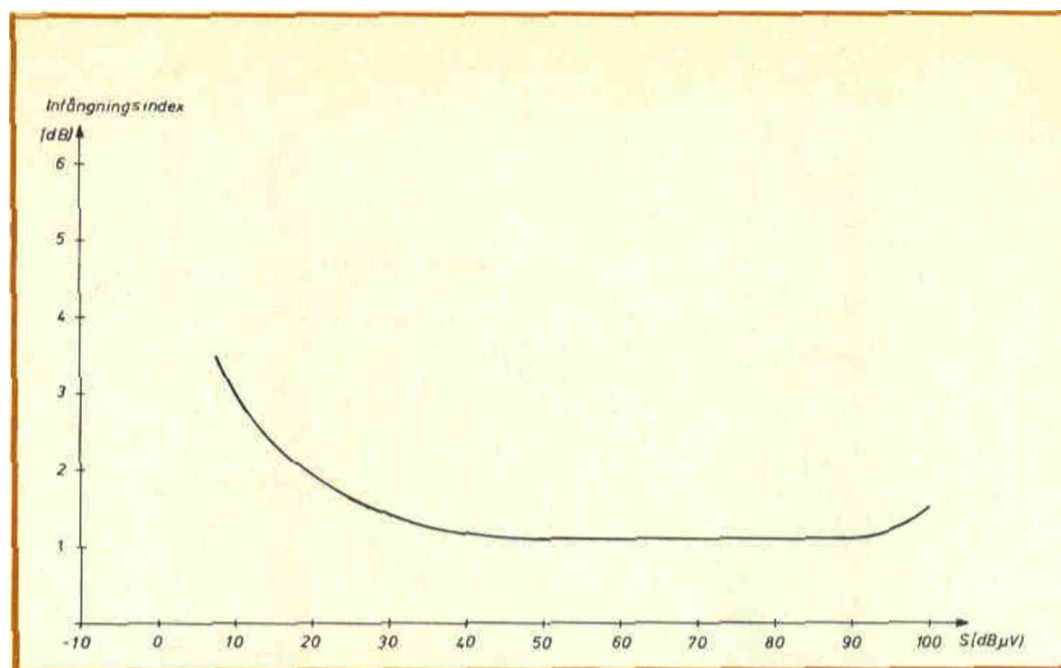


Fig 12. Infångningsindex som funktion av antensspänningen vid 98 MHz avstämningens frekvens. Rätt signal: 400 Hz modulationsfrekvens, 75 kHz frekvenssving. Störsignal: Omodulerad.



Nedan uppdaterad med nya högtalarterminaler



Loud and Proud

HIFIGOTEBORG.se a



WANT TO RELAX TO BEAUTIFUL
MUSIC

WELCOME

WE HAVE GOOD HIFI AT YOUR
SERVICE

PLEASE WAIT HERE & A MEMBER
OF OUR TEAM WILL BE WITH
YOU SHORTLY.

Or press finger HERE