

Nicolae Marinescu

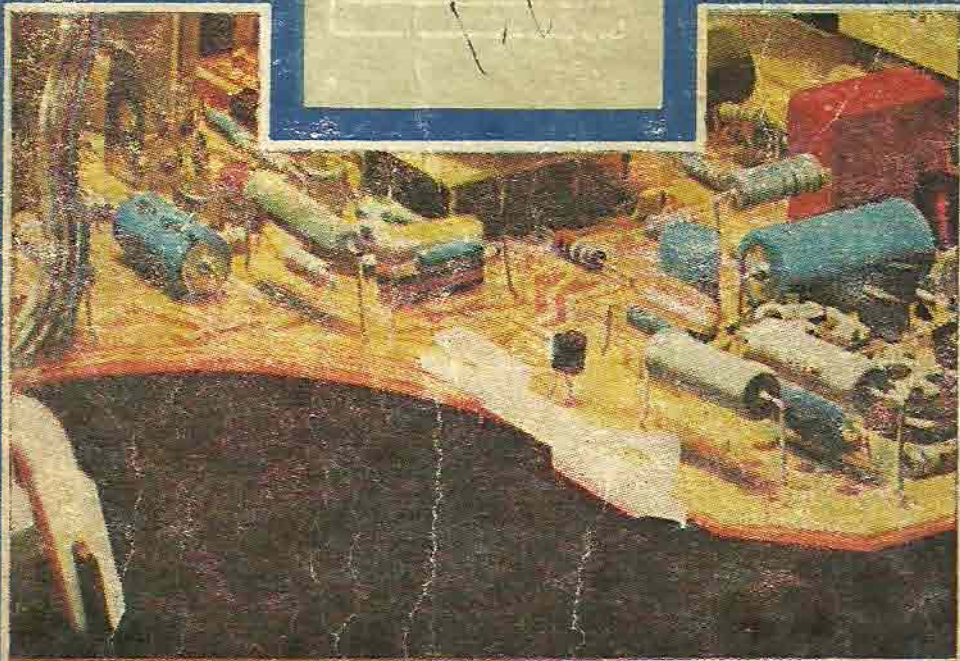
Radioreceptoare
Radio **cu**
circuite integrate

AUTOMATICA

ELECTRONICA

INFORMATICA

MANAGEMENT



SERIA
PRACTICĂ

- Automatică
- Informatică
- Electronică
- Management

M. K. Starr. Conducerea producției, Sisteme de execuție
V. Crăciunoiu s.a. Elemente de execuție.
A. Văldescu s.a. Radioreceptoare
M. Mayer. Tiristoare în practică, Mutatoare cu comutație forțată
G. Motgen. Tiristare în practică, Mutatoare cu comutație de la rețea
L. Zamfirescu, I. Oprescu. Automatizarea cuploarelor industriale
I. Papadache. Automatică aplicată, ediția I și a II-a
Șt. Alexandru. Automatizarea proceselor tehnologice în industria lemnului
V. H. Lisicikin. Prognoza tehnico-stiințifică în ramurile industriei.
G. Raymond. Tehnica televiziunii în culori
J. J. Samuelly, J. Pignarel, A. Sarazin. Instrumentația electronică în fizica nucleară
T. Homos. Capacitate de producție în construcții de mașini
S. Rađu D. Filoti. Centrale telefonice automate. Sisteme de comutație
R. Stere s.a. Tranzistoare cu efect de câmp
D. N. Șapiro. Proiectarea radioreceptoarelor
V. Antonescu, M. Popovici. Ghid pentru controlul statistic al calității producției
N. Stanciu ș.a. Tehnica imaginii în cinematografie și televiziune
P. Vezeanu, Șt. Pătrascu. Măsurarea temperaturii în tehnică
T. Penescu, V. Petrescu. Măsurarea presiunii în tehnică
P. Popescu, P. Mihordea. Măsurarea debitului în tehnică
P. Vezeanu. Măsurarea nivelului în tehnică
C. Hidoș, P. Isac (coordonatori) Studiul muncii, vol. I-VIII
V. Baltac s.a. Calculatorul FELIX C-256, Structură și programare
R. L. Morris. Proiectarea cu circuite integrale TTL
Isihawa Kaoru. Controlul de calitate pentru mașini
A. M. Buhliarov s.a. Culegere de probleme de programare
P. Constantinescu. Sisteme informatice, modele ale conducerii și sistemelor conduse
E. S. Buffa. Conducerea modernă a producției, vol. I și II
A. Văldescu ș.a. Dispozitive semiconductoare, Manual de utilizare
A. Nadolo. Măsurarea volumului și calității lichidelor în industrie
Ch. Jones Design. Metode și aplicații
Gh. Pîșku s.a. Elaborarea și introducerea sistemelor informatice
C. Hidoș. Analiza și proiectarea circuitelor informatice în unitățile economice
A. Văldescu ș.a. Circuite integrate liniare, Manual de utilizare, vol. 1, 2 și 3
M. Silișteanu ș.a. Scheme de televizoare, magnetofone, picupuri vol. 1 și 2 ed. a II-a
D. W. Davies. Rețele de interconectarea calculatoarelor
V. Pescaru ș.a. Fișiere, baze și bănci de date
Gh. Băstîrcea s.a. Comanda numerică a mașinilor-unelte
N. Sprincenă s.a. Automatizări discrete în industrie, Culegere de probleme
M. Florescu. Cibernetică, automatică, informatică în industria chimică
S. Călin. Optimizări în automatizări industriale
S. Matcan. Sisteme numerice cu circuite integrate
I. Ristea ș.a. Manualul muncitorului electronist
M. Simionescu. Proiectare unitară a circuitelor electronice
O. Cluseru. Tehnica măsurărilor în telecomunicații
P. Nițulescu. Electroalimentarea instalațiilor de telecomunicații
R. Ropceanu s.a. Circuite integrate analogice catalog
Șt. Logneanu s.a. Casetofone, Depanare, Funcționare
T. Rădulescu ș.a. Centrale telefonice automate
N. Iosif s.a. Tiristoare și modele de putere, Catalog
P. Postelnicu. Sisteme și linii de transmisiuni telefonice
M. Silișteanu, ș.a. Receptoare TV în culori

Ing. Nicolae
Marinescu

Radioreceptoare cu circuite integrate



Editura Tehnică
București 1985

Redactor : ing. Smaranda Dimitriu
 Tehnoredactor : Maria Trăsnea
 Coperta seriei : Constantin Guluță

Bun de tipar 7.11.1985. Coli de tipar 9
 Planșe 6 buc C. Z. 621.396.6 : 621.382



c. 224 I. P. Informația
 str. Brezoianu 23—25
 București

Cuprins

Capitolul 1.	Introducere	7
Capitolul 2.	Radioreceptoare MA/MF construite cu circuitul integrat TBA 570 A.	9
	2.1. Prezentarea circuitului integrat TBA 570 A.	9
	2.2. Etaje de ieșire de putere pentru circuitul TBA 570 A.	15
	2.2.1. Etaj de ieșire 16 V/6,8 W/4 Ω	20
	2.2.2. Etaj de ieșire 14,4 V/5,5 W/4 Ω	21
	2.2.3. Etaj de ieșire 9 V/1,8 W/4 Ω	2
	2.2.4. Etaj de ieșire 6 V/0,6 W/4 Ω	23
	2.2.5. Etaj de ieșire clasă A 18 V/0,17 W	23
	2.2.6. Postamplificator audio	24
	2.3. Scheme de control pentru tonul audio	25
	2.4. Radioreceptor simplu MA — unde medii	27
	2.5. Radioreceptor simplu MA—UM și UL	31
	2.6. Radioreceptor simplu MA—UM și US	33
	2.7. Radioreceptor MA complet — UL/UM/US cu circuitul TBA 570 A	36
	2.8. Radioreceptor UM/UL pentru automobile	39
	2.9. Radioreceptor în banda UUS—NF	41
	2.10. Un radioreceptor complet, de înaltă calitate, MA/MF	43
	2.11. Considerații pentru proiectarea cablajului imprimat pentru TBA 570 A.	44
Capitolul 3.	Radioreceptoare MA construite cu circuitul integrat TDA 1046.	45
	3.1. Descriere generală a circuitului integrat TDA 1046.	45
	3.2. Schema bloc a circuitului TDA 1046.	46
	3.3. Caracteristici electrice principale pentru TDA 1046.	49
	3.4. Schema electrică fundamentală de utilizare și test a circuitului integrat TDA 1046.	50
	3.5. Radioreceptor MA construit cu circuitul integrat TDA 1046.	51
	3.6. Acordul cu diode varicap a părții de radiofrecvență din circuitul TDA 1046.	53
	3.7. Cuplajul antenei la TDA 1046 acordat cu diode varicap.	55
	3.8. Filtru de frecvență intermediară, reactiv pentru TDA 1046.	55
	3.9. Performanțe de radioreceptor AM—TDA 1046. [6]	57
	3.10. Tuner MA echipat în intrare cu tranzistor MOSFET.	58
Capitolul 4.	Radioreceptoare MF construite cu circuitul integrat βM 3189.	60
	4.1. Prezentarea circuitului integrat βM 3189.	61
	4.2. Schema tipică de utilizare a circuitului βM 3189	69
	4.3. Filtre pentru frecvență intermediară MF.	74
	4.4. Filtru simplu FI—MF	75
	4.5. Filtru LC în cascadă — MF	75
	4.6. Utilizarea unui filtru ceramic MF.	76

	4.7. O schemă de mare calitate cu circuitul $\beta M 318S$	77
	4.8. Controlul automat de frecvență.	81
	4.9. Cîteva scheme pentru tunelele <i>UUS</i>	82
Capitolul 5.	Concepte moderne în radioreceptoare.	
	5.1. Evoluția radioreceptoarelor.	90
	5.2. Afişaj numeric al postului recepţionat.	91
	5.3. Oscilator cu frecvență sintetizată.	91
	5.4. Controlul acordului prin „caută și capturează” a unui radio MF.	95
	5.5. Cîteva idei desprinse din consultarea cataloagelor recente de circuite integrate.	95
Capitolul 6.	Antene.	102
	6.1. Circuite de antene.	102
	6.2. Antena de ferită.	103
	6.3. Antena capacitivă.	107
Capitolul 7.	Radioreceptoare stereo.	111
	7.1. Despre sistemele audio stereofonice.	111
	7.2. Cîteva considerații asupra amplificatoarelor de putere utilizate în redarea stereofonică.	112
	7.3. Transmisia stereofonică.	116
	7.4. Prezentarea circuitelor integrate pentru decodarea stereofonică	123
	7.4.1. Circuitul integrat $\beta A 758$	123
	7.4.2. Circuitul integrat MC 1310	126
	7.4.3. Circuitul integrat $\beta C 1309$	126
	7.4.4. Circuitul integrat TCA 4500	128
	7.5. Cerințele impuse de transmisia stereofonică pentru lanțul de recepție; antenă, demodulator.	131
Capitolul 8.	Scheme de radioreceptoare comerciale care utilizează circuitele integrate TBA 570 A, $\beta M 3189$, TDA 1046.	134
	8.1. Radioreceptorul IDEAL IC-5; Elektronika Industrija-NIS-Yugoslavia.	134
	8.2. Radiocasetofonul stereo pentru automobile RALLY; Tehnoton Iași.	136
	8.3. Radioreceptorul MA-MF stereo, model T 350/HI-FI; IEI -București.	139
	Bibliografie.	143
	ABREVIERI	144

Capitolul 1.

Introducere

Cartea își propune prezentarea unui domeniu în care principiile sînt descoperite și puse în aplicație de zeci de ani. Ca multe alte domenii ale științei și tehnicii și domeniul realizării radioreceptoarelor a suferit impactul dat de apariția circuitelor integrate, integrare realizată la nivele din ce în ce mai mari.

Cu siguranță că orice cititor își poate pune întrebarea de ce trebuie să se construiască un radioreceptor cu circuite integrate și nu cu tranzistoare, care oricum oferă o soluție îndelung verificată? Răspunsul se găsește în extraordinara creștere a raportului performanță/cost — cu multe ordine de mărime — pe care o oferă utilizarea circuitelor integrate. Un exemplu îl constituie demodulatorul MA care a evoluat de la o simplă diodă la blocul de demodulare actual (un demodulator sincron cu celulă Gilbert conține aproximativ 30 de tranzistoare!). Un alt exemplu edificator este radioul pe un singur cip: în acest caz circuitul integrat este singura componentă semiconductoare între antenă și difuzor!

S-a ajuns ca funcții considerate „de lux” în schemele nu de demult, să fie implementate în schemele de azi chiar la nivele mult mai complexe (se utilizează extensiv bucle de reglaj automat, se afișează starea receptorului, a nivelului cîmpului în antenă, a acordului corect pe post, eliminarea zgomotului caracteristic unei transmisii MF în lipsa purtătoare etc.).

Prezentarea materialului urmărește cu strictețe punerea în evidență a blocurilor funcționale care se întîlnesc în componența unui radioreceptor cu circuite integrate. Aceste blocuri sînt descrise prin caracteristicile lor globale, coborîrea la nivelul componente elementare (tranzistor, rezistență) făcîndu-se numai acolo unde a fost strict necesar pentru înțelegerea unor particularități de funcționare. Această strategie își are originea în ideea că radioreceptorul cu circuite integrate este el însuși un bloc complex de prelucrare analogică a unui semnal specializat. Acest bloc este pus astăzi la dispoziția utilizatorului de către fabricantul de circuite integrate gata realizat, cu performanțe bine definite și garantate.

Schemele radioreceptoarelor sînt descrise în lucrare la nivelul de maximă detaliere (valori ale componentelor, performanțe, precauții de utilizare) permițind o trecere rapidă de la schema care merge pe hirtie la schema care merge pe cablaj !

Circuitele integrate descrise, în jurul cărora se construiesc radioreceptoare, sînt fabricate în țară, la IPRS-Băneasa, fiind circuite standard unanim acceptate în domeniu.

În volum este inclus și un capitol care discută tendințele actuale de evoluție din perspectiva circuitelor integrate LSI bipolare, MOS, ECL, bipolare + I²L.

Capitolul 2.

Radioreceptoare MA/MF construite cu circuitul integrat TBA 570 A

2.1. Prezentarea circuitului integrat TBA 570 A

TBA 570 A este un circuit integrat care conține toate blocurile necesare realizării unui radioreceptor *MA*, *MF* sau *MA* și *MF*.

Performanțele sale electrice îl fac să fie utilizabil într-o gamă extrem de largă de tipuri de radioreceptoare; de la cele de buzunare, cu o singură bandă de recepție, pînă la radioreceptoarele staționare *MA/MF* de înaltă calitate cu multiple benzi de recepție. *Adăugarea unei perechi de tranzistoare de medie putere complementare, de tip BD, și a unui tuner MF este suficientă* pentru a se obține un radioreceptor cu următoarele caracteristici generale:

- putere de ieșire mai mare de 6 W;
- sensibilitatea globală pentru recepția MF mai bună de 10 μ V;
- sensibilitatea recepției MA-UM pentru un raport semnal-zgomot de 26 dB, mai bună de 20 μ V.

Schema electrică internă a circuitului TBA 570 A este astfel concepută încît ea poate fi adaptată cu ușurință unui tip particular de radioreceptor, inclusiv montajelor de radioamator.

Remarcînd în mod suplimentar și faptul că circuitul integrat TBA 570 A oferă, prin el însuși, *performanțe gata asamblate, testate și garantate ale radioreceptorului* în componența căruia intră, la un preț ce devine neglijabil față de valorarea produsului final, rezultă concluzia naturală că utilizarea sa reprezintă o soluție net competitivă în raport cu versiunea aceluiasi radioreceptor realizat cu componente discrete (tranzistoare).

Schema bloc a circuitului integrat TBA 570 A este prezentată în figura 2.1. Se observă că acest circuit conține toate blocurile necesare unui radioreceptor MA. O parte din blocuri sînt comune și recepției MF. În acest ultim caz mixerul va fi folosit ca un prim etaj de amplificare al frecvenței intermediare (10,7 MHz), iar amplificatorul FI propriu-zis este completat în final cu un bloc specific MF, amplificator/limitator, care

minal, numărul 4, la care se conectează circuitul acordat derivație care va impune frecvența de oscilație. De asemenea, prin bobina circuitului acordat se alimentează în curent continuu întregul etaj. El este capabil să oscileze singur și cu un procent redus de armonici pe o gamă largă de frecvență, acoperind în întregime frecvențele necesare recepției în banda undelor lungi, medii și scurte, până la 18 MHz. Amplitudinea oscilației generate, A_o , este constantă în funcție de frecvență și alimentare și este aproximativ egală cu

$$A_o = \frac{V_{BE}}{2\sqrt{2}} \text{ unde } V_{BE} \simeq 0,65 \text{ V}$$

rezultând, deci, o valoare tipică

$$A_o = 230 \text{ mV}_{\text{rms}}.$$

Conectarea sarcinii la oscilator se realizează printr-un cuplaj inductiv coboritor în tensiune, astfel încît valoarea mică a rezistenței de sarcină (680 Ω) să nu afecteze considerabil factorul de calitate al circuitului acordat. Dorind să se injecteze în mixer (în fapt pe rezistența $R_s^* = 680 \Omega$) un semnal a cărui amplitudine să fie 30 mV_{ef}, rezultă că raportul de transformare uzual al cuplajului inductiv este

$$N = \frac{30 \text{ mV}}{230 \text{ mV}} = 0,13.$$

Amplificatorul de frecvență intermediară este un amplificator de bandă largă, avînd intrarea de semnal conectată la terminalul 15. Pentru a conferi întregului radioreceptor selectivitatea dorită apare necesară cuplarea ieșirii mixerului la intrarea amplificatorului FI printr-un *filtru trece-bandă concentrat*. Ieșirea filtrului de frecvență intermediară va fi conectată la intrarea amplificatorului printr-un condensator de trecere, C_{15} , pentru a nu perturba polarizarea de curent continuu a bazei tranzistorului intern Q_{15} .

Filtrul trece-bandă trebuie să realizeze, de asemenea, și adaptarea de impedanță între sarcina mixerului și intrarea amplificatorului de frecvență intermediară ($\simeq 2,5 \text{ k}\Omega$ la 455 kHz).

Asupra cîștigului amplificatorului de frecvență intermediară acționează aceeași tensiune de RAS ca și în cazul mixerului. Cele două etaje reglate, mixerul și amplificatorul FI, nu sînt acționate simultan. Pentru semnale relativ mici prezentate la intrarea radioreceptorului, cîștigul amplificatorului FI începe să scadă pe măsură ce tensiunea de intrare la terminalul 2 crește, pe cînd mixerul rămîne încă la cîștigul maxim de conversie. Atunci cînd semnalul în terminalul 15 (intrarea amplificatorului FI) depășește o valoare care ar compromite funcționarea liniară a amplificatorului de frecvență intermediară, atunci și cîștigul de conversie a al mixerului începe să scadă. Acest mod de reglaj conservă performanțe bune de zgomot întregului ansamblu.

Punctul de balans al celor două reglaje este fixat în interiorul circuitului integrat, fiind optim pentru un filtru de frecvență intermediară cu o atenuare în bandă de circa 20 dB (transimpedanța filtrului $\simeq 3 \text{ k}\Omega$).

Amplificatorul de frecvență intermediară comandă două etaje distincte: detectorul de anvelopă și amplificatorul limitator, ultimul utilizat numai pentru recepția MF.

Detectorul de anvelopă este format în esență dintr-o diodă și un condensator de integrare.

Dioda va demodula semnalul de frecvență intermediară, extrăgînd din acesta două informații utile, și anume:

— semnalul de audiofrecvență, reprezentat de variația în timp a amplitudinii oscilației de frecvență intermediară;

— mărimea amplitudinii medii a frecvenței intermediare. Pentru o amplificare dată a lanțului antenă-detector această mărime reprezintă intensitatea cîmpului electric la locul de recepție. Rezultă o tensiune continuă cu ajutorul căreia se va regla amplificarea radioreceptorului astfel încît amplitudinea medie a semnalului de frecvență intermediară să rămîină constantă pentru un domeniu larg de variație al cîmpului stației recepționate.

Condensatorul de integrare avînd valoare mică (63 pF) este izolat față de ieșirea 5 printr-un etaj repetor pe emitor. Rezistența de intrare a acestui receptor împreună cu condensatorul de 63 pF reprezintă constanta de timp de filtraj a demodulatorului.

Dioda de detecție este prepolarizată în curent continuu pentru o stare de deschidere incipientă, eliminîndu-se astfel pragul de circa 0,5 V caracteristic unei diode cu siliciu. În acest mod detecția este liniară pentru amplitudini de semnal de cîteva sute de milivolți.

Ieșirea semnalului audio apare la terminalul 5. O altă ieșire destinată sistemului RAS este conectată la terminalul 14 la care printr-un condensator exterior de valoare mare se elimină componentele de frecvență audio. Tensiunea de curent continuu de la terminalul 14 este aproximativ logaritmic dependentă de nivelul cîmpului recepționat.

Preamplificatorul audio și etajul pilot („driver”) are structura unui amplificator operațional. Intrarea este diferențială. Pe intrarea neînversoare (terminalul 12) se aplică semnalul audio, iar pe cea inversoare rețeaua de reacție. Etajul driver este constituit dintr-un tranzistor cu colectorul deschis, care este capabil să comande perechea de tranzistoare externe de putere, conectate de obicei în montaj clasă B (AB). Tranzistorul driver este capabil să ofere în colectorul său un curent de 100 mA vîrf la vîrf, și să lucreze cu excursii de tensiuni de pînă la 18 V.

Amplificarea cu bucla deschisă este mare, fapt care permite utilizarea unor reacții negative puternice pentru liniarizare (distorsiuni armonice mici). Răspunsul în frecvență poate fi ajustat din exterior cu ajutorul unui condensator de compensare conectat între terminalele 10 și 11. Valoarea acestui condensator determină poziția polului dominant al întregului ansamblu.

gului amplificator și de aceea, pentru o bună stabilitate nu trebuie să scadă sub 470 pF. În interiorul amplificatorului s-au luat măsuri speciale astfel încât reziduurile de frecvență intermediară să fie atenuate pentru a nu ajunge la difuzor, fapt care ar cauza apariția acroșajelor (oscilației întregului radioreceptor), dacă distanța dintre antena de ferită și difuzor este mică (cazul radioreceptoarelor de buzunar).

Pentru recepția posturilor modulate în frecvență etajul mixer este folosit ca amplificator de frecvență intermediară împreună cu amplificatorul de frecvență intermediară propriu-zisă. Semnalul generat de acesta este condus către un bloc special denumit amplificator limitator.

Amplificatorul limitator amplifică suplimentar semnalul MF și îi limitează amplitudinea la o valoare fixă. În acest fel este eliminată influența modulației de amplitudine parazitară care suprapusă peste modulația în frecvență ar afecta puritatea semnalului demodulat.

Sarcina limitatorului este un circuit derivație acordat pe 10,7 MHz conectat între alimentare și terminalul 7 al circuitului integrat. Pentru ca blocul să funcționeze terminalul 6 trebuie decuplat la masă printr-un condensator extern. În timpul recepției unui semnal MA blocul se scoate din funcțiune pentru ca semnalul MA să nu mai ajungă la terminalul 7 în mod inutil și să radieze în exterior (în special armonica a doua). Blocul limitatorului se realizează prin conectarea între alimentare și terminalul 6 a unei rezistențe cuprinse între $2 \div 10 \text{ k}\Omega$.

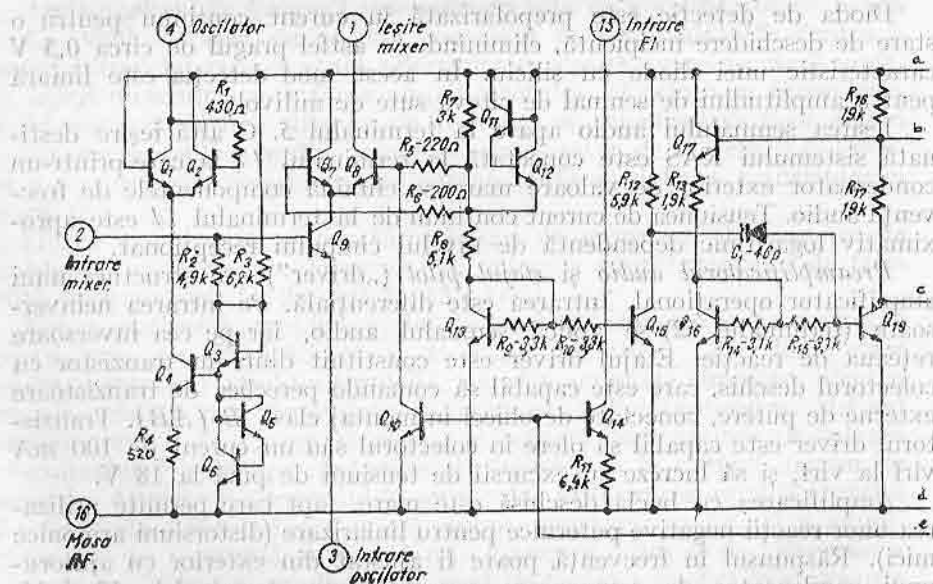
Schema internă completă a circuitului TBA 570 A este reprezentată în figura 2.2. O descriere amănunțită a funcționării schemei interne și a caracteristicilor electrice se găsesc în (1) și (3).

2.2. Etaje de ieșire de putere pentru circuitul TBA 570 A

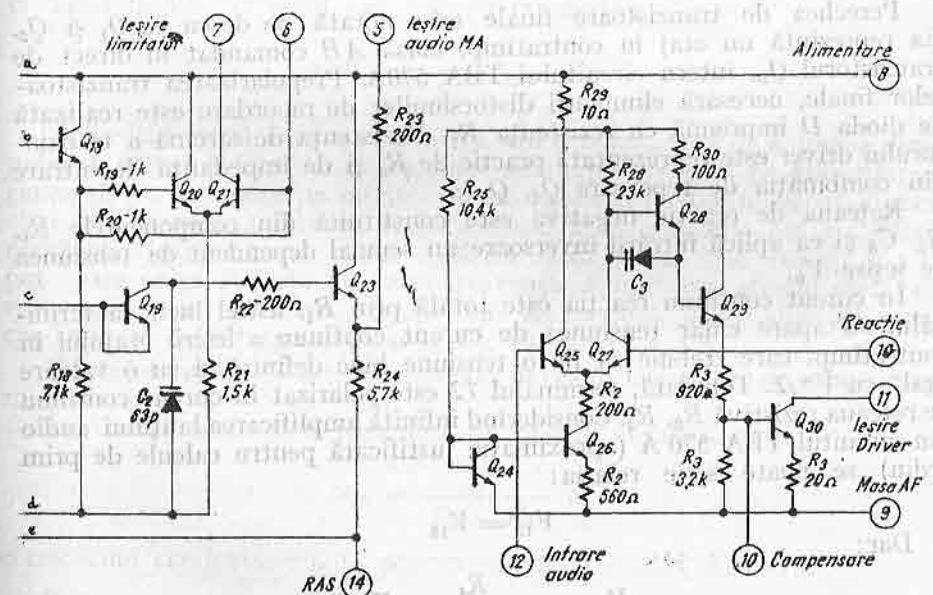
Din schema unui radioreceptor MA complet, singurul bloc neintegrat (neinclus în circuitul TBA 570 A) este etajul final de ieșire. Intenționat s-a adoptat această soluție, pentru a crea posibilitatea utilizatorului să-și dimensioneze acest etaj după dorință și destinație. Unele sunt cerințele de putere și alimentare disponibile pentru un radioreceptor de buzunar, și cu totul altele pentru radioreceptoarele staționare sau de automobil. În plus, această măsură contribuie la micșorarea costurilor de service, deoarece într-un radioreceptor componentele active cele mai des înlocuite sunt cele din etajul final, fiind cele mai solicitate în putere.

În continuare vom prezenta câteva sugestii de proiectare a etajelor finale și, de asemenea, câteva scheme practice alături de performanțele electrice posibil de realizat.

Schema de principiu a unui etaj de ieșire de putere, atașat unui circuit integrat TBA 570 A este desenată în figura 2.3. Este o schemă

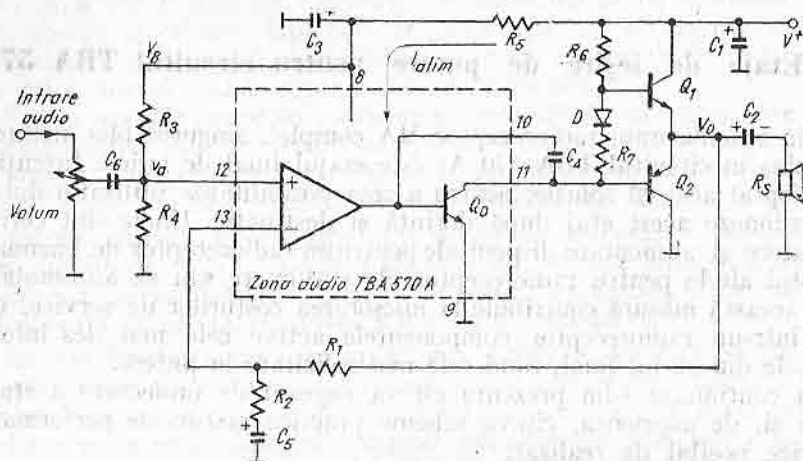


2.2. Schema electrică internă



a circuitului TBA 570 A

simplică, dar care pune în evidență elementele esențiale din construcția unui astfel de etaj, elemente reluate mai mult sau mai puțin modificate pentru toate etajele de putere prezentate în continuare.



2.3. Schema de principiu pentru un etaj de putere atașat circuitului TBA 570 A

Perechea de tranzistoare finale este notată pe desen cu Q_1 și Q_2 . Ea reprezintă un etaj în contratimp, clasă AB comandat în direct de tranzistorul Q_D , intern circuitului TBA 570 A. Prepolarizarea tranzistoarelor finale, necesară eliminării distorsiunilor de racordare este realizată de dioda D împreună cu rezistența R_7 . Rezistența de sarcină a tranzistorului driver este reprezentată practic de R_6 și de impedanța de intrare din combinația de repetoare Q_1, Q_2 .

Rețeaua de reacție negativă este constituită din componentele R_1, R_2, C_5 și ea aplică intrării inversoare un semnal dependent de tensiunea de ieșire V_0 .

În curent continuu reacția este totală prin R_1 , astfel încât la terminalul 13 apare chiar tensiunea de curent continuu a ieșirii etajului în contratimp, care trebuie să fie o tensiune bine definită și cu o valoare egală cu $V^+/2$. Totodată, terminalul 12 este polarizat în curent continuu de rețeaua rezistivă R_3, R_4 . Considerând infinită amplificarea lanțului audio din circuitul TBA 570 A (aproximație justificată pentru calcule de prim ordin) se poate scrie relația:

$$V_{12} = V_{13}$$

Dar:

$$V_{12} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_8$$

Unde:

$$V_8 = V^+ - R_5 I_{atim}$$

și

$$V_{13} = V_0$$

Rezultă

$$V_0 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} (V^+ - R_5 I_{atim}). \quad (*)$$

Tensiunea de ieșire de curent continuu este stabilă și determinată de elemente externe controlabile. Pentru a obține puterea maximă, fără limitări sus sau jos, la o alimentare dată V^+ , se dimensionează rezistențele R_3 și R_4 , astfel încât:

$$V_0 = \frac{V^+}{2}$$

avind însă grijă ca V_{12} să fie în domeniul $+1,5$ V și $(V_8 - 1$ V).

În ecuația (*) apare un termen, I_{atim} , (curentul absorbit de alimentarea circuitului TBA 570 A) a cărui împrăștiere este relativ mare și dependent de la exemplar la exemplar. Pentru a elimina această imprecizie, recomandăm legarea capătului de sus al rezistenței R_3 nu la terminalul 8, ci direct la V^+ . În acest caz, ecuația (*) devine,

$$V_0 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V^+.$$

Procedind astfel, intrarea 12 nu va mai beneficia însă de acțiunea grupului de filtraj $R_5 C_3$ și, de aceea, orice ondulație prezentă pe alimentarea generală V^+ va apare pe sarcină. Acest fenomen devine neplăcut atunci când se alimentează întregul radioreceptor de la o baterie uzată a cărei rezistență internă este mult crescută. Din cauza unei baterii uzate pot apare chiar oscilații de joasă frecvență. Eliminarea acestui efect se realizează prin divizarea rezistenței R_3 în două și introducerea unui condensator de filtraj suplimentar C_9 , ca în figura 2.4.

Montajul din figura 2.3. se utilizează în cazul tensiunilor de alimentare mici (baterie).

În curent alternativ tensiunea de reacție negativă este:

$$v_{13} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_0$$

considerând condensatorul C_5 scurtcircuit la frecvența de lucru,

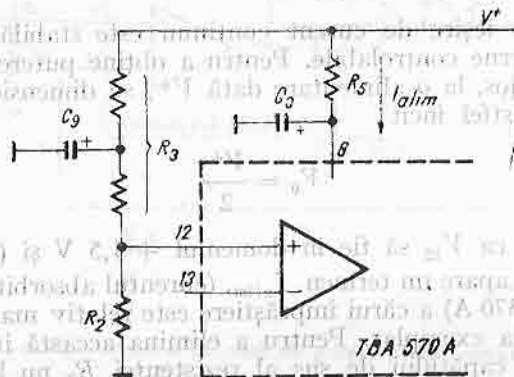
Dar,

$$v_a = v_{13}$$

Așadar,

$$v_a = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_0; \quad A = \frac{v_0}{v} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Răspunsul în frecvență a amplificatorului audio desenat în figura 2.3. este determinat în principal de două componente. La frecvențe



2.4. Variantă îmbunătățită de polarizare a amplificatorului audio din TBA 570 A

înalte căderea răspunsului la 3 dB este dependentă de valoarea condensatorului C_4 . La joasă frecvență constanta de timp dominantă este $R_2 C_5$ din rețeaua de reacție negativă.

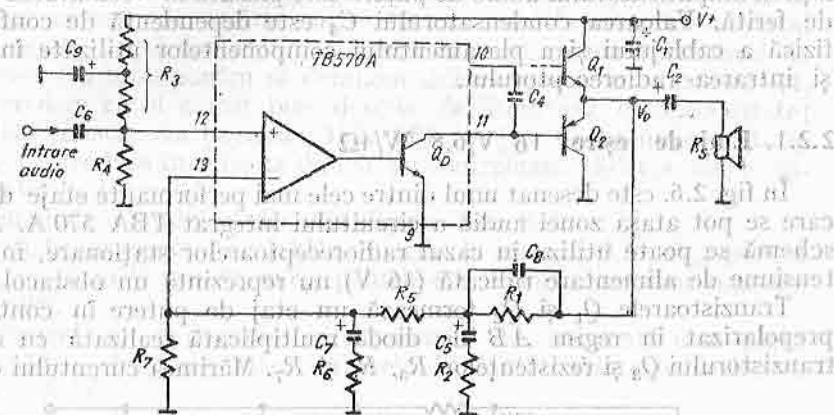
De valoarea constantei de timp $R_2 C_5$ depinde atât căderea la 3 dB la joasă frecvență a caracteristicii de răspuns în frecvență a amplificatorului, cât și comportarea de mod comun a acestuia. Ultimul parametru trebuie riguros controlat, deoarece acesta poate produce oscilații de joasă frecvență (în engleză motorboating) cât și „clic-uri” la conectarea alimentării sau la deconectarea ei. Când se utilizează alimentarea de la baterie, impedanța de ieșire a acesteia crește mult la sfârșitul vieții bateriilor (circa 25 Ω) și acest efect nu permite o dimensionare a căderii la 3 dB sub frecvența de 200 Hz. Cele enunțate mai sus nu reprezintă un obstacol major, deoarece alimentarea de la baterie se utilizează de regulă în radioreceptoare a căror eficiență acustică este slabă la joasă frecvență.

Pentru tensiuni de alimentare mai mari și implicit puteri de ieșire sporite se va utiliza schema din figura 2.5.

Atunci când se dorește o frecvență de tăiere mai coborâtă (aparate staționare sau portabile de calitate) recomandăm utilizarea unei rețele de reacție negativă, cu două secțiuni, asemănătoare cu cea desenată în figura 2.5.

Se remarcă în curent continuu reacția negativă formată din rezistențele R_1 , R_5 , R_7 care stabilizează tensiunea de ieșire a etajului în contra-timp conform relației:

$$\frac{R_7}{R_1 + R_5 + R_7} V_0 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V^+$$



2.5. Etaj de putere performant atașabil circuitului TBA 570 A

Deci:

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_1 + R_5}{R_7}\right) \frac{R_3}{R_3 + R_4} V^+$$

avînd o valoare care poate fi ușor reglată și menținută egală cu $V^+/2$. Determinarea analitică a răspunsului la joasă frecvență a circuitului prezentat în figura 2.5. este mai dificilă. Este suficient însă să se rețină că banda de joasă frecvență depinde de valorile componentelor R_1 , C_5 , R_2 , C_7 , R_6 , R_7 , iar căderea caracteristicii de frecvență după punctul de tăiere la joasă frecvență este mult mai rapidă decît în cazul rețelei simple desenate în figura 2.3. Se preîntîmpină astfel „necazurile” semnalate mai înainte, de tip „motorboating” sau „clic-uri”. Totuși, în cazul alimentării radioreceptorului de la bateria unui automobil, deoarece sursa de alimentare are impedanță de ieșire scăzută ($\approx 1 \Omega$) se poate utiliza o rețea RC simplă, dînd frecvențe de tăiere mai mici de 50 Hz.

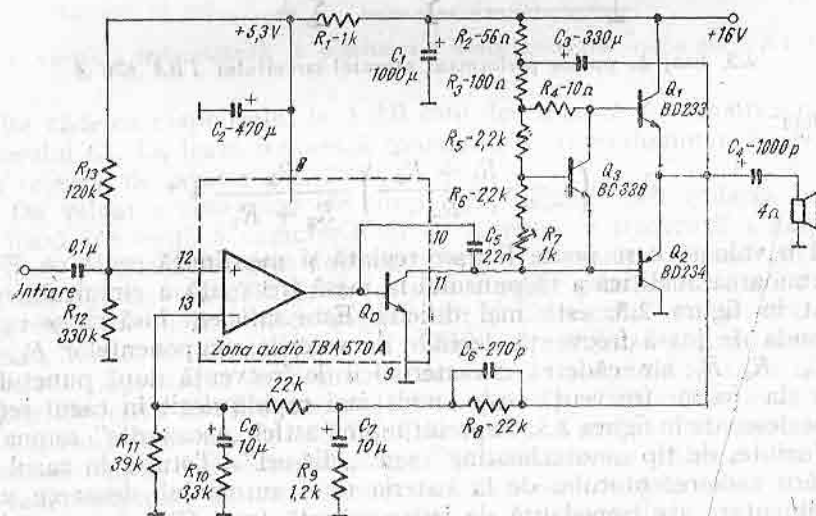
Revenind la schema din figura 2.5., la înaltă frecvență, condensatorul C_4 se dimensionează astfel încît el să nu intervină în răspunsul audio. Banda de trecere la înaltă frecvență a întregului radioreceptor este determinată de C_8 , de banda filtrului de frecvență intermediară și de circuitul de filtraj al detectorului. De cele mai multe ori condensatorul C_4 poate

să lipsească, determinante fiind ultimile două mărimi. Rolul condensatorului C_4 este acela de a controla răspunsul la frecvențe mai înalte decât frecvențele audio, în așa fel încât radiația de înaltă frecvență a amplificatorului audio să fie considerabil atenuată. Această radiație de înaltă frecvență (resturi de frecvență intermediară produse de demodulator) pot compromite stabilitatea întregului radioreceptor, în cazul în care ieșirea amplificatorului audio de putere este plasată în vecinătatea antenei de ferită. Valoarea condensatorului C_4 este dependentă de configurația fizică a cablajului și a plasamentului componentelor utilizate în ieșirea și intrarea radioreceptorului.

2.2.1. Etaj de ieșire: 16 V/6,8 W/4Ω

În fig. 2.6. este desenat unul dintre cele mai performante etaje de ieșire care se pot atașa zonei audio a circuitului integrat TBA 570 A. Această schemă se poate utiliza în cazul radioreceptoarelor staționare, în care o tensiune de alimentare ridicată (16 V) nu reprezintă un obstacol major.

Tranzistoarele Q_1 și Q_2 formează un etaj de putere în contratimp, prepolarizat în regim AB de dioda multiplicată realizată cu ajutorul tranzistorului Q_3 și rezistențelor R_5 , R_6 și R_7 . Mărirea curentului de mers



2.6. Etaj de ieșire 16 V/6,8 W/4 Ω

în gol se obține din rezistența reglabilă, R_7 , pentru a stabili un minim al distorsiunilor de racordare, păstrând disipația termică în gol a tranzistorilor finali la valori neglijabile. Se recomandă ca tranzistorul Q_3 să fie montat fizic pe același radiator folosit pentru tranzistoarele finale

Q_1 și Q_2 . Rezultă o stabilizare termică bună a curentului de mers în gol, pentru un domeniu larg de variație a temperaturii tranzistorilor finali. Prin intermediul condensatorului C_3 se realizează o tehnică „bootstrap”, care garantează curgerea unui curent aproximativ constant prin rezistența R_3 , indiferent de nivelul instantaneu al tensiunii de ieșire. Acest efect devine extrem de valoros în cazul valorii de vîrf sus a semnalului de ieșire, pentru care tranzistorul Q_1 este aproape de saturație și trebuie să suporte un curent de emitor mare tocmai cînd în baza lui curentul disponibil scade. Condensatorul C_3 asigură în acest moment curentul de bază necesar. Nu intenționăm să detaliem aici comportarea acestui efect, deoarece credem că el a fost bine descris de literatura de specialitate; recomandăm consultarea paginilor 162—167 din [1]. Constantele de timp R_8C_7 , $R_{10}C_8$ introduse în rețeaua de reacție controlează căderea răspunsului de frecvențe joase.

Performanțele etajului audio din figura 2.6. sînt:

- sensibilitate: semnal de 1 kHz, injectat în intrare; 3,5 mV_{ef} pentru $P_{ies} = 50$ mW sau 45 mV_{ef} pentru 6,8 W cu distorsiuni maxime de 10%
- răspunsul în frecvență: caracteristica de frecvență este plată cu cădere de 3 dB între punctele 35 Hz/11 kHz considerînd 0 dB = 5 W
- distorsiuni la putere medie, 2W = 0,5%

2.2.2. Etaj de ieșire: 14,4 V/5,5 W/4Ω

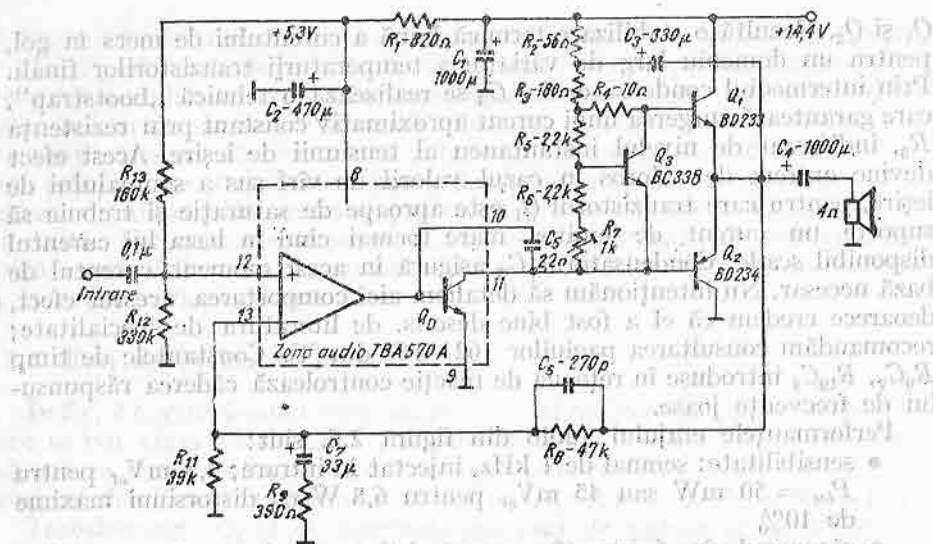
Schema din figura 2.7. se aseamănă mult cu cea prezentată în paragraful anterior. Ea este însă destinată aplicațiilor auto, acolo unde tensiunea de alimentare este limitată, iar impedanța de ieșire a acestei alimentări este foarte mică (acumulator).

Performanțele electrice sînt asemănătoare cu cele ale schemei din figura 2.6., cu următoarele observații:

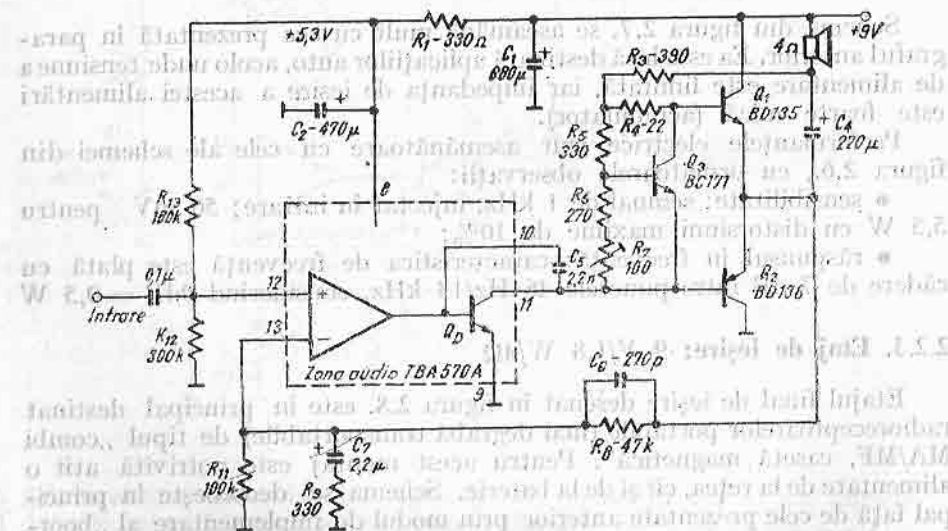
- sensibilitate: semnal de 1 kHz, injectat în intrare; 50 mV pentru 5,5 W cu distorsiuni maxime de 10%;
- răspunsul în frecvență: caracteristica de frecvență este plată cu cădere de 7 dB între punctele 46 Hz/14 kHz, considerînd 0dB = 0,5 W

2.2.3. Etaj de ieșire: 9 V/1,8 W/4Ω

Etajul final de ieșire desenat în figura 2.8. este în principal destinat radioreceptoarelor portabile (mai degrabă transportabile) de tipul „combi MA/MF, casetă magnetică”. Pentru acest montaj este potrivită atît o alimentare de la rețea, cit și de la baterie. Schema se deosebește în principal față de cele prezentate anterior prin modul de implementare al „bootstrapului”. Conectarea difuzorului la bara de alimentare permite economisirea unei rezistențe și a unui condensator electrolitic.



2.7. Etaj de ieșire, 14,4 V/5,5 W/4 Ω



2.8. Etaj de ieșire, 9 V/1,8 W/4 Ω

Cu o asemenea schemă se obține:

- sensibilitate: semnal de 1 kHz, injectat în intrare; 4 mV_{ef} pentru $P_{tes} = 50$ mW sau 25 mV_{ef} pentru 1,8 W cu distorsiuni maxime de 10%
- răspunsul în frecvență: caracteristica de frecvență este plată cu cădere de 3 dB între punctele 210 Hz/12 kHz considerind 0 dB = 1 W
- distorsiuni de putere medie: 0,8 W = 0,5%

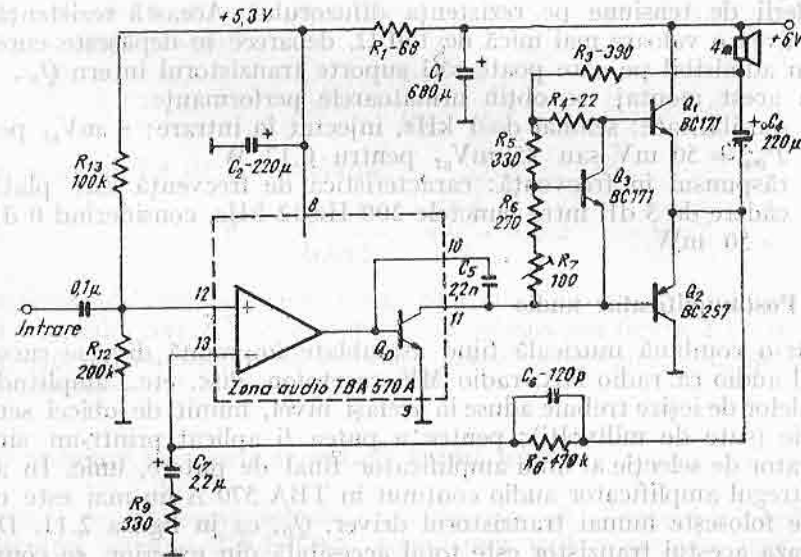
2.2.4. Etaj de ieșire: 6 V/0,6 W/4Ω

Este cel mai „mic” etaj final de putere ce se construiește pentru circuitul integrat TBA 570 A. Principal schema prezentată în figura 2.9. nu diferă de cea desenată pentru o alimentare de 9 V, doar valorile componentelor utilizate sînt cele corespunzătoare pentru o baterie de 6V.

Performanțele electrice ale montajului sînt de regulă superioare sistemului electroacustic utilizat în aceste cazuri (difuzor, cutie plastic de dimensiuni reduse) și de aceea considerăm inutilă listarea lor.

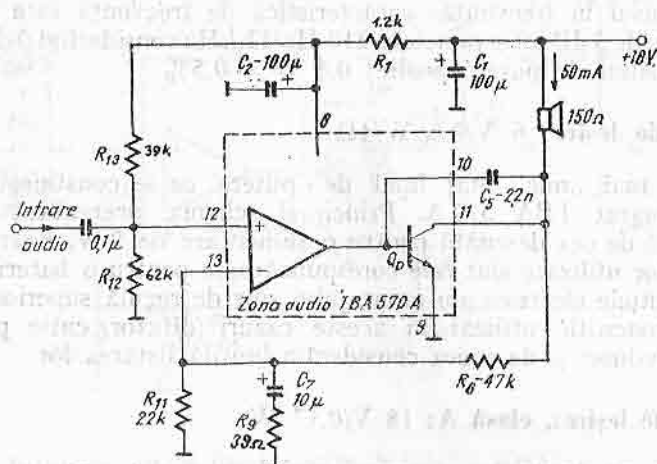
2.2.5. Etaj de ieșire:, clasă A: 18 V/0,17 W

Fără nici un tranzistor exterior, etajul pilot din circuitul integrat TBA 570 A (tranzistorul Q_D) poate comanda în direct o sarcină de 150 Ω. Schema este desenată în figura 2.10 și reprezintă o variantă audio care



2.9. Etaj de ieșire, 6 V/0,6 W/4 Ω

conține un minimum de componente externe. Acest tip de ieșire a fost proiectat special pentru radioreceptoarele alimentate de la rețea și care au încorporate un ceas. În ieșire nu este folosit nici-un transformator



2.10. Etaj de ieșire, clasă A, 18 V/0,17 W

de adaptare. Reacția de curent continuu este obținută direct, ca urmare a căderii de tensiune pe rezistența difuzorului. Această rezistență nu poate avea o valoare mai mică de 150 Ω, deoarece se depășește curentul maxim admisibil pe care poate să-l suporte tranzistorul intern Q_D .

Cu acest montaj se obțin următoarele performanțe:

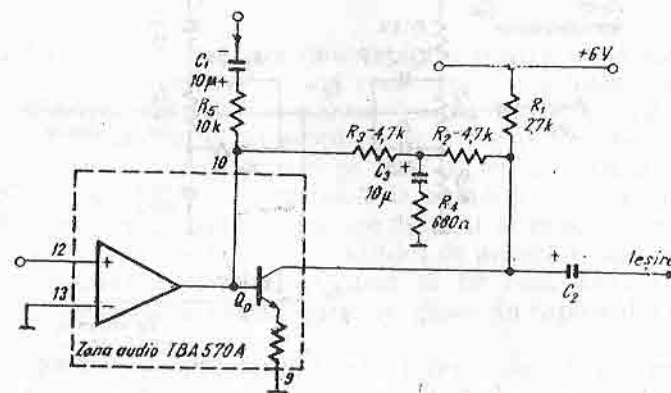
- sensibilitate: semnal de 1 kHz, injectat în intrare; 4 mV_{ef} pentru $P_{ies} = 50$ mV sau 25 mV_{ef} pentru 0,17 W
- răspunsul în frecvență: caracteristica de frecvență este plată cu cădere de 3 dB între punctele 200 Hz/12 kHz, considerînd 0 dB = 50 mW.

2.2.6. Postamplificator audio

Într-o combina muzicală fiind asamblate împreună diverse surse de semnal audio ca: radio MA, radio MF, casetofon, disc, etc., amplitudinea semnalelor de ieșire trebuie aduse la același nivel, numit de obicei semnal de linie (sute de milivolți); pentru a putea fi aplicat printr-un simplu comutator de selecție al unui amplificator final de putere, unic. În acest caz întregul amplificator audio conținut în TBA 570 A nu mai este necesar. Se folosește numai tranzistorul driver, Q_D , ca în figura 2.11. Deoarece baza acestui tranzistor este total accesibilă din exterior, se construiește un etaj de amplificare audio cu un singur tranzistor. Influența pre-

amplificatorului intern neutilizat este înlăturată prin conectarea terminalului 13 (intrarea inversoare) la masă.

Amplificarea cu buclă deschisă a etajului este mult mai mare față de amplificarea cu buclă închisă necesară în astfel de situații; circa 100 față



2.11. Postamplificator audio

de maximum 10. Această presupunere simplifică calculul amplificării cu reacție a etajului la următoarea relație și ea sumară, dar suficient de exactă pentru aplicația noastră;

$$A_v = \frac{R_2}{R_4} \cdot \frac{R_3}{R_6}$$

Cu valorile din figură se obține:

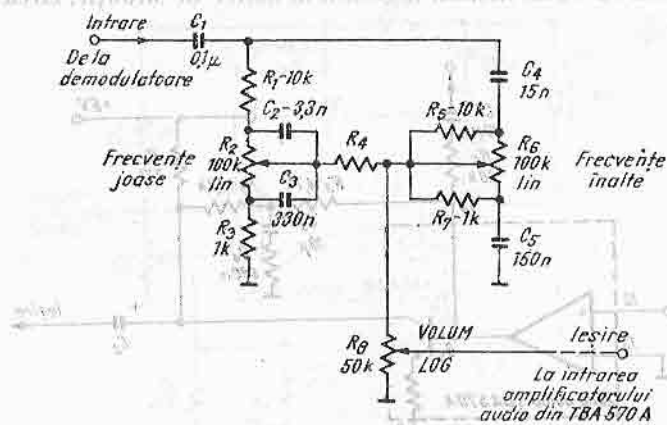
$$A_v = \frac{4,7 \text{ k}}{0,68 \text{ k}} \cdot \frac{4,7 \text{ k}}{10 \text{ k}} = 3,2$$

Distorsiunile armonice sînt cu atît mai mici, cu cît curentul de colector al tranzistorului Q_D este mai mare. Cu schema din figura 2.11 se obțin distorsiuni nesemnificative față de cele introduse anterior, în special de către demodulatorul MA.

2.3. Scheme de control pentru tonul audio

Înainte de a descrie schemele propriu-zise de recepție MA echipate cu circuitul integrat TBA 570A, considerăm util a prezenta încă două montaje pentru controlul tonului. Ele se atașează în fața amplificatorului audio pentru a ameliora calitatea audiei.

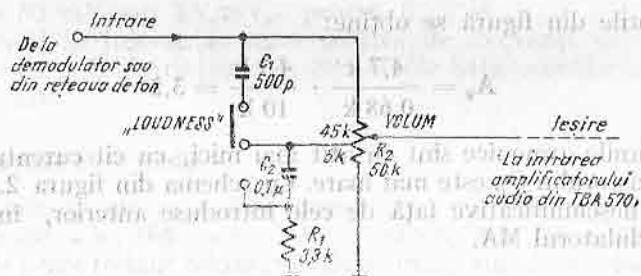
În figura 2.12. este desenată o schemă care intercalată între ieșirea demodulatorului și intrarea amplificatorului audio realizează reglajul separat al frecvențelor joase de frecvențele înalte. Domeniul de mijloc



2.12. Control de ton pentru TBA 570 A

(≈ 1 kHz) este atenuat cu circa 6 dB. Luind ca referință această zonă de frecvență, capetele benzii, 200 Hz și 15 kHz, pot fi reglate într-un domeniu mai mare de ± 14 dB.

Urechea umană are sensibilitți diferite în funcție de frecvență, iar curba de sensibilitate tipică prezintă o formă variabilă cu intensitatea sonoră (volumul). La intensități sonore mici sensibilitatea urechii este



2.13. Control fiziologic de ton

scăzută la joasă frecvență și, de asemenea, la capătul de sus al frecvențelor audibile. Corecția acestui efect se realizează cu rețeaua RC conectată pe potențiometrul de volum ca în figura 2.13. Această corecție poartă numele de corecție fiziologică (sau în limba engleză „loudness”) și creează impre-

sia unei audiții plăcute, prin ridicarea capetelor benzii audio de frecvență, atunci când nivelul stabilit prin intermediul potențiometrului R_8 , corespunde unei intensități sonore mici.

2.4. Radioreceptor simplu MA — unde medii

În figura 2.14. este desenat un radioreceptor pentru unde medii, care se alimentează de la baterie și a cărei construcție este foarte simplă.

Circuitul de intrare (sau de antenă) este constituit din circuitul acordat L_1, C_T, C_V plus 15 pF, al cărui acord poate fi reglat în interiorul benzii UM. Bobina L_1 este construită direct pe bara de ferită și are o înfășurare secundară N_2 , care adaptează intrarea 2 la circuitul acordat menționat anterior, astfel încît impedanța de intrare în acest terminal să nu afecteze semnificativ factorul de calitate al circuitului de antenă și în același timp factorul de transfer către circuitul integrat să fie bun. Detalii amănunțite despre dimensionarea acestui bloc se găsesc în capitolul 6 al acestui volum.

Circuitul acordat al oscilatorului este format din componentele L_2, C_T, C_V , 360 pF, 22 pF. Acordul acestui grup trebuie să poată fi reglat din condensatorul C_V astfel încît să se acopere întreaga bandă de unde medii. Frecvența de oscilație a oscilatorului trebuie să fie

$$f_{osc} = f_{intrare} + f_{intermediară} \quad (455 \text{ kHz})$$

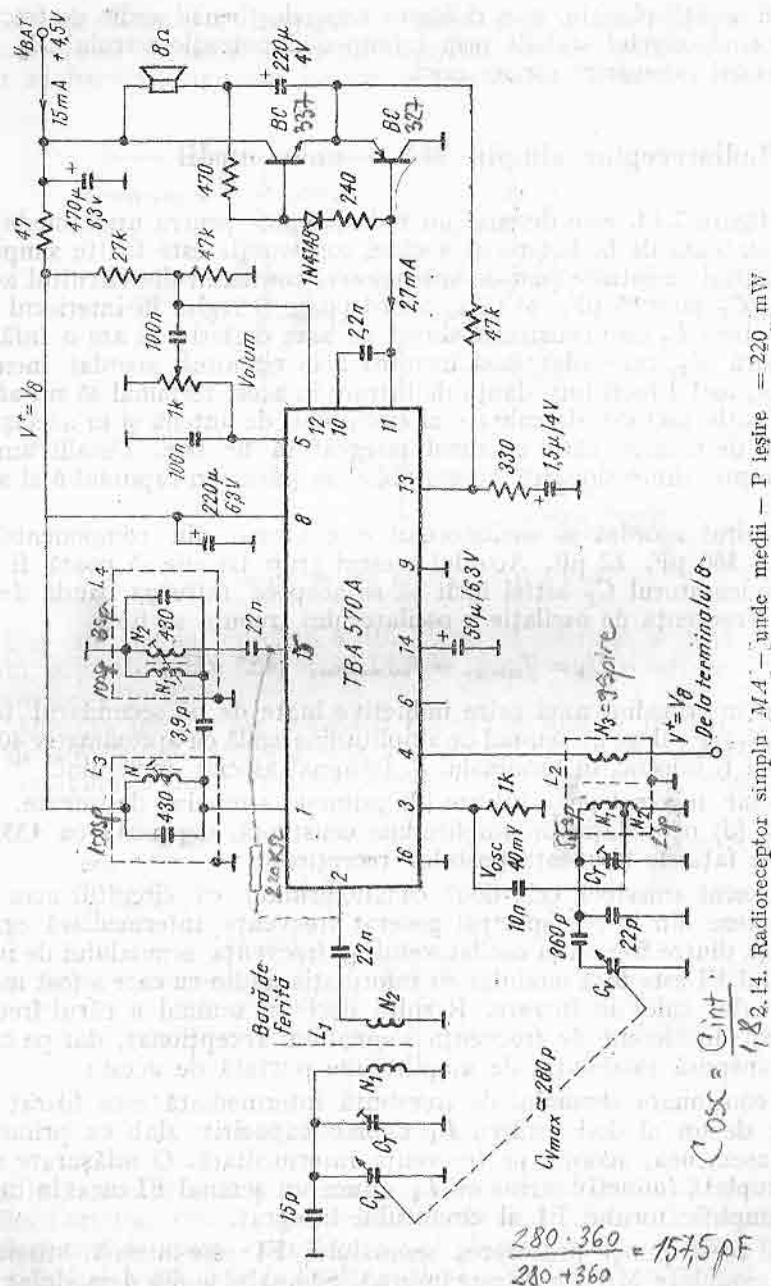
Prin intermediul unei prize inductive luate de pe secundarul bobinei $L_2(N_2/N_1)$ se culege un semnal de amplitudine egală cu aproximativ 40 mV, pentru a fi injectat în terminalul 3, terminal asociat mixerului.

Așadar mixerul pe o intrare (2) primește semnalul de intrare, iar pe cealaltă (3) o oscilație de amplitudine constantă, deplasată cu 455 kHz (FI-MA) față de frecvența postului recepționat.

Mixerul amestecă cele două canale, urmînd ca circuitul acordat L_3 să selecteze din întreg spectrul generat frecvența intermediară egală cu diferența dintre frecvența oscilatorului și frecvența semnalului de intrare. Semnalul FI este însă modulat cu informația audio cu care a fost modulat și semnalul cules în intrare. Rezultă deci un semnal a cărui frecvență este fixă, indiferent de frecvența semnalului recepționat, dar pe care se află transpusă modulația de amplitudine purtată de acesta.

În continuare semnalul de frecvență intermediară este filtrat suplimentar de un al doilea filtru L_4 cuplat capacitiv slab cu primul (L_3) și, de asemenea, acordat pe frecvența intermediară. O înfășurare secundară, cuplată inductiv strîns cu L_4 , aduce un semnal FI curat în intrarea 15 a amplificatorului FI al circuitului integrat.

Din acest punct procesarea semnalului FI este internă, sfîrșindu-se cu o demodulare MA și o filtrare internă. Semnalul audio demodulat apare



în terminalul 5 unde suferă o filtrare suplimentară pentru a elimina pe cât posibil reziduurile purtătoarei FI și aplicat amplificatorului audio, care începe cu potențiometrul de volum (1 kΩ) și se sfârșește cu difuzorul (8 Ω). Etajul final folosit a fost descris mai înainte.

La terminalul 14 apare o tensiune de curent continuu, dependentă logaritmice de nivelul semnalului aplicat pe intrarea radioreceptorului și care este tensiunea de RAS destinată mixerului și amplificatorului FI. Condensatorul de 50 μF conectat la acest terminal elimină informația audio, astfel încât această tensiune este proporțională numai cu nivelul cimpului, care este de fapt reprezentat de valoarea medie a purtătoarei, indiferent de modulația ei.

Vom da mai departe caracteristicile constructive ale inductanțelor folosite:

- L_1 : Bară de ferită — Ferroxcub — rotundă $\varnothing 10$ mm —
— lungime 100 mm

N_1 : 60 spire cu sîrmă lițată $20 \times 0,03$; $Q_0 = 120/1\text{MHz}$

N_2 : 4 spire

Observații: L_1 va fi bobinată pe o extremitate a barei de ferită avînd o lungime de 20 mm

- L_2 : $N_1 + N_2 = 57$ spire; $L = 115/H$; $Q_0 = 110$

$$(N_1 + N_2)/N_2 = 28,5 \quad N_1 = 55 \text{ sp} \quad N_2 = 2 \text{ sp}$$

$$(N_1 + N_2)/N_3 = 6,3 \quad 57/N_3 = 6,3 \quad N_3 = 9 \text{ spire}$$

- L_3 : $N_1 = 100$ spire; $L = 284,5 \mu H$; $Q_0 = 100$ sau 95 sp cu 1 nF

- L_4 : $N_1 = 100$ spire; $L = 284,5 \mu H$; $Q_0 = 100$ sau 95 sp cu 1 nF

$$N_1/N_2 = 40 \quad 100/N_2 = 40 \quad N_2 = 2,5 \text{ spire}$$

Caracteristicile și performanțele electrice ale schemei din figura 2.14

Pentru a controla buna funcționare a întregii scheme, o metodă utilă este aceea de a verifica curenții și tensiunile de curent continuu existente la terminalele circuitului integrat. Valorile tipice sînt listate în tabelul 2.1.

Tensiunile se măsoară față de masă (terminalul 16 sau 9) și fără semnal în antenă. Atunci cînd valorile măsurate nu se abat cu mai mult de $\pm 10\%$ față de cele indicate în tabelul 2.1., cu un mare nivel de încredere schema radioreceptorului va funcționa la parametrii nominali.

Consumul de curent fără semnal al întregului radioreceptor incluzînd și cei 4 mA de prepolarizare în clasă AB pentru etajul final este aproximativ de 15 mA.

Performanțele de curent alternativ sînt arătate în tabelul 2.2.

Tabelul nr. 2.1.
Curenții și tensiunile de c.c. pentru
schema din figura 2.14.

Nr. terminal	Tensiune	Curent
1	4,2 V	0,9 mA
2	1,9 V	—
3	1,2 V	1,1 mA
4	4,2 V	0,5 mA
5	0,2 V	—
6	—	—
7	—	—
8	4,2 V	5,9 mA
10	0,8 V	—
11	2 V	2,7 mA
12	2,7 V	—
13	2,7 V	—
14	0,23 V	—
15	0,7 V	—

Tabelul nr. 2.2
Performanțele radioreceptorului din figura 2.14.

Domeniul frecvențelor de recepție	509...1630 kHz
Tensiunea de audiofrecvență la ieșirea 5, pentru un semnal de intrare de 1 mV	90 mV _{ef}
Sensibilitatea la un raport S/z = 26 dB	10 μV _{ef}
Semnalul minim de intrare pentru care raportul S/z ≥ 42 dB	100 μV _{ef}
Distorsiunile armonice la ieșirea 5 pentru un semnal de intrare de 100 μV	1,5%
Semnalul maxim aplicabil la intrare, atunci când dist. depășesc 10%	10 mV _{ef}
Pentru a obține 50 mW în difuzor apar următoarele tensiuni alternative: potențiometrul de volum se află la 10 dB față de maxim:	
RF la terminalul 2	3 μV _{ef}
FI la terminalul 15	70 μV _{ef}
AF la terminalul 5	5 mV _{ef}

Observație: Performanțele din tabelul 2.2, sînt valabile în următoarele condiții complementare:

$$V^+ = 4,5 \text{ V} / f_0 = 1 \text{ MHz} / m = 30\% / f_m = 1 \text{ kHz.}$$

$$R_{gen} \text{ la terminalul 2} = 500 \Omega.$$

În construcția unor asemenea radioreceptoare vom mai semnala următoarele efecte:

— utilizarea unor bobine cu factor de calitate scăzut ($Q_0 = 90$) va

atrage performanțe medii de selectivitate și sensibilitate pentru întreg receptorul. Este de dorit folosirea inductanțelor cu $Q > 140$.

— dacă antena de ferită este plasată foarte aproape de ieșirea detectorului (2...3 cm), cîmpul electromagnetic generat de purtătoarea de frecvență intermediară va fi captat în intrare, producînd instabilități. Prevenirea acestor fenomene impune ca impedanța de ieșire a circuitului de antenă către terminalul 2 să nu depășească 500 Ω la 1 MHz.

capabilitatea receptorului de a funcționa corect la semnale mari poate fi îmbunătățită de la 6 mV la mai mult de 50 mV dacă se conectează o rezistență de 220 k între terminalul 2 și 75.

Această rezistență polarizează primul etaj din amplificatorul de frecvență intermediară, la un curent mult mai mare, îmbunătățind în acest caz efectul circuitului de RAS.

— dacă din constrîngerii de împachetare antena de ferită este plasată aproape de ieșirea detectorului, va trebui filtrat mai eficient semnalul demodulat prin conectarea a două celule RC în cascadă.

2.5. Radioreceptor simplu MA — UM și UL

Schema din figura 2.14. poate fi completată pentru a permite și recepția în banda de unde lungi (UL). Intervenția asupra schemei este minoră. Cu ajutorul unui comutator bistabil, cu 2 secțiuni, se comută circuitele acordate din antenă și oscilator. Schema parțială este desenată în figura 2.15. unde s-a evidențiat doar partea de intrare și comutatorul UL/UM. În rest schema rămîne identică cu cea din figura 2.14., avînd posibilitatea de alegere a etajului final de audiofrecvență.

Bobinele nou introduse au următoarele date constructive:

- L_1 : Bară de ferită — feroxcub — rotundă Φ 10 mm — lungime 100 mm
inductanță $N_1 = 603 \mu\text{H}$; $Q_0 = 120$; $N_1/N_2 = 25$ UM $N_1 = 603$
 $N_2 = 48$
- L_2 : Pe aceeași bară de ferită
inductanță $N_1 = 1,2 \text{ mH}$; $Q_0 = 22$; $N_1/N_2 = 15,5$ UL

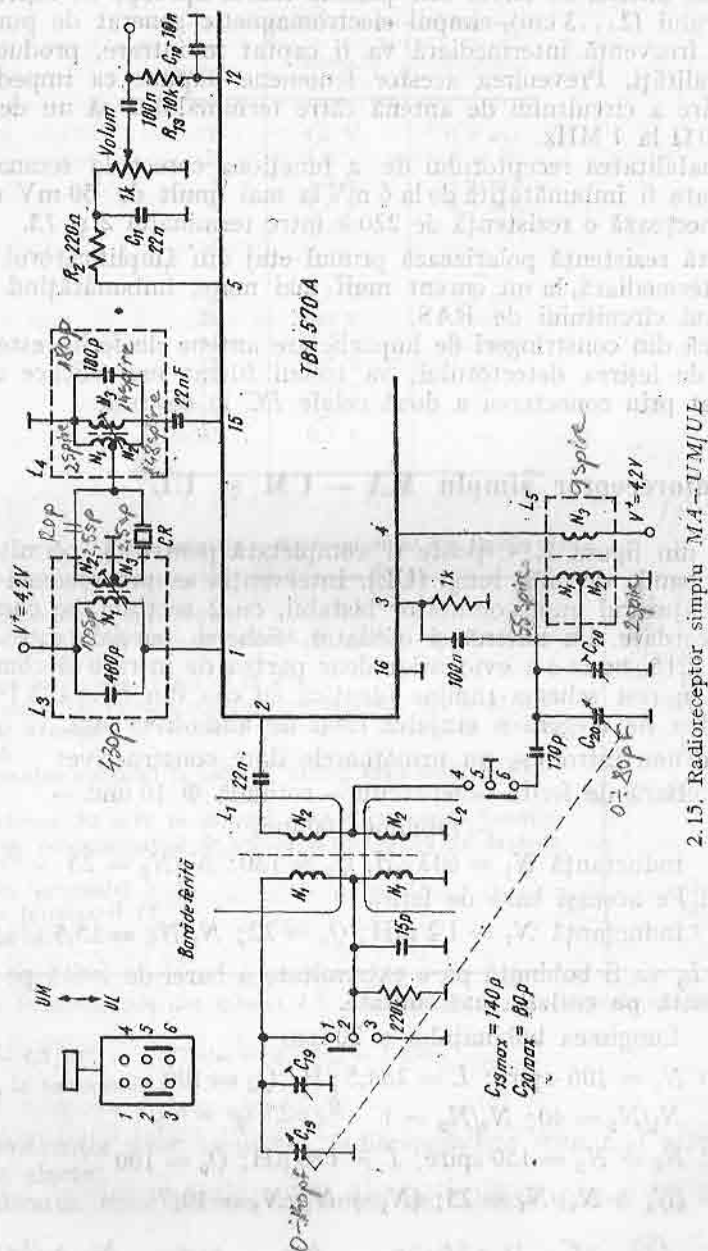
Obs.: L_1 va fi bobinată pe o extremitate a barei de ferită pe cînd L_2 va fi plasată pe cealaltă extremitate.

Lungimea bobinajului $\approx 20 \text{ mm}$

- L_3 : $N_1 = 100$ spire; $L = 284,5 \mu\text{H}$; $Q_0 = 100$
 $N_1/N_2 = 40$; $N_2/N_3 = 1$ $N_2 = 2,5 \text{ sp} = N_3$
- L_4 : $N_1 + N_2 = 150$ spire; $L = 680 \mu\text{H}$; $Q_0 = 100$
 $(N_1 + N_2)/N_1 = 75$; $(N_1 + N_2)/N_3 = 10,7$

$$\frac{150}{N_1} = 75 \quad N_1 = 2 \text{ spire} \quad \frac{150}{N_2} = 10,7 \quad N_2 = 14 \text{ spire} \quad N_3 = 14 \text{ spire}$$

vezi Radioreceptia de la 108 pag. 233



Examinând schema din figura 2.15. se remarcă o schimbare în construcția filtrului de frecvență intermediară, față de schema prezentată în figura 2.14. Pentru a preveni injectia directă a semnalului generat de oscilatorul local în filtrul frecvenței intermediare, în timpul recepției pe UL selectivitatea acestui filtru trebuie să fie mai accentuată.

De aceea, în construcția filtrului FI se folosește un rezonator piezoceramic, notat cu CR, pe figura 2.15, prevenind astfel acțiuni nedorite ale circuitului de RAS. Utilizarea filtrului ceramic poate fi ocolită prin adoptarea unei configurații de filtru FI pasiv cu trei circuite acordate sau utilizând o schemă identică cu cea desenată în figura 2.14., dar la care circuitele acordate să prezinte un factor de calitate ridicat ($Q_0 / 140 \dots 150$). În ceea ce privește filtrajul tensiunii detectate prezente la terminalul 5, dacă acesta nu este suficient pentru recepția pe UL, reziduurile de FI injectate în secțiunea audio a circuitului integrat TBA 570 A pot cauza o reacție nedorită prin cuplaj electromagnetic, între difuzor și antena de ferită.

O măsură eficace împotriva acestui efect este utilizarea rețelei de filtraj R_2C și R_3C . Astfel, armonica a 2-a și a 3-a a frecvenței intermediare sînt puternic atenuate, prevenind „acroșajele” pe UM.

În rest, toate polarizările de c.c. și mărimile semnalelor sînt identice cu cele amintite în paragraful anterior, cu următoarele excepții:

- domeniul frecvențelor de recepție: UM 509...1630 kHz
UL 146...266 kHz
- pentru a obține 50 mW în difuzor apar următoarele tensiuni alternative: Potentiometrul de volum se află la 10 dB față de maxim:

RF la terminalul 2 $3 \mu V_{ef}$,
FI la terminalul 15 $110 \mu V_{ef}$,
AF la terminalul 5 $5 mV_{ef}$.

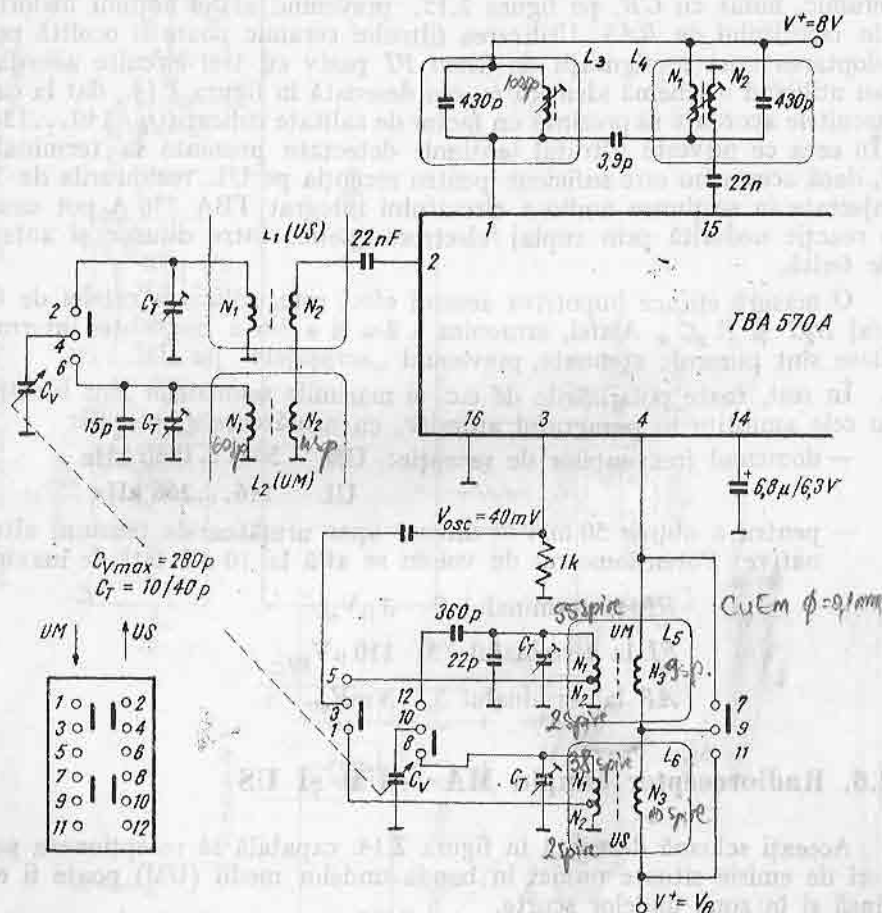
2.6. Radioreceptor simplu MA — UM și US

Aceeași schemă desenată în figura 2.14. capabilă să recepționeze posturi de emisie situate numai în banda undelor medii (UM) poate fi extinsă și în zona undelor scurte.

Spre deosebire de cazul UM/UL extinderea nu mai poate fi executată cu ajutorul unor „ajustări prin comutare” al circuitelor de intrare și oscilator, ci pur și simplu prin dedicarea lor completă. Se folosește un set de circuite acordate, intrare și oscilator, destinat recepției UM, iar prin comutare, înlocuirea totală a acestora cu un altul adaptat recepției pe unde scurte.

Schema unui asemenea radioreceptor UM/US este dată în figura 2.16. Cu ajutorul comutatorului bipozițional multiplu se substituie pur și simplu circuitele aferente recepției în banda UM cu circuite ce se pot acorda în banda de scurte.

Circuitul de intrare, chiar și pentru US este realizat pe o bară de ferită. Bineînțeles că o asemenea soluție nu este optimă, dar este compactă.



2.16. Radiorecutor simplu MA-UM/US

Cu ușurință circuitul de intrare pentru selecția posturilor pe US poate fi realizat pe carcasă separată și conectată la o antenă externă mult mai eficientă.

Bobinele folosite în schema din figura 2.16. vor fi dimensionate astfel:

- L_1 : Bară de ferită — feroxcub — rotundă $\varnothing$ 10 mm — lungime 100 mm

$N_1 = 11$ spire; sîrmă $\varnothing$ 1,1 mm; $N_2 = 2$ spire din aceeași sîrmă

- L_2 : Pe aceeași bară de ferită

$N_1 = 60$ spire; sîrmă $20 \times 0,03$ lițată; $Q_0 = 120$ la 1 MHz;

$N_2 = 4$ spire din aceeași sîrmă

Observație: L_1 va fi bobinată pe o extremitate a barei de ferită, pe cînd L_2 va fi plasată pe cealaltă extremitate. Lungimea bobi najului ≈ 20 mm.

- L_3 : $N_1 = 100$ spire; $L = 284,5 \mu\text{H}$; $Q_0 = 100$

$N_1/N_2 = 40$; $N_2/N_3 = 1$

- L_4 : $N_1 + N_2 = 150$ spire; $L = 680 \mu\text{H}$; $Q_0 = 100$

$(N_1 + N_2)/N_1 = 75$; $(N_1 + N_2)/N_3 = 10,7$

- L_5 : $N_1 + N_2 = 57$ spire; $L = 115 \mu\text{H}$ la 796 kHz; $Q_0 = 110$

$(N_1 + N_2)/N_2 = 28,5$; $(N_1 + N_2)/N_3 = 63$ $57/N_3 = 6,3$ $N_3 \approx 9$ sp.

- L_6 : $L = 13 \mu\text{H}$ ($N_1 + N_2$); $Q_0 = 90$ la 7 MHz

$N_1 + N_2 = 40$ sp ($N_1 + N_2$)/ $N_2 = 20$; $(N_1 + N_2)/N_3 = 4$ $40/N_3 = 4$ $N_3 \approx 10$ sp

Pentru schema desenată în figura 2.16 tensiunile de curent continuu trebuie să se încadreze în valorile specificate în tabelul 2.1. Pentru radiorecutorul simplu MA-UM caracteristicile de curent alternativ la recepția emisiunilor din banda UM sînt identice cu cele înscrise în tabelul 2.2 din același paragraf.

Pentru banda de frecvențe US, radiorecutorul din figura 2.16. prezintă următoarele performanțe:

- domeniul frecvențelor de recepție: 3,2 MHz...12 MHz
- tensiunile alternative din punctele esențiale ale schemei pentru 50 mV în difuzor sînt:

RF la terminalul 2 $3 \mu\text{V}_{\text{ef}}$

FI la terminalul 15 $70 \mu\text{V}_{\text{ef}}$

AF la terminalul 5 5 mV_{ef}

**2.7. Radioreceptor MA complet; UL/UM/US cu
circuitul TBA 570 A**

În figura 2.17. este dată schema unui radioreceptor construit în jurul circuitului integrat TBA 570 A care poate recepționa toate benzile uzuale de emisie cu modulație în amplitudine și anume, unde lungi, unde medii și unde scurte.

Schema este relativ simplă, conținând multe din elementele prezentate anterior, cu ocazia descrierii radioreceptoarelor mai simple.

Este de remarcat simplitatea comutatorului de benzi. Clapa de UM nu are nici un contact, avînd doar rolul mecanic de a elibera pe celelalte în momentul în care ea este apăsată.

Numărul mic de contacte utilizat devine un avantaj major ce reduce considerabil complexitatea traseelor cablajului imprimat. Semnalăm că dificultatea principală în concepția unui cablaj pentru un radioreceptor complex este dată de acest comutator.

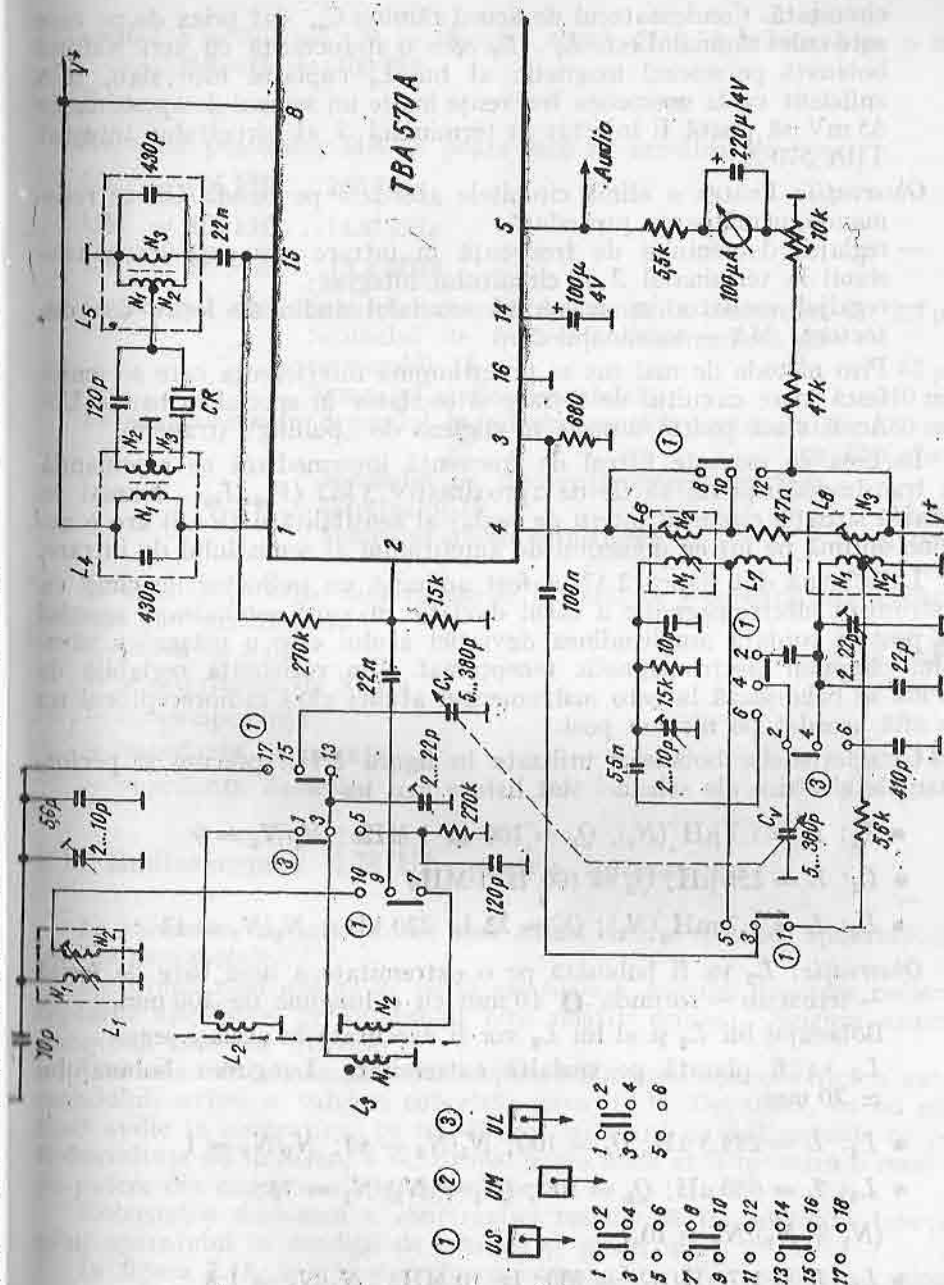
Conținutul desenat în schemă corespunde recepției în UM.

Circuitul de intrare are trei secțiuni:

- circuit de intrare pentru banda US compus din circuitul acordat L_1 împreună cu condensatorul variabil C_v . Antena externă utilizată este cuplată cu un condensator de 10 pF pe circuitul acordat mai sus amintit. Ieșirea este constituită de înfășurarea N_2 a bobinei L_1 care generează semnalul cules direct în intrarea 2 a circuitului integrat TBA 570 A;
- circuit de intrare pentru banda UM compus din inductanțele L_2 și L_3 conectate în paralel și același condensator variabil C_v . Înfășurările L_2 și L_3 sînt executate pe o bară de ferită în același sens. Ieșirea este, de asemenea, conectată direct în intrarea 2 a lui TBA 570 A prin intermediul secundarului N_3 al bobinajului L_3 .
- atunci cînd este apăsată tasta UL din circuitul de intrare corespunzător UM inductanța L_2 se deconectează. Rămîne $L_3 C_v$ ca circuit de acord în banda UL.

Bineînțeles că și circuitul de acord al oscilatorului local are trei configurații schimbate sincron cu intrarea prin intermediul comutatorului de game. Vom arăta mai jos componentele ce intră în joc pentru fiecare bandă recepționată.

- UL; bobina L_8 este acordată în direct de C_v . Semnalul cules pe priza N_2 este condus către terminalul 2 al circuitului integrat TBA 570 A.
- UM; aceeași bobină L_8 este acordată de data aceasta de condensatorul variabil C_0 menționat anterior conectat în serie cu un condensator fix de 470 pF;
- UL; de data aceasta se schimbă, prin jocul de contacte, întreaga rețea de oscilație. Bobina L_0 devine activă pe cînd L_8 va fi scurt-



2.17. Radioreceptor MA complet - 3L/VM/US

circuitată. Condensatorul de acord rămâne C_0 , dar priza de pe care este cules semnalul este L_7 . L_7 este o inductanță cu aer. Nefiind bobinată pe miezul magnetic al lui L_6 cuplajul este slab, însă suficient ca la asemenea frecvențe înalte un semnal de aproximativ 35 mV să poată fi injectat în terminalul 3 al circuitului integrat TBA 570 A.

Observații: Pentru a alinia circuitele acordate pe banda US se recomandă următoarea procedură:

- reglajul domeniului de frecvență în intrare prin măsurarea tensiunii la terminalul 2 al circuitului integrat;
- reglajul oscilatorului măsurind semnalul audio de ieșire din detectorul MA — terminalul 5.

Prin metoda de mai sus se preîntâmpină interferența care se manifestă între circuitul de intrare și oscilator în special în banda US. Acest efect poartă numele în engleză de „pulling” (tragere).

În ceea ce privește filtrul de frecvență intermediară se recomandă ca transimpedanța lui să fie de aproximativ $3 \text{ k}\Omega$ (V_{out}/I_{in}). Numai în această situație circuitul intern de reglaj al sensibilității (RAS) are o acțiune optimă pe întreg domeniul de amplitudini al semnalului de intrare.

La schema din figura 2.17. a fost adăugat un indicator de cîmp cu instrument electromagnetic a cărui deviație maximă semnalează acordul pe post și totodată amplitudinea deviației acului este o măsură a nivelului cîmpului electromagnetic recepționat. Din rezistența reglabilă de $10 \text{ k}\Omega$ se balansează la zero instrumentul atunci cînd radioreceptorul nu se află acordat pe nici un post.

Caracteristicile bobinelor utilizate în figura 2.17., precum și performanțele electrice ale schemei sînt listate mai jos:

- L_1 : $L = 1,7 \mu\text{H}$ (N_1), $Q_0 = 100$ la 1 MHz ; $N_1/N_2 = 9$
- L_2 : $L = 256 \mu\text{H}$; $Q_0 = 100$ la 1 MHz
- L_3 : $L = 1,7 \text{ mH}$ (N_1); $Q_0 = 22$ la 220 kHz ; $N_1/N_2 = 12$

Observație: L_2 va fi bobinată pe o extremitate a unei bare de ferită — feroxcub — rotundă $\varnothing 10 \text{ mm}$ cu o lungime de 200 mm .

Bobinajul lui L_2 și al lui L_3 vor fi executate în același sens.

L_3 va fi plasată pe cealaltă extremitate. Lungimea bobinajului $\approx 20 \text{ mm}$.

- L_4 : $L = 284,5 \mu\text{H}$; $Q_0 = 100$; $N_1/N_2 = 40$; $N_2/N_3 = 1$
- L_6 : $L = 680 \mu\text{H}$; $Q_0 = 100$; $(N_1 + N_2)/N_1 = 75$;
 $(N_1 + N_2)/N_3 = 10,7$
- L_6 : $L = 1,7 \mu\text{H}$; $Q_0 = 100$; la 10 MHz ; $N_1/N_2 = 1,8$

- L_7 : $L = 0,18 \mu\text{H}$; $N_3 = 18$ spire sîrmă $\varnothing 0,18$ bobinată pe o rezistență de $100 \text{ k}\Omega$

Performanțe:

Recepția posturilor MA se poate face în următoarele benzi:

UL = $146 \text{ kHz} \dots 266 \text{ kHz}$

UM = $512 \text{ kHz} \dots 1630 \text{ kHz}$

US = $5,8 \text{ MHz} \dots 18,2 \text{ MHz}$

La semnal mic: Semnalul de radiofrecvență la terminalul 2 2,7 μV
Semnalul de frecvență intermediară la terminalul 15 65 μV
Semnalul audio demodulat 10 mV

La semnal mare: Semnalul de radiofrecvență la terminalul 2 280 mV
cu 80% mod.
Semnalul de frecvență intermediară la terminalul 15 15 mV
Semnalul audio demodulat 200 mV
 $\delta = 10\%$

În ceea ce privește caracteristicile filtrului de frecvență intermediară utilizat sînt următoarele:

- banda la 3 dB 5,5 kHz
- selectivitatea de 9 kHz 29 dB
- transimpedanță 3 k Ω
- impedanța de intrare 30 k Ω
- impedanța de ieșire 850 Ω

2.8. Radioreceptor UM/UL pentru automobile

La asemenea radioreceptoare apar cîteva cerințe specifice aplicabilității lor pe automobile.

În primul rînd *antena de ferită nu poate fi folosită*, deoarece radioreceptorul aflîndu-se în automobil este relativ ecranat. Singura antenă aplicabilă este cea „baston”.

Tensiunea de alimentare este obținută din instalația electrică a automobilului, avînd o valoare coborîtă; circa 14 V. De aceea, cu un etaj final audio în contrapunt pe un difuzor standard de 4Ω , puterile ce pot fi dezvoltate nu depășesc 6 W, tocmai acolo unde ar fi necesară o rezervă de putere din cauza mediului zgomotos.

Robustețea mecanică a construcției trebuie să fie adecvată funcționării aparatului în condiții de vibrații și șocuri mari.

În figura 2.18. se găsește schema completă a unui asemenea radioreceptor. Avînd în vedere considerațiile aduse pe marginea schemelor pre-

- Sensibilitatea la recepția MA — $2,7 \mu\text{V}$ la terminalul 2
- Selectivitatea la 9 kHz — 29 dB
- Sensibilitatea la recepția MF — $8,5 \mu\text{V}$ (depinde de câștigul tunerului utilizat)
- Selectivitatea la $\pm 300 \text{ kHz}$ — 43 dB

2.11. Considerații pentru proiectarea cablajului imprimat cu TBA 570 A

Pentru a obține un radioreceptor reproductibil având o funcționare corectă, circuitului imprimat și amplasării pieselor adiacente trebuie să li se acorde o atenție sporită față de un radioreceptor cu tranzistoare discrete. Principalul motiv pentru susținerea acestei afirmații este că utilizând un circuit integrat vom avea șanse mai mici pentru a combate impedanțele parazite intrare/ieșire, folosind decuplări suplimentare. La un circuit integrat transconductanța între buclele posibile de curent de ieșire și tensiunile de intrare este mare. Prin cuplaj electromagnetic se poate ușor deteriora stabilitatea schemei.

Putem prescrie câteva precauții:

- 1) Liniile de decuplare în zona audio trebuie să fie conectate în sistem „stea” pe terminalul 9.
- 2) Conductorul de masă între terminalul 16 (masa RF) și terminalul 9 (masa audio) să fie cât mai scurt și lat ($\geq 1 \text{ mm}$).
- 3) Conectarea la masă a extremităților bobinelor RF și FI se va face direct la terminalul 16, tot în sistem „stea”.
- 4) Amplasarea unor componente susceptibile la un cuplaj electromagnetic parazit vor fi poziționate cât mai departe unele de altele.
- 5) Un amănunt câteodată important; firele ce leagă difuzorul sau cele de alimentare vor fi îndepărtate de lângă antena de ferită. Acest cuplaj parazit poate produce acroșajul întregului radioreceptor, mai ales în cazul realizărilor de mici dimensiuni.
- 6) Traseele aferente terminalului 11 vor fi cât mai depărtate de traseele terminalului 12.

Radioreceptoare MA construite în circuitul integrat TDA 1046

Capitolul 3.

3.1. Descriere generală a circuitului integrat TDA 1046

Circuitul integrat TDA 1046 conține toate blocurile necesare construcției unui radioreceptor al posturilor cu modulație de amplitudine, având frecvența purtătoare până la 30 MHz. Acest circuit este destinat radioreceptoarelor de înaltă performanță sau auto.

Listând mai jos blocurile principale ale lui TDA 1046 se prezintă de fapt o descriere globală și calitativă a alcătuirii unui asemenea sistem complex. Prin analogie circuitul integrat TDA 1046 este omologul sistemului FI—MF ce poartă codul de $\beta\text{M } 3189$. Acest set constituie o soluție excelentă pentru un radioreceptor MA—MF complet și performant.

Blocurile constituente ale circuitului TDA 1046 sînt:

- *amplificator de radiofrecvență* până la 30 MHz, avînd câștigul reglat automat funcție de semnalul recepționat;
- *oscilator intern* a cărui amplitudine este stabilizată de o buclă de menținere pe toată banda de frecvență;
- *etaj amestecător simetric*, (mixer);
- *amplificator de frecvență intermediară* cu câștig controlat;
- *demodulator simetric* pentru detecția modulației amplitudinii semnalului de frecvență intermediară care nu necesită componente externe reactive;
- *filtru activ* trece jos pentru eliminarea resturilor de purtătoare și transmisia numai a informației audio utile;
- *amplificator audio* de ieșire;
- *bloc pentru măsurarea nivelului cîmpului RF* prezentat la intrarea circuitului TDA 1046.

Afișajul analogic logaritmice al cîmpului se realizează pe un instrument exterior.

- *stabilizator de tensiune* încorporat care permite menținerea caracteristicilor electrice într-o gamă largă de tensiuni de alimentare, 8 V... 18 V.

Configurația de intrare este astfel aleasă încît permite realizarea radioreceptoarelor cu un singur circuit acordabil în intrarea de radiofrecvență, dar este potrivită și pentru circuite acordabile cu două secțiuni pe frecvența postului recepționat. Ultima procedură crește în mare măsură calitatea de recepție a posturilor slabe și înecate în zgomot.

Circuitul integrat TDA 1046 este închis într-o capsulă de plastic cu 16 terminale.

Dacă se compară facilitățile oferite de circuitul anterior prezentat — TBA 570 A, cu TDA 1046 se observă că pentru recepția MA, primul circuit integrat reprezintă o variantă relativ redusă (lipsește amplificatorul RF, o indicație de cîmp mai precisă, și un RAS mai puțin extins), însă TBA 570 A are un preamplificator audio și un etaj „driver” care simplifică construcția unui radio MA sacrificînd însă rezonabil, din calitățile zonei RF.

Este de remarcat o caracteristică importantă a circuitului TDA 1046 — gama de acționare a circuitului de RAS este de circa 90 dB — caracteristică esențială a radioreceptoarelor ce echipează automobilele.

3.2. Schema bloc a circuitului TDA 1046

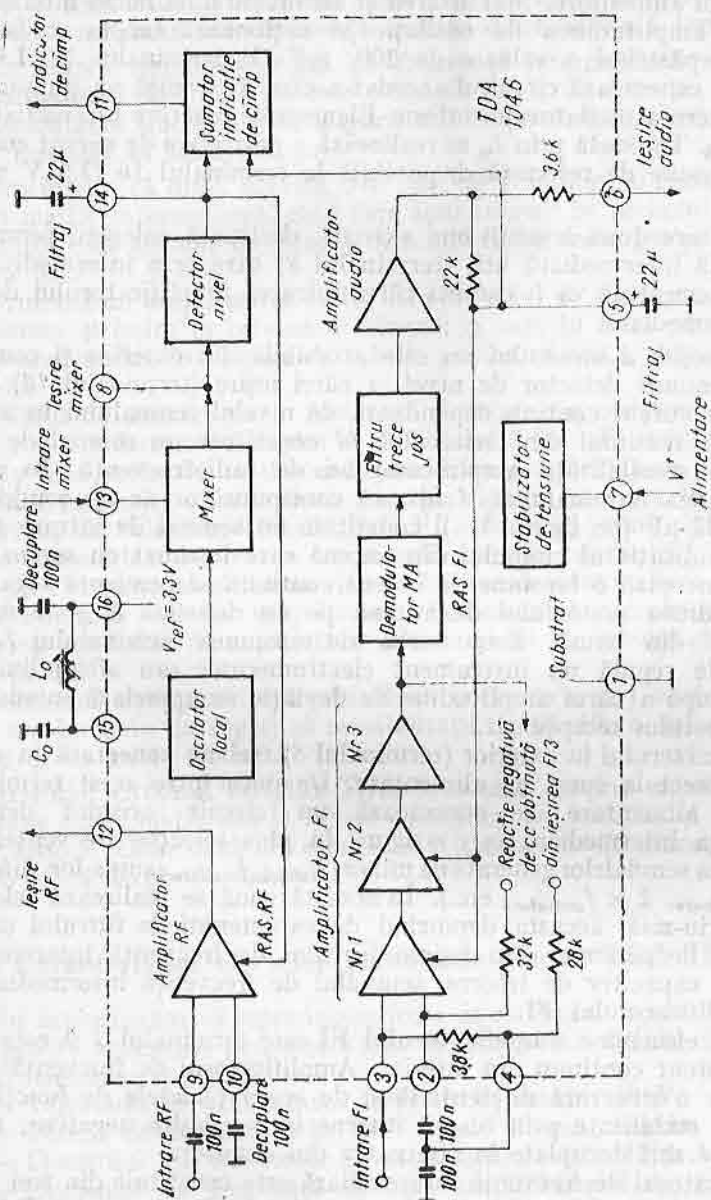
Schema bloc a circuitului integrat TDA 1046 este dată în figura 3.1.

Amplificatorul de radiofrecvență are intrarea la terminalul 9. Acest amplificator avînd o structură diferențială, cealaltă intrare va fi decuplată la masă din punct de vedere alternativ (terminalul 10) — Polarizarea corectă de curent continuu este asigurată din interiorul circuitului integrat. Impedanța de intrare în amplificatorul RF este 2,8 K Ω . Cîștigul maxim este de 40 dB la frecvența de 1 MHz, dar este dependent de valoarea purtătoarei detectate în ieșirea mixerului. Supracomanda amplificatorului de RF este prevenită de o buclă RAS/RF care micșorează amplificarea etajului RF, la semnale relativ mari de intrare, pe un domeniu de circa 40 dB.

Bucloa RAS previne intrarea în limitări sau nelinearități la semnale de antenă mari, menținînd la ieșirea mixerului o amplitudine constantă a semnalului de frecvență intermediară. Efectul acestei bucle constă în faptul că mixerul va stabili o tensiune pentru semnalul de frecvență intermediară, avînd valoarea de aproximativ 100 mV_{ef}, chiar dacă în antenă se aplică semnale de RF de pînă la 0,2 V_{ef}.

Ieșirea amplificatorului de radiofrecvență (terminalul 12) se cuplează în intrarea de semnal a mixerului (terminalul 13). Acest cuplaj poate fi realizat fie aperiodic, pur și simplu un condensator de trecere, sau selectiv prin intermediul unui circuit acordat a cărui frecvență de acord este reglată de un condensator variabil sincron mecanic (sau electric) cu condensatorul de acord al circuitului de antenă.

Pe cealaltă intrare a mixerului se aplică intern o formă de undă generată de oscilatorul intern.



3.1. Schema bloc a circuitului integrat TDA 1046

Oscilatorul intern, sau local, așa cum a fost denumit pe schema din figura 3.1. are amplitudinea de oscilație constantă indiferent de frecvența de acord sau alimentare. Stabilizarea se datorește unei bucle interne care, urmărește amplitudinea de oscilație și acționează asupra oscilatorului propriu-zis păstrând o valoare de 300 mV la terminalul 75. La acest terminal se conectează circuitul acordat a cărei frecvență va impune frecvența de lucru a oscilatorului intern. Elementele reactive ale oscilatorului sînt L_0 și C_0 . Totodată prin L_0 se realizează o polarizare de curent continuu dintr-o tensiune de referință disponibilă la terminalul 16 (3.3 V valoare nominală).

Mixerul are două ieșiri — una externă, destinată culegerii semnalului de frecvență intermediară util (terminalul 8) care prin intermediul unui filtru FI concentrat va fi condus către intrarea amplificatorului de frecvență intermediară.

O altă ieșire a mixerului nu este accesibilă din exterior și comandă un bloc denumit detector de nivel, a cărei ieșire (terminalul 14) este o tensiune de curent continuu dependentă de nivelul semnalului în antenă.

Valoarea tensiunii din terminalul 14 constituie un semnal de reglaj automat al sensibilității amplificatorului de radiofrecvență. În același timp tensiunea terminalului 14 filtrată corespunzător de un condensator extern de 22 μ F (pe figura 3.1.), constituie un semnal de intrare pentru blocul de indicație al cîmpului din antenă care însumat cu semnalul de RAS/FI generează o tensiune de curent continuu, dependentă logaritmice de amplitudinea semnalului de antenă pe un domeniu larg de variație al acestuia din urmă. Este vorba de tensiunea terminalului 17 care comandă de regulă un instrument electromecanic sau afișaj liniar de LED-uri, după a cărui amplitudine de deviație se apreciază intensitatea cîmpului postului recepționat.

Ieșirea mixerului în exterior (terminalul 8) trebuie conectată în curent continuu direct la sursa de alimentare. De obicei între acest terminal și sursa de alimentare se conectează un circuit acordat derivație pe frecvența intermediară care asigură în plus selecția frecvenței utile din mulțimea semnalelor generate de mixer ($f_{intrare}$, $f_{oscilator}$, suma lor, diferența lor, $2 \times f_{intrare}$, $2 \times f_{oscilator}$, etc.). În această zonă se realizează selectivitatea propriu-zisă, aceasta depinzînd de caracteristicile filtrului utilizat fie reactiv, fie ceramic. Din ieșirea filtrului de frecvență intermediară, prin cuplaj capacitiv de trecere, semnalul de frecvență intermediară se aplică amplificatorului FI.

Intrarea efectivă a **amplificatorului FI** este terminalul 3 și este polarizată în curent continuu din interior. Amplificatorul de frecvență intermediară are o structură diferențială și de aceea punctele de funcționare statică sînt stabilizate prin reacții interne intrare/ieșire negative; terminalele 3 și 4 sînt decuplate în alternativ din exterior.

Amplificatorul de frecvență intermediară este constituit din trei etaje, din care primele două au cîștigul reglat de o altă buclă, denumită RAS/FI.

Semnalul de RAS/FI este prelevat de la ieșirea audio, și după o filtrare corespunzătoare aplicat pe primele două etaje. În acest mod valoarea medie a semnalului audio este păstrată constantă indiferent de amplitudinea semnalului de frecvență intermediară aplicată terminalului 3.

La ieșirea amplificatorului de frecvență intermediară este conectat **demodulatorul MA** care nu este o simplă diodă de detecție, ci o schemă de demodulare sincronă care asigură o detecție fără distorsiuni a semnalului modulat în amplitudine.

Bineînțeles că după această detecție vor fi eliminate resturile de frecvență înaltă (intermediară, etc.) care apar inerent în procesul de detecție. Acest rol este asumat de blocul denumit **filtru trece jos** pe schema din figura 3.1.

Urmează un **amplificator audio** care are rolul de a adapta impedanțele de intrare și ieșire în interiorul schemei și care în final poate să livreze un semnal audio, în valoare de 0,3 V pentru $m = 0,3$, disponibil la terminalul 6.

Filtrul de foarte joasă frecvență format din rezistența internă de 22 k Ω și condensatorul cuplat la terminalul 5 (22 μ F) creează o tensiune relativ lent variabilă în domeniul audio care aplicîndu-se primelor două etaje de frecvență intermediară va regla cîștigul acestora în așa fel încît indiferent de valoarea semnalului de FI aplicat în terminalul 3 semnalul audio demodulat va avea o amplitudine medie constantă. Tensiunea de reglaj a cîștigului amplificatorului de frecvență intermediară se va aduna cu tensiunea de reglaj a cîștigului amplificatorului de radiofrecvență pentru a forma semnalul de comandă a indicatorului de intensitate a cîmpului recepționat.

Controlul cîștigului total prin două bucle de reglaj conferă întregului lanț un domeniu de reglaj al sensibilității de 90 dB, o valoare impresionantă și de multe ori utilă.

În sfîrșit circuitul integrat TDA 1046 mai conține un **stabilizator de tensiune** care polarizează la nivele constante de tensiune și curenți celelalte blocuri chiar dacă la terminalul 5 tensiunea de alimentare variază într-o plajă largă de valori.

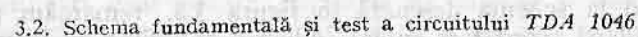
3.3. Caracteristici electrice principale pentru TDA 1046

Nu intenționăm să reproducem foaia de catalog a circuitului TDA 1046, dar pentru aplicațiile prezentate mai departe vom semna cîteva caracteristici electrice esențiale.

- Tensiunea de alimentare: tipic 10 V; maxim 18 V
- Curent de alimentare la 10 V: tipic 20 mA; maxim 25 mA
- Domeniul de frecvență al oscilatorului: 0,5 MHz...31 MHz
- Domeniul de frecvență în care amplificatorul de radiofrecvență este utilizabil: 0,2 MHz...30 MHz.

* rezistența de ieșire din amplificatorul audio: 3 K Ω .

$L_2/L_3 = 20$ și respectiv 70 spire din Cu lițat tip $12 \times 0,04$ mm.



3.3. Radioreceptor *MA* echipat cu *TDA 1046*

Am recurs la o asemenea soluție din două considerente:

- dorim să prezentăm utilizarea circuitului integrat TDA 1046 și nu scheme pentru recepția multiplă a benzilor. De regulă asemenea desene sînt „încărcate” de comutatoare exterioare și de elemente reactive aditive. Deoarece în cadrul capitolului 2 am descris asemenea scheme, care cu puține modificări de comutare sîntem convinși că pot fi transferate cu ușurință de către orice radioamator pe alte realizări; considerăm esențială cunoașterea cerințelor de polarizare de curent continuu și alcătuirea blocurilor circuitului integrat în cauză.
- dimensionarea și realizarea constructivă are o mică influență asupra schemei de utilizare a circuitului integrat TDA 1046. Date constructive pentru elementele reactive dintr-un radioreceptor superheterodină se găsesc din abundență în literatura noastră, inclusiv pentru construcția radioreceptoarelor MA cu benzi de recepție multiple.

Revenind la schema desenată în figura 3.3. remarcăm circuitul de antenă standard acordat și cuplat inductiv coborîtor cu intrarea amplificatorului de radiorecepție din TDA 1046. Raportul de transfer, subunitar, al bobinei L_1 (N_2/N_1), adaptează convenabil impedanța de intrare în circuitul integrat TDA 1046 — avînd valoarea de 2 k Ω , cu impedanță la rezonanță a circuitului acordat de intrare. De regulă $N_2: N_1 \approx 0,1$.

Circuitul oscilatorului intern este extrem de simplu. Inductanța L_2 împreună cu condensatorul variabil C_{V2} și condensatorul semireglabil C_{T2} impun frecvența de oscilație. Amplitudinea oscilatorului intern este stabilizată indiferent de configurația și calitatea circuitului acordat L_2, C_{V2}, C_{T2} sau de temperatură și alimentare.

Ieșirea din amplificatorul de radiofrecvență se face rezistiv ($R_1 = 4,7$ k Ω), iar semnalul este cuplat la intrarea mixerului prin condensatorul C_2 .

Între aceste două terminale, ieșirea amplificatorului de RF și intrarea în mixer pentru radioreceptoarele de mare selectivitate se poate insera un circuit acordat derivație. Acordul acestui circuit trebuie să fie corelat cu acordul circuitului de intrare și al oscilatorului intern. Evident această situație este mai costisitoare.

Semnalul de frecvență intermediară este selectat la terminalul 8 (ieșire mixer) de circuitul acordat L_3, C_3 . Secundarul bobinei L_3 injectează semnalul de frecvență intermediară în cascada de filtre ceramice. Aceste ultime componente impun în mare măsura banda de trecere și selectivitatea întregului radioreceptor.

După acest filtraj se obține un semnal de frecvență intermediară considerat suficient de pur pentru a putea fi amplificat și demodulat.

Amplificatorul de frecvență intermediară este de bandă largă. Are intrarea la terminalul 3 și cuplajul filtrului FI trebuie executat capacitiv

pentru a nu perturba polarizarea internă de curent continuu. Celelalte două terminale, 2 și 4, aparțin tot amplificatorului de frecvență intermediară și reprezintă puncte în care este necesară o decuplare la masă.

Decuplarea se execută cu ajutorul a două condensatoare externe, avînd valoarea de 100 nF.

Ieșirea semnalului audio demodulat și filtrat intern este constituită de terminalul 6.

Cele două bucle interne pentru reglajul automat de sensibilitate sînt filtrate în exterior la terminalele 5 și 14 cu două condensatoare electrolitice care de regulă au valoarea de 22 μ F.

Un curent dependent de amplitudinea semnalului aplicat în intrarea RF este disponibil la terminalul 11. Un instrument electromecanic conectat între acest terminal și masă va indica nivelul de cîmp în decibeli.

Schema desenată în figura 3.3. constituie aplicația fundamentală a circuitului integrat TDA 1046. Următoarele scheme ce le vom prezenta conțin modificări doar pentru circuitele de intrare și oscilator. Toate celelalte elemente rămîn neschimbate și de aceea nu vor mai fi reluate în desenele de mai jos.

3.6. Acordul cu diode varicap a părții de radiofrecvență din circuitul TDA 1046

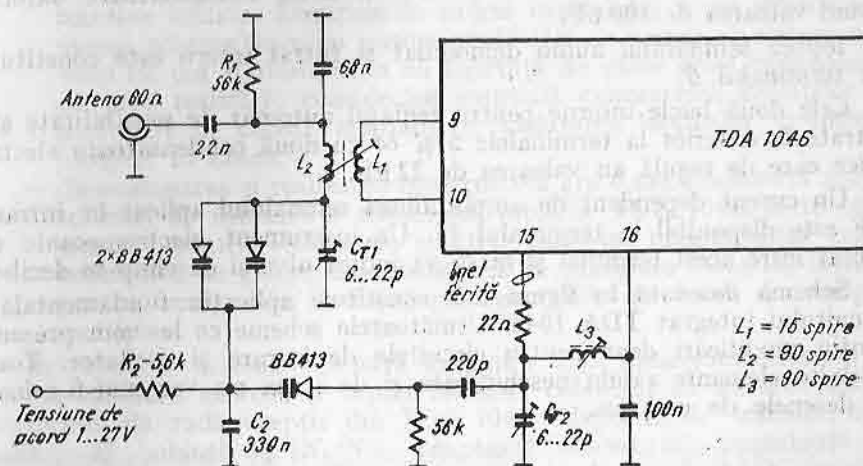
O soluție modernă și comodă pentru controlul circuitelor acordate din intrarea și oscilatorului unui radioreceptor MA este folosirea diodelor a cărei capacitate variază în funcție de tensiunea de polarizare inversă aplicată. Această metodă a fost inițial folosită în tunelele MF sau TV, deoarece diodele varicap de capacitate mică și raport mediu de variație C_{max}/C_{min} sînt mai ușor de realizat tehnologic. Odată cu apariția unor diode varicap de capacitate sporită și totodată cu un raport mare C_{max}/C_{min} , acestea au luat locul tradiționalului condensator variabil mecanic. Diodele varicap se vînd împerecheate pe clase, astfel încît curba de variație a capacității în funcție de polarizare să nu difere de la exemplar la exemplar. De regulă diodele varicap „pereche” sînt diode din același lot de livrare ambalate împreună (fie puse în bandă, fie în aceeași cutie).

Împerecherea diodelor varicap se face în aproximativ 5 puncte. Toleranțele strînse de împerechere asigură sincronismul de acord al circuitelor din radioreceptoare pentru o plajă largă de variație a tensiunii de c.c. de acord.

În figura 3.4. este desenat un circuit de radiofrecvență destinat circuitului integrat TDA 1046, acordabil cu diode varicap.

Practic voluminosul condensator variabil a fost înlocuit cu un singur potențiometru de reglaj al unei tensiuni de curent continuu.

Circuitul de antenă este format din primarul L_2 , două diode BB 413 conectate în paralel și condensatorul de ajustare C_{T1} . Rezistența R_1 (56 k Ω) asigură conectarea galvanică a anozilor diodelor BB 413 la masă.



3.4. Acordul cu diode varicap a unui radioreceptor construit cu TDA 1046

Valoarea acestei rezistențe se alege mare deoarece ea este străbătută numai de curentul de blocare a diodelor varicap. Dar deoarece rezistența R_1 apare în paralel pe circuitul acordat, ea nu trebuie să afecteze semnificativ factorul de calitate.

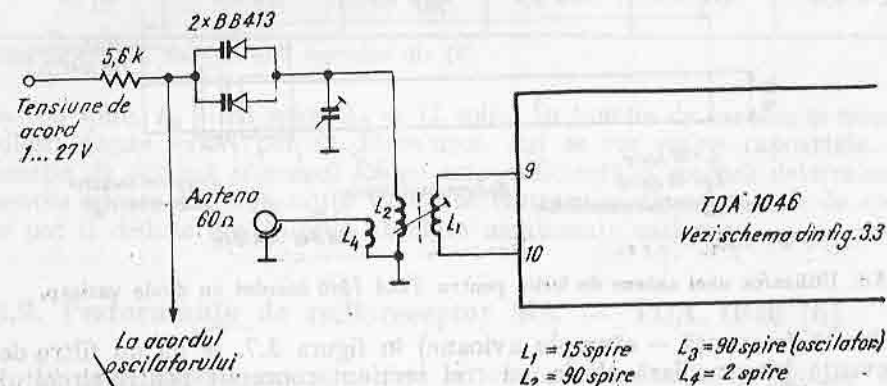
Cuplajul cu intrarea în etajul amplificator de radiofrecvență al lui TDA 1046 se realizează prin secundarul L_1 , care injectează diferențial semnalul selectat de circuitul acordat. Atacul diferențial al amplificatorului de radiofrecvență din TDA 1046 este o soluție care asigură stabilitate sporită lanțului de radiorecepție. Intrarea este flotantă, fără punct de masă, care dacă este greșit plasat pe cablajul fizic conduce la deteriorarea sensibilității și poate chiar amorsa oscilații nedorite.

Circuitul oscilatorului local este acordat cu o singură diodă varicap deoarece frecvența oscilatorului trebuie să fie mai mare, cu valoarea frecvenței intermediare, decât frecvența postului recepționat în antenă. De exemplu atunci când se dorește recepția unui post cu frecvența de 1 MHz, oscilatorul local trebuie să aibă frecvența de 1,455 MHz. Prin acest procedeu valorile inductanțelor L_2 și L_3 sînt apropiate, conducînd la construcții aproximativ identice.

În rest schema rămîne identică cu cea din figura 3.3. Grupul de filtrați $R_2 C_2$ asigură o decuplare eficientă în alternativă a celor două circuite acordate și previne o propagare nedorită a semnalului oscilatorului către antenă sau interiorul aparatului (prin potențimetrul de acord).

3.7. Cuplajul antenei la TDA 1046 acordat cu diode varicap

În figura 3.4. antena externă este cuplată capacitiv pe circuitul acordat de intrare. Impedanța de ieșire a antenei apare în paralel pe circuitul acordat micșorînd substanțial selectivitatea potențială. Un cuplaj inductiv permite o adaptare de compromis cu antena — vezi figura 3.5. Prin modificarea raportului L_4/L_2 se dă cîștig de cauză selectivității sau sensibilității. În capitolul 6 există un model de tratare al acestui compromis, care poate fi aplicat și în cazul schemei prezentate în figura 3.5.



3.5. Cuplaj inductiv cu o antenă externă pentru TDA 1046 acordat cu diode varicap

În cazul folosirii unui baston de ferită pentru captarea cîmpului postului dorit bobinajele L_2 și L_1 se execută direct pe capătul barei. Acest tip de antenă este cu deosebire recomandată recepția posturilor în benzile UL și UM, dar poate fi extinsă și în zona de joasă frecvență a benzii de unde scurte.

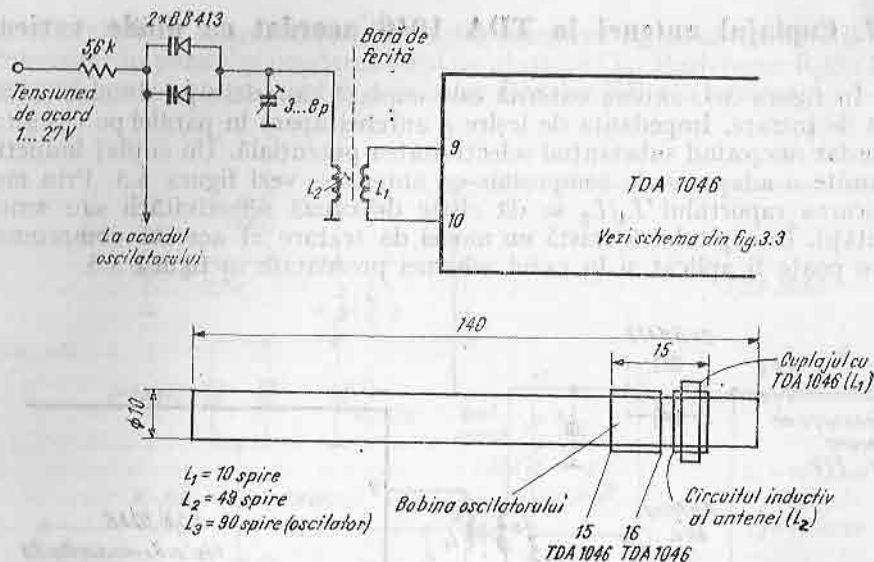
Construcția bobinelor, inclusiv a oscilatorului, ce apar pe bara de ferită va avea o configurație asemănătoare desenului din figura 3.6.

Modelele de antenă tratate în capitolul 6 sînt rapid utilizabile pentru dimensionarea corespunzătoare a circuitului de antenă plasat pe bara de ferită.

3.8 Filtru de frecvență intermediară, reactiv, pentru TDA 1046

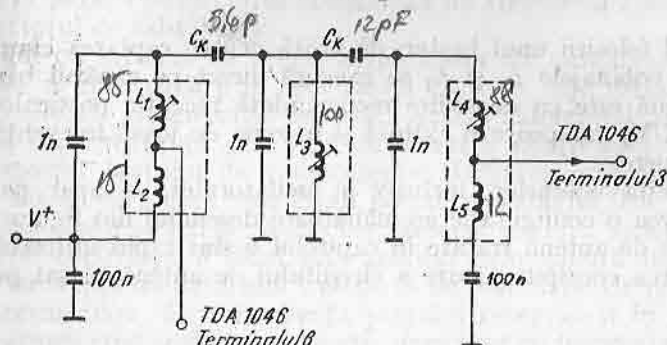
Utilizarea filtrelor ceramice este evident recomandată în construcția unui filtru FI de calitate și fără ajustări costisitoare.

Dacă procurarea acestor componente este dificilă sau constructorul consideră inadecvată prezența lor (locuri de recepție cu vibrații mecanice



3.6. Utilizarea unei antene de ferită pentru TDA 1046 acordat cu diode varicap.

de înaltă frecvență — exemplu avioane) în figura 3.7. se dă un filtru de frecvență intermediară clasic, cu trei secțiuni conceput pentru circuitul integrat TDA 1046. Valoarea condensatorului notat cu C_k este esențială deoarece ea influențează curba de răspuns.



3.7. Filtru de frecvență intermediară, reactiv, pentru TDA 1046.

În tabelul 3.1. se evidențiază caracteristicile filtrului propus în funcție de valoarea condensatorului C_k .

Bobinele vor fi confecționate din sîrmă de Cu izolată cu mătase, $6 \times 0,04$. Numărul de spire este: $L_1 = 85$ spire, $L_2 = 15$ spire, $L_3 =$

Caracteristicile filtrului din figura 3.7.

C_k	Atenuarea în bandă	Lărgimea de bandă la:			
		3 dB	6 dB	10 dB	50 dB
5,6 pF	11 dB	4,1 kHz	6,0 kHz	7,0 kHz	13,6 kHz
6,8 pF	8,5 dB	5,2 kHz	7,2 kHz	8,6 kHz	15,7 kHz
8,2 pF	8,0 dB	6,0 kHz	8,2 kHz	10 kHz	17,3 kHz
10 pF	7,0 dB	7,0 kHz	9,4 kHz	11,2 kHz	19,6 kHz

OBSERVAȚIE: Tabelul este reprodus din [6].

= 100 spire, $L_4 = 88$ spire, $L_5 = 12$ spire. În funcție de carcasa și miezul folosit aceste valori pot să difere ușor, dar se vor reține rapoartele. În funcție de carcasă și miezul folosit este suficientă o singură determinare pentru oricare din inductanțe. Celelalte vor rezulta din rapoartele de spire ce pot fi deduse din valorile absolute menționate mai sus.

3.9. Performanțe de radioreceptor MA — TDA 1046 [6]

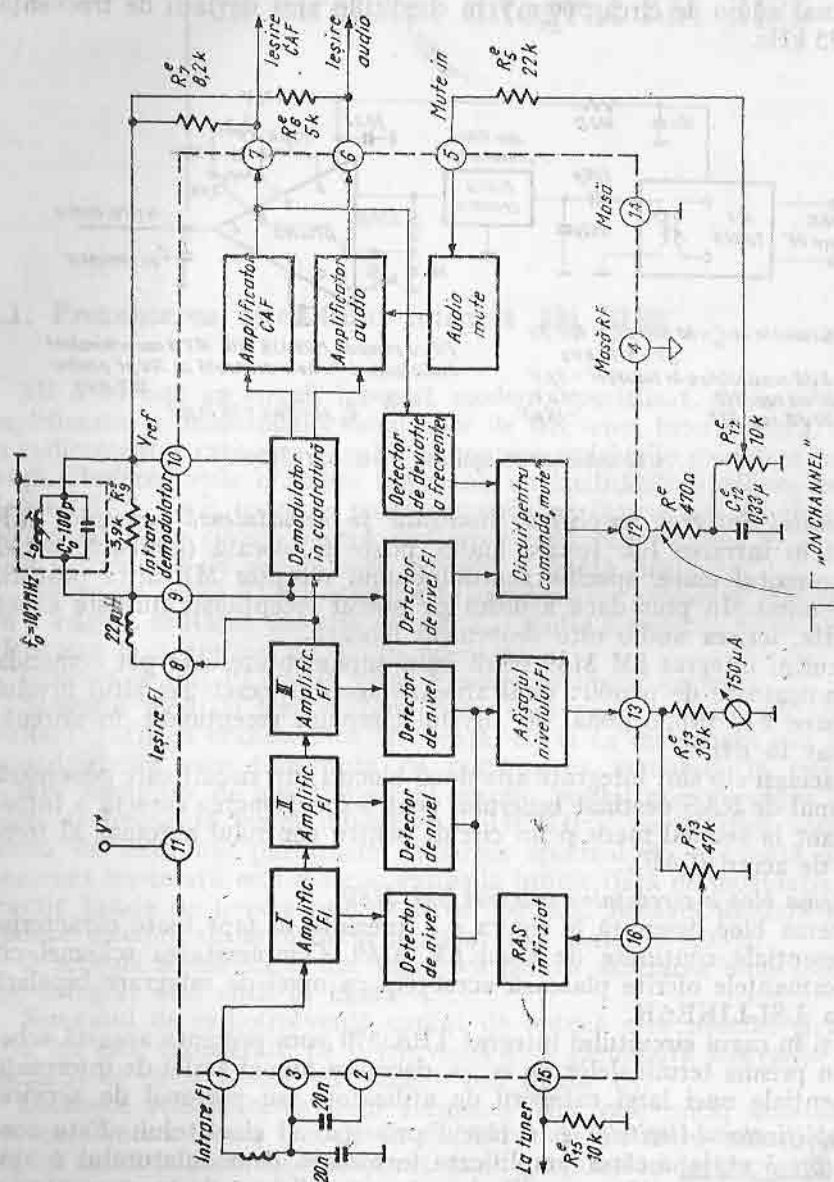
În acest capitol ne vom referi la schemele desenate în figurile 3.4. 3.5., și 3.6. Filtrul de frecvență intermediară folosit este varianta ceramică SFZ 455 A.

Pentru toate cele 3 scheme sînt valabile următoarele date;

Domeniul de frecvență	520 kHz ... 1,6 MHz
Tensiunea de acord	1,5 V ... 27 V
Banda FI	4 kHz la 6 dB și 7 kHz la 10 dB
Tensiunea de alimentare	9 V (8 V ... 18 V)
Tensiunea demodulată	280 mV pe sarcină de 10 K
Raportul semnal/zgomot	min 51 dB

— Pentru schema din figura 3.4. se suplimentează datele astfel;

Frecvența de intrare;	900 kHz
Sensibilitatea:	1,8 μ V pentru raport $S/Z = 6$ dB
	20 μ V pentru raport $S/Z = 26$ dB
	140 μ V pentru raport $S/Z = 40$ dB
Banda zonei de radiofrecvență;	9 kHz ... 40 kHz pentru $f_{intrare} = 520$ kHz ... 1640 kHz



4.2. Schema bloc a circuitului integrat 3189

Polarizarea de c.c. a acestui terminal este asigurată de tensiunea furnizată de terminalul 3; pe cînd componentele alternative de înaltă frecvență sînt filtrate la masă prin condensatori externi de decuplare.

Pentru a nu perturba polarizarea de c.c. a întregului amplificator este necesar ca impedanța de c.c. conectată între terminalul 7 și terminalul 3 să nu fie mai mare de 600 Ω .

Amplificatorul limitator are o structură diferențială. Intrarea complementară, terminalul 2, este de asemenea de cuplată în alternativ la terminalul 3. Tensiunile de c.c. pentru cele trei puncte de acces 1, 2, 3 trebuie să fie egale și în domeniul 1,2 ... 2,4V cu valoarea tipică de 1,9 V.

Demodulatorul în cuadratură este elementul cheie din circuitul integrat 3189, deoarece de el depind caracteristici importante ale semnalului audio rezultat, ca: distorsiuni, amplitudine, stabilitatea semnalului generat, funcție de tensiunea de alimentare, în mare măsură banda semnalului audio demodulat, reziduri de purtătoare FI ajunse în ieșirea audio, etc.

Demodulatorul în cuadratură este de fapt un detector de fază cu purtătoare refăcută, cu alte cuvinte un detector de fază echilibrat și sincron.

Rețeaua de defazare este formată din circuitul acordat paralel L_0C_0 (10,7 MHz) amortizat de rezistența externă R_0 . Semnalul se injectează în acest circuit prin intermediul inductanței L (22 μ H), spre deosebire de alte circuite la care cuplajul se face capacitiv. Avantajul acestui mod de abordare este substanțial față de cuplajul capacitiv (TBA 120), deoarece armonicile inerente procesului de limitare al amplificatorului FI sînt atenuate; cuplajul capacitiv favorizează pătrunderea armonicilor superioare în demodulator. În construcția inductanței L apare o constrîngere esențială. Această inductanță trebuie să posede o frecvență de acord mai mare de 30 MHz pe capacitatea parazită proprie, deoarece altfel ar influența negativ combinația defazoare L , L_0 , C_0 .

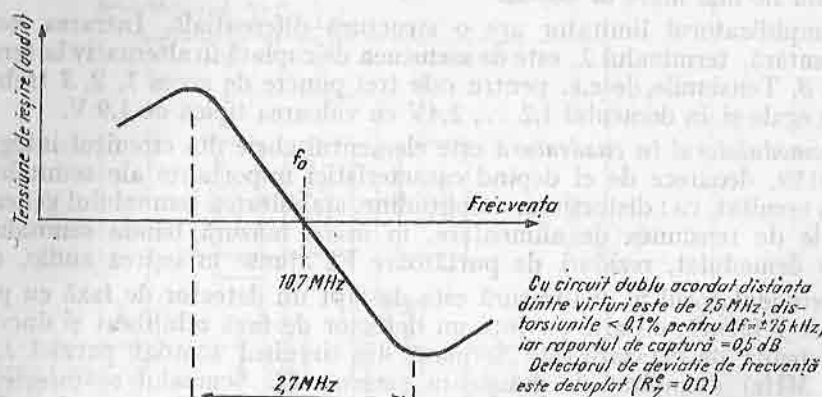
Tensiunile de curent continuu sînt dictate de terminalul 10 (V_{ref}) și trebuie să fie egale cu celelalte terminale (8, 9), avînd o valoare tipică de 6 V.

Caracteristica de frecvență a demodulatorului este reprezentată în figura 4.3. Dacă se folosește un singur circuit acordat, amortizat cu o rezistență externă $R_0 = 3,9$ k Ω , se obțin distorsiuni de circa 0,6% pentru $\Delta F = \pm 7,5$ kHz. În cazul utilizării unui circuit acordat de demodulare dublu, distorsiunile rezultante scad la 0,1%, pentru aceeași deviație de frecvență.

În figura 4.3. apare specificată o mărime care rareori apare printre caracteristicile unui canal MF. El este denumit convențional — raport de captură — și este de fapt specific amplificatorului limitator din fața demodulatorului MF.

Să presupunem că în amplificatorul FI se injectează două semnale diferite în frecvență și amplitudine ambele provocînd însă intrarea în limitare a amplificatorului. Semnalul cu amplitudinea cea mai

mare va lua controlul amplificatorului limitator, răspunsul ieșirii lui va fi conform cu frecvența semnalului dominant pe cînd cel injectat „alături” va fi aproape neglijat. Raportul dintre semnalul principal și al celui mai puternic semnal adiacent ce nu este în stare să „preia” ieșirea se numește raport de captură.

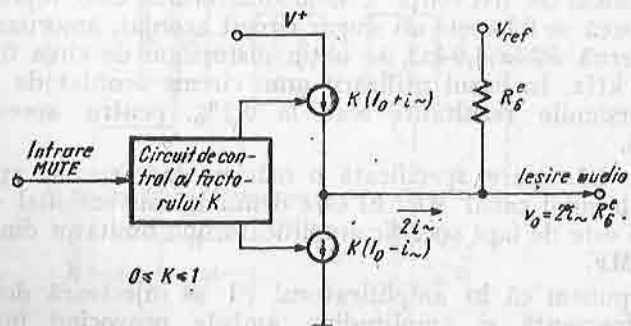


4.3. Curba în S a demodulatorului FM

Această mărime reprezintă o caracteristică prețioasă a unui lanț MF pentru a selecta numai informația dorită. În cazul circuitului integrat 3M 3189 raportul de captură este 0,5 dB (0,944).

Amplificatorul audio de ieșire este în final construit din două generatoare de curent $K(I_0 + i_{\sim})$ și $K(I_0 - i_{\sim})$ conectate la terminalul de ieșire 6, așa cum este reprezentat în figura 4.4.

Fiecare generator de curent injectează în rezistența externă R_6^e curentul arătat în figură, unde:



4.4. Principiul amplificatorului audio de ieșire

* K — este un factor de multiplicare a cărui valoare este cuprinsă între 0 și 1, după cum este comandat de tensiunea aplicată intrării de blocare „mute” — terminalul 5;

* I_0 — este o componentă de curent continuu generată de polarizarea demodulatorului de frecvență;

* $i_{\sim}$ — este componenta utilă — semnalul audio demodulat.

După cum se remarcă din figura 4.4. în nodul de ieșire pentru semnalul audio este generată o tensiune egală cu

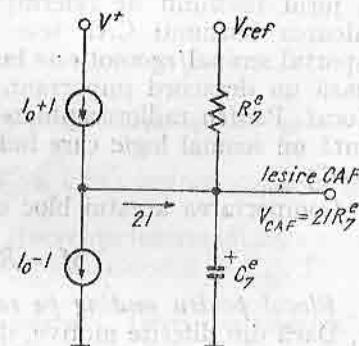
$$v_0 = 2 i_{\sim} R_6^e$$

(pentru $R_6^e = 5 \text{ k}\Omega$ și $\Delta f = \pm 75 \text{ kHz}$ rezultă $v_0 \approx 500 \text{ mV}_{\text{ef}}$).

Din relația de mai sus se observă că tensiunea de ieșire este determinată exclusiv de semnalul audio demodulat. Mărirea acestei tensiuni poate fi „programată” din exterior, cu ajutorul rezistenței R_6^e , adaptînd astfel nivelul audio de ieșire cu lanțul de procesare ce urmează. Nivelul de c.c. al terminalului 6 este perfect determinat, fiind egal cu tensiunea de referință generată de circuitul integrat la terminalul 10 (tipic 6 V).

Blocul pentru controlul automat de frecvență (CAF) este asemănător etajului de ieșire audio. Componenta de audiofrecvență este șuntată la masă de condensatorul C_7^e . Dezechilibrul de frecvență care poate să apară între frecvența de acord a circuitului $L_0 C_0$ și frecvența semnalului de FI se manifestă printr-o dezechilibrare de curent continuu a demodulatorului. Acesta va genera curenți inegali pentru cele două generatoare de curent ce apar

4.5. Principiul circuitului de control al frecvenței de acord (CAF)

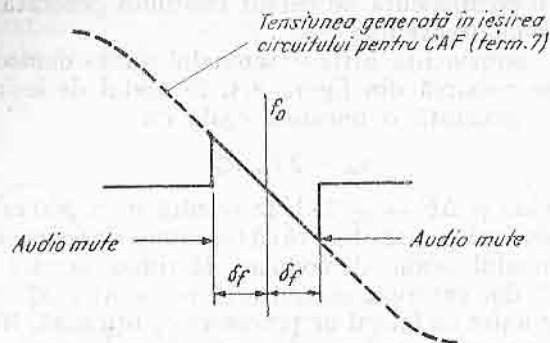


în figura 4.5. exprimați grafic prin $I_0 + I$ și $I_0 - I$. I este proporțional cu deviația de frecvență. Sensibilitatea tipică a acestui etaj este

$$2I \approx 1,9 \mu\text{A/kHz}$$

Dependența curentului în funcție de deviația de frecvență este liniară, și prin dimensionarea rezistenței R_7^e se poate determina tensiunea V_{CAF} necesară tunerului, sau mai exact a întregului receptor. Deoarece capătul lui R_7^e se leagă la V_{ref} variațiile tensiunii V_{CAF} vor alterna în jurul acestei

valori, căutînd să acorde automat oscilatorul tunerului pe acordul optim. Atunci cînd frecvența intermediară este mai mare decît $f_0(L_0C_0)$, tensiunea terminalului 7 scade față de tensiunea de referință (6 V) și invers.



4.6. Funcționarea circuitului de detecție a deviației de frecvență

Deoarece blocul pentru controlul automat de frecvență și blocul de detecție a deviației de frecvență sînt legate intim între ele, vom prezenta pe scurt efectul acestuia din urmă.

Acesta este un circuit care compară tensiunea CAF cu o tensiune etalon internă. În momentul în care această tensiune se află în intervalul ± 620 mV în jurul tensiunii de referință, atunci ieșirea audio este permisă. Cînd valoarea tensiunii CAF iese din fereastra $V_{ref} > 620$ mV, chiar dacă raportul semnal/zgomot este bun, terminalul 12 urcă la circa 6 V și semnalizează un dezacord important. În această situație, semnalul audio este blocat. Pentru radioreceptoarele evolute tensiunea terminalului 12 reprezintă un semnal logic care indică prezența unui post (în engleză „on channel”).

Comportarea acestui bloc este evidențiată în figura 4.6, unde δf este

$$\delta f = R_f^2 \times 2I = 620 \text{ mV}$$

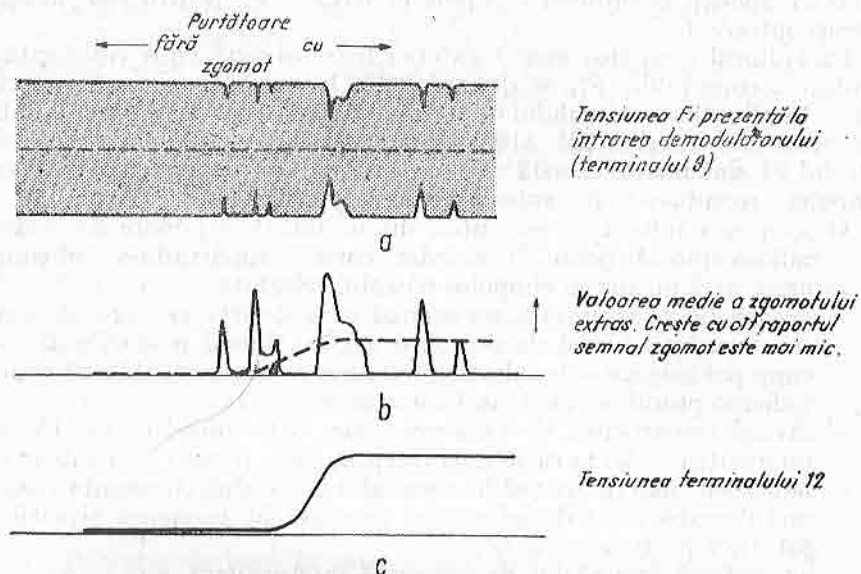
Blocul pentru muting pe raport semnal/zgomot

Dacă din diferite motive, de obicei din cauza unui cîmp slab, la demodulator ajunge un semnal modulat în frecvență, dar afectat de zgomot, el are forma desenată în figura 4.7, a. Purtătoarea de 10,7 MHz prezintă o modulație parazită de amplitudine.

Pe anumite porțiuni amplificatorul iese din limitări; amplitudinea semnalului furnizat nu mai este constantă, ci prezintă „goluri” aleatoare provocate de zgomot.

Un bloc specializat demodulează în amplitudine semnalul prezent în terminalul 9, extrăgînd de fapt zgomotul suprapus peste purtătoare și îl amplifică pînă la nivele procesabile. O constantă de timp RC, complet

integrată, mediază zgomotul (a cărei valoare medie nu este zero), astfel încît, dacă aceasta are o densitate mare, tensiunea terminalului 12 crește pînă la mai mult de 5V. Această tensiune aplicată intrării de „mute” a amplificatorului audio este suficientă pentru a bloca complet ieșirea semnalului audio care ar fi afectat de zgomot.



4.7. Funcționarea circuitului de muting pentru raport semnal/zgomot degradat.

Tensiunea care apare la terminalul 12 va bloca ieșirea audio în două cazuri:

- atunci cînd există un dezacord între frecvența intermediară a semnalului recepționat și frecvența de acord a demodulatorului (L_0C_0). În acest caz tensiunea terminalului 12 este > 6 V.
- atunci cînd raportul semnal/zgomot este mic, tensiunea terminalului 12 crește pînă la aproximativ 5,6 V; creșterea de la 0 V pînă la valoarea mai sus menționată urmărind nivelul de degradare al raportului semnal/zgomot.

Blocul de afișaj al nivelului cîmpului recepționat

Această parte a circuitului integrat $\beta M 3189$ este de fapt compusă din mai multe etaje desenate în schema bloc din figura 4.2. La ieșirea fiecărui amplificator al frecvenței intermediare se află conectat cite un detector de vîrf. Semnalul de curent continuu obținut la ieșirile detectoarelor de vîrf (nivel) este proporțional cu mărimea valorii semnalului FI prezent la ieșirea fiecărui amplificator/limitator.

Cele trei semnale de curent continuu se adună într-un bloc denumit „afișajul nivelului FI” care generează la terminalul 13 o tensiune de curent continuu dependentă aproximativ logaritmice de nivelul semnalului de FI aplicat în intrarea 1.

Tensiunea (de curent continuu a terminalului 13 variază de la 0 V pentru 0 μ V aplicați în intrarea 1 și pînă la circa 7 V_{cc} pentru 100 μ V_{ef} la aceeași intrare 1.

Cu ajutorul unui instrument exterior legat în serie, cu o rezistență de limitare a curentului, R₁₃, se afișează astfel la scară logaritmice — deci în dB — amplitudinea semnalului de frecvență intermediară, prezent la intrarea circuitului integrat β M 3189. Deoarece valorile cîștigului tunerului și filtrului FI sînt fixate, această mărime este de fapt dependentă de nivelul cîmpului recepționat în antena radioreceptorului.

O asemenea informație este utilă din următoarele puncte de vedere: radioreceptorul poate fi acordat corect urmărindu-se obținerea unui nivel maxim al cîmpului postului selectat;

— de aici poate fi obținut un semnal care să activeze sau să scoată din funcțiune blocul de decodare stereo. Numai posturile al căror cîmp pot asigura o decodare stereo corectă vor fi capabile să comute radioreceptorul în mod de lucru stereo;

— diverși constructori de radioreceptoare MF consideră că blocajul informației audio în cazul unei recepții slabe (raport semnal/zgomot redus) este mai potrivit să fie comandat de nivelul cîmpului în antenă mai degrabă decît de informația generată în asemenea situații de β M 3189 pe terminalul 12;

— intensitatea semnalului de frecvență intermediară este în mod special urmărită de un bloc conținut în circuitul integrat β M 3189 care generează tunerului un semnal de RAS (Reglaj Automat de Sensibilitate).

Blocul pentru generarea semnalului de RAS către tuner

Pînă acum am considerat că amplificarea tunerului plus atenuarea introdusă de filtrul de FI concentrat este constantă. Cîștigul acestui lanț se dimensionează pentru a conferi întregului radioreceptor o bună sensibilitate, de regulă cuprinsă între 1...5 μ V, semnal de antenă.

Acest cîștig suplimentar poate deveni supărător. În asemenea cazuri circuitul integrat β M 3189 poate primi semnale inadmisibil de mari, mai mari de 100 mV_{ef}, ce pot compromite performanțele întregii scheme.

În plus, la asemenea nivele mari de semnal, însuși tunerul poate produce distorsiuni de intermodulație ce afectează sensibilitatea aferentă a receptorului. Altfel spus, radioreceptorul de mare sensibilitate și cu bună selectivitate aflat în apropierea unui post puternic este „înecat” în semnalul puternic și această transmisie va genera semnal audio, indiferent de acord — același post pe toată scala sau la limită prezența lui în foarte multe locuri false, acoperind posturi mai slabe.

Un remediu împotriva acestui efect este reglajul cîștigului tunerului în funcție de mărimea cîmpului recepționat — informație prezentă la terminalul 13 sub forma unei tensiuni de c.c. Se va proceda la un reglaj al cîștigului tunerului în funcție de nivelul semnalului primit (RAS). Pentru aceasta se urmărește mărimea semnalului FI ce ajunge la circuitul integrat β M 3189, afișată prin mărimea tensiunii de c.c. prezentă în terminalul 13.

Această tensiune este aplicată terminalului 16 prin intermediul unui potențiometru de reglaj. Terminalul 16 este de fapt intrarea unui comparator ce compară V₁₆ cu o tensiune internă fixă ($\approx 1,25$ V). Dacă

$$V_{16} < 1,25 \text{ V} \rightarrow V_{15} \approx 10 \text{ V}$$

$$V_{16} > 1,25 \text{ V} \rightarrow V_{15} \approx 0 \text{ V}$$

De obicei, se reglează potențiometrul astfel încît în intrarea lui β M 3189 să atingă un nivel de 10 mV pentru purtătoarea FI, tensiunea V₁₆ să urce la 10 V, semnalizînd tunerul că semnalul primit în antenă este mare. Tunerul este prevăzut cu un sistem de micșorare a cîștigului, asigurînd un semnal FI de aproximativ 10 mV, chiar și în cazul posturilor puternice; vezi capitolul destinat descrierii tunerelor.

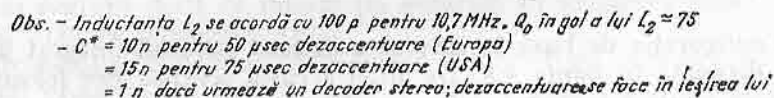
4.2. Schema tipică de utilizare a circuitului integrat β M 3189

Configurația de bază în care se utilizează circuitul integrat β M 3189 este desenată în figura 4.8. De altfel această schemă este folosită și la testarea finală a performanțelor de semnal alternativ.

Reglajul circuitului acordat aferent demodulatorului sincron cu care este echipat circuitul integrat β M 3189 se poate executa aplicînd la intrare un semnal de 10,7 MHz modulat în frecvență cu 1 kHz, avînd o deviație de frecvență de ± 75 kHz și un nivel mai mare de 100 μ V_{ef}.

Urmărind semnalul audio demodulat din ieșire (terminalul 6) se va regla inductanța L₂ pînă cînd amplitudinea acestuia devine maximă sau distorsiunile armonice aferente lui au valoarea minimă. Diferențele de acord sînt foarte mici, dar recomandăm reglajul pe distorsiuni minime, mai ales că procedînd astfel, amplitudinea semnalului audio se micșorează nesemnificativ. Pentru ca aceste reglaje să nu fie afectate de efectul de blocaj al semnalului audio generat de etajul de detecție al dezacordului, este necesar ca acesta să fie scos temporar din funcțiune, scurtcircuitînd rezistența R₇ (V₇ = V₁₀).

Tensiunile de curent continuu ale terminalelor circuitului integrat, atunci cînd el este conectat ca în schema desenată în fig. 4.8, sînt înscrise în tabelul 4.1. și sînt valabile pentru o tensiune de alimentare de 12 V (V₁₁). Dacă aceste valori nu sînt respectate, de cele mai multe ori flagrant, fie circuitul este cablat incorect, fie o componentă externă este defectă, fie



Tabelul 4.2. prezintă performanțele de curent alternativ proprii schemei din figura 4.8. și pot fi considerate ca valori tipice cu oricare altă schemă corectă de utilizare a lui βM 3189.

Distorsiunile armonice pot fi micșorate în continuare pînă la aproximativ 0,1% dacă în locul unui singur circuit acordat de demodulare se folosește un circuit dublu acordat ca în figura 4.9. Circuitul dublu acordat nu reprezintă în fapt o complicație majoră, deoarece întregul ansamblu poate fi construit într-o carcasă folosită de regulă în discriminatoarele MF echipate cu diode. Reglajul cuplajului mutual se execută în acest caz prin utilizarea unui număr mai mare sau mai mic de bastonașe de ferită (de regulă 2 buc.).

Tensiunile de c.c. ce apar la terminalele circuitului din figura 4.8. și figura 4.9.

Ajustarea acestui circuit trebuie executată în următoarea secvență:

- se aplică la intrarea circuitului un semnal modulat în frecvență ($\Delta f = \pm 75 \text{ kHz}$) mai mare de $100 \mu\text{V}_{\text{ef}}$;
- se scurtcircuitază înfășurarea secundară sau se dezacordează puternic prin înlăturarea miezului respectiv;
- se acordează primarul astfel încît distorsiunile de armonica a II-a prezente în semnalul audio de ieșire să fie minime;
- se acordează secundarul pînă cînd aceleași distorsiuni de armonica a II-a devin minime;
- se reiterează încă o dată ultimele două operații.

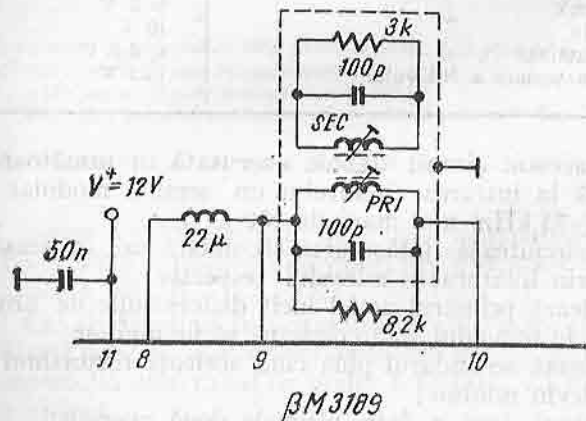
- Se aplică la intrarea circuitului un semnal vobulat în jurul frecvenței de 10,7 MHz (± 200 kHz) avînd un nivel mai mare de 100 μ V_{ef};
- Ieșirea audio (terminalul 6) va genera un semnal liniar variabil observabil pe un ecran de osciloscop;

Tabelul nr. 4.2.

Caracteristicile de semnal alternativ pentru circuitul din figura 4.8. și 4.9.

Parametru	Valori tipice
Sensibilitatea la ieșirea din limitare (-3 dB pentru audio)	$12 \mu\text{V}$
Tensiunea de audio disponibilă în ieșirea 6	500 mV
Distorsiuni armonice	
figura 4.8.	$0,5\%$
figura 4.9.	$0,1\%$
Rejecția modulației de amplitudine	55 dB
Raportul semnal/zgomot ($\Delta f = 0 \text{ kHz}$)	80 dB
Sensibilitatea circuitului de CAF (terminalul 7)	$1,9 \mu\text{A/kHz}$

- Observație: 1) Valorile de mai sus sînt obținute în următoarele condiții: $V^+ = 12 \text{ V}/f_0 = 10,7 \text{ MHz}/\Delta f = \pm 75 \text{ kHz}/v_{in} = 100 \text{ mV}/f_{mod} = 1 \text{ kHz}$
- 2) Pentru măsurarea rejecției modulației de amplitudine la condițiile de la punctul 1 se aplică succesiv o a doua formă de undă cu următoarele caracteristici: $f_0 = 10,7 \text{ MHz}/\Delta f = 0 \text{ kHz}/m = 0,3/v_{in} = 100 \text{ mV}$.
- 3) Buna funcționare a circuitului de muting este asigurată dacă tensiunea de FI la terminalul 9 $\approx 150 \text{ mV}_{ef}$.
- 4) Distorsiunile armonice sînt exclusiv rezultatul neliniarității de fază a circuitului acordat folosit la demodulare; Q global mic conduce la distorsiuni mici, dar v_{audio} scade corespunzător.



$$Q_D : L_{PRI} \approx 75$$

$$Q_D : L_{SEC} \approx 75$$

Cuplajul mutual $\approx 70\%$ - se va ajusta pentru obținerea unei tensiuni în terminalul 9, de aproximativ 150 mV_{ef}

Celelalte terminale se vor conecta la fel ca în fig. 4.8.

4.9. Utilizarea unui circuit dublu acordat pentru demodulatorul MF

- Se ajustează primarul pînă cînd markerul corespunzător frecvenței centrale ajunge la o tensiune egală cu tensiunea de referință (V_{10});
- Se ajustează secundarul circuitului dublu acordat pînă cînd liniaritatea unei prezente în terminalul 6 este maximă și bine centrată de o parte și de alta a frecvenței centrale.

Și în acest caz este prezent un aparat relativ costisitor, generatorul de semnal vobulat. Dacă nici această soluție nu poate fi aplicată se va recurge la un acord avînd următoarele faze:

- se aplică la intrarea circuitului un semnal modulat în frecvență ($\Delta f = \pm 75 \text{ kHz}$) avînd un nivel mai mare de $100 \mu\text{V}_{ef}$;
- se reglează primarul pentru semnal de amplitudine maximă în ieșire (terminalul 6);
- se reglează secundarul pentru distorsiuni totale minime;
- se reglează primarul pentru distorsiuni totale minime.

Această fază nu afectează semnificativ amplitudinea semnalului audio din ieșire.

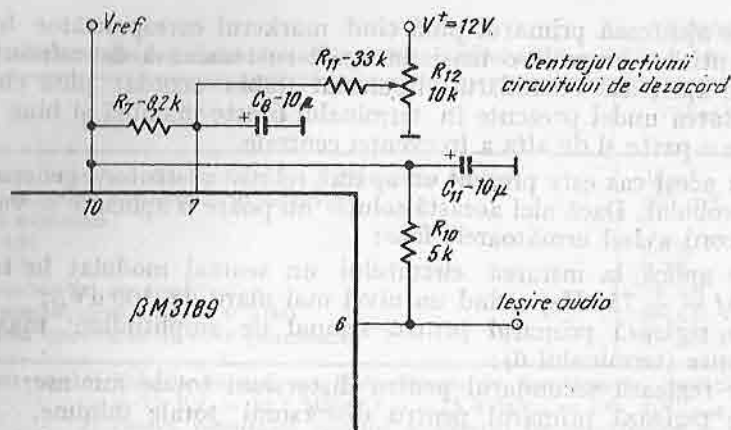
Ca și în cazul acordului circuitului echipat cu un singur circuit acordat pentru a masca funcționarea circuitului de detector al dezacordului se va șunta temporar rezistența R_7 ($V_7 = V_{10} = V_{ref}$) indiferent de metoda aplicată acordului circuitului dublu.

În ceea ce privește funcționarea circuitului de detecție al dezacordului semnalăm un efect inerent schemei adoptate intern. Ideal atunci cînd semnalul prezentat în intrarea 1 este un semnal sinusoidal pur avînd o amplitudine mai mare decît cea necesară intrării în limitare al amplificatorului FI ne așteptăm ca să se respecte următoarea relație:

$$V_6 = V_7 = V_{10} = V_{ref}$$

firește toate tensiuni de curent continua. Din cauza neîmperecherilor geometrice sau tehnologice apar decalaje între cele trei mărimi, decalaje aleatoare, dependente de la exemplar la exemplar și dificil de controlat. Abaterea de la egalitatea $V_6 = V_{10}$ este puțin importantă, deoarece cuplajul cu circuitul următor se face obligatoriu printr-un condensator de trecere. În schimb decalajul dintre tensiunea de referință și tensiunea de curent continuu a terminalului 7 poate afecta centrul sau chiar activarea etajului de inhibare al semnalului audio, fapt evident neconform cu realitatea. Efectul apare cu atît mai mult cu cît frearea în care este permis semnalului audio să treacă în ieșire este mică, aproximativ $\pm 0,6 \text{ V}$.

Eliminarea acestui decalaj se obține cu circuitul din figura 4.10. Această configurație o recomandăm tuturor utilizatorilor care doresc o schemă „echilibrată” sau care proiectează scheme destinate fabricației de mare serie și o pot echilibra cu ajutorul potențiometrului R_{12} .



4.10. Centrajul circuitului de dezacord pe f_0 .

4.3. Filtre pentru frecvența intermediară MF

Între tuner și circuitul integrat $\beta N 3189$ trebuie plasat un filtru trece bandă acordat pe frecvența intermediară. Acest filtru este introdus deoarece:

- determină rejecția posturilor adiacente emisiunii selectate, conferind întregului radioreceptor o calitate prețioasă: selectivitatea. Circuitele acordate din tuner lucrând la frecvențe relativ înalte nu pot fi construite cu un factor de calitate suficient de ridicat pentru ca selectivitatea proprie acestuia să conteze substanțial la selectivitatea receptorului.

În cea mai mare măsură selectivitatea receptorului este determinată de forma filtrului de FI;

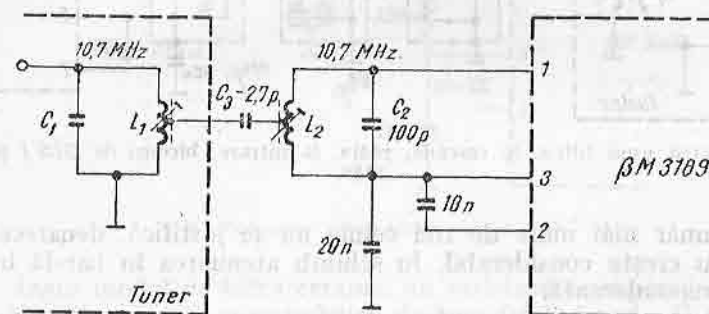
- banda de trecere a filtrului FI influențează fidelitatea semnalului audio demodulat. Nu trebuie uitat că modulația de frecvență generează un semnal al cărui spectru este infinit extins. Achiziționând numai o parte din energia spectrală a semnalului, va rezulta o refacere distorsionată a semnalului audio modulator. În practică o bandă de circa 300 kHz este suficientă pentru a asigura o demodulare corectă cu o precizie mai bună de 99%.

- la recepția posturilor stereofonice nu numai banda de trecere este importantă, ci și caracteristica de fază în banda de trecere a filtrului utilizat.

Diafonia între cele două canale — dreapta și stînga — este puternic dependentă de variația fazei în interiorul benzii de trecere al filtrului FI. Ideal pentru o transmisie stereo, o variație liniară a fazei cu frecvența, conduce la diafonii infinite (trecerea informației de pe un canal pe celălalt). De această ultimă observație trebuie ținut neapărat cont în construcția receptoarelor stereo, deoarece de regulă degradarea majoră a diafoniei are loc în această zonă și mai puțin în decodarea stereo utilizate.

4.4. Filtru simplu FI — MF

Cu un singur circuit acordat notat L_2C_2 pe figura 4.11. se poate obține o selectivitate acceptabilă, mai ales pentru țara noastră unde posturile ce emit în banda UUS nu sînt multe și dese. De fapt, acest filtru este dublu, deoarece orice tuner conține la rîndul lui un circuit de selecție a frecvenței intermediare L_1C_1 , eliminînd produsele secundare rezultate



4.11. Cuplaj simplu la tuner cu ajutorul unui filtru LC/FI.

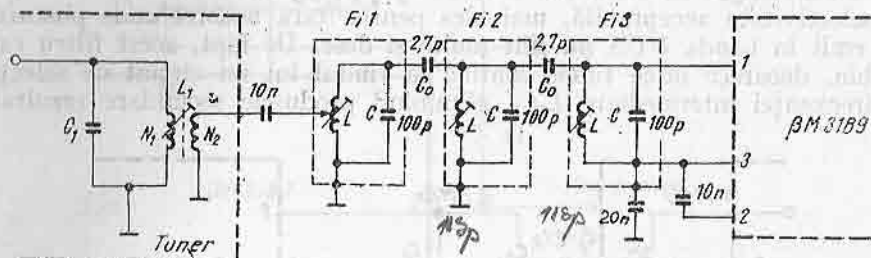
în urma procesului de mixare. Cuplajul între cele două circuite acordate este asigurat de condensatorul C_3 de valoarea căruia depinde puternic selectivitatea. Valoarea condensatorului C_3 este, de asemenea, dependentă de poziția prizelor luate pe bobinele L_1 și L_2 și este aleasă ca un compromis între selectivitate și atenuare în bandă. Cuplajul capacitiv stabilit prin C_3 fiind slab între cele două circuite acordate, bobinele L_1 și L_2 se vor acorda practic independent pentru obținerea unui semnal maxim, lucru observabil pe terminalul de acord 13.

Selectivitatea aparentă este mult îmbunătățită chiar și în cazul unui asemenea filtru FI simplu de către caracteristica de captură a circuitului integrat $\beta M 3189$; purtătoarea mai mare preia controlul total al amplificatorului limitator ce urmează în pofida prezenței unei alte purtătoare atenuate adiacente.

4.5. Filtru LC în cascadă MF

O extensie a filtrului de frecvență intermediară prezentat anterior este reprezentată în figura 4.12. Cuplajul cu circuitul acordat din interiorul tunerului este de această dată realizat inductiv prin secundarul coborîtor N_2 al bobinei L_1 . Acest stil de cuplaj este echivalent celui din figura 4.11. și nu avem motive întemeiate să preferăm unul din ele. Este drept că bobina L_1 devine mai „complexă” în acest ultim caz.

Filtrul FI prezentat în figura 4.12. este o cascadă repetitivă de celule acordate pe frecvența de 10,7 MHz cuplate capacitiv slab prin condensatoarele C_0 .



4.12. Utilizarea unui filtru, în cascade, pasiv, la intrare, blocuri de DDFI pentru βM 3189.

Un număr mai mare de trei celule nu se justifică, deoarece selectivitatea nu crește considerabil, în schimb atenuarea în bandă începe să devină preponderentă.

Analiza unui asemenea filtru nu este deloc simplă, apelindu-se, de regulă, la mijloacele automate de calcul.

Nesustînînd că operația recomandată mai departe este optimă se vor acorda totuși aceste celule pentru semnal maxim. În cazul radioreceptoarelor stereo, pentru a obține bune performanțe de diafonie se va proceda însă la un acord decalat care să garanteze o liniaritate maximă a fazei în banda FI împreună cu o lărgime de bandă și, de asemenea, o cădere (selectivitate) optimă. Descrierea în amănunt și justificarea teoretică a acordului unui asemenea filtru nu face obiectul lucrării de față.

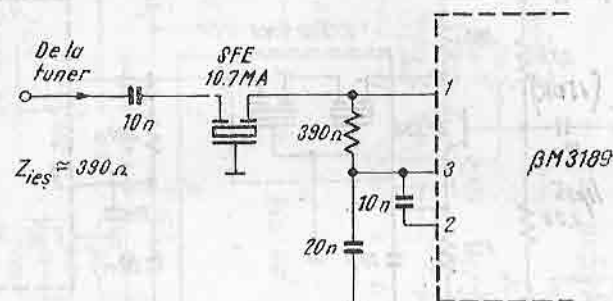
4.6. Utilizarea unui filtru ceramic MF

Circuitul integrat βM 3189 este perfect adaptat pentru ca înaintea lui să poată fi conectat un filtru ceramic. Această componentă de cele mai multe ori de dimensiunile unui condensator ceramic de 10 nF, dar cu trei terminale, este o soluție ideală. Nu are nevoie de ajustări, iar caracteristicile de filtru sînt incomparabil mai bune decît cele ale unui filtru discret LC.

Observație: filtrele ceramice nu sînt admise pe avioane, deoarece vibrațiile mecanice afectează substanțial performanțele acestora.

Un filtru ceramic trebuie potrivit ca un cuadripol a cărui impedanță de intrare este de aproximativ 390 Ω , iar cea de ieșire este tot de 390 Ω . Pentru a lucra corect trebuie neapărat realizată adaptarea de transfer maxim de putere și la intrare și la ieșire.

Din schema desenată în figura 4.13. se remarcă atacul dinspre tuner sub o impedanță de 390 Ω și, de asemenea, terminarea filtrului ceramic pe aceeași impedanță, fapt materializat de rezistența conectată între terminalul 1 și terminalul 3 al circuitului integrat βM 3189.



4.13. Folosirea unui filtru ceramic/10,7 MHz

Un singur modul de filtru ceramic nu satisface cerințele unui receptor stereo. Neuniformitatea caracteristicii de transfer în banda de trecere este mare, iar caracteristica de fază are o neliniaritate pronunțată. Producătorii de filtre ceramice oferă capsule în care sînt conectate în serie două module cu frecvențele centrale ușor decalate. Prin împerecherea celor două module se obțin caracteristici globale de amplitudine și fază convenabile, bine dimensionate pentru recepția semnalelor stereo.

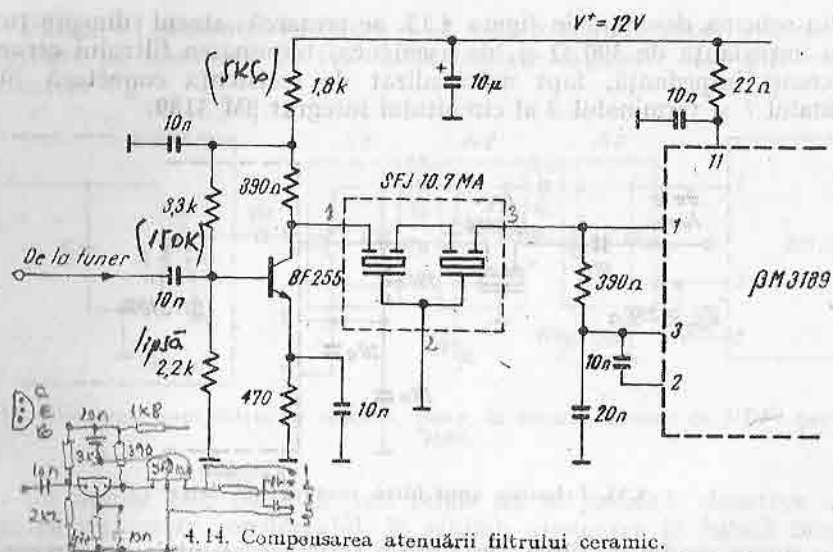
Atenuarea în banda de trecere a unei asemenea capsule este relativ mare (circa 6 dB), afectînd sensibilitatea totală — filtru FI + circuit integrat βM 3189. Compensarea acestei pierderi se realizează printr-un etaj suplimentar cu un singur tranzistor, etaj care, avînd impedanța de ieșire de 390 Ω , asigură automat și adaptarea în impedanță de ieșire a tunerului (care poate fi oarecare) și intrarea în filtrul FI.

O asemenea schemă este dată în figura 4.14., ea reprezentînd un standard de utilizare în radioreceptoarele de înaltă fidelitate stereo echipate cu circuitul integrat βM 3189.

4.7. O schemă de mare calitate cu circuitul βM 3189

Schema cea mai performantă a unui canal complet MF—FI este reprezentată în figura 4.15. Este o schemă ce se utilizează în radioreceptoarele HI—FI de excepție, folosind la maximum resursele circuitului integrat și ale componentelor adiționale.

Este firesc ca filtrul FI să fie construit cu capsule ceramice de tipul menționat în figura 4.14. De această dată însă, sînt utilizate două asemenea



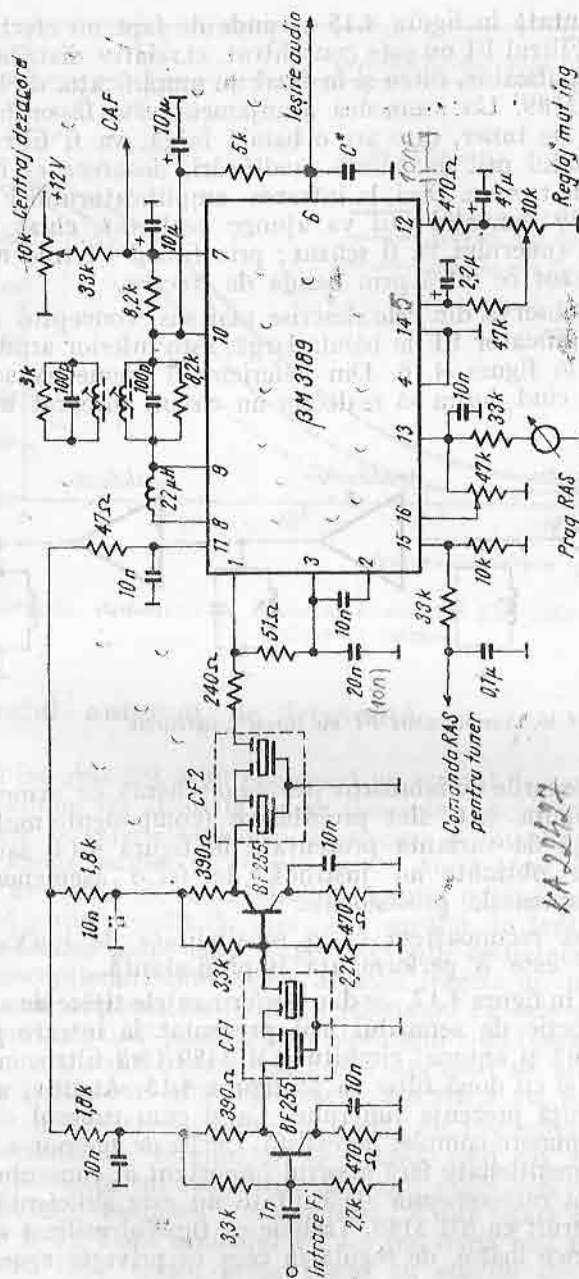
blocuri separate între ele prin etaje cu tranzistoare avînd rolul de a mări sensibilitatea și a realiza adaptarea de impedanțe cerută de modulele ceramice.

Pe marginea schemei din figura 4.15. trebuie să reținem însă un aspect important, și anume acela al sensibilității. Nu trebuie să uităm că în fața unui asemenea bloc se află tunerul. Mărind sensibilitatea amplificatorului FI peste măsură, lucru ușor de realizat prin adăugare de etaje adiționale, întregul radioreceptor nu va oferi sensibilități mai bune, din cauza zgomotului propriu al tunerului.

Să presupunem că ne propunem să construim un bloc FI-MF cu sensibilitatea de $1 \mu\text{V}$ (-3 dB sub limitare). Acesta va fi complet nefolositor, deoarece zgomotul propriu al tunerului va îneca semnalul util pe care sperăm să-l recepționăm. În consecință, *ansamblul tuner + bloc FI* nu vor oferi sensibilități utilizabile mai bune. Numai semnale de antenă relativ mari ($1 \dots 3 \mu\text{V}$) vor fi capabile să preia controlul amplificatorului FI din $\beta\text{M } 3189$. Semnalele de antenă mai mici, dacă ar fi pure, ar putea fi recepționate chiar cu amplificatorul FI în limitări. Dar zgomotul generat de componentele din care este construit tunerul va fi mai mare și va masca pur și simplu semnalul dorit.

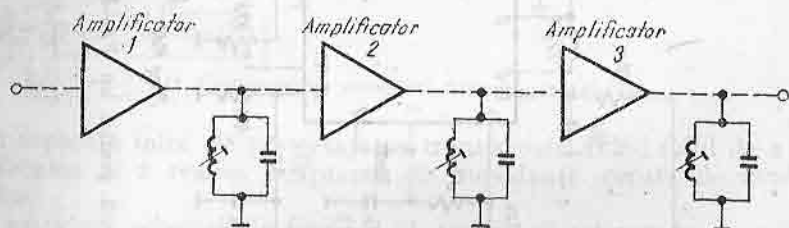
Limitarea sensibilității se află deci în tuner și mai precis în raportul semnal/zgomot aferent acestuia. Construcția tunerelor cu un raport semnal/zgomot mic este deosebit de dificilă și depinde în esență de tranzistoarele folosite (tranzistoare bipolare, MOS, MOS cu dublă poartă).

Un lucru este cert; cu ceea ce dispunem în momentul de față nu pot fi realizate ansamblu tuner + FI, cu sensibilități utile mai bune de 0,5 μ V.



Schema prezentată în figura 4.15 ascunde de fapt un efect important la semnale mici. Filtrul FI nu este concentrat, ci relativ distribuit; amplificator, filtru, amplificator, filtru și în final un amplificator de bandă largă conținut de $\beta M 3189$. Un asemenea aranjament este favorabil deoarece zgomotul generat de tuner, care are o bandă largă, va fi filtrat de două ori, pe cînd semnalul util nu suferă modificări, deoarece el întotdeauna se află în banda de trecere. Deci, la intrarea amplificatorului FI de bandă largă din $\beta M 3189$ semnalul util va ajunge nealterat, chiar amplificat, pe cînd zgomotul tunerului va fi scăzut; prin filtrul FI trec numai componentele de zgomot ce intră prin banda de trecere.

După cum se observă din cele descrise mai sus, conceptul filtrului FI concentrat + amplificator FI de bandă largă, este inferior aranjamentului desenat intuitiv în figura 4.16. Din nefericire o asemenea schemă este dificil de abordat cînd dorim să realizăm un circuit integrat unic pentru

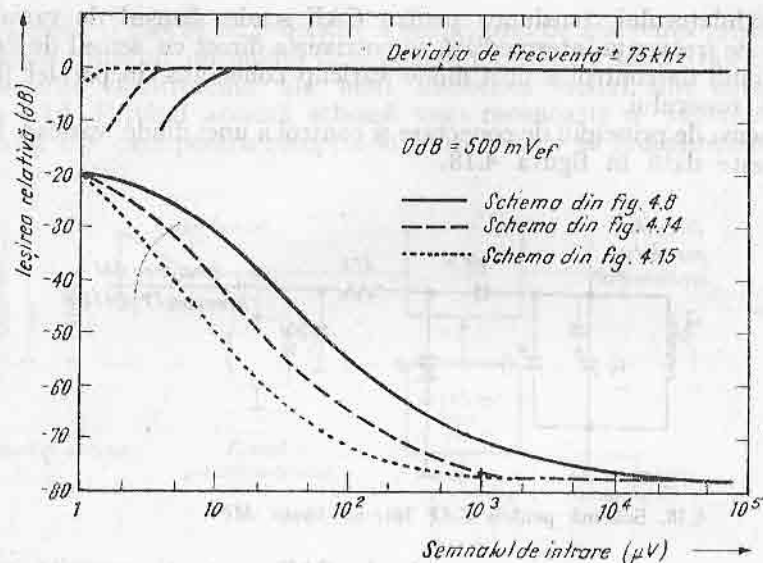


4.16. Amplificator FI cu filtru „distribuit”.

FI-MF. În plus, costurile de fabricație pentru o schemă ce urmează principiile trasate în figură 4.16. sînt prohibitive (componente multe → acorduri multiple) față de varianta prezentată în figura 4.14. sau 4.15., iar sensibilitățile utile obținute nu justifică de fel o asemenea abordare decît în radioreceptoarele profesionale.

Dar trebuie să recunoaștem că o sensibilitate de $1 \mu V$ pentru un radioreceptor MF este o performanță impresionantă.

În continuare, în figura 4.17, se dau performanțele tipice de amplitudine și zgomot în funcție de semnalul util prezentat la intrare pentru trei variante de schemă și anume: circuitul $\beta M 3189$ fără filtru, cu un filtru ca în figura 4.14. și cu două filtre ca în figura 4.15. Atenție, acest grafic nu pune în evidență prezența tunerului. Ca și cum tunerul din față nu are zgomot, presupunere complet nerealistă. Curba de zgomot este proprie numai schemelor menționate fără aportul important al tunerului. În consecință, pentru un radioreceptor de calitate nu este suficientă prezența unui bloc FI construit cu $\beta M 3189$. Trebuie ca tunerul utilizat să prezinte performanțe electrice înalte, de regulă în ceea ce privește zgomotul propriu.



4.17. Semnalul audio demodulat și zgomotul circuitului $\beta M 3189$ funcție de semnalul aplicat în intrare.

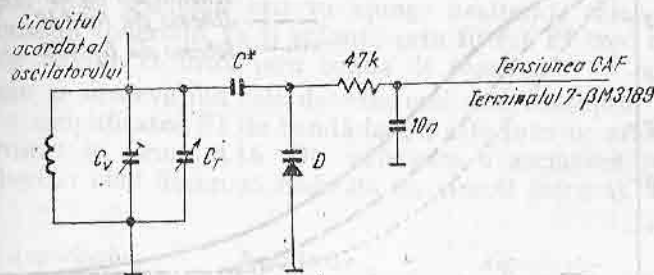
4.8. Controlul automat de frecvență

Circuitul integrat $\beta M 3189$ generează un semnal de c.c. la terminalul 7 destinat acordului fin al oscilatorului tunerului, astfel încît semnalul util să se păstreze în interiorul benzii de trecere a filtrului de FI, generînd un semnal audio maxim la terminalul 6. Acest efect poartă acronimul de CAF și are rolul de a păstra o recepție optimă pentru un semnal prezent, însă puțin decalat de acordul tunerului. În fapt, el este o buclă PLL (phase-locked loop) care trage frecvența oscilatorului pe frecvența semnalului recepționat. Bineînțeles această tragere nu trebuie exagerată, deoarece postul adiacent va fi dificil capturat. La cele mai multe radioreceptoare bucla de CAF poate fi întreruptă printr-un buton plasat pe panou, spre a permite acordul liber al unui post apropiat de altul și menținerea lui în timp, indiferent de fluctuațiile de frecvență ale oscilatorului local.

Semnalul destinat controlului automat de frecvență este o tensiune continuă prezentă la terminalul 7. Atunci cînd $\beta M 3189$ primește un semnal de frecvență intermediară care este exact frecvența de acord a demodulatorului, tensiunea terminalului 7 este egală cu tensiunea de referință ($\approx 6 V$). Dacă semnalul FI are frecvența mai mică, atunci tensiunea pentru CAF crește proporțional cu ecartul de frecvență. Dacă, din contră, frecvența intermediară este mai mare decît frecvența de acord

a demodulatorului, tensiunea pentru CAF scade. Sensul de variație, în funcție de frecvența intermediară se potrivește direct cu sensul de corecție al tensiunii de control a unei diode varicap conectată în paralel pe oscilatorul tunerului.

Schema de principiu de conectare și control a unei diode varicap într-un tuner este dată în figura 4.18.



4.18. Schemă pentru CAF într-un tuner MF

Funcționarea unei asemenea bucle CAF poate fi urmărită calitativ din secvența redată mai jos:

Presupunem: — frecvența intermediară < frecvența de acord a demodulatorului;

— $V_7 = V_{CAF} > 6V$

— capacitatea diodei D scade deoarece tensiunea aplicată ei crește;

— frecvența oscilatorului din tuner crește;

— deoarece frecvența intermediară = frecvența oscilatorului - din tuner frecvența postului dorit, frecvența intermediară crește;

— frecvența intermediară crescînd, se apropie de frecvența de acord a demodulatorului;

— bucla se stabilizează atunci cînd frecvența intermediară = frecvența de acord a demodulatorului.

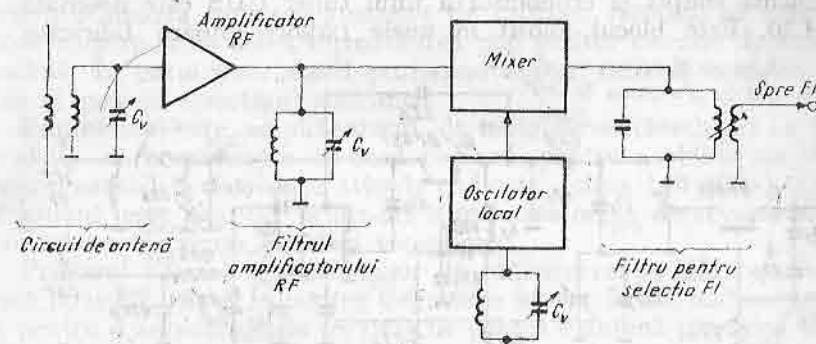
O particularitate a circuitului βM 3189 este existența circuitului de detecție a deviației de frecvență care pentru deviații mai mari de 0,6 V față de V_{ref} blochează semnalul audio demodulat. Deci, postul trebuie neapărat capturat de buclă, fără ca $V_7 = V_{CAF}$ să iasă din această fereastră. Faptul este posibil prin dimensionarea optimă a lărgimii de CAF, dioda varicap aleasă și valoarea condensatorului C^* ce apare în serie cu capacitatea diodei varicap.

4.9. Cîteva scheme pentru tunerele UUS

Considerăm că un utilizator al circuitului integrat βM 389 trebuie să găsească o soluție completă antenă-audio.

Între antenă și blocul de procesare a semnalului de frecvență intermediară se găsește conectat un modul care poartă numele de tuner (sau selector).

Blocurile constitutive ale unui asemenea modul sînt desenate în figura 4.19. Privind această schemă vom recunoaște o superheterodină standard, dar care pentru recepția în UUS trebuie să îndeplinească următoarele condiții:



4.19. Schema de principiu a unui tuner MF

— lucru la frecvență mare — 100 MHz

— amplificatorul de radiofrecvență devine absolut necesar din motive de radiație parazită a oscilatorului local. Dacă acesta nu ar realiza o separare eficientă, o bună parte din semnalul oscilatorului ar ajunge prin cuplaje parazite inerente, în antenă, radiînd în spațiu o energie deloc neglijabilă raportată la numărul radioreceptoarelor în funcțiune.

Tehnicile de construcție efectivă a unor asemenea blocuri sînt la limita conceptului de impedanță concentrată. La asemenea frecvențe o rezistență nu mai poate fi considerată o impedanță reală pură, unor condensatori de decuplare nu li se mai poate neglija inductanța serie parazită, miezurile de ferită utilizate la acordul inductanțelor încep să aibă pierderi prohibite etc. Pe deasupra, traseele de cablaj imprimat intră în joc ca componente reactive, iar cuplajele parazite prin „aer” sînt prezente în cele mai multe cazuri.

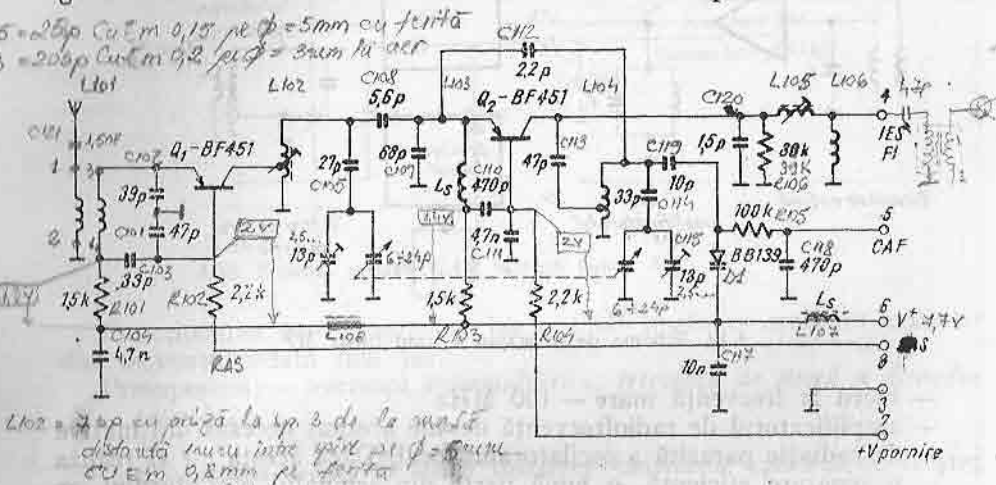
De aceea asemenea blocuri se construiesc în cutii metalice, compartimentate, iar componentele utilizate și amplasarea lor fizică capătă o importanță majoră.

Cîștigul de tensiune (sau mai corect spus, de putere) este modest, iar selectivitatea globală este mică. În principal aceste blocuri au funcția unei translații de frecvență în zona unor frecvențe procesabile și rămîne în sarcina blocului de frecvență intermediară să asigure radioreceptorului sensibilitatea și selectivitatea necesară unei audiții corecte.

audio de putere.

Tuner UUS simplu. $L_{107} \sim L_{108} = 253 \mu\text{H}$, CuEm $0,2 \text{ mm } \phi = 3 \text{ mm}$ perfecti

O schemă simplă și economică a unui tuner UUS este desenată în figura 4.20. Este blocul folosit în unele radioreceptoare fabricate în



144 - 6 yr. au p. p. la 4.20. Schema tuner-ului UUS - Gloria
de la h. 4.20
4 = armonia Cuem o gura pas lum pe forta

România. Inițial acest modul a fost introdus în modelul portabil „Gloria”, dar în acest caz tranzistoarele folosite sînt de tip NPN; din acest motiv alimentarea are borna plus conectată la masă.

Amplificatorul de radiofrecvență este format din tranzistorul Q_1 , care are rolul de a adapta semnalul antenei cu circuitul acordat din colectorul lui.

Etajul al doilea construit în jurul tranzistorului Q_2 are două funcții simultane și anume: $L_{01} = \text{trap. } 1,2 = \text{cosp. Cu Em } Q_2, 3 \text{ mm } \text{ la } \Phi = 4 \text{ mm}$
— oscilator, $3,4 = \text{3osp. Cu Em } Q_2, 3 \text{ mm } \text{ la } \Phi = 8 \text{ mm}$

— mixer între semnalul oscilatorului și cel selectat de amplificatorul de radiofrecvență.

Acest etaj poartă numele de mixer autooscilant. Bineînțeles că un astfel de compromis conduce la calități de conversie medii.

Semnalul de frecvență intermediară este cules din colectorul tranzistorului Q_2 printr-un filtru trece jos relativ neselectiv la frecvența de lucru. Acest neajuns va fi compensat de selectivitatea amplificatorului de FI care urmează. Este adevărat faptul că prețul unui asemenea abordări

este mic, dar deoarece performanțele sînt modeste nu recomandăm folosirea acestui gen de scheme pentru un radioreceptor de calitate în gama UUS construit cu $\beta M. 3189$. Este o soluție potrivită pentru scheme MF construite în jurul circuitului integrat TBA 570 A.

Tuner UUS performant

Tunerul UUS performant în figura 4.21. are o construcție standard pentru echiparea radioreceptoarelor de calitate. Acordul se execută pe diode varicap și de aceea introducerea mai multor circuite de acord este posibilă. În cazul unui acord prin condensator variabil mecanic, el trebuie să posede 4 secțiuni sincrone.

Primul etaj este amplificatorul de radiofrecvență echipat cu tranzistorul Q_1 , un amplificator în bază comună, pentru a obține un câștig de putere notabil la frecvențe atât de ridicate (circa 100 MHz). Circuitul de antenă este adaptat printr-un transformator al cărui secundar este acordat pe frecvența postului recepționat.

Primarul acestui transformator de radiofrecvență este constituit din două înfășurări L_1 și L_2 pentru asigurarea unui transfer maxim de putere fie pentru o antenă baston ($\approx 75\Omega$), fie pentru o antenă simetrică tip dipol ($\approx 300\Omega$).

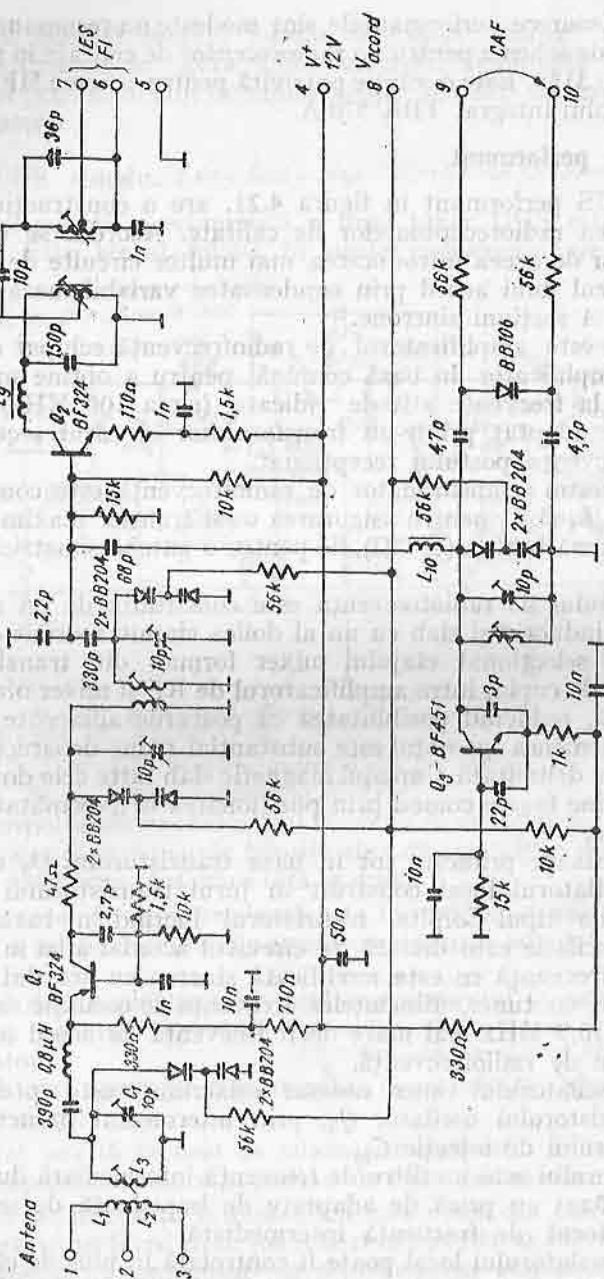
Sarcina etajului de radiofrecvență este constituită de un alt circuit acordat cuplat inductiv și slab cu un al doilea circuit acordat care generează semnalul selecționat etajului mixer format din tranzistorul Q_2 . Această soluție de cuplaj între amplificatorul de RF și mixer oferă o selectivitate ridicată, reducând posibilitatea ca posturile adiacente să ajungă la mixer. De asemenea zgomotul este substanțial redus deoarece banda de zgomot este bine delimitată. Cuplajul magnetic slab între cele două circuite acordate se obține foarte comod prin poziționarea în „vecinătate” a celor două inductanțe.

Etajul de mixare primește tot în baza tranzistorului Q_2 un semnal generat de oscilatorul local construit în jurul tranzistorului Q_3 . Acest oscilator este de tipul Colpits, tranzistorul lucrînd în bază comună. Frecvența de oscilație este dictată de circuitul acordat aflat în colectorul tranzistorului, frecvență ce este modificată sincron cu acordul celorlalte circuite acordate de tuner. Bineînțeles frecvența de oscilație se ajustează la o valoare cu 10,7 MHz mai mare decît frecvența de acord a celorlalte circuite acordate de radiofrecvență.

Semnămul oscilatorului tuner necesar mixerului este prelevat din colectorul tranzistorului oscilator Q_3 , prin intermediul inductanței L_{10} și a condensatorului de injecție C_{10} .

Sarcina mixerului este un filtru de frecvență intermediară dual, cuplat capacitiv, prevăzut cu priză de adaptare de impedanță de ieșire joasă către amplificatorul de frecvență intermediară.

Frecvența oscilatorului local poate fi controlată în plus de către dioda varicap D (BB 106) într-un domeniu restrins de variație, în funcție de



4.21. Tuner UUS cu oscilator separat.

tensiunea de curent continuu existentă între terminalele 9 și 10 (V_{CAF}).

Schema din figura 4.21. este produsă ca modul separat de către firma Philips sub numele de FD 1 A și o considerăm o realizare completă și performantă, utilizând doar tranzistoare bipolare.

Caracteristicile electrice mai importante ale tunerului FD 1 A sînt:

- tensiunea de alimentare: $12\text{ V} \pm 1\text{ V}$
- curent de alimentare: 9 mA
- domeniul de frecvențe: $87,6 - 108\text{ MHz}$ (CCIR)
- frecvența intermediară: $10,7\text{ MHz}$
- banda frecvenței intermediare: 270 KHz
- cîștigul global la 98 MHz : 30 dB
- factorul de zgomot (NF): 6 dB
- rejectia frecvenței intermediare: 83 dB
- rejectia frecvenței imagine: 72 dB

Tuner UUS cu MOSFET.

Marea majoritate a tunerelor UUS/MF utilizează un circuit de intrare care are caracteristici aperiodice cu circuite acordate puternic amortizate de impedanța de intrare în etajul amplificator de radiofrecvență. În acest caz tranzistorul de intrare lucrează mai mult ca un filtru trece sus conectat în intrare, pentru a reduce influența stațiilor nedorite. Dar dacă un post nedorit, însă aflat în banda de recepție, ajunge cu o valoare semnificativă la tranzistorul amplificator de radiofrecvență, caracteristicile de intermodulație ale acestui etaj sînt determinante.

Observație: Considerăm că este necesar să fixăm noțiunea de intermodulație, adeseori neglijată, dar importantă în unele situații. De la antenă și pînă la demodulator un radioreceptor se consideră ca un amplificator linier.

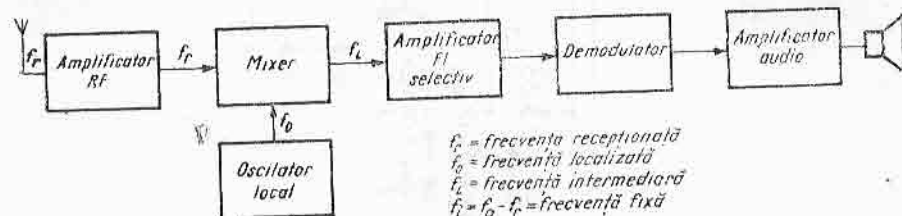
Compromisul acestei aproximații se realizează cu ajutorul unui lanț de radiofrecvență al cărui cîștig este variabil cu amplitudinea semnalului recepționat. Această buclă denumită RAS caută să linearizeze lanțul de recepție indiferent de mărimea semnalului recepționat în antenă. În pofida introducerii acestei reacții amplificatoarele de semnal în afara neliniarității lor, chiar la semnal mic, devin și mai puternic neliniare în momentul în care nivelul semnalului recepționat este mai mare decît amplitudinea maxim posibil de demodulat fără distorsiuni audio notabile. De regulă bucla RAS acționează pe primul etaj din radioreceptor, etajul RF. Dacă la semnale mari această reacție micșorează amplificarea etajului de radiofrecvență la nivele acceptabile, amplificatorul de RF rămîne relativ nelinear. Pentru mai multe frecvențe de intrare, cazul unei antene, neliniaritatea etajului RF generează un procent important de semnale parazite, derivate din antenă dar care intră în banda de acord a radioreceptorului, chiar dacă frecvența purtătoare originală a acestor posturi ar trebui să fie rejectată. Există și alte mecanisme care înrăutățesc caracteristica de intermodulație

Concepte moderne în radioreceptoare

5.1. Evoluția radioreceptoarelor

Radioreceptorul de tip superheterodină este un principiu vechi, care practic se identifică cu ideea de radioreceptor și a rămas, este și va rămâne soluția de bază. În această zonă nimic nu este nou, chiar dacă acum constructorii au la dispoziție componente compacte, performante și fiabile pentru a implementa o superheterodină. Calitățile unui radioreceptor au crescut, pe cind costurile au scăzut drastic. Un simplu radio portabil „IC solid state” oferă capabilități superioare față de radioreceptoarele de clasă realizate înainte cu tuburi electronice.

Deși noile componente ca: tranzistoare, circuite integrate, filtre ceramice etc., au condus la creșterea uriașă a raportului performanță/preț față de un bun radioreceptor („5 + 1”) cu tuburi electronice, trebuie sub-



5.1. Schema bloc standard a unei superheterodine.

iniat că în radiorecepție sistemul fundamental de funcționare a rămas același — superheterodina.

Pentru fixarea ideilor în figura 5.1. dăm o reprezentare grafică, probabil arhicunoscută, a unei superheterodine. Facem aceasta, deoarece dorim

să scoatem în evidență faptul că noile perfecționări pe care le vom descrie nu ating fundamental „bunul și bătrînul” radioreceptor cu tuburi. Ne referim evident la aparatele așa-numite de consum și nu ne propunem să luăm în considerare tehnicile profesionale de radiorecepție care ating rafinamente ca răcirea cu azot lichid a circuitului de intrare pentru a micșora zgomotul, sau abordează transmisia digitală.

În figura 5.1. se recunosc blocurile standard ca: *amplificator RF, mixer, oscilator local, amplificator al frecvenței intermediare și demodulator audio.*

Multe din realizările actuale conțin în esență aceleași etaje, doar că ele au fost „garnisite” cu bucle de automatizare analogice (CAF, RAS) sau instrumente de cîmp, panouri elegante de control al funcționării și reglajului, etc.

Privind prin această prismă putem clasifica generațiile de radioreceptoare trecute și prezente astfel:

Faza I: radioreceptorul cu tuburi, masiv, mare consumator de energie, inerent staționar, calitate bună, panou de acționare mecanic, preț de excepție. Fidelitatea transmisiei era determinată de inteligibilitate sau eventual de caracteristicile difuzorului.

Faza II: radioreceptorul cu tranzistoare. A făcut posibil aparatul portabil. Fiabilitatea incomparabil mai mare l-a adus pe locul 1. În acest moment costul unui post de radiorecepție a căzut substanțial.

Faza III: radioreceptoare cu tranzistoare conținînd circuite integrate

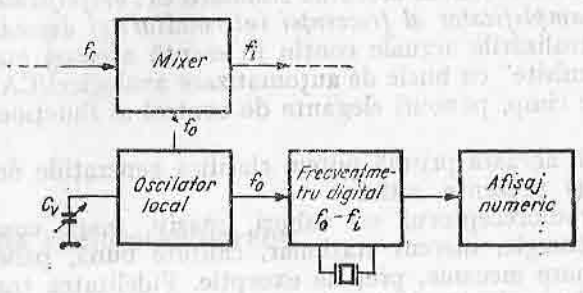
A în calea de semnal.
B preocupările constructorilor se îndreaptă către dotarea setului cu facilități auxiliare de comandă și control. Se pune problema fidelității reproducerii și a funcționării corecte prin afișaje de acord optim sau nivel de cîmp. Radioreceptoarele sînt prevăzute cu mutting pe raport semnal-zgomot sau deviație de frecvență, precum și automate de excepție (de exemplu CAF pe US). Decodarea stereo capătă o largă răspîndire. Filtrele ceramice pentru FI sînt omniprezente.

Faza IV: se păstrează facilitățile „artificiale” menționate mai sus, dar se atacă unele elemente standard din lanțul desenat în figura 5.1. pentru a îmbunătăți performanțele sau pentru a adapta posibilitățile circuitelor integrate LSI la această schemă.

Vom comenta în cadrul acestui capitol tendințele specifice radioreceptoarelor din faza a IV-a. Prezentăm gradat, din punct de vedere al complexității, scheme bloc tipice. Componentele necesare acestor scheme vor fi în mare măsură disponibile datorită eforturilor de integrare întreprinse de I.P.R.S. și Microelectronica.

5.2. Afișaj numeric al postului recepționat — figura 5.2.

Urmărirea frecvenței postului captat este realizată cu un frecvențimetru integrat care, primind semnalul de la oscilatorul local, scade din frecvența sa, frecvența intermediară și rezultatul este afișat numeric.



5.2. Urmărirea numerică a acordului unui radioreceptor.

Acordul pe postul dorit poate fi executat exact. Această abordare permite măsurarea frecvenței dorite însă reprezintă „o măsurare pasivă”. Dacă oscilatorul local își schimbă neașteptat frecvența, modificarea va fi imediat sesizată pe afișaj. Rămâne în sarcina operatorului să reajusteze indicația, aceasta fiind de regulă însoțită de o înrăutățire a recepției, deoarece semnalul util cade pe flancurile de atenuare ale filtrului FI.

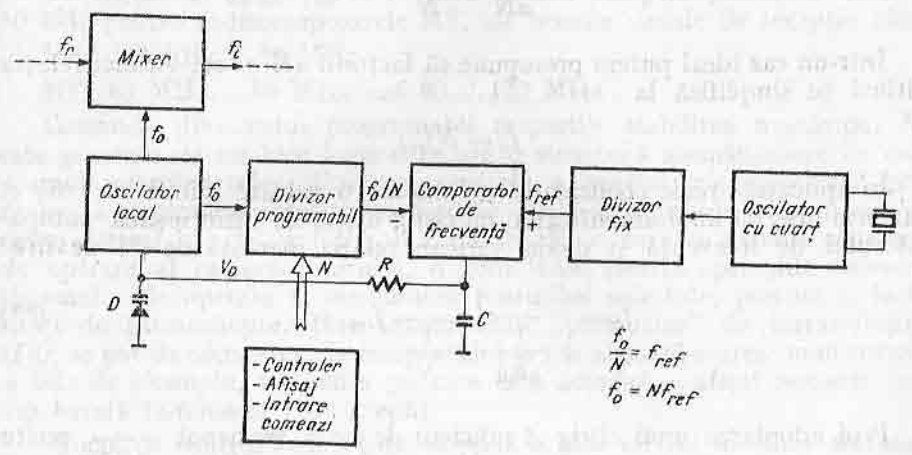
Schema aferentă măsurării frecvenței oscilatorului local și afișajului este de regulă înglobată într-un circuit integrat LSI eventual precedat de un divizor rapid EGL.

5.3. Oscilator cu frecvență sintetizată

Pentru oscilatorul intern dintr-un radioreceptor, esențială este frecvența de acord. În mare măsură stabilitatea lui determină calitatea audiției, ținând seama că unda emisă are frecvența purtătoare foarte bine stabilizată. Bineînțeles că este de dorit ca și postul de recepție să posede aceeași stabilitate și în plus să se poată acorda în urma unei comenzi externe pe orice frecvență din banda transmisă. Iată o condiție mai dură decît a emițătorului; stabilitate de frecvență specifică unui cristal de cuarț, dar variabilă după dorința utilizatorului.

O astfel de schemă este desenată în figura 5.3. Oscilatorul local al radioreceptorului este inclus într-o buclă PLL (phase-locked loop) constituită dintr-un divizor programabil capătind frecvența f_0/N unde N este un număr întreg impus din exterior de către un bloc logic denumit

convențional controler. Pe a doua intrare se aplică comparatorului de fază un semnal cu frecvența fixă și stabilă, generat de un oscilator cu cuarț și divizată pînă la valoarea f_{ref} .



5.3. Oscilatorul sintetizat.

Ieșirea comparatorului de fază este o tensiune de curent continuu, V_D , care respectă relația:

$$V_D = k \left(f_{ref} - \frac{f_0}{N} \right),$$

unde k = constant.

Dacă frecvența oscilatorului local f_0 crește, pentru un număr de divizare dat N și termenul f_0/N crește. Prin urmare, tensiunea aplicată diodă varicap, V_D , va scădea, determinînd creșterea capacității acestei diode. Oscilatorul local simte această creștere de capacitate și își va modifica frecvența proprie de oscilație în sensul scăderii ei. Controlul în tensiune a frecvenței oscilatorului local poate fi exprimat matematic în primă aproximație prin relația:

$$f_0 = \alpha V_D$$

unde α poate fi considerat un coeficient definit și fixat cel puțin pentru deviații mici de frecvență.

Reunind cele două relații de mai sus în scopul de a elimina mărimea V_D , rezultă:

$$\frac{f_0}{\alpha} = k \left(f_{ref} - \frac{f_0}{N} \right)$$

sau

$$f_0 = \frac{1}{\frac{1}{\alpha K} + \frac{1}{N}} \times f_{ref} \quad (*)$$

Într-un caz ideal putem presupune că factorul $\alpha K = \infty$. Atunci relația ultimă se simplifică la

$$f_0 = N f_{ref}$$

În aplicațiile reale coeficientul αK nu are o valoare infinit de mare, dar prin inserția unui amplificator cu câștig mare, A , între ieșirea comparatorului de frecvență și dioda varicap relația marcată cu (*) devine:

$$f_0 = \frac{1}{\frac{1}{\alpha k A} + \frac{1}{N}} f_{ref} \quad (**)$$

Prin adoptarea unui câștig A suficient de mare, termenul $\frac{1}{\alpha k A}$ poate deveni mult mai mic decât $\frac{1}{N}$.

Nu trebuie uitat faptul că mărimile α și k sînt date fie de configurația oscilatorului local, fie de caracteristicile comparatorului de frecvență utilizat. În plus, ele au fost considerate constante, indiferent de frecvențele de lucru. Într-o aplicație dată, această presupunere este nerealistă, în special pentru α care este puternic dependent de frecvența oscilatorului.

În concluzie, termenul αk trebuie să dispară și acest lucru este posibil prin dimensionarea adecvată a câștigului A , astfel încît să obținem:

$$\frac{1}{\alpha k A} \ll \frac{1}{N}$$

Examinînd în aceste condiții (reale), expresia (**) se reduce la un rezultat obținut anterior (ideal) și anume:

$$f_0 = N f_{ref}$$

Câștigul amplificatorului A nu poate fi crescut însă peste măsură, limita superioară constituind-o condiția de stabilitate a buclei. Analiza valorii maxime a lui A , într-o aplicație dată, este deosebit de dificilă și considerăm că nu reprezintă obiectivul determinant al expunerii. Esențial este faptul că putem obține un rezultat foarte apropiat de aproximațiile ideale.

Așadar, frecvența oscilatorului local este calată pe frecvența oscilatorului auxiliar, echipat cu cuarț și poate fi modificată în trepte egale cu f_{ref} prin intermediul divizorului programabil (N).

De regulă se alege $f_{ref} = 1$ kHz pentru recepția posturilor MA și 10 kHz pentru radioreceptoarele MF, iar benzile uzuale de recepție sînt:

MA: 512 kHz...32 MHz

MF: 60 MHz...80 MHz sau 80...120 MHz

Comanda divizorului programabil respectiv stabilirea numărului N , este generată de un bloc logic care are o structură asemănătoare cu cea a unui microcontroler. Unitatea centrală a acestui microcontroler este realizată cu circuite integrate digitale LSI și cuprinde un microprocesor (standard de 4 biți), o zonă ROM în care se depune sistemul de operare al radioreceptorului, o zonă RAM pentru operațiile necesare sistemului de operare și memorarea posturilor selectate, precum și facilități de intrare/ieșire. Prin intermediul „porturilor” de intrare/ieșire (I/O) se pot da comenzi radioreceptorului sau se afișează starea momentană a lui; de exemplu, frecvența pe care este acordat — afișaj numeric sau tip bareta luminoasă (bar graph).

Blocul de control logic poate să preia și alte sarcini în afara sintezei, de exemplu, controlul volumului și tonului audio sau cuplajul cu un modul de comandă la distanță prin unde infraroșii.

Semnalăm că structura de oscilator sintetizat provine din domeniul radioreceptoarelor militare sau profesionale, deoarece în aceste cazuri este esențial acordul pe o frecvență dată și stabilă.

Progresul în fabricația circuitelor integrate logice rapide și dense a făcut posibil accesul la aceste tehnici și a radioreceptoarelor „de casă” prin prețul scăzut adus de integrarea pe scară largă.

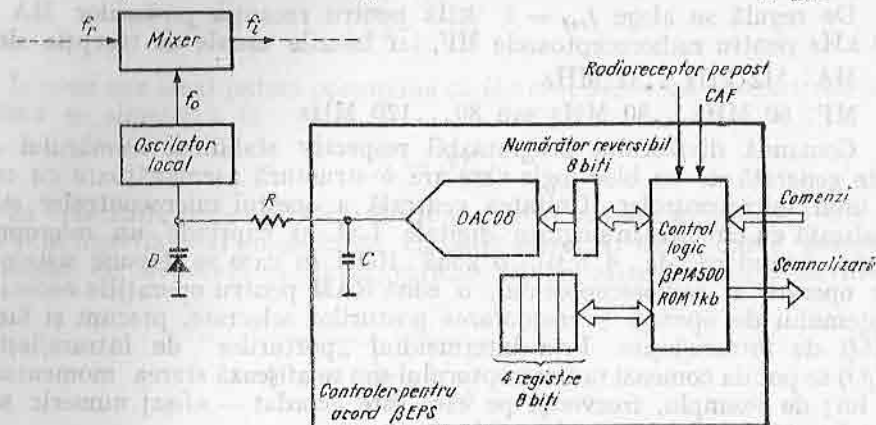
5.4. Controlul acordului prin „caută și capturează” a unui radio MF

O posibilitate intermediară, dar mai degrabă apropiată schemei din figura 5.2. o constituie sistemul denumit în engleză „automatic search”.

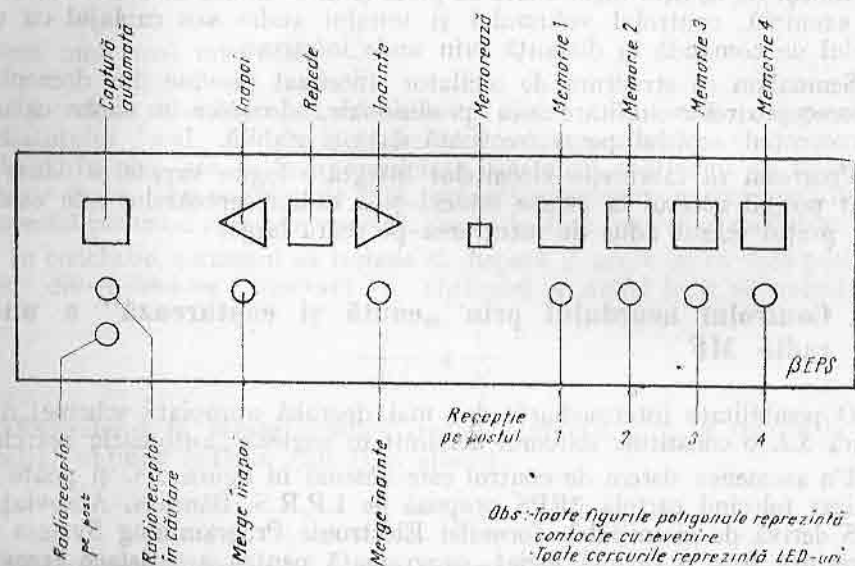
Un asemenea sistem de control este desenat în figura 5.4. și poate fi realizat folosind cartela β EPS propusă de I.P.R.S. Băneasa. Abreviația EPS derivă de la inițialele formulei Electronic Programming System și reprezintă fizic o cartelă logică, programată pentru a satisface această sarcină. În figura 5.5. am schițat un posibil panou de comandă și afișaj cu intenția de a reprezenta „fără text suplimentar” funcționarea unui radioreceptor MF- β EPS.

Principiul acordului oscilatorului local este asigurat de o diodă varicap D , polarizată de un convertor DAC 08. Circuitul integrat DAC 08 este

comandat de un numărător reversibil aflat sub comanda unui controler logic echipat cu BP 14500. Acest microprocesor comunică cu un RAM de 4×8 biți (max. 16×8 biți) în care se stochează acordul pe 4 posturi



5.4. Controlul acordului prin „căută și capturează” a unui radioreceptor MF.



5.5. Propunere de panou pentru un radioreceptor MF controlat de betaEPS.

preselectate. Întregul sistem de operare este conținut de un ROM 256×4 biți.

Cu ajutorul desenului de panou din figura 5.5. și schemei bloc din figura 5.4. vom descrie funcționarea radioreceptorului MF-betaEPS. La apă-

sarea tastei „captură automată” tensiunea pe dioda varicap crește, modificând frecvența oscilatorului local (crește). Dacă în această zonă de frecvență nu emite nici un post, atunci modulul FI echipat eventual cu betaM 3189 ține linia „radioreceptor pe post” în stare HIGH. În această stare bucla CAF este deschisă. Când se întâlnește o purtătoare, betaM 3189 coboară linia „radioreceptor pe post” în stare LOW (terminalul 72 al lui betaM 3189).

Tensiunea pe diode varicap rămâne stabilă, deoarece numărătorul dreapta/stinga reversibil care comandă circuitul DAC 08 nu mai avansează. Bucla CAF se închide pentru a centra corect postul captat. În acest moment în numărătorul DAC-ului se găsește un număr ce corespunde postului recepționat. Radioreceptorul rămâne pe acest post pînă cînd se apasă din nou tasta „captură automată” căutarea unui nou post reluîndu-se din poziția anterior stabilizată.

Cînd se ajunge la limita superioară a benzii de recepție (256 trepte) numărătorul DAC-ului revine automat în zero, operația de incrementare continuînd. Deci, pe dioda varicap în cazul în care nu există nici un post care emite în banda baleiată apare o tensiune crescătoare în trepte (256) care cade automat atunci cînd se atinge limita superioară, pe limita inferioară a benzii de recepție.

Cu alte cuvinte, căutarea posturilor se face de la frecvența „joasă” pînă la frecvența cea mai înaltă, iar revenirea rapidă pe frecvențele „joase” face posibilă reluarea operației. Orice post întîlnit pe panta crescătoare oprește căutarea; dacă nu este acceptat de ascultător, o apăsare pe același buton reia căutarea altui post.

Atunci cînd se apasă pe tasta înainte sau înapoi se părăsește modul automat și numărătorul DAC-ului ce conține numărul corespunzător momentului acționării va fi incrementat sau decrementat atît timp cît clapa respectivă este acționată. Dacă se dorește ca această manipulare să se execute mai rapid se acționează simultan și tasta „repede”. Acest mod de lucru este util atunci cînd se caută un acord diferit de cel stabilit de automat sau se urmărește recepția unor posturi „slabe”, dar audibile și pentru care modulul FI semnalează „nu este post”.

Trecerea pe mod de căutare automat se execută de asemenea prin apăsarea tastei „captură automată”.

Blocul de control betaEPS are posibilitatea de a memora posturile achiiziționate și readucerea lor la cerere. Pentru a memora acordul unui post pe tasta M_1 se acordă receptorul fie automat, fie manual și în momentul acesta se apasă întîi tasta memorizează și apoi tasta M_1 . Prin această operație conținutul numărătorului ce comandă DAC-ul este transferat în registrul M_1 .

În orice stare s-ar afla controlerul apăsarea direct pe tasta M_1 transferă numărul conținut în acest registru în numărătorul DAC-ului provocînd recepția postului anterior desemnat ca „ M_1 ”.

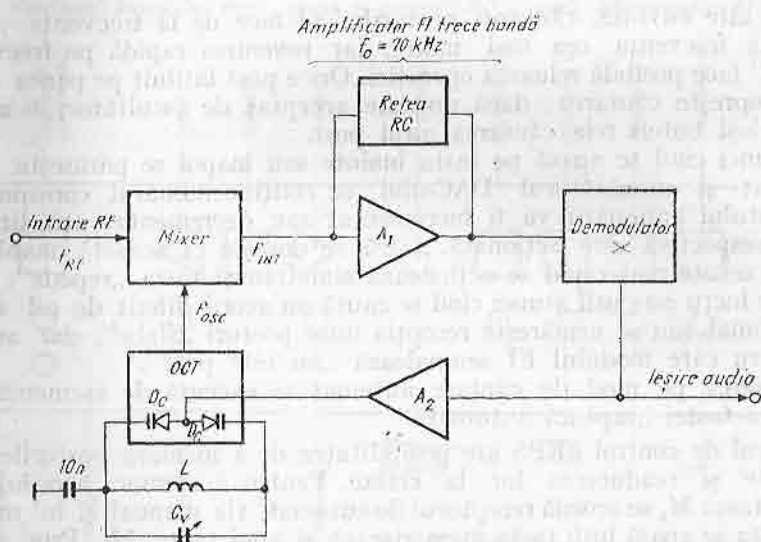
Tastele de memorie M_2 , M_3 , M_4 au funcționare identică cu M_1 , dar conținut posibil diferit.

Așadar, un radioreceptor echipat cu β EPS are patru posturi preselecționate (intern 16, dar inutile cel puțin în zona noastră de recepție). LED-urile de pe panou confirmă execuția operației comandate.

5.5. Citeva idei desprinse din consultarea cataloagelor recente de circuite integrate

În tot cuprinsul lucrării am afirmat că în schema bloc din figura 5.1. nu au intervenit schimbări, chiar dacă circuitele integrate aduc performanțe și facilități de necontestat față de realizările „discrete”.

Conform principiului permanentei perfecționări, catalogul MBLE-Philips nu se dezmente și propune un radioreceptor complet integrat MF, de la tuner și până la detecția audio, dar fără un amplificator de frecvență intermediară a cărui selectivitate să fie determinată de un filtru ceramic, ci cu un FI de joasă frecvență a cărei selectivitate poate fi controlată prin rețele RC, externe.



5.6. Schema bloc simplificată a circuitului integrat TDA 7000.

Este cazul circuitului integrat TDA 7000. Schema bloc simplificată a acestui circuit o reproducem în figura 5.6. Această soluție este prezentată ca o variantă de calitate medie, dar nimic nu o împiedică să devină „high fidelity”, în dezvoltările ulterioare.

De fapt, firma Philips introduce cu această ocazie una nouă concept în construcția radioreceptoarelor MF, lejer depărtat de calea standard.

Pe același chip a fost integrat mixerul RF și oscilatorul aferent recepției pe UUS/MF înglobând în el diodele varicap notate cu D_c pe figura 5.1.

Frecvența intermediară generată de mixer a fost coborâtă la valoarea de 70 kHz, pentru a putea fi filtrată cu ajutorul filtrelor active RC. De asemenea, demodulatorul MF nu mai utilizează inductanțe acordate, ci un etaj de defazare RC simplu.

Bineînțeles că o undă cu frecvența de 70 kHz nu poate fi modulată în frecvență cu o deviație de ± 75 kHz. Incompatibilitatea este rezolvată prin introducerea unei bucle de reacție de la demodulator până în oscilatorul local, OCT, prin intermediul amplificatorului A_2 . Funcționarea acestei bucle este următoarea: presupunem că oscilatorul local are o frecvență dată f_{osc} . Semnalul RF de intrare își crește frecvența instantanee conform semnalului modulator.

În consecință, frecvența generată de mixer, f_{INT} , cu valoarea medie de 70 kHz va crește intrind încă în banda de trecere a filtrului activ, RC. Demodulatorul va răspunde la această creștere de frecvență cu o tensiune de ieșire crescătoare. Amplificatorul A_2 va determina creșterea tensiunii de polarizare a diodelor varicap D_c , crescând frecvența de oscilație. Creșterea frecvenței de oscilație va compensa creșterea frecvenței semnalului de intrare și readucând f_{INT} la valoarea nominală de 70 kHz.

Așadar, orice variație a frecvenței semnalului de intrare va provoca modificarea frecvenței oscilatorului intern, astfel încât frecvența intermediară să se păstreze în jurul valorii ei nominale. Practic, f_{INT} rămâne constant, iar oscilatorul va fi modulat în frecvență pentru a urmări modulația în frecvență a semnalului recepționat.

Bucula descrisă mai sus poartă acronimul de FLL care provine din inițialele numelui scris în engleză: Frequency Locked Loop (în limba română — buclă pentru calarea frecvenței). Se remarcă asemănarea izbitoră cu buclele PLL tratate în literatura noastră în lucrarea „Circuite integrate liniare — Manual de utilizare — vol. I).

Revenind la radioreceptorul TDA 7000, se remarcă:

- nu conține decât o singură inductanță — cea a oscilatorului local;
- alinierea radioreceptorului se rezumă doar la ajustarea oscilatorului pentru a-l aduce în banda frecvențelor recepționate;
- întregul radioreceptor MF este integrat pe un singur cip, inclusiv tunerul MF;
- amplificatorul de frecvență intermediară nu apelează la filtre pretențioase și nu lucrează la frecvențe relativ ridicate; 10,7 MHz în realizările clasice și 70 kHz în cazul prezentat;
- întregul radioreceptor MF este supercompact. Utilizând un cablaj convențional el poate fi construit pe o placă cu dimensiunile de 5×5 cm.

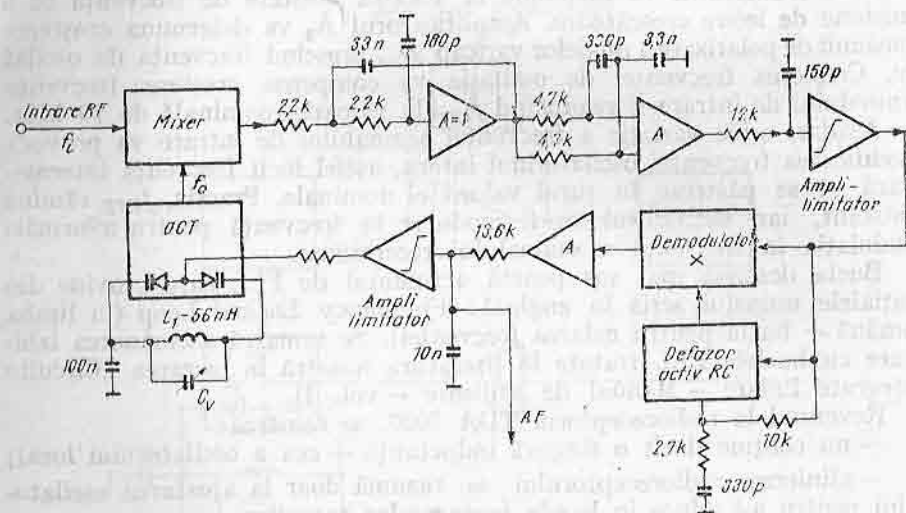
Mai mult, schema se pretează la o realizare hibridă, dimensiunile devenind cu adevărat nesemnificative față de difuzor, condensator variabil, final audio etc.

În figura 5.7. este prezentată schema bloc de principiu a circuitului integrat TDA 7000. Toate condensatoarele sînt externe circuitului, în schimb rezistențele ce apar în desen sînt integrate.

Circuitul TDA 7000 conține suplimentar față de blocurile reprezentate în figura 5.7. un sistem de muting care elimină posturile a căror recepție au un raport semnal/zgomot degradat și asigură un acord silențios, atenuind zgomotul caracteristic generat de un radioreceptor MF între posturi.

Performanțele electrice posibile de obținut cu circuitul integrat TDA 7000/TDA 7010 sînt:

- sensibilitatea la 3 dB sub limitare — $1,5 \mu\text{V}$;
- raportul semnal/zgomot — 60 dB;
- selectivitatea $\pm 300 \text{ kHz}$ — 40 dB;
- distorsiuni pentru $\Delta f = \pm 22,5 \text{ kHz}$ — 0,7%;
- banda audio — 10 kHz;
- tensiunea audio disponibilă — 75 mV ($\Delta f = \pm 22,5 \text{ kHz}$).



5.7. Schema bloc de principiu a circuitului integrat TDA 7000.

Firma National Semiconductor — S.U.A. — a lansat modelul LM 1865/LM 1965 care păstrează în linii mari configurația circuitului integrat CA 3189 (βM 3189), dar cu următoarele perfecționări:

— amplificatorul de frecvență intermediară, de bandă largă este divizat în două zone: Această configurație permite inserția a două filtre

ceramice, fără a apela la etaje cu tranzistoare exterioare pentru asigurarea adaptării corecte a impedanțelor;

— utilizînd un demodulator MF de produs, distorsiunile armonice cu care este obținut semnalul audio sînt introduse de către rețeaua LC de defazaj. În cazul circuitului βM 3189 micșorarea factorului de calitate, prin amortizarea circuitului acordat de defazaj, este o măsură care lărgiște banda de trecere, și prin mărirea liniarității în banda de frecvență considerată se vor micșora și distorsiunile semnalului audio demodulat. O soluție de liniarizare a etajului defazor LC este utilizarea unui circuit dublu acordat — vezi fig. 4.9.

Distorsiunile armonice, în special armonica a 2-a fiind precizate cu acuratețe ca provenind din etajul defazor LC utilizat de demodulatorul MF, în circuitul integrat LM 1865 a fost introdus un circuit de predistorsionare. Acest bloc compensează neliniaritatea variației fazei funcție de deviație de la frecvența centrală, obținîndu-se în final un semnal audio cu distorsiuni mici. Demodulatorul din LM 1865 echipat cu un singur circuit acordat generează aceleași distorsiuni ca demodulatorul din βM 3189 echipat însă cu circuit dublu (circa 0,1%).

Firma AEG-Telefunken a propus de mai multă vreme un circuit integrat (pentru un tuner funcționînd în gama UUS (CCIR) avînd codul TDA 1060 și evident utilizabil în banda OIRT. În momentul apariției toată lumea a fost de acord că este o soluție ineficăce deoarece înlocuiește doar două sau trei tranzistoare de înaltă frecvență, fără ca circuitele acordate adiacente să fie eliminate. Multe firme japoneze au reluat această idee și au realizat circuite integrate de preț redus — circa 6 terminale în linie, care, chiar dacă nu au schimbat aspectul de heterodină, au realizat o compactare a cablajului imprimat, iar costul întregului tuner s-a modificat. Tunerul a devenit inerent mai performant, cu componente de polarizare sensibil reduse ca număr față de varianta discretă și totodată mai reproductibil.

6.1. Circuite de antene

Pentru recepția semnalelor modulate în amplitudine în benzile uzuale — UL, UM, US, sunt folosite două tipuri de antene:

— *antena de ferită*; este constituită în esență dintr-un baston de ferită pe care este bobinată o inductanță ce împreună cu un condensator variabil formează un circuit oscilant derivație. Cuplajul acestui circuit cu intrarea propriu-zisă a radioreceptorului se face inductiv-coboritor deoarece impedanța de sarcină este relativ mică. Acest mod de cuplaj conservă un factor de calitate ridicat întregului sistem. Cuplajul inductiv se realizează fie printr-o priză a bobinajului inductanței de pe bastonul de ferită, fie printr-un alt bobinaj secundar care împreună cu primul are aspectul unui transformator. Acest tip de antenă se utilizează cu preponderență pentru recepția semnalelor din benzile UL și UM:

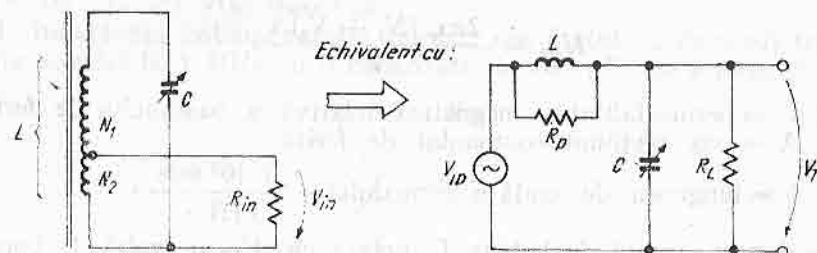
— *antena capacitivă*; este formată dintr-un baston metalic care culegînd semnalul din câmpul de emisie îl injectează într-un circuit acordat derivație. Cuplajul cu intrarea în radioreceptor se face de regulă printr-un transformator de cuplaj, de asemenea coboritor. O astfel de antenă este potrivită recepției semnalelor de frecvenței mai înalte, adică benzile US și UUS.

Cele două tipuri de antenă semnalate mai sus au un domeniu de utilizare bine definit, antena de ferită este utilizată de regulă în radioreceptoarele portabile sau staționare, pe cînd antena capacitivă este omniprezentă în radioreceptoarele pentru automobile.

În continuare vom prezenta modelele echivalente ale celor două tipuri de antenă, împreună cu un calcul estimativ al performanțelor obținabile,

6.2. Antena de ferită

Schema unei astfel de antene este dată în figura 6.1. În același desen s-a reprezentat o schemă echivalentă cu ajutorul căreia putem calcula în final raportul semnal/zgomot propriu acestui tip de antenă.



6.1. Antena de ferită și circuitul ei echivalent.

Circuitul oscilant LC este conectat la intrarea receptorului avînd impedanța de intrare R_{IN} prin intermediul unei prize pe inductanța L . Această rezistență de intrare R_{IN} se va reflecta ca rezistență de pierderi R_L conectată în paralel pe circuitul acordat. Valoarea rezistenței reflectată este

$$R_L = \left(\frac{N_1 + N_2}{N_2} \right)^2 R_{IN} \quad (1)$$

În plus, mai trebuie luată în considerație și rezistența de pierderi introdusă de bobina L , exprimată prin intermediul factorului de calitate al bobinei în gol

$$Q_0 = \frac{R_p}{X_L} \quad (2)$$

Rezistența R_p este datorată în principal pierderilor în bara de ferită pe care este bobinată inductanța L .

Pierderile rezistive ale întregului circuit oscilant sînt exprimate prin rezistența totală de pierderi, R_T

$$R_T = R_p \parallel R_L$$

iar factorul de calitate global, Q_L , este

$$Q_L = \frac{R_p \parallel R_L}{X_L} \quad (3)$$

Tensiunea electromotoare indusă în bobina L a fost reprezentată de generatorul de tensiune notat cu V_{ind} ; ea poate fi calculată cu relația:

$$V_{ind} = H_{ech} E \quad (4)$$

unde: H_{ech} = înălțimea echivalentă a antenei;
 E = intensitatea câmpului la locul de recepție exprimată în V/m.

Pentru antena de ferită, înălțimea ei echivalentă este o funcție complexă ce depinde de geometria bobinei și de caracteristicile magnetice ale miezului; este aproximată de următoarea relație:

$$H_{ech} = \frac{2\pi\mu_r (N_1 + N_2)A}{\lambda} \quad (5)$$

unde: μ_r = permeabilitatea magnetică relativă a bastonului de ferită;
 A = aria secțiunii bastonului de ferită

$$\lambda = \text{lungimea de undă a semnalului} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{f \text{ (Hz)}}$$

Tensiunea captată de bobina L , notată cu V_{ID} dezvoltă la bornele circuitului acordat o tensiune V_T , care are valoarea

$$V_T = Q_L V_{ID}$$

Radioreceptorul va primi în intrarea sa, reprezentată în figură prin R_{IN} , o tensiune egală cu

$$V_{IN} = \left(\frac{N_2}{N_1 + N_2} \right) V_T \quad (6)$$

Semnalul util captat de antenă se poate scrie

$$S = V_T m = Q_L H_{ech} \cdot E \cdot m; \quad m = \text{indice de modulație}$$

Tensiunea de zgomot se poate calcula luând în considerație rezistența totală de sarcină $R_T = R_P \parallel R_L$

$$e_n = \sqrt{4kT\Delta f R_T}$$

unde: Δf = lărgimea de bandă a amplificatorului de FI la 3 dB

T = temperatura absolută în °K;

k = constanta Boltzmann = $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ k/°K}$;

Reunind cele două relații scrise mai sus raportul semnal/zgomot al circuitului de antenă magnetică este

$$\frac{S}{Z} = \frac{Q_L H_{ech} E_m}{\sqrt{4kT\Delta f R_T}} \quad (7)$$

Exemplu numeric pentru o antenă magnetică tipică]

Să se calculeze pentru o antenă bobinată pe un baston de ferită cu diametrul de 1,5 cm și $\mu_r = 65$ (la o lungime de 19 cm) numărul de spire necesare bobinei pentru a se acorda pe frecvența de 1 MHz. Această antenă va fi utilizată în fața unui radioreceptor cu impedanța de intrare de 2,5 kΩ. Să se calculeze care va fi tensiunea terminalului prezent la

intrarea radioreceptorului când antena lucrează într-un câmp de 100 μV/m și se impune un raport semnal/zgomot de 20 dB.

Conform notațiilor utilizate mai sus sînt date:

$R_{IN} = 2,5 \text{ k}\Omega$; $E = 100 \text{ }\mu\text{V/m}$; $S/Z = 20 \text{ dB}$; $C = 100 \text{ pF}$; $Q_0 = 200$,
 $f_0 = 1 \text{ MHz}$; $\varnothing_{ferita} = 1,5 \text{ cm}$; $\mu_r = 65$; $m = 0,3$; $\Delta f = 10 \text{ kHz}$

Se cer: L , $N_1 \cdot N_2$, H_{ech} , V_{IN} .

1. Inductanța bobinei rezultă imediat din faptul că circuitul trebuie să fie acordat la 1 MHz cu o capacitate de 100 pF. La rezonanță

$$X_C = X_L$$

$$\frac{1}{\omega_0 C} = \omega_0 L$$

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi 10^6)^2 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 2,53 \cdot 10^{-4} \text{ H}$$

$$I = 250 \text{ }\mu\text{H}$$

2. Din ecuația (2) se calculează rezistența de pierderi aferentă bobinei

$$R_p = Q_0 X_L = 2\pi f_0 L Q_0$$

$$R_p = 2\pi \cdot 10^6 \cdot 2,5 \cdot 10^{-4} \cdot 100$$

$$R_p = 314 \text{ K}\Omega$$

3. Pentru ca transferul de putere de la un generator cu o impedanță de ieșire la o impedanță de sarcină să fie maxim, trebuie ca cele două impedanțe să fie egale. Privind schema echivalentă din figura 6.1 se observă că ea poate fi considerată ca un circuit în care un generator de semnal V_{ID} cu o impedanță de ieșire $L \parallel R_p$ debitează pe o sarcină constituită din $C \parallel R_L$.

Deci:

$$\omega_0 L \parallel R_p = \frac{1}{\omega_0 C} \parallel R_L$$

Circuitul aflîndu-se la rezonanță, $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$. Rămîne ca și:

$$R_p = R_L$$

Însă:

$$R_L = \left(\frac{N_1 + N_2}{N_2} \right)^2 R_{IN}$$

Din ultimile două relații se poate calcula poziția optimă a prizei pe bobină, respectiv raportul de transformare,

$$\frac{N_1 + N_2}{N_2} = \sqrt{\frac{R_P}{R_{IN}}}$$

$$\frac{N_1 + N_2}{N_2} = \sqrt{\frac{314}{2,5}} = 11,2 \approx 11$$

4) Rămîne să calculăm factorul de calitate al întregului circuit, Q_L

$$Q_L = \frac{R_P \parallel R_L}{X_L} = \frac{R_P}{2X_L} = \frac{Q_0}{2} \text{ deoarece } R_P = R_L$$

Deci: $Q_L = 100$

5) Deținem acum toate datele pentru a putea calcula înălțimea efectivă a antenei, H_{ech} . Rearanjînd ecuația (7) rezultă:

$$H_{ech} = \frac{S/N \sqrt{4kT\Delta f R_T}}{Q_L E m}$$

$$H_{ech} = \frac{10 \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 10^4 \cdot 157 \cdot 10^3}}{100 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 0,3}$$

$$H_{ech} = 1,7 \text{ cm}$$

6) Din relația de calcul a înălțimii efective a antenei în funcție de geometria bastonului de ferită, relație notată cu (5), rezultă numărul de spire total al bobinei:

$$N_1 + N_2 = \frac{H_{ech}}{2\pi\mu_r A}$$

$$N_1 + N_2 = \frac{0,017 \cdot 3 \cdot 10^8}{2 \cdot \pi \cdot 65 \cdot 10^8 \cdot \pi (7,5 \cdot 10^{-3})^2}$$

$$N_1 + N_2 = 70,7 \approx 71 \text{ spire}$$

7) Calculăm din relația (4) tensiunea indusă în bobină, V_{ID}

$$V_{ID} = H_{ech} E$$

$$V_{ID} = 0,017 \cdot 100 \text{ } \mu\text{V/m}$$

$$V_{ID} = 1,7 \text{ } \mu\text{V}$$

8) Tensiunea totală V_T la bornele circuitului acordat este:

$$V_T = Q_L V_{ID}$$

$$V_T = 100 \cdot 1,7 \text{ } \mu\text{V}$$

$$V_T = 170 \text{ } \mu\text{V}$$

9) Și, în sfîrșit, putem determina tensiunea transferată de antenă la intrarea radioreceptorului.

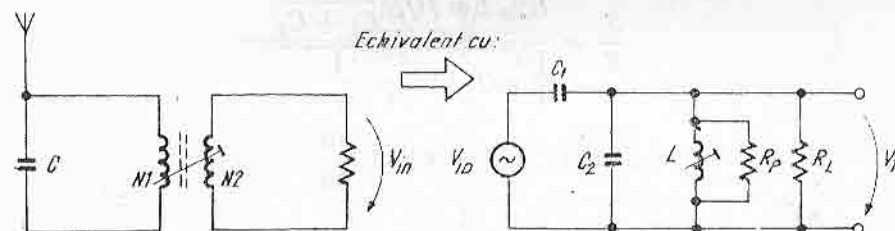
$$V_{IN} = \frac{N_2}{N_1 + N_2} V_T$$

$$V_{IN} = \frac{170 \text{ } \mu\text{V}}{11}$$

$$V_{IN} = 15,5 \text{ } \mu\text{V}$$

6.3. Antena capacitivă

Acest tip de antenă mai poate fi întîlnit și sub numele de antenă baston, deoarece este construită dintr-un baston metalic cuplat cu intrarea radioreceptorului printr-un transformator de adaptare acordat — vezi figura 6.2. Schema echivalentă a acestei antene este desenată pe aceeași figură. Condensatorul C_1 reprezintă capacitatea formată între bastonul vertical și masă (un plan orizontal de masă), iar condensatorul C_2 este capacitatea cablului ecranat ce leagă bastonul de radioreceptorul propriu-zis. Pentru a obține un semnal maxim aceste condensatoare sînt acordate pe frecvența de recepție cu ajutorul inductanței L . Pierderile aferente bobinei L (R_P), împreună cu rezistența de intrare a radioreceptorului reflectată în primar (R_L) formează o rezistență de pierderi globale ale circuitului acordat, R_T



6.2. Antena capacitivă și circuitul ei echivalent.

Cunoscînd din exemplul anterior că $V_{ID} = H_{ech} \cdot E$ și evaluînd factorul de calitate global $Q_L = \frac{R_P R_L}{X_L}$ rezultă tensiunea semnalului util de la bornele inductanței L :

$$V_T = V_{ID} Q_L \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (8)$$

Similar antenei de ferită raportul semnal-zgomot este reprezentat de următoarea relație:

$$\frac{S}{Z} = \frac{H_{ech} E \cdot m \cdot Q_L}{\sqrt{4kT \Delta f Q_L X_{(c_1 + c_2)}}} \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (9)$$

unde:

$$H_{ech} = \frac{h}{2}; h = \text{înălțimea fizică a antenei.}$$

Exemplu numeric pentru o antenă capacitivă

Aplicația numerică ce urmează are scopul de a compara performanțele obținabile cu cele două tipuri de antenă în situații identice. De aceea vom presupune aceleași valori ca mai înainte și vom calcula în principal raportul semnal-zgomot pentru o antenă cu lungimea de 1 m.

Datele necesare problemei sînt: $R_{IN} = 2,5 \text{ k}\Omega$; $E = 100 \text{ }\mu\text{V/m}$; $C_1 = 10 \text{ pF}$; $C_2 = 80 \text{ pF}$; $Q_L = 80$; $f_0 = 1 \text{ MHz}$; $m = 0,3$; și $\Delta f = 10 \text{ kHz}$

Se cer: S/Z , N_1/N_2 , V_{IN}

1) Se calculează înălțimea echivalentă a antenei baston

$$H_{ech} = \frac{h}{2} = 0,5 \text{ m}$$

2) Se calculează raportul semnal-zgomot conform ecuației 9.

$$\frac{S}{Z} = \frac{H_{ech} E m \sqrt{Q_L} \frac{C_1}{C_1 + C_2}}{\sqrt{4kT \Delta f \frac{1}{2\pi f (C_1 + C_2)}}}$$

$$\frac{S}{Z} = \frac{0,5 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 0,3 \sqrt{80} \frac{10}{90}}{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 10^4 \frac{1}{2\pi \cdot 10^6 (90 + 10)}} = 27,55$$

$$\frac{S}{Z} \approx 29 \text{ dB}$$

3) Reunind relațiile 4 și 8 putem obține valoarea tensiunii semnalului obținut la bornele primarului cuplajului inductiv cu radioreceptorul

$$V_T = H_{ech} E Q_L \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

$$V_T = 0,5 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 80 \cdot \frac{10}{90}$$

$$V_T = 444 \text{ }\mu\text{V}$$

4) Reluînd considerațiile de transfer maxim de putere din exemplul numeric precedent, punctul 3 se poate scrie:

$$R_L = R_P; X_L = X_{(c_1 + c_2)}$$

Ecuația 3 se scrie:

$$\frac{R_T}{2} = Q_L X_{(c_1 + c_2)}$$

$$R_P = 2 \cdot 80 \frac{1}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 90 \cdot 10^{-12}}$$

$$R_P = R_L = 283 \text{ k}\Omega$$

5) Utilizînd ecuația 1 adaptată însă problemei noastre, se scrie:

$$R_L = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_{IN}$$

Rezultă raportul de transformare optim

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{R_L}{R_{IN}}}$$

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{283}{2,5}} = 10,6$$

6) În această fază avem datele necesare calculării tensiunii ce se aplică efectiv în intrarea radioreceptorului.

$$V_{IN} = \frac{N_2}{N_1} V_T$$

$$V_{IN} = \frac{444 \cdot 10^{-6}}{10,6}$$

$$V_{IN} = 41,9 \text{ }\mu\text{V}$$

7) Adicional se poate determina factorul de calitate în gol al induc-
tanței L

$$Q_0 = \frac{R_P}{X_L} = \frac{R_P}{X_{(C_1 + C_2)}}$$

$$Q_0 = 283 \cdot 10^3 \cdot 2\pi 10^6 \cdot 90 \cdot 10^{-12}$$

$$Q_0 = 160$$

Din cele două exemple numerice date mai sus, se poate remarca faptul că antena baston este net mai eficace decât antena de ferită. În aceleași condiții de cîmp, antena baston transferă intrării propriu-zise a radioreceptorului o tensiune de semnal de circa trei ori mai mare decât antena de ferită și aceasta în condițiile unui raport semnal-zgomot mai mare (29 dB față de 20 dB).

Radioreceptoare stereofonice

7.1. Despre sistemele audio stereofonice

Redarea cu fidelitate sporită a unui program sonor este posibilă datorită tehnicii stereofonice. Această abordare a permis relevarea caracteristicilor spațiale a sunetului captat.

Prin utilizarea a două canale separate, dar identice, sunetul captat în două puncte este redat prin două sisteme de difuzare, întregul ansamblu denumindu-se *sistem stereofonic*. Rezultatele obținute prin această tehnică sînt net superioare din punct de vedere acustic, sistemului cu un singur canal, denumit monofonic.

Evident că pentru a reda întreaga atmosferă sonoră ce se crează într-o sală de concerte, conceptul stereofonic nu este suficient, dar reprezintă un avans tehnologic major. La limită, redarea ambianței spațiale dintr-o sală de concert ar putea fi realizată fidel utilizînd un număr infinit de puncte de colectare și respectiv un număr infinit de puncte de redare. Din motive economice problema redării spațiale a unui sunet captat se rezumă de obicei la utilizare a numai două canale (stereofonia) eventual patru canale în cazul cuadrofoniciei.

Un sistem stereofonic crează totuși o ambianță sonoră, în pofida simplității sale, în care auditorul poate localiza poziția sursei sonore; la dreapta, la stînga, în centru sau o sursă ce se deplasează de la o extremitate la alta. Aceste informații poziționale cu toate că sînt incomplete, simulează acceptabil, întinderea și dinamica unei scene sonore.

Autorul remarcă și un alt efect, desigur subiectiv, al redării stereofonice. Se dorește ca un auditor să perceapă din locul în care se află față de sursa de redare, un anumit nivel sonor. Dacă sistemul de redare este stereofonic nivelul sonor pare mult mai puțin „zgomotos” decât în cadrul ascultării unui sistem monofonic. Acest efect fiziologic nu este remarcat de literatura de specialitate consultată de autor, dar cu siguranță are o explicație psihosenzorială. Credem că elucidarea acestui efect poate influența viitoarele sisteme de redare acustică.

Semnalăm de asemenea un fenomen cunoscut de mulți inițiați în redarea stereofonică. Din punctul de vedere al percepției sonore, efectul stereofonic (sunet spațial) este cu atât mai evident cu cât frecvența sunetului emis este mai mare. Practic la frecvențe joase, până la circa 200 Hz, un sistem stereofonic nu crează o altă impresie sonoră decât cel monofonic. Deosebiri între cele două sisteme apar pentru frecvențe înalte, mai mari de 1 kHz. Această observație stă la baza construcției sistemelor stereofonice „economice” cu trei căi; la mijloc difuzorul de joasă frecvență (în engleză — woofer), iar în stînga și în dreapta sistemele de emisie sonoră pentru medie și înaltă frecvență. Cu toate că acest sistem [8] are trei căi de redare, el este economic deoarece în programele sonore întâlnite în practică cea mai mare putere electrică trebuie afectată difuzorului de joasă frecvență și numai o mică parte din puterea totală trebuie radiată de difuzoarele de medie și înaltă frecvență. Dacă aceste difuzoare sînt excitate de amplificatoare de putere separate, rezultă că difuzorul central va trebui acționat de un amplificator de mare putere, iar puterea amplificatoarelor dreapta/stînga reprezintă o fracție din puterea celui de joasă frecvență (în general $1/3$).

7.2. Cîteva considerații asupra amplificatoarelor de putere utilizate în redarea stereofonică

Metoda larg răspîdită și tipică pentru construcția unui amplificator audio de putere este amplificarea într-o bandă de frecvență suficient de largă 20 Hz...20 kHz. Pînă în prezent nu s-a reușit construcția unui difuzor capabil să emită aceeași putere sonoră în toată banda de frecvență audio, atunci cînd este comandat de un amplificator care generează o tensiune constantă indiferent de frecvență. De aceea se asamblează sisteme acustice de redare (boxe), din mai multe difuzoare, fiecare generînd o putere sonoră optimă și fără distorsiuni pe o gamă limitată din frecvențele audio. Mai mult, dacă unui difuzor de înaltă frecvență i se injectează un spectru audio de joasă frecvență, el nefiind capabil să radieze o putere rezonabilă în această zonă va distorsiona și zona de înaltă frecvență suprapus peste acest spectru, deoarece practic membrana lui este „scoasă din magnet”. Apare deci necesitatea separării difuzoarelor, pentru ca ele să nu fie excitate decît de componentele de frecvență pentru care sînt construite. În cazul unui canal audio simplu schema principală este dată în figura 7.1. Separarea difuzoarelor este asigurată de o rețea pasivă, trece-jos sau trece-sus, conectată între amplificatorul de putere de bandă largă și difuzoarele corespunzătoare. Acest mod de abordare este cvasi-extins, rețeaua de filtre fiind încorporată în încălta acustică.

Dezavantajele unei asemenea organizări sînt:

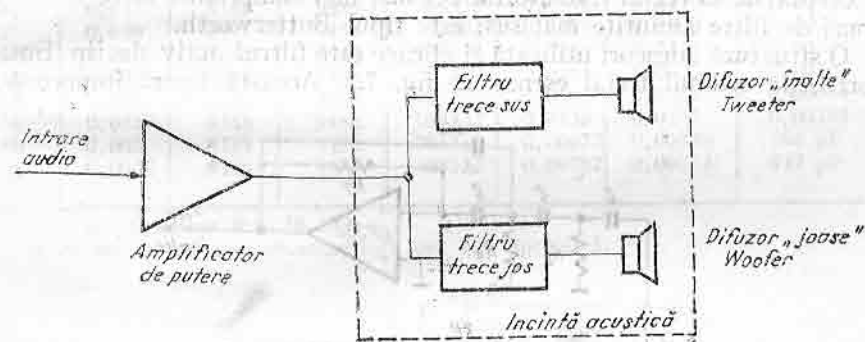
- pierderi inerente de putere pe rețelele de separare între difuzoare;
- rețeaua de separare este de dimensiuni mari, fiind de putere (inductanțe din sîrmă groasă și condensatoare de valoare mare, nepolarizate);
- utilizarea unui amplificator audio de putere, comun are următoarele efecte [7]:

- cînd apare o tranziție puternică de joasă frecvență, amplificatorul unic de putere intră în limitări, mascînd componentele de înaltă frecvență ce însoțesc acest salt. Deci în afara limitării inerente al semnalului de joasă frecvență (din cauza puterii finite a amplificatorului) și semnalele de înaltă frecvență nu vor fi redade, cu toate că nivelul lor este redabil;

- atunci cînd în amplificatorul de putere pătrunde un vîrf de joasă frecvență el va fi limitat. Spectrul audio rezultat în urma limitării generează trenuri de înaltă frecvență care vor excita difuzorul de înaltă frecvență, trecînd prin filtrul trece-sus din fig. 7.1.

Consecințele audio, a celor amintite mai sus, sînt audibile.

În momentul în care amplificatorul audio nu costă mult, în special datorită eforturilor de integrare în zona circuitelor integrate de putere

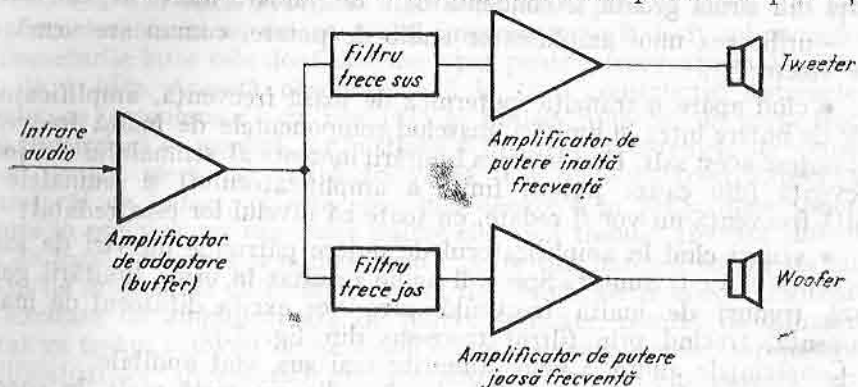


7.1. Un canal de redare stereofonică simplu; separare prin rețea pasivă.

atunci apare și o altă soluție care elimină dezavantajele mai sus menționate. Schema de principiu este desenată în fig. 7.2.

Filtrele de separație sînt plasate înaintea amplificatoarelor de putere. Evident fiecare difuzor va fi excitat de un amplificator de putere. Această soluție relaxează problema filtrelor, iar un etaj de putere construit după asemenea principii poartă numele de „multiplificator” (în engleză — *multiamping*). Filtrele de separație sînt construite în jurul unor amplificatoare operaționale, componentele utilizate fiind cele standard. În figurile următoare se dau schemele tipice pentru asemenea filtre. Alegerea tipului de filtru utilizat se face în funcție de răspunsul în frecvență și de răspunsul lui la semnal tranzistoriu. Filtrele de tip Bessel oferă un răspuns

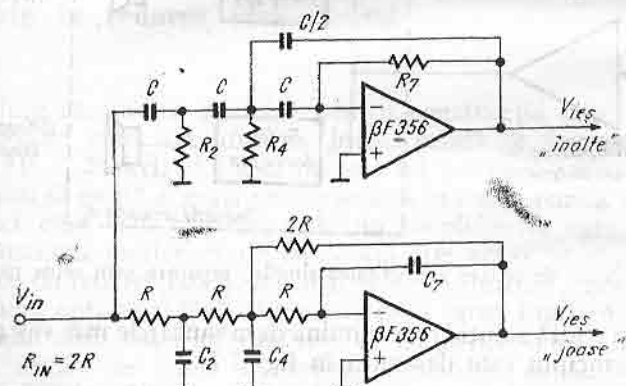
excelent în frecvență și pentru regim tranzitoriu, dar în regiunea de tranziție de la un filtru la altul căderea este lentă. Un filtru de tip Chebișhev are o trecere corespunzătoare de la filtru la altul, dar prezintă supracreșteri



7.2. Separarea are loc înaintea amplificatoarelor de putere.

inacceptabile în regim tranzitoriu. Cel mai bun compromis între cele două tipuri de filtre amintite mai sus, este tipul Butterworth.

O structură adeseori utilizată și eficientă este filtrul activ de tip Butterworth, de ordinul trei, desenat în fig. 7.3. Această figură împreună cu



$$Q = 0,707; A_v = -1$$

$$f_{OH} = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_2 R_4 R_7}}$$

$$f_{OL} = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_2 C_4 C_7}}$$

$$C_2 = \frac{2,4553}{2\pi f_{OL} R}$$

$$C_4 = \frac{2,1089}{2\pi f_{OL} R}$$

$$C_7 = \frac{0,1931}{2\pi f_{OL} R}$$

$$R_2 = \frac{0,4074}{2\pi f_{OH} C}$$

$$R_4 = \frac{0,4742}{2\pi f_{OH} C}$$

$$R_7 = \frac{5,1766}{2\pi f_{OH} C}$$

7.3. Filtrul de separație Butterworth, de ordinul 3.

valorile specificate în tabelul 7.1 permit o alegere a componentelor pasive utilizate în funcție de frecvența de tranziție dorită. Un exemplu de aplicație a acestei scheme este desenată în fig. 7.4. Amplificatorul operațional utilizat este $\beta F 356$ (similar cu LF 356), care are o impedanță foarte mare de intrare, o viteză corespunzătoare de variație a tensiunii de ieșire la semnal mare (în engleză — „fast slew rate”) și o foarte bună stabilitate

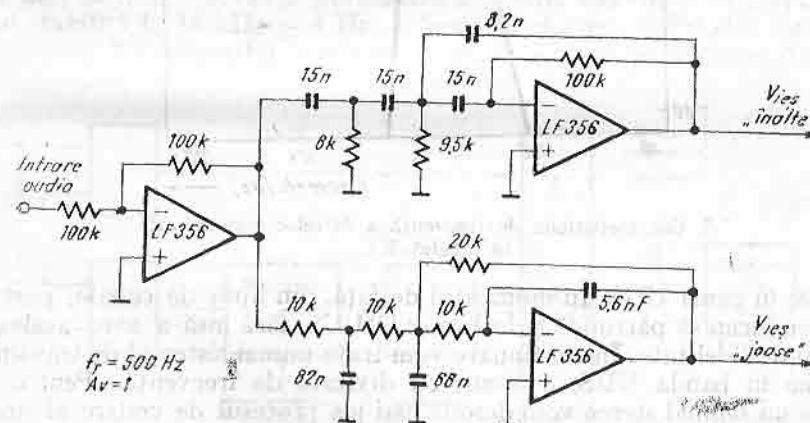
Tabelul 7.1.

Valorile componentelor filtrului din figura 7.2, funcție de frecvența de racord.

f_c Hz	C μF	R_2 Ω	R_4 Ω	R_7 Ω	C_2 μF	C_4 μF	C_7 μF
100	0,080	8148	9484	103532	0,391	0,336	0,0307
200	0,040	8148	9484	103532	0,195	0,168	0,0154
300	0,027	8148	9484	103532	0,130	0,112	0,0102
400	0,020	8148	9484	103532	0,0977	0,0839	0,00768
500	0,016	8148	9484	103532	0,0782	0,0671	0,00615
600	0,013	8148	9484	103532	0,0651	0,0559	0,00512
700	0,011	8148	9484	103532	0,0558	0,0479	0,00439
800	0,010	8148	9484	103532	0,0488	0,0420	0,00384
900	0,0088	8148	9484	103532	0,0434	0,0373	0,00341
1k	0,008	8148	9484	103532	0,0391	0,0336	0,00307
2k	0,004	8148	9484	103532	0,0195	0,0168	0,00154
3k	0,0027	8148	9484	103532	0,0130	0,0112	0,00102
4k	0,002	8148	9484	103532	0,00977	0,00839	768 pF
5k	0,0016	8148	9484	103532	0,00782	0,00671	615 pF

Observație: Se presupune $R = 10 \text{ K}\Omega$

Se va utiliza valoarea standardizată cea mai apropiată.

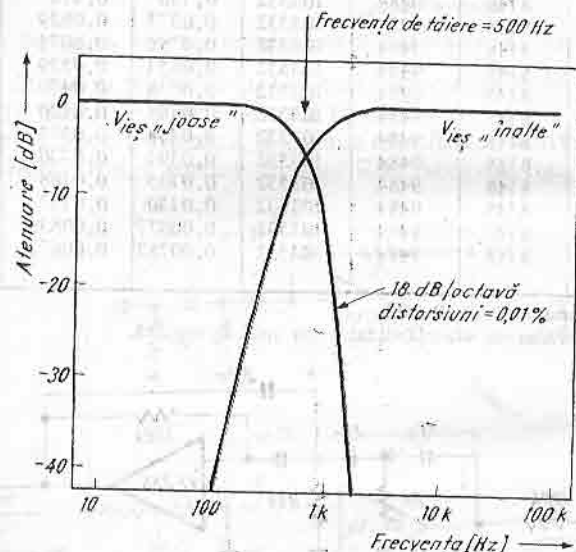


7.4. Exemplu tipic de filtru activ de tranziție.

pentru sarcini capacitive. În fața schemei este conectat un AO (buffer) care asigură acționarea filtrului cu o impedanță mică de ieșire și păstrează faza semnalului total, intrare/ieșire. Sursele de alimentare având valoarea de ± 15 V vor trebui decuplate cu condensatoare ceramice de 0,1 μ F, aproape de capsulele ce conțin circuitele integrate. Răspunsul în frecvență a filtrului prezentat în fig. 7.4. este desenat în fig. 7.5; aceeași caracteristică este aproximativ identică pentru pozițiile cuprinse între 100 Hz și 5 kHz din tabelul 7.1.

7.3. Transmisia stereofonică

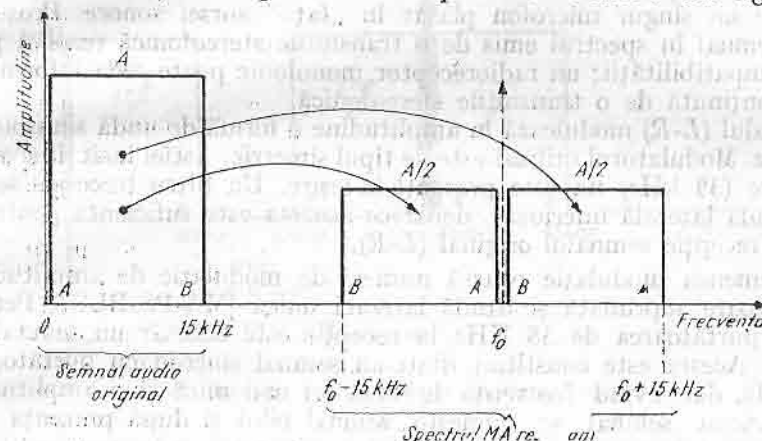
Pentru a nu rămâne în urma surselor locale de semnal audio stereofonic; disc-bandă magnetică, a fost conceput un sistem de transmisie radio a unor asemenea programe. Deoarece stereofonia este asociată cu fidelitatea — atenția tehnicienilor s-a îndreptat pe bună dreptate către radio-emisia MF-UUS. Mult timp transmisia stereo s-a confundat cu recepția



7.5. Caracteristicile de frecvență a filtrelor nominalizate în tabelul 7.1.

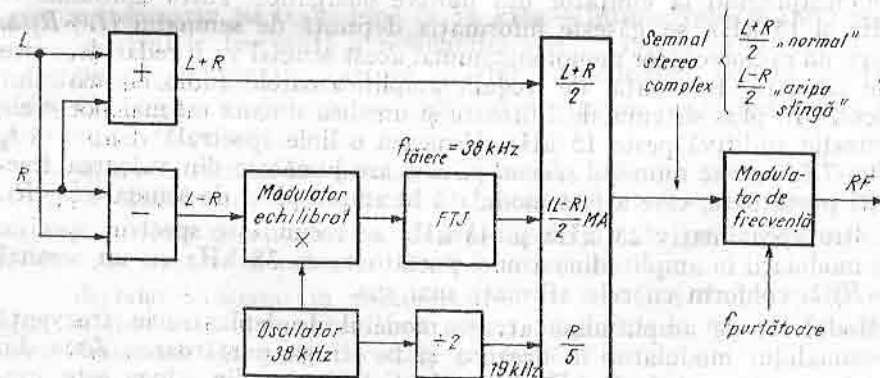
unui post în gama UUS. În momentul de față, din lipsă de canale, posturile stereo încep să pătrundă și în banda UM/US, fără însă a avea aceleași pretenții de fidelitate. În continuare vom trata numai sistemul de transmisie stereo în banda UUS, denumit cu divizare de frecvență. Pentru a prezenta un semnal stereo vom descrie mai jos procesul de codare al unui semnal stereo la emisie. O constrângere esențială pentru aceste transmisii este compatibilitatea cu radioreceptoarele monofonice. Prin convenție

vom desemna semnalul dreapta cu litera R, iar semnalul audio din stînga cu litera L. Înainte de a prezenta un codor stereo considerăm că o rapidă trecere în revistă a modulației de amplitudine va fixa ideile. Semnalul audio mono standard are un spectru de frecvență ce se întinde de la o valoare relativ mică, 50 Hz, pînă la maximum audibil de 15 kHz. Atunci cînd se modulează în amplitudine o purtătoare de frecvență f_0 , apare în domeniul frecvență un spectru întins pe zona notată S din figura 7.6



7.6. Deplasarea spectrului original atunci cînd el este modulat în amplitudine.

Operația de modulație în amplitudine translatează și dublează, dreapta/stînga, spectrul original modulator centrat pe frecvența de modulație f_0 . Un codor stereo face apel la proprietățile modulației de amplitudine semnalate mai înainte, frecvența purtătoare a acestei modulații în amplitudine fiind stabilită la 38 kHz $\pm$ 4 Hz. Schema unui asemenea codor este desenată în fig. 7.7. Semnalul audio este captat de două microfoane de regulă



7.7. Schema de principiu a unui codor stereo.

plasate simetric față de sursa sonoră. Aceste două semnale sînt adunate sau scăzute ca în fig. 7.7. Rezultă un semnal $(L + R)/2$ care reprezintă de fapt sunetul captat de un singur microfon plasat pe axa de simetrie a sursei sonore. Celălalt semnal $(L - R)/2$ reprezintă în fond zonele sonore laterale ce pot fi captate de microfoane plasate dreapta/stînga față de sursa sonoră. Se observă că semnalul $(L + R)/2$ poate fi redat cu ușurință de un radioreceptor monofonic deoarece el este echivalent cu semnalul captat de un singur microfon plasat în „față” sursei sonore. Prezența acestui semnal în spectrul emis de o transmisie stereofonică rezolvă problema compatibilității; un radioreceptor monofonic poate reda informația sonoră conținută de o transmisie stereofonică.

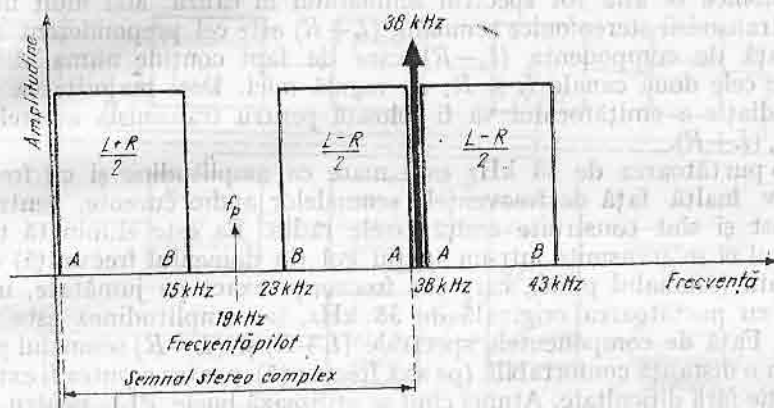
Semnalul $(L-R)$ modulează în amplitudine o formă de undă sinusoidală de 38 kHz. Modulatorul utilizat este de tipul simetric, astfel încît frecvența purtătoare (38 kHz) nu este prezentă la ieșire. Un filtru trece-jos selectează banda laterală inferioară, deoarece aceasta este suficientă pentru a reface la recepție semnalul original $(L-R)$.

O asemenea modulație poartă numele de modulație de amplitudine cu purtătoare suprimată și bandă laterală unică (MA-PS-BLU). Pentru a reface purtătoarea de 38 kHz la recepție este necesar un semnal de referință. Acesta este constituit dintr-un semnal sincron cu purtătoarea de 38 kHz, dar avînd frecvența de două ori mai mică și o amplitudine redusă. Acest semnal se numește semnal pilot și după prezența sau absența lui, radioreceptorul este capabil să discearnă o transmisie stereo față de una monofonică. Toate cele trei semnale descrise mai sus $(L+R)$, banda laterală $(L-R)$ și semnalul pilot sînt însumate și ponderate corespunzător într-un bloc în a cărei ieșire se găsește semnalul stereo complex. Acesta constituie semnalul ce va modula în frecvență semnalul de radiofrecvență în vederea transmisiei lui către punctele de recepție. Spectrul în domeniul frecvență al semnalului stereocomplex este reprezentat în fig. 7.8. Pentru a completa imaginea asupra originii semnalului stereocomplex în fig. 7.8. sînt reprezentate și componente ce ulterior sînt filtrate, neajungînd la emițător din motive energetice. Între aproximativ 50 Hz și 15 kHz se găsește informația deținută de semnalul $(L+R)/2$. Pentru un radioreceptor monofonic numai acest semnal va fi redat deoarece peste această frecvență de regulă amplificatoarele audio nu mai sînt eficiente. În plus sistemul de difuzoare și urechea umană nu mai pot crea o senzație auditivă peste 15 kHz. Urmează o linie spectrală denumită f_p pe fig. 7.8, care se numește *semnal pilot* și are jumătate din valoarea frecvenței purtătoare, care a fost modulată în amplitudine de semnal $(L-R)$.

Între aproximativ 23 kHz și 43 kHz se recunoaște spectrul specific unei modulații în amplitudine a unei purtătoare de 38 kHz cu un semnal $(L-R)/2$, conform cu cele afirmate mai sus.

Modulația de amplitudine atrage modelul de deplasare în frecvență al semnalului modulator în dreapta și în stînga purtătoarei. Zona din dreapta purtătoarei de 38 kHz fiind identică cu cea din stînga este inu-

tilă (informație redundantă) pentru refacerea semnalului $(L-R)$. De asemenea însuși purtătoarea care este energetic importantă pentru emițător nu va fi transmisă, deoarece ea are o replică mai mică, însă fidelă prin prezența semnalului f_p , bine separat de „vecinii” săi, $(L+R)/2$, $(R-L)/2$



7.8. Spectrul asociat semnalului stereo complex.

dar cu o amplitudine convenabilă. Cu ușurință purtătoarea de 38 kHz originală va putea fi refăcută în receptor cu ajutorul semnalului pilot, f_p . Banda laterală superioară cuprinsă între 38 kHz și 43 kHz este filtrată și nu ajunge la sumatorul din fig. 7.7. Purtătoarea de 38 kHz nu este nici ea prezentă la intrarea sumatorului, deoarece modulatorul echilibrat o rejec-tează.

În schimb printr-un divizor cu doi, semnalul pilot este adăugat la sumator pentru a forma un semnal stereofonic complex și complet.

În concluzie ceea ce se transmite ca semnal stereo are spectrul cuprins între aproximativ 50 Hz și pînă la 38 kHz — ultima valoare fiind exclusivă. Spectrul în frecvență a semnalului stereocomplex se dovedește a fi o ingenioasă combinație, care să satisfacă următoarele puncte esențiale:

- fără nici o modificare un radioreceptor mono poate reda emisiunea unui post stereofonic;
- să nu introducă modificări substanțiale balanței energetice al unui emițător, indiferent dacă transmisia este stereofonică sau monofonică;
- semnalele dreapta/stînga să nu fie deformate prin compromisuri făcute ca urmare a primelor două puncte;
- decodarea stereo în radioreceptor să se facă simplu și cu înalt grad de fidelitate. Acest deziderat a fost simplificat la maxim prin folosirea circuitelor integrate decodare cu buclă PLL.

Examinând spectrul desenat în fig. 7.8 se remarcă următoarele:

- la joasă frecvență, 0...15 kHz este plasat spectrul semnalului $(L+R)/2$. Atunci când transmisia este monofonică înseamnă că $(L-R)/2 = 0$.

Rezultă că în acest interval de frecvență în cazul unei transmisii monofonice se află tot spectrul semnalului în cauză. Mai mult în cazul unei transmisii stereofonice semnalul $(L+R)$ este cel preponderent energetic față de componenta $(L-R)$ care de fapt conține numai diferența dintre cele două canale L și R ; de regulă mici. Deci majoritatea puterii de radiație a emițătorului va fi folosită pentru transmisia acestei informații, $(L+R)$.

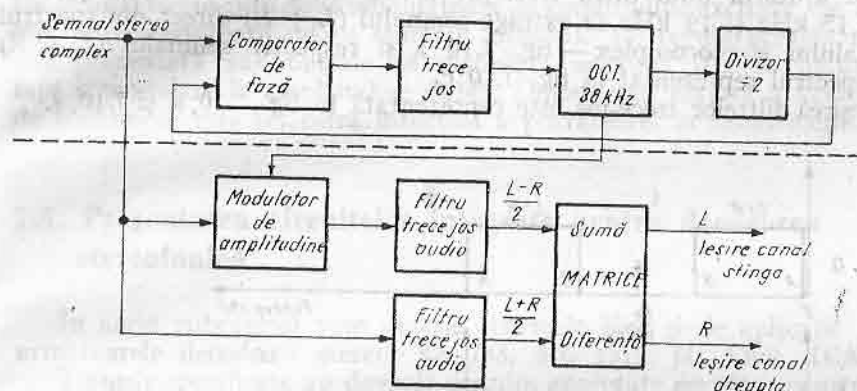
- purtătoarea de 38 kHz este mare ca amplitudine și cu frecvență relativ înaltă față de frecvențele semnalelor audio curente, pentru care au fost și sînt construite emițătoarele radio. Ea este eliminată total și în locul ei se transmite într-un spațiu gol (în domeniul frecvență) o componentă (semnalul pilot), care are frecvența exact pe jumătate, inclusiv fază, cu purtătoarea originală de 38 kHz, iar amplitudinea este relativ mică. Față de componentele spectrale $(L+R)$ și $(L-R)$ semnalul pilot se află la o distanță confortabilă (pe axa frecvență), pentru a putea fi extrasă la recepție fără dificultate. Atunci când se utilizează bucle PLL pentru capturarea semnalului pilot, o bandă de captură de circa ± 500 Hz permite achiziționarea acestui semnal în stare pură. Cele mai apropiate componente spectrale se găsesc la ± 4 kHz față de frecvența semnalului pilot.

- banda laterală superioară conținută între 23 kHz și 38 kHz determinată de semnalul $(L-R)$ va fi neredată de un radioreceptor monofonic. După cum am menționat ponderea energetică a acestei benzi este mică deoarece ea este generată de diferența dintre canale. Aceste diferențe se manifestă mai pregnant în zona audio de înaltă frecvență (> 1 kHz). Remarcînd că spectrul asociat semnalului $(L-R)$ se află inversat — pe fig. 7.8, este notat ($B \rightarrow A$), față de spectrul real notat ($A \rightarrow B$) densitatea energetică se află deplasată către B , adică în frecvență absolută, către joasă frecvență. Un emițător sau un radioreceptor care ar avea dificultăți de recepție la înaltă frecvență (audio) nu pierde prea multă informație dacă de exemplu zona de 37 kHz nu poate fi menținută la același nivel cu zona de 23 kHz.

Avînd reamintite cele câteva elemente esențiale pentru o transmisie stereofonică cu divizare în frecvență vom prezenta schema de principiu a unui decoder stereofonic. În figura 7.9 este desenat un asemenea decoder. El se găsește plasat într-un radioreceptor între demodulatorul MF și cele două canale audio specifice unui sistem stereofonic.

Deoarece cvasitotalitatea decodoarelor stereo conțin bucle PLL, pentru regenerarea purtătoarei de 38 kHz, nu vom comenta decît acest mod de abordare. Decodoarele cu filtre LC construite în trecut aveau dezavantajul unor bobine mari și dificil de reglat, chiar în laboratoarele bine echipate. Diafonia unor asemenea module este modestă.

În fig. 7.9 se remarcă o linie orizontală întreruptă care desparte desenul în două zone. Partea superioară conține blocurile care refac purtătoarea de 38 kHz din informațiile de frecvență și fază conținute de semnalul pilot. Această schemă este de fapt o buclă PLL care compară și aduce



7.9. Schema de principiu a unui decoder stereofonic cu divizare de frecvență.

în frecvență și fază semnalul oscilatorului local (OCT), divizat cu 2, cu semnalul pilot. Nu vom insista asupra comportării acestei bucle deoarece ea este bine descrisă în [1]. Consemnăm doar rezultatul; oscilatorul aferent audii stereo din radioreceptor, devine sincron cu oscilatorul din studio.

Vom trece acum la prezentarea părții de decodare propriu-zise figurată prin blocurile de sub linia întreruptă din fig. 7.9.

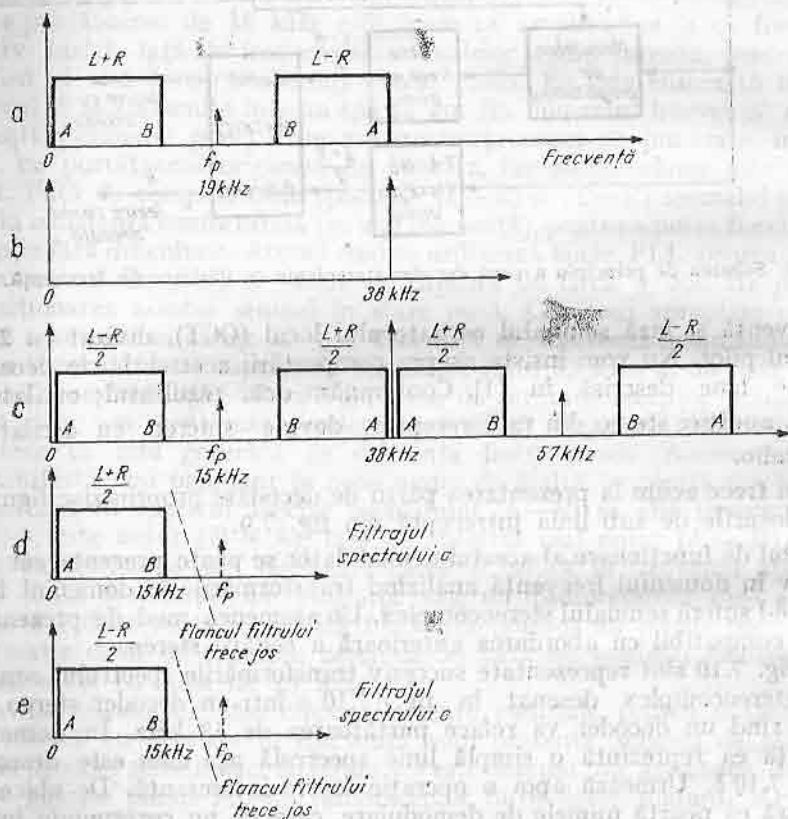
Modul de funcționare al acestui demodulator se poate prezenta cel mai sugestiv în domeniul frecvență analizînd transformările în domeniul frecvență ce-l suferă semnalul stereocomplex. Un asemenea mod de prezentare devine compatibil cu abordarea anterioară a codării stereo.

În fig. 7.10 sînt reprezentate succesiv transformările spectrului semnalului stereocomplex desenat în fig. 7.10 a într-un decoder stereo. În primul rînd un decoder va reface purtătoarea de 38 kHz. În domeniul frecvență ea reprezintă o simplă linie spectrală așa cum este desenată în fig. 7.10 b. Urmează apoi o operație foarte interesantă. De obicei în literatură ea poartă numele de demodulare, ceea ce nu corespunde întocmai realității. Se procedează de fapt la o modulație de amplitudine, frecvență modulată în amplitudine fiind semnalul oscilatorului intern (sincron cu cel de la emisie), iar semnalul modulator este întregul semnal stereocomplex. Rezultă un spectru complex reprezentat în fig. 7.10 c. Din toată această secvență se reține că spectrul aferent semnalului $(L-R)$ a ajuns în domeniul audio și poziționat corect adică ($A \rightarrow B$). Deținem acum

două spectre de interes: spectrul inițial — fig. 7.10 a, care conține semnalul $L+R$ bine poziționat ($A \rightarrow B$) și în imediata apropiere a axei O_f , și spectrul din fig. 7.10.c care conține spectrul semnalului ($L-R$) de asemenea bine poziționat ($A \rightarrow B$) și în imediata apropiere a axei O_f .

Cu ajutorul unui filtru trece-jos având frecvența de tăiere plasată între 15 kHz și 19 kHz se extrage semnalul ($L+R$) direct din spectrul semnalului stereocomplex — fig. 7.10 a și respectiv semnalul ($L-R$) din spectrul reprezentat în fig. 7.10 c.

Ieșirea filtrelor trece-jos este reprezentată în fig. 7.10, d și 7.10, e.



7.10. Operațiile de decodare a unui semnal stereo, reprezentate în domeniul frecvență.

Însumarea celor două semnale ($L+R$)/2 și ($L-R$)/2 generează semnalul L pe cînd diferența lor generează semnalul R . Aceste operații sînt executate în blocul denumit matrice pe schema din fig. 7.9.

Iată-ne, deci ajunși în finalul lanțului de transmisie stereofonică, cu semnalele inițiale L și R refăcute.

Observație: este interesant de remarcat faptul că în decodorul stereo pentru obținerea semnalului ($L-R$) nu se utilizează propriu-zis un demodulator, ci un modulator în amplitudine identic cu cel de la emisie. Un semnal trecut prin două modulatatoare de amplitudine excitate de aceeași frecvență purtătoare reface semnalul original. De regulă această metodă este prezentată sub numele de modulare sincronă, dar ea ascunde în fapt o modulare în amplitudine dublă. Dificultatea majoră a acestui gen de transmisie este refacerea întocmai a purtătoarei în radioreceptor.

7.4. Prezentarea circuitelor integrate pentru decodarea stereofonică

În acest subcapitol vom descrie schemele bloc și de aplicație pentru următoarele decodoare stereo: βA 758, MC 1310, βC 1309, TCA 4500.

Tipurile specificate au devenit unanim acceptate de către constructorii de radioreceptoare stereofonice. Asociat schemei de aplicație a unui circuit integrat particular se dă în tabel care conține performanțele electrice obținute. Acolo unde este cazul se comentează anumite facilități suplimentare oferite de circuitul în cauză. Fără excepție la refacerea purtătoarei de 38 kHz se utilizează o buclă PLL.

7.4.1. Circuitul integrat βA 758

Schema bloc a circuitului integrat βA 758 este dată în fig. 7.11. Prezența valorilor componentelor externe în jurul schemei bloc a circuitului βA 758 face ca ea să fie direct utilizabilă în aplicații, constituind valorile recomandate de constructor.

Numai folosirea acestor valori garantează performanțele electrice înscrise în tabelul 7.2. De altfel circuitul integrat βA 758 a fost descris detaliat în [1] și [3]. El este produs de IPRS Băneasa și este total echivalent modelului μA 758 fabricat de firma Fairchild.

Schema bloc dată în fig. 7.9 este completată în cazul circuitului βA 758 cu următoarele adăugiri, cu folos evident pentru aplicații:

comutatorul automat stereo/mono; un demodulator sincron de amplitudine excitat de un semnal de 19 kHz sincron cu semnalul pilot, generează o tensiune de c.c. proporțională cu amplitudinea semnalului pilot din semnalul stereocomplex prezent în intrare. Dacă nivelul semnalului pilot depășește circa 15 mV_{ef}, demodulatorul stereo este activat deoarece se consideră că un program stereo a fost recepționat, iar nivelul de semnal este suficient pentru a permite o decodare de bună calitate.

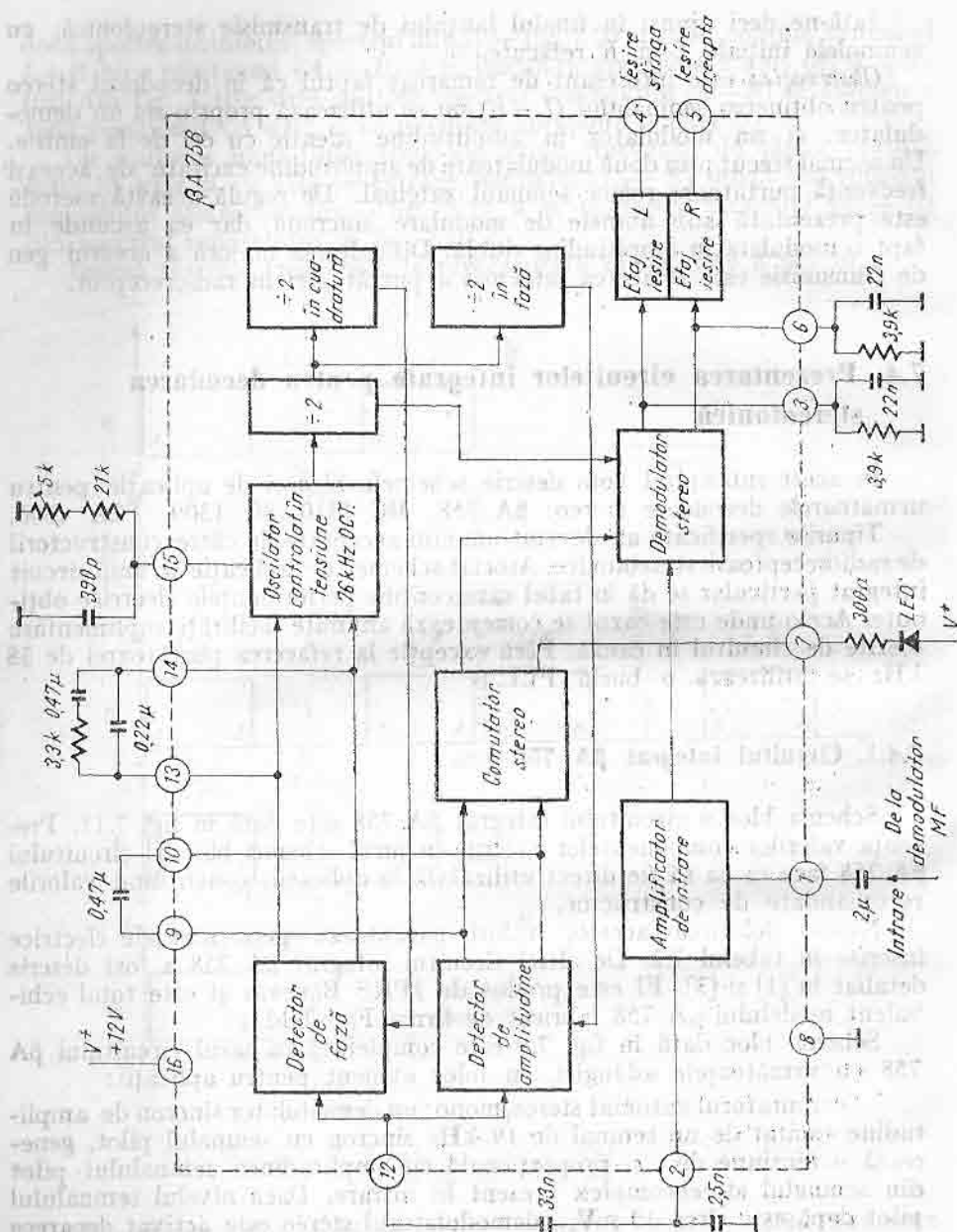
Caracteristicile electrice pentru $\beta A 758$.

Parametru	Condiții $V^+ = 12 V$	Valori	Unit.
Curentul de alimentare	mono	tip 26; max. 36	mA
Separarea canalelor L și R (diafonia)	pilot = 30 mV _{ef} faudio = 1 kHz	tip 40; min. 30	dB
Împerecherea canalelor L și R	faudio = 1 kHz	tip 0,3; max. 1,5	dB
Nivelul semnalului pilot	mono indicator stereo „ON” indicator stereo „OFF”	max. 20 min. 2	mV _{ef} mV _{ef}
Amplificarea	faudio = 1 kHz	0,5...1,5	V/V
Distorțiuni armonice	mono faudio = 1 kHz	tip 0,4	%
Banda de captură	$v_{in} = 0,6 V_{ef}$ pilot = 30 mV _{ef}	2...6	%/f ₀

În același timp la terminalul 7 se semnalează prezența programului stereo aprinzînd, fie un LED, fie un bec; aceasta pentru audiorii „neformați”.

La terminalul 11 se află prezent un semnal de test necesar în special reglajului frecvenței oscilatorului intern. În lipsa unui semnal în intrare (terminalul 7), frecvența oscilatorului local trebuie să fie reglată la 19,00 kHz. Acest reglaj asigură capturarea oricărui post stereofonic, chiar dacă în timp sau temperatură această frecvență se va deplasa. Pentru circuitul integrat $\beta A 758$ această deplasare în frecvență va fi mai mică decît banda de captură a buclei PLL, indiferent ce factor perturbator intervine.

Observație: diafonia între canale nu este minimă pentru $f_{osc} = 19$ kHz. La aproximativ $\pm 1,5\%$ din frecvența centrală de oscilație liberă a oscilatorului intern diafonia este maximă, dar operarea în această zonă este periculoasă deoarece cu ușurință pot apare cazuri în care captura semnalului pilot să nu se realizeze. De altfel diferențele de diafonie în cazul „f₀” sau „f₀ $\pm$ 1,5%” sînt de circa 10 dB. Valoarea pentru modulul însuși este semnificativă, dar valoarea tipică de 45 dB este de cele mai multe ori degradată de calitatea amplificatorului de frecvență intermediară din față. O creștere cu 10 dB a diafoniei modului de decodare stereo va fi puternic mascată de efectul amplificatorului de FI; vezi paragraful 7.5. Circuitul integrat $\beta A 758$ posedă terminale separate (terminalul 3 și 6) la care se conectează rețeaua de dezaccentuare specifică transmisiei MF. Funcționarea corectă a acestui modul presupune că dezaccentuarea tipică unei transmisii MF (50 μs pentru Europa și 75 μs pentru SUA) nu se efectuează înaintea decodării stereo, ci la ieșirea acestuia. Dacă se procedează contrar, componentele de înaltă frecvență (audio), respectiv semnalul pilot și banda laterală (L-R) nu vor ajunge la decoder. Deci atenție la filtrajul demodulatorului MF; constanta de timp de filtraaj a

V.11. Schema bloc și de aplicație a circuitului integrat $\beta A 758$.

acestui va fi plasată în zona 5 μ s, dacă se va conecta ulterior un demodulator stereofonic.

Caracteristicile electrice esențiale ale unui modul echipat cu β A 758 sînt redate în tabelul 7.2. Sînt de remarcat cîteva abateri de la tabelul 7.2 și anume:

— banda de captură este dependentă, aproximativ liniar, de nivelul semnalului pilot. Dacă la 20 mVef, semnalul pilot, banda de captură are valoarea tipică de $\pm 2\% f_0$, pentru un semnal pilot de 60 mVef banda de captură crește la $\pm 7\% f_0$;

— diafonia între canale depinde puternic în zona frecvențelor audio joase (30...300 Hz), de valoarea condensatorului de cuplaj în intrarea 1. Pentru o valoare de 10 μ F, diafonia este constantă pe toată gama audio (30 Hz...20 kHz), dar o valoare de 0,47 μ F reduce diafonia la circa 32 dB pentru 30 Hz, față de 45 dB, diafonia măsurată la 1 kHz.

7.4.2. Circuitul integrat MC 1310

Este primul circuit integrat apărut pe piață în care pentru refacerea purtătoare se utilizează o buclă PLL și original este fabricat de firma MOTOROLA—SUA. Schema de aplicație a acestui circuit este asemănătoare circuitului integrat β A 758 cu excepția ieșirii.

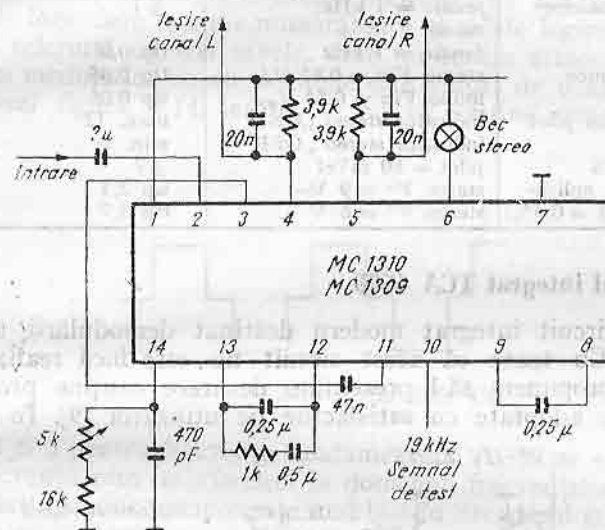
Se observă asemănarea izbitoră a circuitului MC 1310 cu β A 758, chiar în cazul valorilor componentelor utilizate în exterior, pentru a face operațional acest circuit. În fond singura deosebire din punctul de vedere al utilizatorului este ieșirea. În cazul circuitului integrat MC 1310 rețeaua de dezaccentuare se aplică direct în ieșire, pe cînd la circuitul integrat β A 758 aceasta se află izolată față de ieșire printr-un etaj tampon. Modul de abordare al dezaccentuării în cazul circuitului integrat β A 758 costă două terminale suplimentare, dar are avantajul izolării acestor constante de timp față de impedanțele de intrare în canalele audio ce îl preced. Cu toate că schema bloc a circuitului MC 1310 este întru totul asemănătoare cu cea desenată în figura 7.11, schema electrică este mult simplificată. Din perspectiva fabricantului de circuite integrate această construcție nu reprezintă o facilitate semnificativă, deoarece o astfel de schemă impune condiții strînse de control al procesului tehnologic. Din acest punct de vedere circuitul integrat β A 758 are limite mult mai relaxate de procesare. Caracteristicile electrice ale circuitului integrat MC 1310 sînt asemănătoare cu cele înscrise în tabelul 7.2 cu următoarea corecție:

— curentul de alimentare tipic pentru 12 V este de 13 mA.

7.4.3. Circuitul integrat β C 1309

Circuitul integrat β C 1309 seamănă ca organizare și componente externe cu circuitul integrat MC 1310, dar beneficiază de o caracteristică

importantă; o funcționare corectă la tensiuni mici de alimentare; de la 4,5 V pînă la maxim 16 V. Această particularitate îl face utilizabil în radioreceptoare (radiocasetofoane) stereo portabile alimentate din baterie. De regulă tensiunea nominală pentru aceste aparate este 7,5 V sau 9 V și circuitele decodatoare stereo menționate anterior β A 758 și MC 1310 au tensiunea minimă de alimentare de 8 V. Schema tipică de utilizare este descrisă în fig. 7.12. Caracteristicile electrice ale circuitului



7.12. Schema de aplicație a circuitului integrat, decoder stereo MC 1310 β C 1309.

β C 1309 similar cu MC 1309 fabricat de MOTOROLA—SUA sînt date în tabelul 7.3. Acest circuit integrat este realizat într-o tehnologie mixtă pentru care anumite porțiuni sînt caracteristice tehnologiei bipolar-liniar, iar zona logică în tehnologie I²L. În circuitele integrate liniare moderne o asemenea abordare liniar + I²L reprezintă o compatibilitate de procesare ridicată. Zona „liniar” a circuitului se bucură de aceleași performanțe cu cele întîlnite într-un proces liniar standard, iar zona „logică” are o bună densitate de împachetare și un factor de merit remarcabil.

Observație: pentru un operator logic factorul de merit este dat de produsul dintre curentul de alimentare și timpul de propagare prin operatorul respectiv.

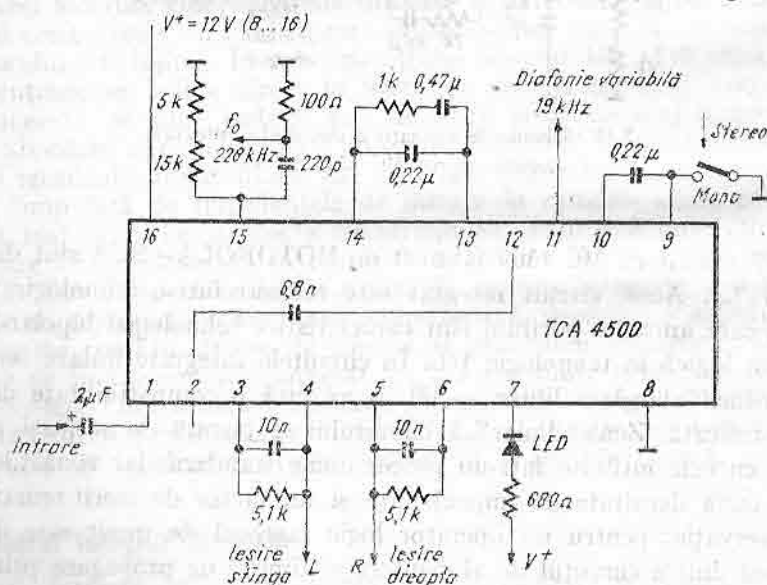
Caracteristicile electrice ale circuitului $\beta C 1309$.

Tabelul 7.3.

Parametru	Condiții	Valori	Unit.
Domeniul tensiunilor de alimentare	$V^+ = 9\text{ V}$	4,5...16	V
Curentul de alimentare	pilot = 60 mVef	tip 11	mA
Separarea canalelor L și R (diafonia)	audio = 1 kHz	tip 47	dB
Împerecherea canalelor L și R	audio = 1 kHz	± 1	dB
Amplificarea	audio = 1 kHz	tip 0,9	V/V
Distorsiuni armonice	stereo $V_{in} = 0,85\text{ V}_{VV}$	tip 0,06	%
	mono $V_{in} = 0,85\text{ V}_{VV}$	tip 0,08	%
Nivelul semnalului pilot	indicator stereo „ON”	max. 12	mV
	indicator stereo „OFF”	min. 2	mV
Banda de captură	pilot = 60 mVef	± 7	%H ₀
Semnalul maxim aplicabil pe intrare ($\delta = 0,5\%$)	stereo $V^+ = 9\text{ V}$	tip 2,1	V
	stereo $V^+ = 6\text{ V}$	tip 1,7	V

7.4.4. Circuitul integrat TCA 4500

Este un circuit integrat modern destinat demodulării transmisiilor stereofonice. Cu toate că acest circuit nu este încă realizat la IPRS Băneasa ne propunem să-l prezentăm deoarece conține proprietăți noi și interesante, adoptate cu satisfacție de utilizator [9]. În fig. 7.13 se

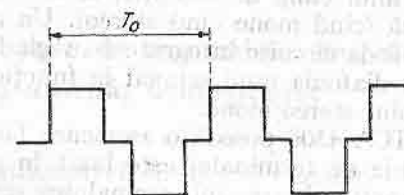


7.13. Schema de aplicație a circuitului decodor stereo, TCA 4500.

prezintă schema de aplicație tipică pentru circuitul integrat TCA 4500. Caracteristicile electrice sînt mai bune și mai complete decît la celelalte circuite menționate anterior. Totuși nu aceste performanțe sînt de subliniat, ele fiind de multe ori mascate de lanțul de transmisie.

Ceea ce dorim să remarcăm referitor la acest circuit sînt trei tehnici aditive circuitelor anterior menționate și anume:

— oscilatorul intern inclus în bucla tipică de PLL pentru purtătoarea de 38 kHz funcționează, la frecvență nominală de 228 kHz. Cu ajutorul unui bloc logic care conține numărătoare și rețele logice, se formează semnale de referință cu trei nivele, care nu conțin armonici de ordinul III. Cînd un modulator de amplitudine este atacat de o astfel de formă de undă, vezi figura 7.14, ieșirea lui nu va conține armonici care sînt

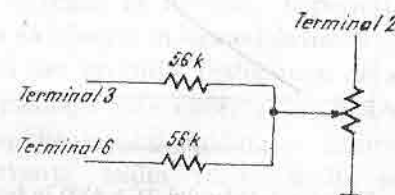


7.14. Unda modulatorie din TCA 4500.

multipli de 2 și 3 pentru frecvența fundamentală. Astfel se elimină translațiile de frecvență prin interferență în domeniul frecvențelor audio. Asemenea translații produc componente audibile în decodul stereo datorate flancurilor laterale a unui canal MF adiacent sau pot produce un decalaj de fază în bucla PLL și prin urmare distorsiuni de intermodulație accentuate;

— circuitului integrat TDA 4500 i se poate atașa din exterior o rețea pentru ajustarea diafoniei spre a compensa răspunsul în frecvență a amplificatorului de FI mai ales în zona frecvențelor înalte de modulație.

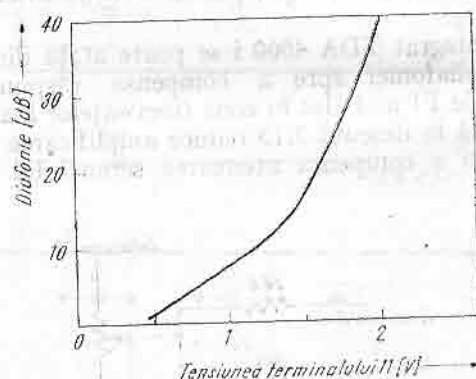
Rețeaua figurată în desenul 7.15 reduce amplificarea canalului (L+R) din decoder pentru a compensa atenuarea semnalului diferență (L-R)



7.15. Rețea pentru reglajul diafoniei la circuitul integrat TCA 4500.

inerentă într-un amplificator FI. Posibilitatea de compensare a rețelei din fig. 7.15 este de circa 2 dB la 38 kHz. Cîștigul global al demodulatorului este de fapt redus cu mărimea necesară compensării. Acest reglaj poate fi folosit și pentru separarea dintre canale (diafonia), utilizînd cîte o rețea separată pentru fiecare canal. Se poate ajunge astfel la un optim între cîștig și diafonie, variabilă în funcție de nivelul semnalului stereo recepționat. Un radioreceptor stereofonic se poate afla în multe „situații de cîmp”. O solicitare intensă în acest domeniu este radioreceptorul stereo pentru automobile. Nu rare sînt cazurile în care un trigger Schmit nu rezolvă problema, deoarece adeseori cîmpurile recepționate sînt puternic variabile. Circuitele prezentate mai înainte sînt capabile să facă o separație netă; semnal stereo ori monofonic sau semnal stereo de nivel mic. Comutarea inclusă în aceste circuite produce componente audio parazite, iar în cazul unui cîmp de recepție, la limită induce în eroare auditorul și îl stresează (cînd mono cînd stereo). Un asemenea efect este supărător. Constructorii de circuite integrate s-au gîndit că este mai bine să se altereze uniform diafonia unui semnal în funcție de cîmp, decît să comute întreg ansamblul stereo/mono.

Circuitul integrat TCA 4500 posedă o asemenea facilitate. Atunci cînd terminalul 11 (economie de terminale) este lăsat în gol separația dintre canale are loc în funcție de pragul semnalului stereo recepționat. Pe măsură ce tensiunea medie a terminalului 11 este coborîtă (pe ea fiind suprapusă oscilația de 19 kHz) și diafonia între canale este redusă. În cazul limită, semnalul de 19 kHz dispăre (+3,2 V tensiune de c.c.). Cînd tensiunea de curent continuu a terminalului 11 scade sub 2,3 V circuitul de reglaj al diafoniei intră în funcțiune. Curba de reglaj a diafoniei în funcție de tensiunea de curent continuu a terminalului 11 este desenată în fig. 7.16.



7.16. Diafonia decoderului TCA 4500 în funcție de tensiunea de curent continuu a terminalului 11.

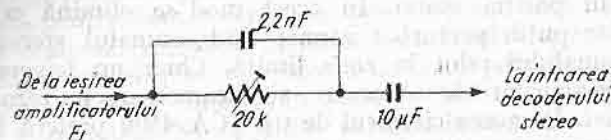
De regulă tensiunea terminalului 11 este conectată la ieșirea de cîmp a amplificatorului FI. Dacă cîmpul de radiofrecvență nu permite o recepție stereo satisfăcătoare diafonia între cele două canale L și R va fi micșorată gradat, pînă cînd, pentru semnale slabe în antenă, radioreceptorul ajunge în poziția mono. În acest mod se elimină comutarea, iar auditorul este puțin perturbat atunci cînd semnalul stereocomplex are mărimea semnalului pilot în zona limită. Chiar un trigger Schmit cu decalaj al pragurilor de amorsare și dezamorsare nu rezolvă instabilitatea recepției. De aceea circuitul de tip TCA 4500 preferă în locul unei comutări ferme stereo/mono, care produce de regulă perturbații audio puternice în zona mai sus amintită, un circuit de „comutare liniară” mono/stereo; în engleză această tehnică poartă numele de „blend control”.

7.5. Cerințele impuse de transmisia stereofonică pentru lanțul de recepție; antenă, demodulator

Am specificat anterior că un decoder stereo echează radioreceptoarele în banda UUS/MF. Lanțul fin fața decoderului stereo propriu-zis conține trei blocuri și anume: schimbător de frecvență (mixer), amplificator de frecvență intermediară inclusiv filtrul de frecvență intermediară și demodulatorul modulației de frecvență inclusiv un amplificator audio de adaptare și ieșire.

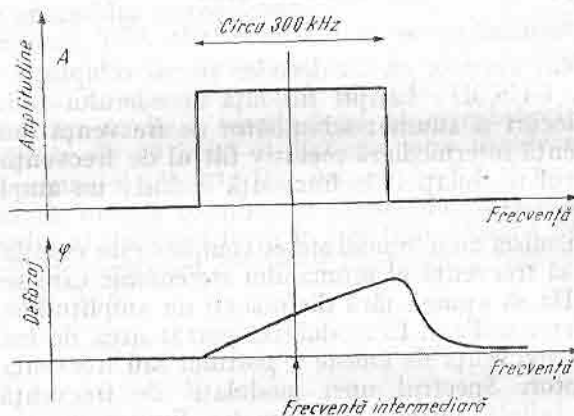
Pentru transmisia unui semnal stereo complex este esențial ca întregul spectru de joasă frecvență al semnalului stereofonic care se întinde între 50 Hz și 38 kHz să ajungă fără distorsiuni de amplitudine și fază pînă la decoderul stereo utilizat. El modulează purtătoarea de înaltă frecvență care reprezintă frecvența de emisie a postului sau frecvența intermediară din radioreceptor. Spectrul unei modulații de frecvență în acest caz este teoretic infinit întins, dar practic limitat la circa 300 kHz față de purtătoare. Neuniformitățile de amplitudine funcție de frecvență, în interiorul acestui canal (banda de trecere a amplificatorului de frecvență intermediară) sînt puțin sesizabile, deoarece în cazul recepției stereo acest amplificator lucrează în limitări, nepermițînd modulației parazitare de amplitudine să ajungă în demodulator și deci într-unul din canalele audio. Ce a mai des întîlnită distorsiune de amplitudine a canalului de frecvență intermediară este căderea în frecvență a demodulatorului audio și a preamplificatorului audio ce urmează. Din această cauză semnalele de frecvență audio relativ înalte față de domeniul audio (mai mare de 15 kHz) apar la intrarea decoderului stereo. Compensarea acestui efect se poate executa cu ajutorul rețelei pasive desenată în

figura 7.17, rezistența reglabilă R_1 fiind ajustată pentru a obține un balans corect dreapta/stinga și implicit în condițiile recepției unui semnal stereofonic, a unei diafonii crescute.



7.17. Rețea de compensare a căderii în amplitudine a răspunsului audio pentru FI.

Răspunsul în frecvență al amplificatorului de frecvență intermediară trebuie să posede caracteristici de amplitudine și fază ca în diagramele din fig. 7.18. Defazajul dintre intrare și ieșire pentru întregul lanț de



7.18. Caracteristica ideală de amplitudine și de fază a unui amplificator FI.

recepție, în special al amplificatorului de frecvență intermediară, trebuie să fie liniar variabil cu frecvență în interiorul canalului de recepție. La recepția unui post stereofonic spectrul audio este întins de la aproximativ 0 Hz și până la 38 kHz. Acest semnal modulează în frecvență o purtătoare a cărui spectru este limitat din motive de realizabilitate la 300 kHz. În interiorul acestei benzi oricare din componentele spectrale trebuie să străbată canalul de radiorecepție cu aceeași viteză — denumită viteză de grup. Altminteri unele zone din spectru vor ajunge mai repede decât altele la decoderul stereo, producând perturbații semnificative. Viteza de

propagare a unui semnal cu spectru extins, printr-un canal de recepție de tipul celui desenat în fig. 7.18 este: $v = K d\phi/df$, unde K este o constantă iar $d\phi/df$ este derivata caracteristicii de fază în funcție de frecvență. Dacă în interiorul canalului de recepție faza este liniar variabilă în funcție de frecvență, atunci viteza de propagare a oricărui linii spectrale este constantă. În acest caz diafonia semnalului stereo de tranzit nu este afectată de canalul de recepție. De regulă abaterile de la legea liniară a defazajului funcție de frecvență se datoresc filtrului pentru frecvența intermediară. Este mult mai important ca acest filtru să aibă o caracteristică de fază apropiată de o dreaptă, decât lărgimea de bandă a caracteristicii de amplitudine. Cele mai multe radioreceptoare monofonice nu sînt controlate în această privință.

De aceea inserția în oricare radioreceptor a unui decoder stereo nu conduce la performanțe stereo bune, în special diafonia. Radioreceptoarele stereofonice de calitate utilizează filtre de frecvență intermediară (de regulă ceramice împerechiate) care sînt capabile să respecte o liniaritate acceptabilă a fazei în funcție de frecvență în banda de trecere. Acest deziderat nu este ușor de realizat în practică și de aceea cu toate că modulul stereo are o diafonie de 45 dB, diafonia întregului radioreceptor nu poate depăși 20 dB, ea fiind de fapt limitată de caracteristica de fază a amplificatorului de frecvență intermediară.

Concluzie: Influența majoră a diafoniei într-un radioreceptor stereo este dată de caracteristica de fază a filtrului de frecvență intermediară. Cu toate că sînt legate între ele, caracteristica de amplitudine a filtrului de frecvență intermediară ajunge de importanță secundară.

Scheme de radioreceptoare comerciale care utilizează circuitele integrate TBA 570 A, BM 3189, TDA 1046

Circuitele integrate cu codurile specificate în titlul capitolului de față reprezintă un grup unitar, cu destinație bine stabilită și recunoscute de mulți producători de radioreceptoare din țara noastră și de peste hotare.

TBA 570 A este reprezentantul unei familii de circuite cu ajutorul cărora se construiesc radioreceptoare mici și medii, MA/MF.

De obicei acest circuit se găsește în radiocasetofoane grație posibilităților lui de a fi alimentat și din baterie.

Celelalte două circuite, BM 3189 și TDA 1046, echipează radioreceptoarele de clasă, cu căi separate de procesare pentru emisiunile MA și MF.

Performanțele deosebite ale acestor două circuite atrag și constructorii de radioreceptoare pentru automobile.

8.1. Radioreceptorul IDEAL IC-5; Electronska Industrija-NIS—Iugoslavia

Este un radioreceptor staționar din clasa medie, care apelează integral la resursele circuitului integrat TBA 570 A.

Gamele de recepție și caracteristicile electrice a acestei serii, IDEAL IC-5, IDEAL IC-5 RG și IDEAL IC-5 AUTOMATIC sînt redată mai jos:

Alimentare: $220\text{ V} \pm 10\%$, 50 Hz

Putere de ieșire: $> 4\text{ W}$ ($\delta = 10\%$), numai recepție monofonică;

Gama: UM: 515 kHz...1 605 kHz

US: 5,8...7,43 MHz;

UUS: 87,5...108 MHz.

Schema electrică a radioreceptorului IDEAL—Iugoslavia este desenată în fig. 8.1 (v. planșe).

Pentru calea emisiunilor modulate în amplitudine (UM și US) semnalul obținut din antenă (antenă de ferită pentru bandă UM și antena baston pentru banda US) se aplică terminalului 2 al circuitului integrat TBA

570 A. În intrare ca și în circuitul oscilator, pentru MA, se utilizează circuite acordate selectate conform benzilor de recepție prin contactele comutatorului central. Circuitele acordate L_{204}/C_{206} și L_{206}/C_{207} servesc la blocarea unui eventual semnal captat cu frecvență egală cu frecvența intermediară (455 kHz).

Filtrul de frecvență intermediară MA folosește un grup de module ceramice notate cu F_{201} și circuitul acordat de adaptare al impedanțelor L_{200}/C_{219} . De observat că filtrul frecvenței intermediare pentru MF, conectat în serie cu elemente filtrului FI-MA, este scurtcircuitat de contactul $2y/2k$ pentru recepția MA. Semnalul demodulat este disponibil la terminalul 5, filtrat corespunzător de resturile de purtătoare prin grupul RC notat cu R_{216} , R_{217} , C_{233} , R_{221} și C_{211} . Prin contactele $1d/1e$ și $7a/7b$ acest semnal este aplicat zonei audio a radioreceptorului.

Pentru emisiunile modulate în frecvență prin contactul $1l/1k$ este selectat tunerul MF ca sursă de semnal, care generează direct frecvența intermediară caracteristică benzii UUS/MF (10,7 MHz).

Tunerul MF este constituit din două tranzistoare de înaltă frecvență T_{701} și T_{702} . El este de tipul „cu mixer autooscilant”, avînd o construcție simplă și eficientă. Intrarea în funcțiune (alimentare) a etajului schimbător pentru banda UUS este provocată de închiderea contactului $5a/5c$. Antena folosită în acest caz este un dipol simetric construit ca o buclă în interiorul casei de lemn al radioreceptorului. Pentru recepția în bandă UUS bucla de RAS a circuitului integrat TBA 570 A este eliminată prin scurtcircuitarea terminalului 14 la masă de către contactele $1h/1i$, iar filtrul de frecvență intermediară MF (10,7 MHz) este selectat prin eliberarea contactului $2y/2k$ (închis pentru MA) și șuntarea filtrului FI-MA cu ajutorul contactului $2k/2l$. Filtrul FI are o construcție standard; două circuite acordate cuplate capacitiv prin C_{221} și secundar de adaptare pentru intrarea în amplificatorul frecvenței intermediare la terminalul 75. Pentru recepția UUS-MF oscilatorul intern din TBA 570 A este scos din funcțiune prin scurtcircuitarea direct la alimentare a terminalului 4 cu ajutorul contactelor $2c/2b$. Astfel cascada de intrare folosită ca mixer în cazul MA devine un prim etaj de amplificare al frecvenței intermediare MF, câștigul fiind crescut prin șuntarea la masă a rezistenței R_{204} de către contactele $2i/2h$. Pentru a pune în funcțiune amplificatorul-limitator, terminalul 6 este flotant în curent continuu, dar decuplat în alternativ prin condensatorul C_{213} . Ieșirea din limitatorul de frecvență intermediară MF se face la terminalul 7, care se află conectat la alimentare prin circuitul acordat L_{211}/C_{228} . Acest circuit acordat este cuplat cu un demodulator de raport cu diode de tip AA 113, capabil să decodeze un semnal modulat în frecvență. Semnalul audio este conectat prin $1f/1e$ și $7a/7b$ la amplificatorul de audiofrecvență al radioreceptorului. Partea de audiofrecvență a radioreceptorului IDEAL începe cu tranzistorul T_{201} , care primește în bază fie semnalul audio demodulat provenit din radioreceptor, fie un

semnal exterior provenit de la un picup. Urmează o rețea de corecție a tonului a cărei atenuare este compensată de amplificarea tranzistorului T_{201} . Pe cursorul potențiometrului de volum se culege semnalul audio care este aplicat amplificatorului final de putere. Amplificatorul de putere utilizează zona audio din TBA 570 A, la care i se adaugă perechea de tranzistoare finale T_{202} , T_{203} . Schema de conectare este tipică pentru TBA 570 A și a fost descrisă în capitolul 2 al volumului de față. Alimentarea întregului radioreceptor se face de la rețea prin intermediul unui stabilizator de tensiune simplu (tranzistorul T_{204} și dioda Zener D_{205}).

8.2. Radiocasetofonul stereo pentru automobile RALLY; Tehnoton Iași

Radiocasetofonul RALLY realizat de firma Tehnoton Iași este un aparat stereo destinat funcționării la bordul automobilelor, care permite recepționarea emisiunilor în gamele UL, UM și UUS, inclusiv a emisiunilor stereofonice, precum și redarea înregistrărilor pe casete magnetice monofonice sau stereofonice. Caracteristicile tehnice ale radiocasetofonului RALLY sînt următoarele:

Radioreceptor:

Gama
UL: 150 KHz...300 KHz,
UM: 525 KHz...1605 KHz,
UUS: 65 MHz... 73 MHz.

Sensibilitate:

UL: $\geq 120 \mu V$,
UM: $\geq 50 \mu V$,
UUS: $\geq 5 \mu V$.

Selectivitate:

UL, UM: 40 dB,
UUS: 32 dB

Casetofon:

Banda de frecvență : 80 Hz...10 000 Hz,
Raportul semnal/zgomot: 45 dB,
Fluctuația de viteză: 0,4%,
Puterea de ieșire pe canal: $4 W/3\Omega/14 V_{cc}$,
Alimentare: 14 V_{cc} .

Schema electrică completă a radiocasetofonului RALLY este dată în fig. 8.2, (v. planșe) pentru a avea o privire de ansamblu a întregului sistem. Se remarcă existența a patru zone fiecare avînd o destinație bine stabilită, dar conectate împreună printr-un sistem de comutare cu diode 1N4148. Remarcăm la acest radiocasetofon modul de selecție al programelor (MA, MF, casetă magnetică), ingenios și simplu care apelează la un comutator mecanic simplificat (comutator game), un contact de prezență al casetei magnetice (K_p) și câteva diode.

În partea din stînga — sus este desenat canalul pentru radiorecepția semnalelor modulate în frecvență, echipat cu $\beta M 3189$ și $\beta A 758$. Acest canal de comunicație poate decoda emisiunile stereo transmise și de aceea are două ieșiri audio notate cu 206 și 207, pe fig. 8.2. (v. planșe). Zona din stînga-jos este ocupată de o schemă de radiorecepție MA care utilizează circuitul integrat TDA 1046. Acest canal de comunicație este de regulă monofonic. Porțiunea de schemă din partea dreaptă-sus este circuitul afectat redării stereofonice a casetelor magnetice și reglării turației motorului indiferent de sarcina la care este supus.

În sfîrșit în partea din dreapta-jos este reprezentată porțiunea audio stereo a radiocasetofonului RALLY. Această zonă este realizată cu elemente semiconductoare discrete fapt perfect explicabil din următoarele motive:

— acest gen de scheme sînt mai puțin sensibile la vîrfurile tranzistorii ce pot apare accidental pe bara de alimentare dintr-un automobil,

— o defecțiune în această zonă poate fi deparată prin înlocuirea piesei direct afectate. Dacă acest radioreceptor ar fi echipat cu un final audio de putere stereo, distrugerea unui singur tranzistor din interior ar atrage înlocuirea întregului circuit, fie el hibrid sau monolitic;

— suprafața de cablaj imprimat ocupată de etajul final stereo nu este semnificativ mai mare decît cel necesar unui circuit hibrid sau monolitic de putere, deoarece condensatoarele electrolitice sînt mari și nicidecum eliminate de realizările mai sus menționate.

Este adevărat că în cazul realizărilor monolitice performanțele electrice sînt mai bune, dar acestea nu justifică adesea utilizarea unor circuite modulare, costisitor de înlocuit:

— de regulă defecțiunile apar în această zonă, deoarece componentele din care este alcătuită sînt puternic solicitate electric și mecanic, într-un mediu ca cel impus de plasarea sistemului la bordul unui automobil.

În radioreceptorul RALLY, caseta magnetică este prioritară față de celelalte programe disponibile. Atunci cînd contactul K_p este acționat de introducerea unei casete, alimentarea părții de radiofrecvență, fie MA, fie MF este întreruptă. Motorul mecanicii de casetă pornește, iar preamplificatorul de redare $\beta M 387 N$ este alimentat. În consecință diodele D_{303} și D_{304} sînt deschise deoarece celelalte diode D_{305} ... D_{308} sînt blocate avînd anodul nepolarizat (la masă). Astfel amplificatorul audio de putere primește exclusiv semnalul provenit din înregistrarea magnetică. Acest fapt se petrece indiferent de poziția comutatorului mecanic de game.

Cînd nici-o casetă nu este inserată în mecanismul de antrenare, contactul K_p alimentează prin rezistență R_{316} partea de radiorecepție. Poziționarea comutatorului de gamă devine activă, determinînd care semnal va pătrunde în amplificatorul final de putere. Se selectează astfel recepția în gama UUS/MF provenită din ieșirea circuitului integrat $\beta A 758$ sau în gamele UL/UM/MA recepționate de circuitul integrat TDA 1046.

În această poziție alimentarea motorului casetofonului și a preamplificatorului βM 387 N este întreruptă. Diodele D_{303} și D_{304} vor fi blocate, având anodul la 0V.

Selecția între cele două căi radioreceptoare, MA sau MF se face în funcție de poziția comutatorului de gamă. Contactul U_2O_2 alimentează canalul de radiorecepție MF. Celelalte două poziții ale comutatorului din gamă O_2M_2 și O_2L_2 alimentează canalul de radiorecepție MA, fie pentru recepția în bande UL (contact O_2L_2 închis), fie pentru recepția în bande UM (contact O_2M_2 închis).

Calea de radiorecepție a emisiunilor MF este construită cu un tuner realizat cu tranzistoare discrete și circuitele integrate βM 3189, βA 758. Deoarece un asemenea lanț de transmisie este detaliat în capitolele anterioare, vom semnaliza doar particularitățile.

Tunerul are ca etaj de radiofrecvență un tranzistor FET (T_{201}), iar oscilatorul local este conceput separat: tranzistorul T_{203} .

Etajul mixer (amestecător) este reprezentat de tranzistorul T_{202} .

Sarcina acestui etaj este aperiodică reprezentată de rezistența R_{206} și impedanța de intrare în primul filtru ceramic, FC_{201} .

Acest mod de selecție a frecvenței intermediare (10,7 MHz), dintre multitudinea de semnale de diverse frecvențe generate în colectorul lui T_{202} nu este uzual. Filtrul ceramic utilizat are o caracteristică de trecere a semnalului de 10,7 MHz foarte bună. Pantele de cădere care delimitează banda lui de trecere sunt abrupte având o atenuare remarcabilă în apropierea frecvenței centrale. Pentru componente de frecvență însă mai ridicate, atenuarea unui filtru ceramic începe să scadă. O comparație calitativă este dată în figura 8.3. (v. planșe) unde sunt reprezentate caracteristica de amplitudine a unui filtru ceramic suprapusă peste caracteristica de amplitudine a unui filtru LC. Eliminarea frecvențelor relativ depărtate de frecvența centrală a filtrului LC derivație este superioară unui filtru ceramic. Pătrunderea componentelor de înaltă frecvență cit mai adânc în lanțul de amplificare FI poate produce intermodulații nedorite.

În plus câștigul mixerului este mic, deoarece lucrează pe sarcini de valoare redusă. Soluția filtrului FI-MF din radioreceptorul RALLY are însă avantajul eliminării unui reglaj de acord.

Banda de acord OIRT este acoperită utilizând diodele varicap BB 139 polarizate de o tensiune de curent continuu de maxim 30 V.

Această tensiune este obținută din oscilatorul T_{315} , oscilație care este apoi redresată de D_{310} și stabilizată de circuitul integrat TAA 550. Se aplică diodelor varicap o tensiune larg variabilă, de la 2...30 V, fapt deosebit de important pentru acoperirea gamelor UL și UM, din calea MA, acordate cu același potențiomtru R_{301} .

Frecvența intermediară MF utilizează circuitele integrate βM 3189 și βA 758 într-o configurație standard.

O parte din facilitățile oferite de βM 3189 nu sînt însă active: muting pe raport semnal/zgomot, muting pe deviație de frecvență, afișajul nivelului de semnal, circuitul pentru RAS-ul tunerului.

Calea de radiorecepție a emisiunilor MA

Este organizată în jurul circuitului integrat TDA 1046.

Schema de utilizare a acestui circuit este standard. Cîteva particularități adiacente rețin însă atenția și anume:

- comutarea gamelor UL—UM, prin selectarea circuitului acordat de intrare și a circuitului oscilant aferent, se face cu ajutorul unor diode de comutație de tipul βA 243. Acest mod de abordare are avantajul unei comenzi în curent continuu pentru comutarea gamelor și simplificarea majoră a comutatorului mecanic folosit.

- pentru acordul pe post, sînt folosite diode varicap de mare capacitate. Oscilatorul este acordat de diodele de D_{103} și D_{104} , iar circuitele acordate din intrare de diodele D_{101}/D_{102} și respectiv D_{105}/D_{106} . Eliminarea unui condensator variabil mecanic (sau a unei inductanțe variabile în cazul auto) conduce la o economie de spațiu și îmbunătățește stabilitatea ansamblului în medii cu vibrații mecanice. În cazul radioreceptorului RALLY acordul pe post se execută din același potențiomtru care este folosit și la acordul canalului MF.

- În fața circuitului integrat se folosește un etaj de amplificare de radiofrecvență echipat cu un tranzistor FET. Se izolează astfel circuitul acordat din intrare cu impedanța scăzută de ieșire a antenei, aducînd încă un câștig suplimentar de sensibilitate.

De asemenea tranzistorul FET notat cu T_{103} pe figura 8.2. (v. planșe) izolează circuitul acordat de RF intermediar de impedanța de intrare în amplificatorul de RF al circuitului integrat TDA 1046.

Aceste precauții de izolare a circuitelor acordate din intrare pot fi justificate prin folosirea unor inductanțe cu factor de calitate scăzut, mai mic decît 80, față de circuitele standard cu factorul de calitate de aproximativ 140. O asemenea versiune crește însă factorul de zgomot al întregului canal de recepție.

8.3. Radioreceptorul MA—MF stereo, model T 350/HI—FI; IEI — București

Acest radioreceptor este prima realizare a industriei noastre care se încadrează în clasa HI—FI, așa cum este ea descrisă de standardul internațional CEI 581 și este fabricat de firma IEI — București, servind ca

sursă de program în cadrul unui sistem audio de înaltă calitate. Este un aparat staționar destinat obținerii unei recepții de calitate a emisiunilor cu modulație de frecvență în gamele UUS mono sau stereo (OIRT sau CCIR) și a emisiunilor cu modulație de amplitudine în gamele de unde lungi și medii. Radioreceptorul T 350 nu conține amplificatoarele audio de putere necesare redării sunetului pe un sistem de difuzoare, el constituind un bloc generator de semnal pentru amplificatorul stereo 2x 35W, HI—FI, produs de aceeași firmă, dar compatibil cu oricare amplificator de putere stereo. Radioreceptorul T 350 satisface categoria din clasa 1 de calitate conform STAS 7711/72, dar după remarcile constructorilor această normă este depășită moral. Firma IEI a reținut din acest standard elementele semnificative, comparabile cu CEI 581,

Caracteristicile tehnice ale radioreceptorului T 350 sînt:

- gamele de undă; UL: 150...300 kHz,
UM: 525...1605 kHz,
UUS1: 65...73 MHz,
UUS2: 87,5...108 MHz.
- sensibilitatea; în banda UUS $> 5 \mu\text{V}/300$ sau $> 2,5 \mu\text{V}/75$ pentru $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ și raport semnal/zgomot = 26 dB. în banda UL $> 100 \mu\text{V}$ pentru 20 dB raport semnal/zgomot și $12 \mu\text{V}$ pentru 6 dB; raport semnal/zgomot; în banda UM $> 50 \mu\text{V}$ pentru 20 dB raport semnal/zgomot și $8 \mu\text{V}$ pentru 6 dB raport semnal/zgomot.
- selectivitatea; UM/UL: 36 dB pentru $\pm 9 \text{ kHz}$ dezacord
UUS: 36 dB pentru $\pm 300 \text{ kHz}$ dezacord.

Pentru banda UUS:

- raportul de captură: max. 3 dB,
- raportul semnal/zgomot neponderat: $> 57 \text{ dB}$,
- nivel de intrare pentru comutare mono/stereo: $20 \mu\text{V}$,
- diafonia în domeniul 250...12.500 Hz: min. 30 dB și la 1 kHz min. 40 dB,
- distorsiunile armonice mai mici de 1% pentru un semnal de intrare de $1,1 \text{ mV}/300 \Omega$ și $\Delta f = 75 \text{ kHz}$,
- caracteristica de frecvență în banda audio pe UUS stereo: 40 Hz...12.500 Hz la $\pm 1,5 \text{ dB}$,
- nivelul de ieșire audio: UUS: 615...975 mV_{ef},
UL/UM: 775...1235 mV_{ef}.

Schema bloc a radioreceptorului T 350 este dată în figura 8.4. (v. planșe)

Canalul pentru recepția emisiunilor MF este reprezentat în partea superioară a desenului, pe cînd blocurile aferente recepției în benzile UL/UM sînt desenate în partea inferioară a figurii 8.4.

Cu excepția blocurilor: tuner UUS, RF—MA, FI—MA și preamplificator AF, toate celelalte sînt realizate cu circuite integrate.

În cele ce urmează vom comenta numai canalul de recepție în banda UUS, deoarece numai acesta conține circuite integrate. Călea recepției

undelor lungi sau medii este construită cu tranzistoare. Tunerul UUS este desenat în figura 8.5. (v. planșe). Primul etaj este un amplificator de radiofrecvență de tip cascodă, tranzistoarele folosite fiind de tip FET (BF 256). Această soluție oferă două facilități majore și anume;

- impedanță de intrare ridicată. Circuitul acordat din intrare, L_{101} , C_{101} , D_{101} ... D_{104} își poate conserva factorul de calitate.

- al doilea tranzistor din cascodă (T_{102}) este utilizat pentru reglajul cîștigului etajului de RF. Tensiunea de comandă a RAS-ului se aplică grilei tranzistorului FET T_{102} , care acționează ca o rezistență variabilă în serie cu sarcina tranzistorului amplificator T_{101} . Această sarcină este formată din circuitul acordat L_{102} , C_{107} , D_{105} ... D_{108} . Circuitul acordat din ieșirea amplificatorului RF este cuplat capacitiv slab cu un alt circuit acordat format din elementele L_{103} , C_{111} , D_{109} ... D_{112} . Oscilatorul local este construit în jurul tranzistorului T_{103} . Semnalul de radiofrecvență este extras de secundarul L_{104} și inseriat cu semnalul generat de oscilatorul intern în secundarul L_{107} . Suma acestor două semnale este aplicată în baza tranzistorului amestecător (mixer) T_{104} . Semnalul de frecvență intermediară, rezultat ca un produs al mixerului, este selectat de circuitul acordat L_{108} , C_{125} (10,7 MHz) și condus către ansamblu FI—MF desenat în figura 8.6. (v. planșe).

Amplificatorul de frecvență intermediară este constituit din circuitul integrat $\beta\text{M } 3189$. Se recunoaște schema tipică de utilizare a acestui circuit, așa cum a fost descrisă în cap. 4.

Remarcăm însă prezența tranzistorului T_{308} , care în timpul funcționării normale este blocat. Acest tranzistor este util la conectarea alimentării generale. Pe timpul întregului regim tranzistorii de pornire tranzistorul T_{308} este saturat și scoate din funcțiune, prin dezechilibru de curent continuu, circuitul integrat $\beta\text{M } 3189$. Se evită astfel efectele audio necontrolate care apar la conectarea sau deconectarea radioreceptorului sau a circuitului de CAF.

Demn de remarcat este filtrul de frecvență intermediară folosit în fața circuitului integrat $\beta\text{M } 3189$. Este un filtru de a cărui calitate depinde substanțial calitatea radiorecepției, mai ales în cazul semnalelor stereo. Acest filtru a fost special construit pentru a îmbina o caracteristică de selectivitate foarte bună împreună cu o liniaritate excelentă a fazei. Ultima caracteristică este esențială pentru obținerea unei separații bune în transmisia stereo (diafonia).

Filtrul este format din trei secțiuni identice, schema unei secțiuni fiind desenată în figura 8.7. (v. planșe)

Ansamblul pentru decodarea semnalului stereo complex este construit cu circuitul acordat $\beta\text{A } 758$ și este reprezentat în fig. 8.8. (v. planșe). Această schemă are o particularitate și anume: comutarea mono/stereo nu este comandată de circuitul specific din $\beta\text{A } 758$, care execută această operație urmărind mărimea semnalului pilot. Un trigger Schmit extern format din tranzistoarele T_{402} , T_{403} are pragul de basculare reglabil

din potențiometrul R_{40} . La capătul acestui potențiometru (conexiunea 402) se aplică tensiunea de curent continuu proporțională cu nivelul purtătoarei FI, generată la terminalul 73 al circuitului integrat $\beta M 3189$.

Triggerul impune starea de mono sau stereo prin controlul potențialului terminalului 9 al circuitului integrat $\beta A 758$. Prin această metodă se va trece radioreceptorul în starea stereo atunci când cîmpul în antenă este considerat suficient de mare. Se optimizează astfel caracteristicile de funcționare ale lui $\beta A 758$, în special distorsiunile armonice.

Acordul pe postul dorit al tunerului UUS este asigurat de tensiunea de c.c. care se aplică pe diodele varicap: conexiunea 103 din figura 8.5. Această tensiune este stabilită de schema din figura 8.9. (v. planșe).

Perechea de circuite integrate SAS 560 S, SAS 570 S permite comutarea programelor prereglate prin taste senzoriale, sau a modului de lucru manual. Tasta senzorială care comută radioreceptorul pe acord manual este încorporată chiar în butonul de acord de pe panou, astfel încît atunci cînd acesta se atinge, pentru a încerca un acord manual, se decuplează postul preselectat și se trece pe acord manual.

Tensiunea de referință necesară acordului este obținută în schema din figura 8.6. cu ajutorul circuitului integrat $\beta A 723$. Acest circuit integrat are de fapt trei roluri:

- generează o tensiune stabilă în funcție de alimentare și temperatură.
- suprapune peste această tensiune un semnal de CAF, obținut din circuitul integrat $\beta M 3189$, conectabil sau nu cu ajutorul unui buton montat pe panoul frontal.

- atunci cînd circuitele SAS 560/570 din tasterul senzorial comută de pe un program pe altul, bucla CAF se întrerupe pentru circa 5 secunde. Acest efect este util în special cînd se trece de pe acordul pe post selecționat, pe acordul manual. Temporizarea este provocată de saltul pozitiv al tensiunii terminalului 2 al circuitelor SAS 560/570.

Calea de recepție MA este desenată în figurile 8.10 și 8.11. (v. planșe). Deoarece aceste scheme sînt relativ standard, construite cu tranzistoare discrete, nu intenționăm să le comentăm. Aceste scheme sînt date pentru a crea o imagine unitară și completă a radioreceptorului T 350, împreună cu blocul de preamplificare audio și blocul de alimentare reprezentate în fig. 8.12 și respectiv 8.13. (v. planșe).

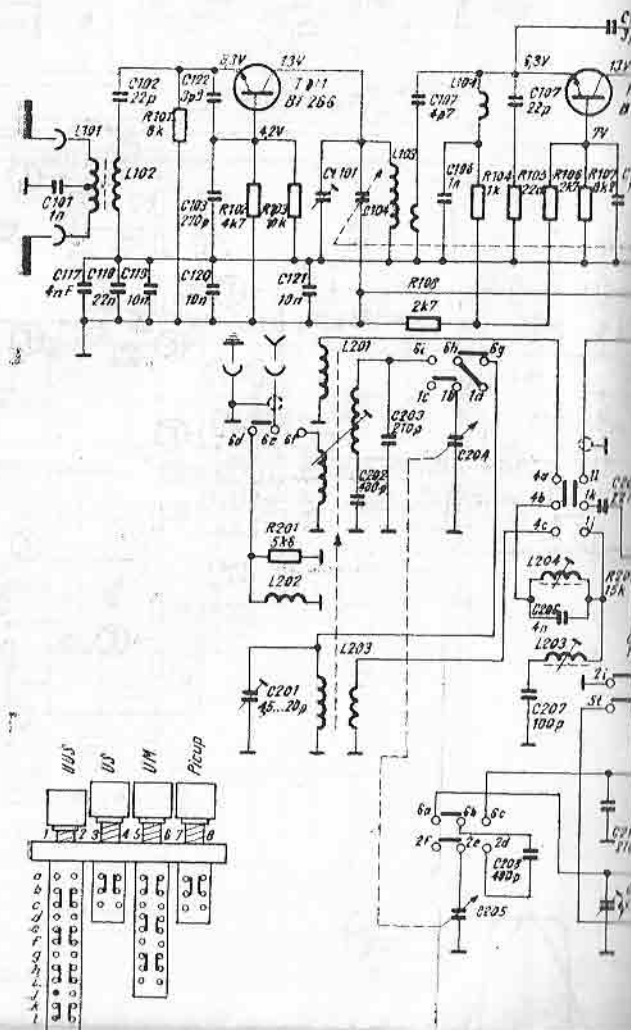
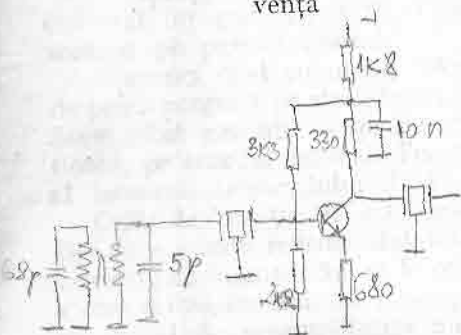
Mulțumim specialiștilor de la IET București, în special ing. Suciu D., pentru amabilitatea de a pune la dispoziție schemele radioreceptorului T 350 chiar în momentul apariției lui în comerț.

Bibliografie

1. Vătășescu A., ș.a. Circuite integrate liniare, Manual de utilizare vol. 1, Ed. Tehnică, București 1979.
2. Vătășescu A., ș.a. Circuite integrate liniare, Manual de utilizare, vol. 2, Ed. Tehnică, București 1980.
3. Răpeanu R. ș.a. Circuite integrate analogice. Catalog Ed. Tehnică, București 1983.
4. * * *, Audio Handbook, National Semiconductor, SUA.
5. * * *, The radio IC TBA 570 A, Laboratory report, Philips MBLE.
6. * * *, Design Example of Semiconductor Circuits, Siemens, Edition 1978/79.
7. Lowda, JM and Mudow, S, Bi-"Amplification-Power vs. Program Material vs. Crossover Frequency", AUDIO, vol. 59, no 9, sept. 1975.
9. Read, D.C. „Active Crossover Networks”, Wireless World, vol. 80, no. 1467, Nov, 1974. * * * Linear integrated circuits, Motorola Data Book. 1980.

ABREVIERI

CAF	— Control Automat de Frecvență.	MOS	— Tranzistor Metal Oxid Smiconductor. Prescurtare de la
CR	— Filtru ceramic (în engleză: „Ceramic Filter”).	MOSFET	MOSFET. — Tranzistor cu efect de cîmp de tip Metal Oxid Semiconductor.
FI	— Frecvența Intermediară	OCT	— Oscilator Controlat în Tensiune.
LSI	— Circuite integrate pe scară largă (în engleză: „Large Scale Integration”).	RF	— Radio Frecvență.
MA	— Modulație de Amplitudine.	RAS	— Reglaj Automat de Sensibilitate.
MF	— Modulație de Frecvență	TV	— Televiziune.
		UL	— Unde Lungi.
		UM	— Unde Medii.
		US	— Unde Scurte.
		UUS	— Unde Ultra Scurte.



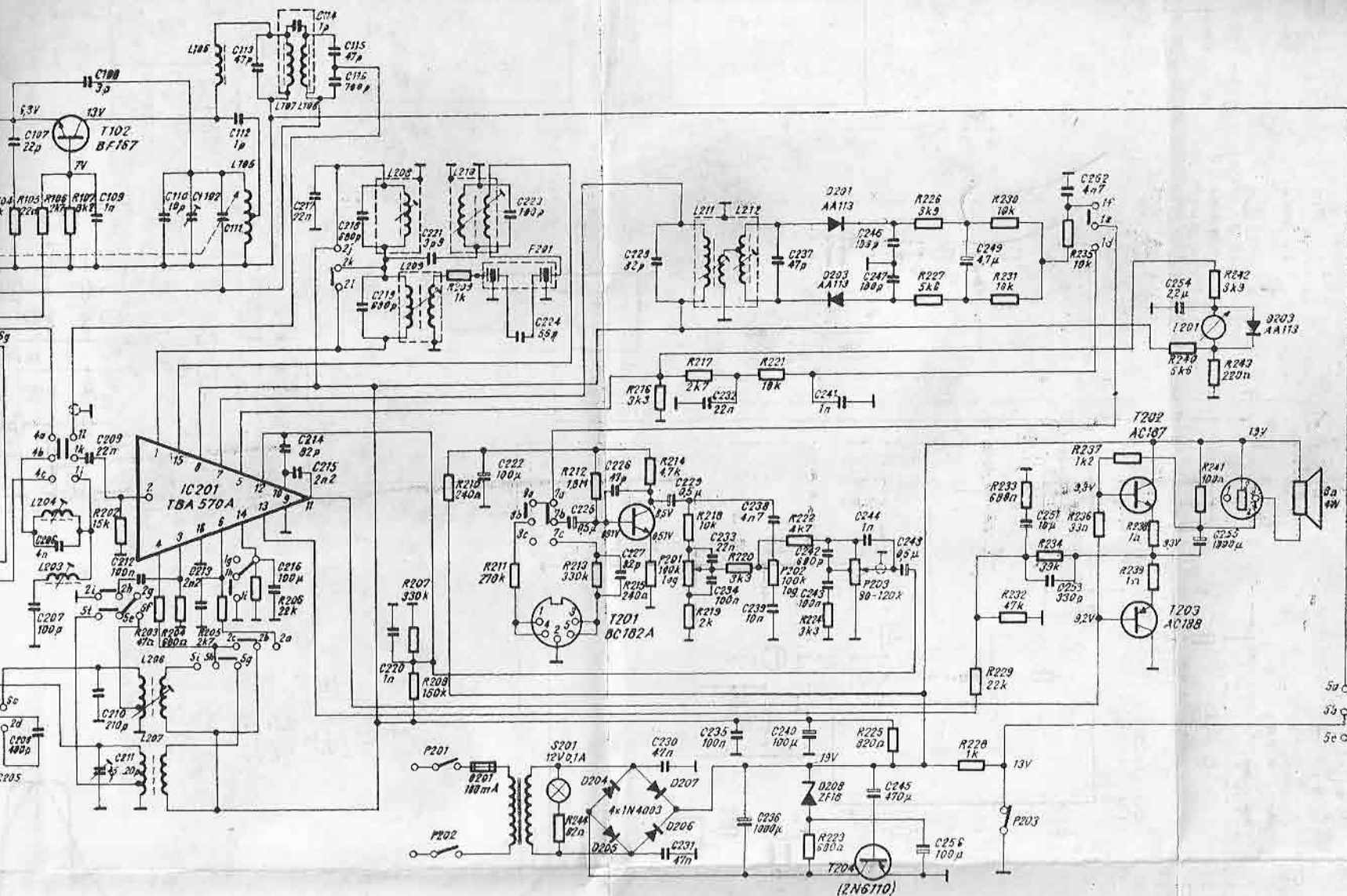


Fig. 8.1. Schema radioreceptorului IDEAL IC-5.

