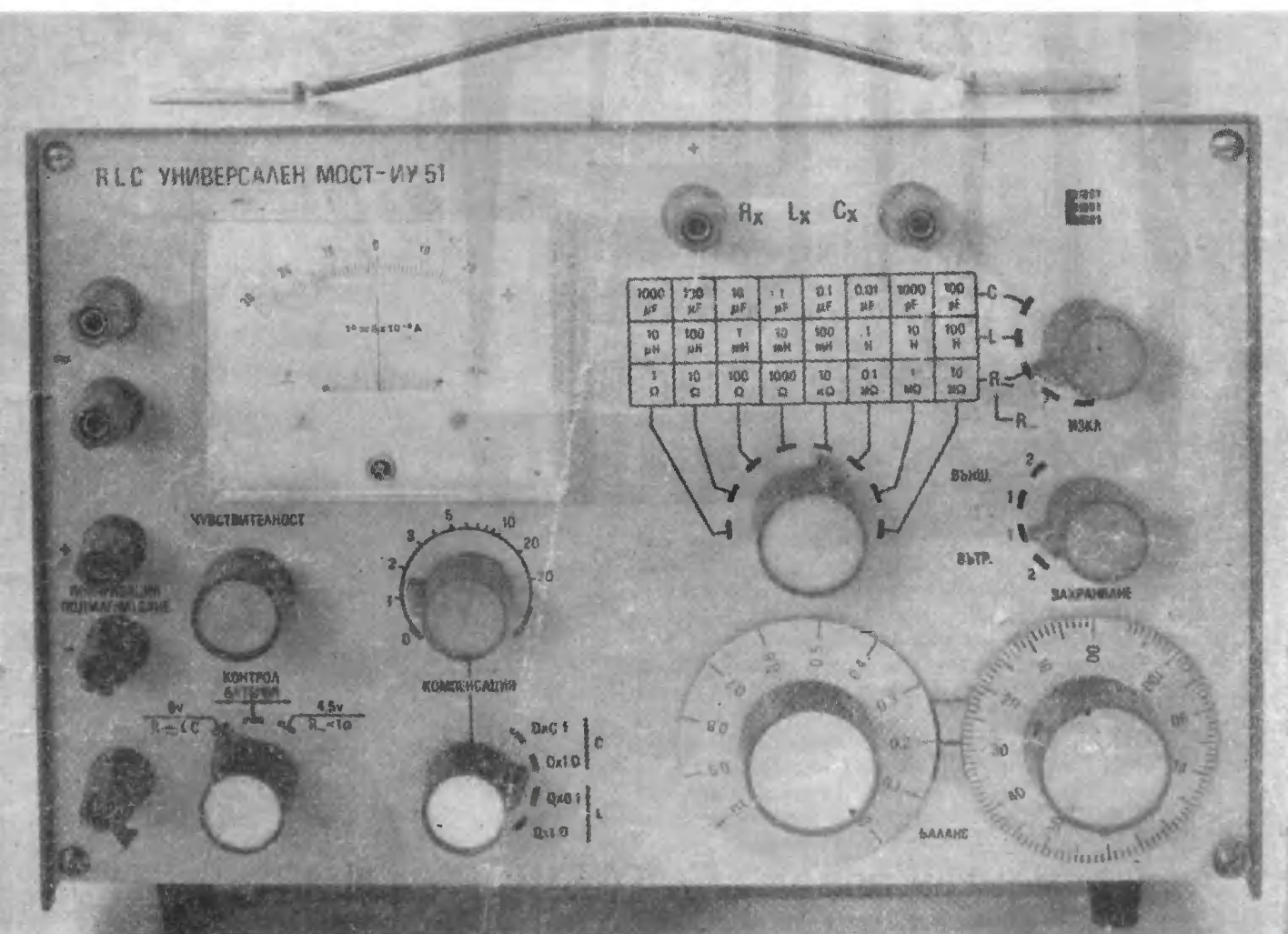
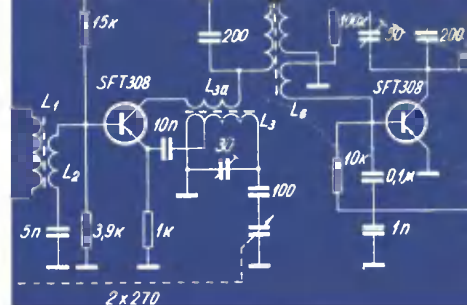




**РЕФЛЕКСЕН ПРИЕМНИК ■ ТЕЛЕВИЗИОНЕН ПРИЕМНИК „ХЕМУС“ ■ УРЕД ЗА
ПРОВЕРКА НА ТРАНЗИСТОРИ ■ ТРАНЗИСТОРЕН КВ ПРИЕМНИК ЗА SSB-CW**

8

1970

ИЗЛИЗА ВСЕКИ МЕСЕЦ — ГОДИНА XIX



Авторемонтен завод „Г. КАЛЧЕВ“ — Ямбол

Тел. номератор	24-68, 24-78
Директор	35-88
Пласмент	45-39
Гл. счетоводител	38-96

Извършва основен ремонт на товарни автомобили ЗИЛ—150, 164, 164А, 585, автобуси ЗИЛ 164 и ЛИАЗ 158, двигател ком. № 1

РАДИО

ТЕЛЕВИЗИЯ ЕЛЕКТРОНИКА

Из съдържанието

1. Токоизточници за изкуствени спътници на Земята със слънчева енергия 226
2. Рефлексен приемник 228
3. Високочестотни еднослойни боби 229
4. Линийка за определяне стойностите на съпротивления и кондензатори, означени с цветен код 230
5. Свърхдълги вълни 233
6. Генераторни схеми с кварцова стабилизация 235
7. Телевизионен приемник с лампи и транзистори „Хемус“ — Т59—4Р 238
8. Определяне вида и изправността на непознати диоди и транзистори 242
9. Прибор за проверка на транзистори 244
10. Електронно регулиране оборотите на малки постояннотокови мотори 246
11. Напрежително реле и някой негови приложения 247
12. НН - ГГ — Мода или културна необходимост 248
13. Въздействащ двустранен транзисторен ограничител 251
14. Полупроводникови стабилизатори на ток и приложенето им 252
15. Транзисторен КВ приемник за SSB-CW 255

На корицата: RLC универсален мост — ИУ51, описан в кн. 5/69 г. на списанието

Редакционна колегия:

Неделчо Йовчев — главен редактор
Й. Боянов, Я. Блъсков, Н. Велев, В. Грозданов, Сп. Делистоянов, Ив. Игнатев, Й. Младенов, Н. Маслев, П. Овчаров, Д. Парманлиев, Д. Рачев, П. Тотев, Е. Филков, П. Хинков

Адрес на редакцията:

Улица „Гр. Игнатиев“ 18
Телефони: 87-60-46 и 87-91-58

Абонамент 3 лева годишно за 12 нумера
Отделен брой 0,30 лв.

РАДИО ТЕЛЕВИЗИЯ ЕЛЕКТРОНИКА

КНИЖКА

8

1970

ГОДИНА XIX

МЕСЕЧНО СПИСАНИЕ — ИЗДАНИЕ НА МИНИСТЕРСТВОТО НА СЪОБЩЕНИЯТА И ЦЕНТРАЛНИЯ КОМИТЕТ
НА ДИМИТРОВСКИЯ КОМУНИСТИЧЕСКИ МЛАДЕЖКИ СЪЮЗ

БРАТСКО СЪТРУДНИЧЕСТВО

Нашата социалистическа родина навърши двадесет и шест години. Целият народ посреща и празнува това събитие с трудови победи и големи постижения във всички сектори на материалното и културно творчество. Вожд и организатор на нашия живот е Българската комунистическа партия. Под нейното знаме са обединени творческите сили. Завършва изпълнението на петия петгодишен народностопански план. Постиганията в радиоелектронната ни промишленост, която се разви с изключително бързи темпове, предизвиква чувства на гордост във всеки трудов човек. Радио и телевизионната мрежа покри почти цялата територия на страната. Електрониката, изчислителната техника и автоматиката навлязоха стремително във всички сфери на творчество в процъфтяващата наша родина. Юлският и Септемврийският пленум на ЦК на БКП откриха широки простори за развитието на икономиката и техническия прогрес. Решаващ фактор за нашето развитие, за нашия възход е всеотдайната и безкористна съветска помощ, която води началото си от 9. IX. 1944 година и непрекъснато се увеличава. Индустриалният облик на социалистическа България е утвърден с изградените със съветска помощ над 150 крупни промишлени предприятия.

България стана достоен партньор в социалистическата общност, а взаимноизгодното сътрудничество със Съветския съюз непрекъснато се разширява. Икономическото сътрудничество между България и СССР е взаимноизгодно.

В навечерието на Празника на свободата в резултат на водените преговори между съветски и български държавни и партийни ръководители бе постигнато споразумение за координирането на народностопанските планове на СССР и НРБ за периода 1971—1975 година. Координацията засяга всички отрасли на народното стопанство. Подписаните спогодби и протоколи ще дадат възможност на нашата страна да осъществи цялостно поставените задачи пред нас до 1975 година. Ще се осъществи тясна съгласуваност между плановите органи на двете страни, съвместна планова дейност между отрасловите министерства, водеща до още по-тясно и близко сътрудничество.

Взаимните доставки само на електронноизчислителна техника ще стигнат цифрата 800 милиона рубли. Относителния дял на машиностроителната продукция, предмет на взаимния стокооборот ще бъде 45 процента. Научно-техническото сътрудничество ще се разширява и ще бъде на високо ниво. В сравнение с петата петилетка стокооборотът, между двете братски страни ще се увеличи за следващия период с 57 процента и ще стигне 12 милиарда рубли. Обезпечава се сигурен източник за промишлени суровини; изграждането на газопровода осигурява съветски газ за промишлеността и битовите нужди на населението. Електропроводни за високо напрежение ще пренесат съветска електроенергия и нашите заводи, електрически влакове и домове ще имат съветско електричество. Със съветска помощ и доставки ще се изградят нови електроцентрали, водни и термични. Атомната електроцентрала край Козлодуй, това крупно мероприятие, е плод на българо-съветското сътрудничество. В процес на проучване и проектиране е втората българска атомна електроцентрала. Съветският съюз ще ни помогне да се снабдим с достатъчно стомана и чугуи, с целулоза и дървесина. На България се предоставя да добива в СССР дървен строителен материал. Автомобилната промишленост на Съветския съюз се кооперира близко с нашата млада автомобилна промишленост. Съветските другари ще увеличат своята помощ при откриването и разработването на нефт в нашата страна, при изграждането на нефтозаводи. Съветски нефт и нефтопродукти ще имаме в още по-голямо изобилие. Химическата промишленост в България ще се развива с ускорени темпове и съветските хора ще ни помогнат да построим нови заводи — включително завод за калцинирана сода.

Икономическата интеграция между Народна република България и великия Съветски съюз за нас е жизнено необходима. Взаимната дружба и сътрудничество разкриват още по-светли перспективи. Взаимното изграждане на нови модели, съвместните изследвания и експериментирание нови форми и методи при организацията на производството ще разкрият силата и могъществото на социалистическия строй и братското сътрудничество на борците за комунизъм.

Токоизточниците за изкуствени спътници на Земята, използващи слънчева енергия, може да се разделят на три основни групи:

а) фотоелементи, свързани в батерии, при които слънчевата енергия се преобразува непосредствено в електрическа;

б) фотоелектронни преобразуватели, при които топлинната енергия на слънчевата радиация се преобразува в електрическа на основата на ефекта на Едмундсон;

в) термоелектрически преобразуватели, при които слънчевата топлинна енергия се преобразува в електрическа на базата на ефекта на Зеебек.

Ще разгледаме накратко тези токоизточници.

Съществуват фотоелементи, в които под действието на светлината възниква електродвижеща сила, и при свързването на този елемент с външна верига през нея ще протече електрически ток, щом фотоелементът е осветен. Тези фотоелементи са известни още под името „слънчеви фотоелементи“. Най-често представляват полупроводников диод с *p-n* преход. Докато елементът не е осветен, ток през веригата няма да протича. При попадане на светлина върху *p-n* прехода част от светлинните кванти (фотони) могат да се погълнат от атомите на полупроводника и да отдадат своята енергия на електроните, движещи се вътре в атома. В резултат на поглъщането на един фотон атомният електрон, получил добавъчна енергия, може да излезе от атома и да стане „свободен“. В атома ще се образува „дупчица“. Двойката-носител — електрон и „дупчица“, възниква едновременно във всяко място от полупроводника, където е попаднал един фотон. Електрическото поле, което съществува в *p-n* прехода, притегля електроните на една страна в него, а „дупчиците“ — на друга. В резултат на това двойният слой от заряди в *p-n* прехода частично се неутрализира от зарядите с обратни знаци, електрическото поле на прехода отслабва и равновесието се нарушава. Във фотоелемента и затворената верига възниква ток. На този именно принцип са построени слънчевите фотоелементи.

Обикновеният слънчев фотоелемент с *p-n* преход, използван в първите космически кораби, представлява пластинки от силициев монокристал *n*-тип, на повърхността на които чрез дифузия на бор или друг някакъв елемент се създава слой с *p*-проводимост. Съществуват и фотоелементи от галиев арсенид, които са по-устойчиви срещу радиационните излъчвания, но струват по-скъпо.

Слънчевите фотоелементи са чувствителни към светлинните вълни в диа-

пазона от 0,4 — 1,1 микрон, включващ известна част от инфрачервения и целия видим спектър на слънчевата светлина. Максималната им чувствителност е за лъчите с дължина на вълната около 0,8 микрона.

Теоретично максималният к.п.д. на силициевия слънчев фотоелемент е 22 %, като при това обикновено се преобразува 10—12 % от падащата върху елемента слънчева енергия. При лабораторни условия е бил получен к.п.д. 16 % и повече.

Температурата, при която работи фотоелементът, оказва влияние на коефициента на полезно действие. Така при повишаване на околната температура изходящата мощност на елемента се намалява почти линейно с около 0,5 % на всеки °C. По този начин, ако един елемент е имал к.п.д. 10 % при нормална температура 25 °C и оптимално натоварване, при повишаване на температурата на 75 °C к.п.д. ще спадне на 7,5 %.

Силициевият фотоелемент в режим на празен ход създава е.д.с. от 0,4—0,5 V при температура 25 °C. С нарастване на температурата електродвижещата сила също така намалява линейно с около 2,5 mV на °C.

Размерите на най-често използваните слънчеви фотоелементи са 1 × 2 cm при дебелина 0,4—0,5 mm, макар че понякога се използват и елементи с по-големи размери. Група от 5,10 или повече елементи се разполагат със страни си един до други върху обща плоскост, съединяват се електрически и образуват възли, наречени модули. Набор от модули образува панел. Панелите се съединяват обикновено паралелно, а модулите — последователно, така че да се получи батерия с определено напрежение и ток.

За паралелно свързването елементи не е необходимо да се осигурява еднаква осветеност, но всички елементи, които са свързани последователно, практически трябва да бъдат еднакво осветени, тъй като един лошо осветен елемент ограничава токовете на всички останали или може да предизвика прекъсване на веригата. Прекъсване на веригата може да се предизвика и при разрушаването на един елемент от метеорит, а при преминаване на частица с голяма скорост през елемента може да образува отверстие, което да предизвика известно отслабване на изходящия ток или да се предизвика късо съединение, ако частицата остави след себе си токопроводяща следа.

За запазване на слънчевата батерия от механични въздействия на микрометеорити на прах и бомбардировки от заредени частици тя може да се покрие със защитен кожух от стъкло (кварц) или изкуствен сапфир (оптическо покритие).

Устойчивостта на фотоелемента към слънчевата радиация може да се повиши, изменяйки количеството на примесите в полупроводника и дебелината на защитното покритие.

Оптическите покрития намаляват работната температура на елемента, подобряват преминаването на полезните спектрални съставки на радиацията и увеличават изходящата мощност. Осигуряването на оптимална мощност се достига чрез отфилтрирането на онези съставки на слънчевия спектър, които са неефективни при електрическото им преобразуване.

Съществено увеличаване на изходящата мощност, падаща се на един слънчев елемент, може да се получи с концентратори и рефлектори на слънчевата светлина, осигуряващи попадането на по-голямо количество светлинна енергия върху него.

Идеално конструиранят и ориентиран към слънцето модул може да дава мощност от 80 W/kg. На практика обаче полезната мощност на слънчевия фотоелемент е по-малка поради неидеалното разпределение на слънчевия спектър, обединяването в групи на несъгласувани помежду им елементи, висока околна температура, влияние на покритието на елемента, загуба на активна площ на елементите при монтажа и свързването им електрически и др.

Панелите на слънчевите батерии се разполагат по повърхността на космическия кораб или върху специални плоски крила, които при изстрелване на спътника са прибрани, а след влизането му в орбита се разтварят. Интензивността на осветяването на повърхността на крилата се изменя пропорционално на косинус от ъгъла на падането. Ето защо крилата са ориентирани така, че слънчевите лъчи да падат почти перпендикулярно на тяхната повърхност.

Така са били устроени слънчевите батерии на много космични кораби и изкуствени спътници на Земята. Например съветският спътник Молния 1^а откъм на корпуса си има закрепени шест крила със слънчеви батерии върху тях, които след разперването им с корпуса на спътника образуват тяло, подобно на шестлъчезвезда. При полета спътникът се ориентира към слънцето така, че върху батериите му да попада най-голямо количество светлинна енергия. Мощността на бордовия предавател, захранен от батерията, била 40 вата.

Мощността за радиоапаратурите в междупланетната станция „Марс 1“, изстреляна към планетата Марс през 1962 г., се осигурявала от слънчеви батерии, разположени също върху крила, отворени при полета и обрънати със своята повърхност постоянно към слънцето посредством следяща система.

В спътниците за свързка „Телстар“ (САЩ) имало панели от 3600 слънчеви елементи, запазени от разрушаваща радиация чрез филтри. Мощността на батерията отначало е била 15 W, а след едногодишна работа спаднала на 11,5 W.

Космическият кораб „Маринър 2“, изстрелян от САЩ, съдържал слънчеви батерии, ориентирани от следяща система към слънцето. Тяхната мощност била от 150 до 200 W.

Изследванията за създаване на все по-съвършени слънчеви батерии продължават. Фирмата Вестингхауз Електрик е съобщила за разработването на слънчеви батерии с мощност 4 kW, които да се използват в спътниците за свързка. Батерията се състои общо от 1 344 000 силициевы фотоелемента с площ 2 cm^2 , съоръжени със слънчеви концентратори, и предпазена от въздействието на радиацията посредством сапфирни филтри с дебелина 0,75 mm. Общото тегло на батериите е било 505 kg. Те са били поставени върху две крила и всяка е могла да отдава мощност от 2,5 kW.

Наред с предпазването на слънчевите батерии широко се използват и методи за презареждането им. Така например възможно е да бъдат презаредени чрез загряване за няколко минути при температури от порядъка 300—450 °C. Този процес може да се повтори няколко пъти, като загряването може да бъде направено посредством устройство за фокусиране на слънчевите лъчи.

Фирмата RCA е разработила елементи с подобрена устойчивост срещу ядрените радиации чрез въвеждането на литиеви примеси в силиция. При увеличаване устойчивостта на елементите срещу радиациите 50 пъти теглото на предпазителната обвивка ще се намали с 90 %.

Разработени са също така и тънкофилмови фотоелементи, показващи добри противорадиационни качества. Така разработените от фирмата Хоршоу Кемикъл тънкофилмови слънчеви батерии от кадмиев сулфид с противорадиационни качества били поставени в радиационен поток с енергия 1 meV при плътност от 10^{15} електрона/ cm^2 , което отговаря на радиация при орбита, отдалечена на 3600 km. При престояване в тази среда в течение на 105 дни мощността на батерията е спаднала само с 5 %, докато мощността на обикновените силициевы слънчеви батерии би спаднала с 50 %.

Фирмата Клевите Корпорейшън (САЩ) е разработила теснофилмов кадмиево-сулфиден слънчев елемент върху пластмасова основа. Изпитанията са показали, че елементите могат да издържат на 11 000 температурни цикъла между 100° и +60 °C, което отговаря на едногодишна работа в орбита. След тези изпитания к.п.д. на батерията бил 8 %. Относителната мощност на този тип батерии е била 389 W/kg, докато на силициевите батерии е все още 133 W/kg.

При фототермоелектронните елементи се използва топлинното действие на слънчевата енергия и следователно целият слънчев спектър, а не част от него. Топлината, както при електронните лампи, нагрява тяло (катод), което е способно да изпуска електрони (ефект на Еднсон), които се привличат от студен електрод (анод), притежаващ сравнително висок потенциал. Колкото по-висока е температурата на катода, толкова по-голямо е количеството на излъчените от него електрони.

За повишаване интензивността на осветяването се използват лещи, параболични оледала или леки плъски рефлектори, които фокусират и концентрират слънчевата енергия върху катода — поглъщащ на топлината. Количеството на попадналата топлина върху катода, а оттам и температурата му силно се влияе от ъгъла на ориентацията към слънцето и съвършенството на отразяващите плоскости. За високотемпературните слънчеви термоелектронни системи се изисква ориентацията към слънцето с точност $\pm 0,1^\circ$. Слънчевите лъчи се насочват към термokatoda през малко отверстие. Отделеният електронен поток се отправя към анода, откъдето по форма на електрически ток електроните преминават през товара, включен във външната верига, и се връщат към катода, свързан с нея. Общата емисия на катода зависи от повърхността му, която може да достигне до 20 cm^2 . Практически се е оказало, че е целесъобразно да се използват преобразуватели с емисия, не по-малка от 20 A cm^2 .

Естествено е, че анодът и катодът на този тип преобразуватели са поставени във вакуум, както при електронните лампи. За да се изключи пространственият заряд, разстоянието катод-анод се прави извънредно малко, например от порядъка на 10 микрона. Този заряд може да бъде намален и като се запълни пространството между електродите с леко йонизирани цезиеви пари. Те действуват подобно на решетка с положителен заряд, пропускат електрони към анода и значително повишават ефективността на преобразувателя.

Теоретически к.п.д. на отделния термоелектронен елемент е около 70 %, а на системата преобразуватели може да достигне до 40 %.

Температурата на участъка от преобразувателя под високо напрежение може да достигне до 1300 °C, а при преобразувателите с цезиеви пари — до 2000°, като разстоянието между катода и анода в последния случай може да достигне стотици микрони, а плътността на мощност 10 W/ cm^2 .

При преобразувателите с мощност от 100 до 200 W за събиране на слънчевата енергия се използват колектори с диаметър до 2 m и 10 kg, а за такива с мощност от няколко киловата — колектори с големи размери или групи от колектори.

Третият вид преобразуватели на слънчевата енергия в електрическа са термоелектрическите преобразуватели. Те основават своето действие на ефекта на Зеебек, а именно използването на електрическото напрежение, което възниква на границата на спойката на два различни материала, когато единият от тях се подлага на нагряване.

За направата на този вид преобразуватели се използват сплави, устойчиви на действието на радиацията и можещи да работят при температури, значително по-високи от 1000 °C. Подобно на металите тези сплави имат ниско специфично съпротивление, но за разлика от тях притежават добри термоизолационни качества. Например термоелементите от оловен телурид работят добре при висока температура (500 °C), но в сравнение с термоелементите от бисмутов телурид и неговите сплави, работещи при температура около 400 °C, имат по-нисък коефициент на полезно действие. По начало при термоелектрическите преобразуватели се получава електрическа енергия с ниско напрежение, но сравнително силен ток. Така например термоелементният преобразувател от бисмутов телурид при разлика на температурата в точката на спояването от 800 °C може да отдаде ток от няколко ампера при напрежение 0,5 V. Преобразувателните блокове с мощност от стотици вата до киловат с високи стойности на мощност за единица тегло (повече от 10 W/kg) и висок к.п.д. (около 20 %) се приготвяват от нови типове материали и имат голяма, осветявана от слънцето площ. Теоретически максималният к.п.д. на този тип преобразуватели не може да бъде по-голям от 35 %.

За разлика от първите два типа преобразуватели тук топлината може да бъде натрупвана през време на полета на спътника през осветената част на орбитата му и след това да се подава на термоелементите при преминаване през затъмнената част, така че да се осигури непрекъснато действие на преобразувателя.

За осигуряване на такова действие при слънчевите фотопреобразуватели и термоелектронните преобразуватели е необходимо купирането им с акумулаторна батерия, която се зарежда през време на полета на спътника по осветената част на траекторията, а през време на полета по затъмнената част на траекторията батерията доставя необходимата електрическа енергия на спътниковата апаратура. Напрежението на групите елементи, съединени последователно, трябва малко да превишава напрежението на акумулаторната батерия в заредено състояние, като се взема под внимание спадът на напрежението в блокиращите диоди и регулиращите вериги.

Блокиращите диоди се включват така, че да се предотврати разреждането на батерията през затъмнените групи.

Рефлексен приемник

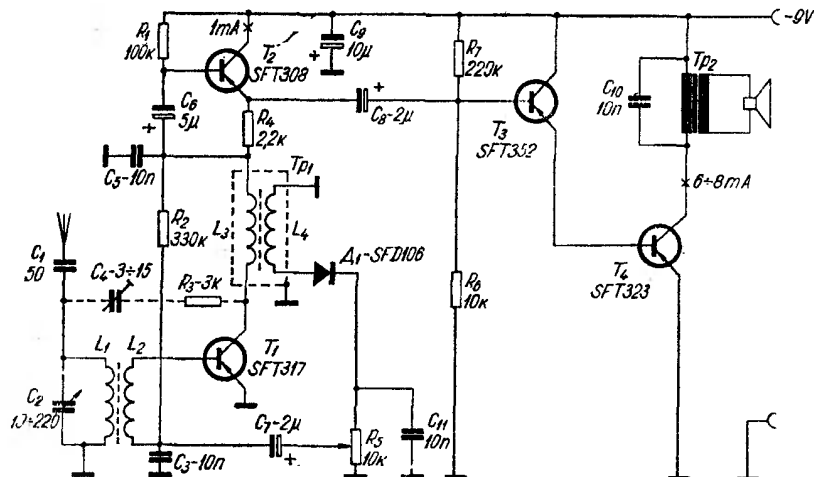
Показаната на фиг. 1 схема на рефлексен линеен приемник се отличава със своеобразния начин на свързване на транзисторите T_1 и T_2 , позволяващ да се получи голямо усиление, а оттам и висока чувствителност.

шук и съдържа 7 навивки от проводник ПЕЛ-0,3. Разстоянието между двете бобини е от $3 \div 20$ мм. То се определя опитно с оглед получаване на максимална избирателност по съседен канал. Типът на променливия конден-

затор е без значение, необходимо е неговият капацитет да се изменя в границите от $10 \div 220$ pF. Високочестотният трансформатор Tr_1 се навива на феритна тороидална сърцевина (пръстен) с външен диаметър 8,5 мм, вътрешен — 3,5 мм и дебелина 2 мм. Първичната намотка L_3 съдържа 120 навивки, а вторичната L_4 — 90 навивки от ПЕЛ-0,15. За по-удобно навиване пръстенът се разрязва на две половини, след което се залепва с „Уле“ или някое друго лепило. Така изработеният трансформатор се екранира с метален екран от междинчестотен филтър, напълнен с разтопен колофон. Съгласуващият трансформатор Tr_2 се навива на Ш-образна сърцевина със сечение 0,5 cm². Първичната намотка съдържа 400 навивки от ПЕЛ-0,1, а вторичната — 70 навивки от ПЕЛ-0,4.

Коефициентът на усиление по ток за T_1 и T_2 трябва да бъде от $80 \div 100$, а за T_3 и T_4 от $20 \div 60$.

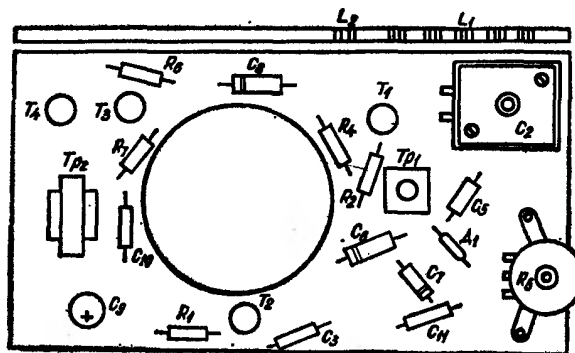
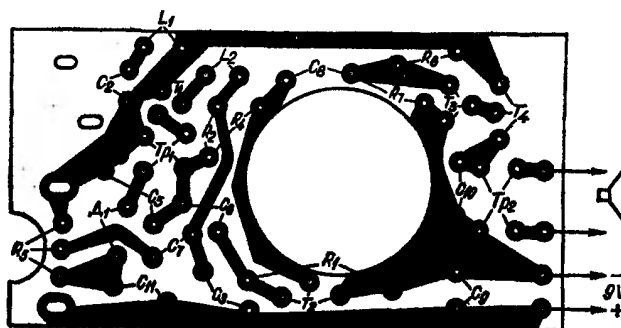
Монтажът на приемника е печатен. На фиг. 2 са показани печатната снимка и разположението на отделните елементи върху лицевата страна на платката. Фолираният гетинакс след профи-



Фиг. 1

Индуцираното в антенната бобина на трептящия кръг L_1C_1 високочестотно напрежение посредством L_2 се подава за усиление на базата на транзистор T_1 , включен по схема с ОЕ. В колекторната верига T_1 е включена първичната намотка L_3 на високочестотния трансформатор Tr_1 . Голямото индуктивно съпротивление на L_3 служи за товар на стъпалото по висока честота. След детектиране отделената нискочестотна съставка се подава през електролитния кондензатор C_7 отново на базата на T_1 за усиление по ниска честота. В случая първият транзистор усилва едновременно два честотно различаващи се сигнала, т. е. стъпалото е рефлексно. За нискочестотен товар на T_1 служи стъпалото на транзистор T_2 , включен по схема с ОК (индуктивното съпротивление на L_3 за ниската честота е незначително). Нискочестотното стъпало, изградено с транзисторите T_3 и T_4 , усилва звуковия сигнал до необходимата амплитуда. На изхода посредством съгласуващ трансформатор Tr_2 , е включен ниско-

Феритната пръчка е с дължина 10 см. Антенната бобина L_1 се навива на 5 секции по 2 реда с лицейдрат $10 \times 0,05$. Първият ред съдържа 10 навивки, а вторият — 8 навивки. Бобината L_2 се навива върху подвижен картонен мунд-



Фиг. 2

лиране и разчертаване с ацетонова боя се промива във воден разтвор на железен трихлорид в отношение 1:7. Времето, необходимо за пълното отделяне на излишното фолио, е 3—4 часа.

Кутията на приемника е изработена от плексигласов лист с дебелина 2 mm. Отделните страни се залепват с хлороформ или дихлоретан. Готовата кутия може да се оцвети в светлокафяво, като се потопи в нагрята йодна тинктура или се матира млечно бяло, като за момент се потопи в концентрирана сярна киселина, а след това — във воден разтвор на натриева основа в отношение 1:20. Размерите на платката и кутия-

та се определят от габаритите на използваните детайли.

Настройката на приемника не представлява нещо особено. Първоначално на транзисторите T_1 — T_4 се установява подходящ постоянен ток в режим. Чрез изменение на R_2 се „натяга“ колекторният ток на T_4 да бъде от 6—8 mA, а чрез R_3 — този на T_1 да е 1 mA. След това се фиксира положението на L_2 , като се има пред вид, че при приближаване към L_1 се увеличава амплитудата на изходящия сигнал, а се намалява селективността и обратното (при използване на външна антена е за предпочитане да се увеличи селективността, тъй

като и без това входящият сигнал е с голяма амплитуда). Ако след настройка приемникът е склонен към самовъзбуждане, е необходимо да се разменят изводите на L_4 . За увеличаване на чувствителността и избирателността във високочестотното стъпало може да се въведе положителна обратна връзка, която е показана на принципната схема с прекъсната линия.

Накрая не е излишно да се каже, че вечер с външна антена при използване на транзистори с голям коефициент на усиление приемникът с нищо не отстъпва на малък суперхетеродин.

Ив. Костов

инж. ВАСИЛ ЦАНЕВ

Високочестотни еднослойни бобини

Високочестотните еднослойни бобини са основни гравитни елементи, влизащи в състава на ламповите и транзисторните резонансни кръгове на ултракъси вълни (УКВ). Разликата между електрическите параметри на бобините и тяхното разнообразно приложение прави невъзможно конструирането на типови бобини, удовлетворяващи специалните изисквания на всички схеми. Затова те се оразмеряват за всеки отделен случай съобразно мястото на употребата им.

Високочестотната еднослойна бобина може да бъде направена по два начина: като свободна спирали или навита на тяло. Като свободна спирали бобината се прави от дебел проводник тръба или медна лента. Поради отсъствие на диелектрик, лежащ в електрическото поле на бобината, тя притежава извънредно ниски загуби. За намаляване на повърхностното съпротивление проводникът се посребрява. Препоръчва се диаметърът му да не бъде по-малък от 0,05 до 0,1 от диаметъра на бобината. Липсата на диелектрик прави тези бобини много влагоустойчиви.

При втория случай бобината се навива върху тяло с цилиндрична или многоъгълна форма. За получаване на ниски диелектрични загуби тялото на бобината се изработва от керамика или полистирол. Тези материали трябва да притежават и ниска диелектрична проникваемост за намаляване на собствения капацитет на бобината.

Когато бобината се използва в трептящ кръг, трябва да се обърне сериозно внимание на нейната стабилност. Ако не е достатъчно здраво закрепена или нейните навивки извършват вибрации при сътресение или удар, самоиндукцията ѝ ще се изменя и това ще доведе до нестабилност на генерираната честота. Бобина с повишена стабилност на самоиндукцията може да се направи, като се навие при загряване и опъване на проводника върху тялото.

За да не се допусне взаимноиндукция между две съседни бобини и за пред-

пазване от излъчване при силен сигнал, често високочестотните еднослойни бобини се екранират. Наличността на екран намалява самоиндукцията на съответната бобина, а то толкова по-осезателно, колкото по-близко е разположена до екрана. Доказано е практически, че диаметърът на екрана трябва да бъде поне двойно по-голям от диаметъра на бобината, за да не бъдат много големи загубите. Коефициентът на самоиндукцията намалява с около 15% за бобини с непосредствена близост до екран с квадратна форма. Тъй като в много случаи резонансните кръгове, работещи на УКВ са силно шунтирани, въпросът за загубите, предизвикани от екрана, остават на втори план, което позволява да се използват екрани с малки размери.

Почти всички бобини за УКВ, които имат тела, са снабдени с регулируеми ядра (сърца). Те се правят обикновено винтово и биват от ферит или немагнитен материал (месинг или алуминий). Феритното сърце увеличава самоиндукцията на бобината, което позволява при вкарването му да се регулира в по-голям или по-малък размер самоиндукцията на желаната стойност, т. е. да се регулира резонансната честота на необходимата честота, чиято бобина е негова неразделна част. Границите, между които самоиндукцията на една бобина може да се променя с вкарване на феритното ядро, зависят от естеството на ядрото, неговите размери и размерите на бобината.

Когато дължината на феритното ядро е равна на дължината на бобината, действието на ядрото е най-силно. Самоиндукцията на такава бобина може да се увеличи с отношение 1,3 до 1,7 при пълно вкарване на ядрото. Например, ако бобината осигурява 2 μ H без ядро, при вкарване на последното самоиндукцията може да на асне от 2,6 до 3,4 μ H. Когато ядрото е по-късо от дължината на бобината, изменението на самоиндукцията е по-малко.

При използването на немагнитни ядра действието на ядрото е обратно на първия случай. Самоиндукцията на бобината намалява толкова повече, колкото повече се вкарва ядрото. Например, ако самоиндукцията на една бобина е равна на 2 μ H без ядро, тя може да спадне на 1,6 до 1,2 μ H, когато в бобината се вкара месингово ядро. И тук действието на ядрото е най-силно, когато то е толкова дълго, колкото е дължината на самата бобина.

Сърцата от магнитен материал изпълняват две функции:

а) Във всяка бобина с малък брой навивки самоиндукцията на изводите създава затруднение при изработката на бобини с неточен брой навивки. Например налага се изработката на бобини с две и половици навивки. Това трудно се осъществява практически. За да получим исканата самоиндукция, се използва немагнитно сърце.

б) В една високочестотна еднослойна бобина Q -факторът се увеличава пропорционално на самоиндукцията. Често при използване на такива бобини се явява необходимостта от кръгове със сравнително слаб Q -фактор. Благодарение на магнитното сърце се получава висок Q -фактор и сме принудени да го отслабим посредством шунтиращо съпротивление, което е нелогично. Обратно, едно немагнитно ядро намалява Q -фактора на бобината, а едновременно и нейната самоиндукция, като при голям брой случаи не се налага да се предвижда употребата на допълнително съпротивление за шунтиране на кръга.

Действието на феритните и немагнитните ядра не е толкова силно за бобини с малък брой навивки, защото тези ядра действуват сам върху навитата част, а не влияят върху изводите проводници.

Позиционието на основните свойства на високочестотните еднослойни бобини спомага за правилното им оразмеряване.

Линийка за определяне стойностите на съпротивления и кондензатори, означени с цветен код

Г. КУЗЕВ, В. Търново

Стойностите на съпротивления и кондензаторите, употребявани в радио-електрониката, освен с арабски цифри се означават и с цветни точки или ивици. Тук се посочва метод за бързо и безпогрешно разчитане стойностите на съпротивления и кондензатори, означени с цветен код.

Разчитане стойностите на съпротивления

На фиг. 1 са показани съпротивления с цветен код. Както се вижда, един са означени с цветни ивици, други с

на задната част на сглобена линейка, от която се вижда, че кръговете се застъпват и излизат малко отдолу, което е с цел намаляване на размерите и удобна работа при отчитане на данни.

За разчитане стойностите на дадено съпротивление вземаме следния пример: Имаме съпротивление с четири цветни ивици (точки). Първата ивица е оцветена с червено, втората с черно, третата с оранжево и четвъртата със сребрист цвят. Вземаме линейката и завъртаме първия кръг (А) така, че в малкия правоъгълен отвор да се появи

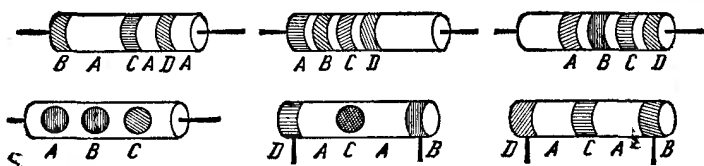
$\pm 10\%$. При така нагласени кръгове в малките правоъгълни отвори отляво надясно виждаме червен, черен, оранжев и сребрист цвят, като същевременно отгоре в големите правоъгълни отвори отчитаме стойността на съпротивлението, което е 20 000 ома с толеранс $\pm 10\%$. При субминиатюрните съпротивления първото число е означено с цвета на тялото, второто — с цвета на крайника (шапчицата). Броят на нулите се означава с цветна точка или ивица в средата на тялото. Толерансът също се означава с цветна точка или ивица, поставена след тази, с която се означава броят на нулите. И тук можем да приложим изчислителната линейка с успех, след като се съобразяваме с тези особености.

Разчитане стойностите на кондензаторите

За означаване капацитета на кондензаторите се употребяват също цветни знаци. Посоката на разчитане на цветовете е показана с букви и стрелки, което се вижда от фиг. 5 а, б и в.

В таблица 2 са дадени цветовете за означаване стойностите, толеранса и работното напрежение на плоски кондензатори.

С линейката за разчитане на съпротивления можем да разчитаме и кондензатори, посочени на фиг. 5 а, т. е. такива, означени с три цвята. При това положение използваме кръговете А, В



Фиг. 1

цветни точки, а трети са означени комбинирано — с цветни ивици и точки. Независимо от това винаги цветът, означен с буква А, означава първата цифра, цветът с буква В — втората цифра от стойността, цветът с буквата С — броя на нулите, които следва да се поставят след цифрите, определени от А и В, и с буквата D се означават толерансът в проценти.

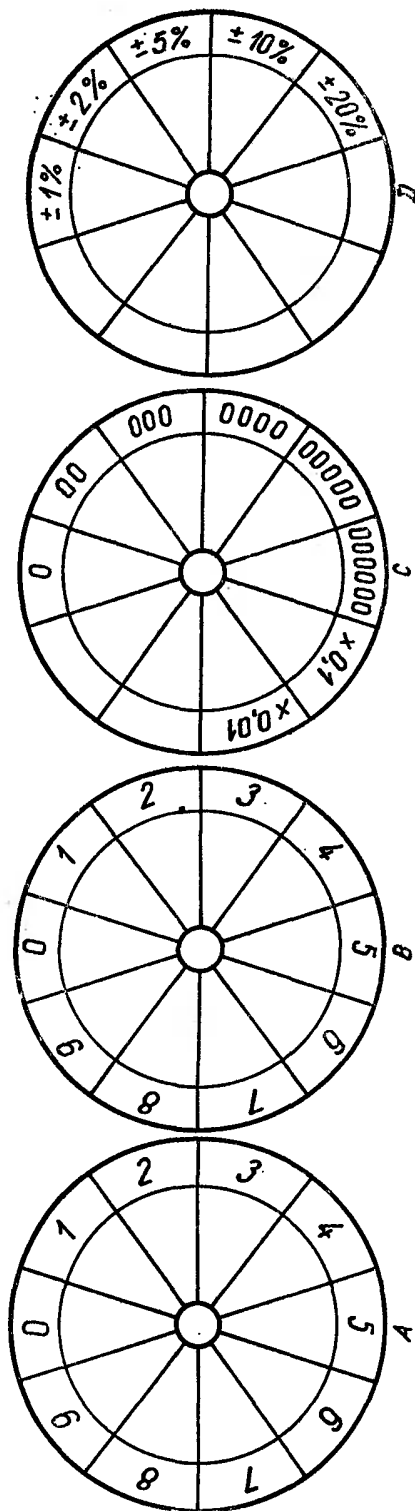
В таблица 1 са дадени значенията на цветовете и буквите.

За бързо определяне стойностите на дадено съпротивление можем да си изработим изчислителна линейка. За тази цел си начертаваме четири кръга с диаметър 50 mm, разделяме ги на десет сектора, като всеки сектор попълваме със знаци, както е показано на фиг. 2. Вътрешната част на секторите към центъра оцветяваме с цвят, отговарящ на цифрата, както е показано в таблица 1. Втората част на линейката е нейната лицева плоскост, която е показана на фиг. 3. Изработва се от картон, като правоъгълните и кръглите отвори се изрязват внимателно. За удобство кръговете и лицевата част може да се изрежат от посочените фигури и да се залепят върху картон. Сглобяването се осъществява с четири кухи нитчета, с които се занитват кръговете, но така, че свободно да се въртят около оста си. На фиг. 4 е показана

червен цвят. При това положение над него в големия правоъгълен отвор ще се появи цифрата 2. Завъртаме втория кръг (В) по същия начин, но тук да се появи черен цвят и отгоре О. След това правим същото с третия кръг (С), като го нагласяме да се покаже оранжев цвят, който отговаря на три нули, и накрая нагласяме последния (D) кръг на сребрист цвят, което отговаря на

Таблица 1

Цветовете	Стойност на буквите			
	А първа цифра	В втора цифра	С брой на нулите	Д толеранс в %
черно	0	0	—	—
кафяво	1	1	0	± 1
червено	2	2	00	± 2
оранжево	3	3	000	—
жълто	4	4	0000	—
зелено	5	5	00000	—
синьо	6	6	000000	—
виолетово	7	7	—	—
сиво	8	8	—	—
бяло	9	9	—	—
златно	—	—	$\times 0.1$	± 5
сребърно	—	—	$\times 0.01$	± 10
без означен цвят	—	—	—	± 20

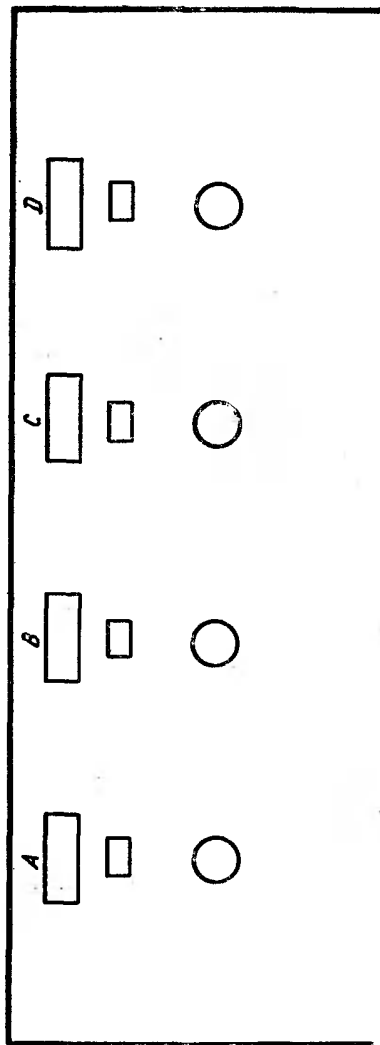


Фиг. 2

и *C* и отчитаме стойностите, както при съпротивленията.

Капацитетът на кондензаторите винаги се означава в пикофаради.

Работното напрежение при това означение винаги е 500 V, а толерансът е 20%.



Фиг. 3

Начинът за означаване с цветове керамични кондензатори е показан на фиг. 5 2. И тук *A* означава първата цифра, *B* — втората цифра, *C* — броя на нулите, *D* — толеранса и *E* — температурния коефициент.

Характерно тук, което се вижда от таблица 3, е, че сребристият и златистият цвят са заменени с бял и сив. Тези разлики винаги трябва да се имат пред вид при разчитане на керамични кондензатори.

В дадените таблици в колонката „брой на нулите“ срещу цветовете златист и сребрист, респ. сив и бял, са дадени коефициенти за умножение. Това е с цел да могат да се означават и много малки както съпротивления, така и кондензатори. За целта ще си послужи́м със следния пример:

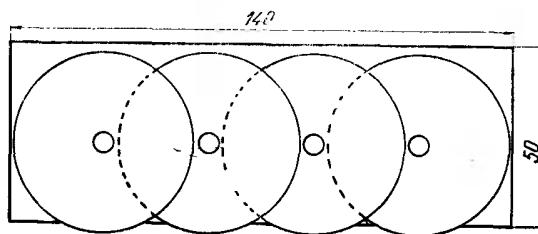
Съпротивление, оцветено с виолетова, зелена и златиста нвица. Разчитаме го така: $75 \times 0,1 = 7,5$ ома.

Означаването на съветските кондензатори с цветен код се осъществява съгласно ГОСТ 5042—57, както е показано на фиг. 6 и 7.

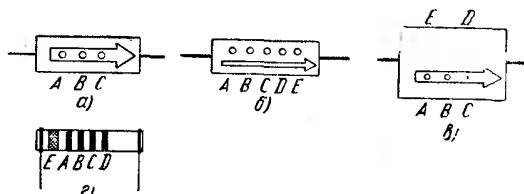
Както при международния код, така и тук стойностите се означават с цветни ивици или точки. Първото означение е грубо, два пъти по-едро от останалите, и означава температурния коефициент, а следващите три са за стойността на капацитета. Петото означава толеранса и шестото — номиналното работно напрежение.

В таблица 4 са дадени всички данни при означаване на съветските кондензатори.

При дисковите кондензатори с точка от едната страна в средата се отбелязва температурният коефициент. Останалите данни се означават от другата страна с точки, подредени в края на диска. Стойностите се разчитат по посока на часовата стрелка.



Фиг. 4



Фиг. 5

Освен с цетове съветските керамични кондензатори се означават и комбинирани. Когато данните са показани с числа, температурният коефициент се

Таблица 2



Фиг. 6

означава с цветна точка или с оцветяване цялото тяло на кондензатора със съответния цвят.

За бързо определяне стойностите на различните видове кондензатори, озна-

Цетове	A първа цифра	B втора цифра	C брой на нулите	D толеранс в %	E работно на- прежение, V
черен	0	0	—	—	—
кафяв	1	1	0	± 1	100
червен	2	2	00	± 2	200
оранжев	3	3	000	—	300
жълт	4	4	0000	—	400
зелен	5	5	00000	± 5	500
син	6	6	000000	—	600
виолетов	7	7	—	—	700
сив	8	8	—	—	800
бял	9	9	—	—	900
златист	—	—	$\times 0,1$	± 5	1000
сребрист	—	—	$\times 0,01$	± 10	2000
без означен цвет	—	—	—	± 20	500

чени с цветни знаци, можем да си изработим изчислителни лиййки, подобни на описаната, като за ръководство ни



Фиг. 7

служат приложените таблици, от които се вижда, че за целта е нужно кръговете да бъдат повече на брой.

Таблица 3

Цетове	A първа цифра	B втора цифра	C брой на нулите	D толеранс в %	E температурен коефициент на $10^6 \text{ C} \times 10^{-6}$
черен	0	0	—	20	0 ± 30
кафяв	1	1	0	1	30
червен	2	2	00	2	80
оранжев	3	3	000	2,5	150
жълт	4	4	0000	—	220
зелен	5	5	—	5	330
син	6	6	—	—	440
виолетов	7	7	—	—	700
сив	8	8	$\times 0,01$	—	—
бял	9	9	$\times 0,1$	10	—

Таблица

Цетове	Температурен коефициент ТК на 10^6 C			Номинал. капац. pF			Толеранс, %	Номин. работно на- прежение, V
	керамични кондензатори	слюдени кондензатори	навити на руло конден.	първо число	второ число	брой на нулите		
черен	—	—	—	—	0	—	± 20	4
кафяв	—	—	—	1	1	0	± 1	8
червен	-700.10^{-6}	—	—	2	2	00	± 2	12
оранжев	не се стан- дартизира	не се стан- дартизира	не се стан- дартизира	3	3	000	—	20
жълт	—	$\pm 200.10^{-6}$	-200.10^{-6}	4	4	0000	—	40
зелен	-1330.10^{-6}	—	—	5	5	00000	± 5	60
син	$+120.10^{-6}$	$\pm 120.10^{-6}$	—	6	6	000000	—	100
виолетов	—	$\pm 100.10^{-6}$	—	7	7	0000000	—	150
сив	$+30.10^{-6}$	—	—	8	8	$\times 0,01$	—	200
бял	-80.10^{-6}	—	—	9	9	$\times 0,1$	± 10	250
синкав	-50.10^{-6}	$\pm 50.10^{-6}$	—	—	—	—	—	—
златист	—	—	—	—	—	—	$+100-20$	—
сребрист	—	—	—	—	—	—	$0, \pm 100$	—

инж. В. МИЛЧЕВА

| Свръхдълги вълни

Още в началото на 50-те години започна интензивното изучаване на обхвата на дългите и свръхдългите радиовълни (ДВ и СДВ). Правеха се опити да се изяснят възможностите им за използване на радиовръзки на далечни и свръхдалечни разстояния. Такова специално внимание към този обхват не е случайно. Известно е, че дългите и свръхдългите радиовълни в сравнение с другите обхвати имат някои предимства. Те притежават малка зависимост на прохождение от състоянието на йоносферата, а също и голяма далечина на разпространение вследствие незначително затихване в дадена среда.

В резултат на експерименти бяха създадени редица радионавигационни системи, а също беше разработена достатъчно строга теория, обясняваща явленията и процесите, съпътстващи разпространението на дългите и свръхдългите вълни. Натрупаният опит в усвоението на този обхват ($200 \text{ kHz} \div 1 \text{ kHz}$) позволи той да бъде използван за осъществяване на радиовръзки под земя и под вода. Под термина подземна радиовръзка се разбира обикновено предаване на информация между два (в най-простия случай) пункта, когато цялата приемопредавателна апаратура се намира под земята.

В хода на отделните изследвания се изучават мощностите на предавателите, чувствителността на приемниците, диаграмите на насоченост и конструкциите на антенните системи, работните честоти в зависимост от разстоянието между пунктовете, влиянието на изкуствените и естествените смущения, влиянието на ширината на честотната лента върху качеството на връзката, аномалиите в разпространението на радиовълните, наличието на вълноводи в сложната структура на земята, методите за възбуждане на радиовълни под земята и др.

Като пример могат да се посочат някои съществуващи варианти на системи на подземна радиовръзка със следните данни:

P [W]	f [kHz]	R [km]
200	150	7
100	200	30
3	—	24
30	—	240
—	3	100

Изследването на комплекса от въпроси по усвоението на подземните радиовръзки се развива по пътя на модели-

ране и създаване на опитни установки с практическа проверка при реални условия.

Така например една американска фирма е построила модел, който представлява сегмент от сфера с диаметър 6 m, направен от слонст бор. За възпроизвеждане проводимостта на земната повърхност изпъкналата страна на сегмента е покрита с медна фолия. Към медта е залепен порест полистирол, имитиращ пространството между повърхността на земята и йоносферата. Сегментът, обърнат с изпъкналата страна надолу, е поместен в чаша с диаметър 6,3 m, напълнена почти с чист спирт, възпроизвеждащ средата на йоносферата.

Целият модел е изпълнен в мащаб $1:2.10^6$ спрямо размерите на земното кълбо. Резултатите на моделирането са валидни, ако е изпълнено условието

$$M_1 \cdot \tau_1 \cdot f_1 \cdot l_1^2 = M_2 \cdot \tau_2 \cdot f_2 \cdot l_2^2,$$

където съответно

M_1, M_2 — магнитната проницаемост на дадената среда и на модела;

τ_1, τ_2 — проводимостта на средата на местността и на модела;

f_1, f_2 — работната честота в действителност и на модела;

l_1, l_2 — разстоянието между предавателната и приемната антена в действителност и на модела.

Голямата разлика в разстоянието между предавателната и приемната антена в действителност и при модела се компенсира главно с промяна на честотата.

С помощта на модела са изследвани диаграмата на излъчване на антените, дълбочината на поставянето им, а също и броят на елементите в антенната система.

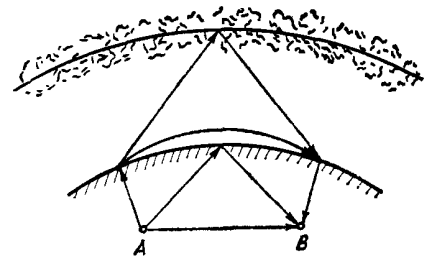
Изучаване е също въпросът за зависимост на затихването на електромагнитните вълни от дълбочината на поставянето на антените и защитата на радиоканалите от изкуствени смущения. Опитът е показал, че моделирането е позволило в течение на 10—15 дни да се проведат в лабораторни условия многобройни изследвания, за които в реални условия би било необходимо значително количество време, нито в различни сезони и време от денонощието. Освен това изследванията с помощта на модел съкращават стотици пъти финансовите разходи.

Редица изследвания целят установяването на вълноводи в слоестата структура на земната кора. Предполага се, че придавайки на разпространението на радиовълните вълноводен характер, може значително да се увеличи далечи-

ната на радиовръзката. Изследва се също зависимостта на далечината на разпространение от характера на грунта. Счита се например, че гранитът разсейва най-малко радиовълните.

В резултат на проведените изчисления специалистите идват до заключението, че поради значителната финансовата стойност подземната радиовръзка не е с много широко приложение. Успешно тя може да се използва в области с тежки метеорологични условия.

По-нататъшните експерименти по усвояване на подземната радиовръзка установиха, че подземният източник на



Фиг. 1

радиовълни в обхвата на ДВ и СДВ има слаба насоченост. Това се обяснява с факта, че в сравнение с дължината на вълната ($\lambda = 1500 - 300\,000 \text{ m}$) физическите размери на антената са много малки. Вследствие на това част от радиовълните се излъчва от под земята към атмосферата, а друга част (директната вълна) се разпространява непосредствено в грунта (Фиг. 1).

От фигурата се вижда, че в атмосферата и в земята радиовълните се разпространяват по два пътя.

Процесът на разпространение на радиовълните в среда се дава със системата уравнения на Максвел. Опростено, тяхното решение може да бъде представено в следния вид:

$$E = E_m \cdot -l \delta x \cdot \cos W \left(t - \frac{x}{u} \right);$$

$$H = \frac{\sqrt{E_1}}{120\pi} \cdot E_m \cdot l - \delta x \cdot \cos$$

$$\left[W \left(t - \frac{x}{u} \right) - 4 \right].$$

При разпространение в атмосферата над земята повърхност с крайна проводимост фронтът на полето се наклонява и във вектора на електрическото

поле E се появява надлъжна съставна $E_1 X_0$ (фиг. 2).

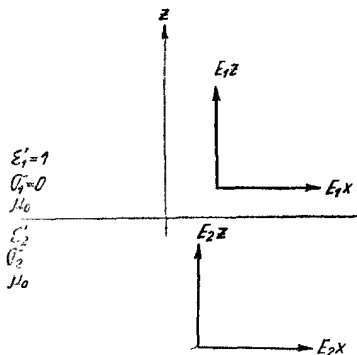
При това

$$\text{в атмосферата } \frac{E_1 Z}{E_1 X} \gg 1,$$

$$\text{в грунтя } \frac{E_2 X}{E_2 Z} \gg 1$$

$$\text{и } \frac{E_1 Z}{E_1 X} = \frac{E_2 X}{E_2 Z} \gg 1.$$

По такъв начин по-изгодно се явява в грунтя да се приема с хоризонтални



Фиг. 2

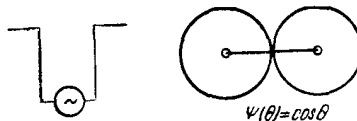
антени. Хоризонталният електрически дипол в грунтя има диаграма на насоченост $\psi(Q) = \cos Q$ (фиг. 3), докато атмосферата — $\psi(Q) = \sin Q$ (фиг. 4). В чуждестранният печат има даден някои описания на СДВ антени, кат например тази от фиг. 5, със съответната диаграма на насоченост.



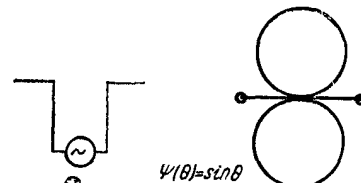
Без думи

В обхвата на ДВ и СДВ се наблюдава високо ниво на атмосферните смущения. Причината за това е, че в този обхват гръмотевичните разряди имат максимално излъчване и затова независимо от разстоянието полето отслабва много малко. Но имайки пред вид, че $E_2 z \ll E_2 x$, за по-добра шумозащитеност е необходимо подземната антена да се ориентира на минимума на смущенията.

Дотук се разглеждаше електрическият дипол в разсейваща среда. Въпреки че магнитното поле е много по-малко от електрическото, в редица случаи магнитният дипол се оказва по-ефективен. Магнитната проникваемост μ във въздуха и в грунтя е еднаква, затова



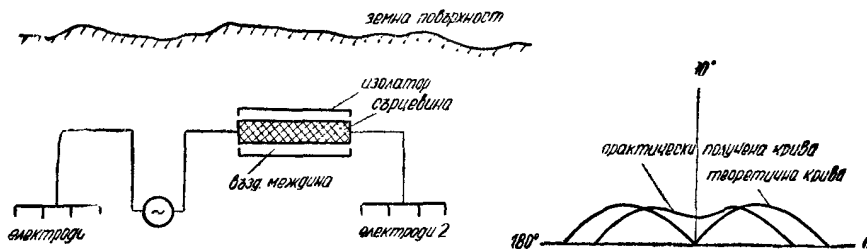
Фиг. 3



Фиг. 4

магнитното поле има еднакво значение и посока и във въздуха, и в грунтя. Магнитният дипол се прави във вид на бобина (със или без сърцевина) или рамка. В разсейваща среда бобината или рамката се поставя в изолатор или в

диовръзки се използва апаратура като тази от навигационните системи. В последно време се правят опити да се създаде принципно нова апаратура, в основата на която да залегнат и



Фиг. 5

бтекател. Такъв дипол в среда въздух—грунт и въздух—морска вода работи еднакво. Той има по-голяма ефективна площ на излъчване и приемане.

Като недостатък на магнитния дипол се отнася тясната лента на пропускане и голямата реактивна мощност.

Някои специалисти смятат, че в някои случаи е целесъобразно да се използва дипол за приемане на повърхностни радиовълни. Това е изгодно, когато антенните конструкции позволяват да се приемат с търсене на оптимално отношение сигнал — шум.

По скорост на предаваната информация подземната радиовръзка има известни ограничения, което е един от

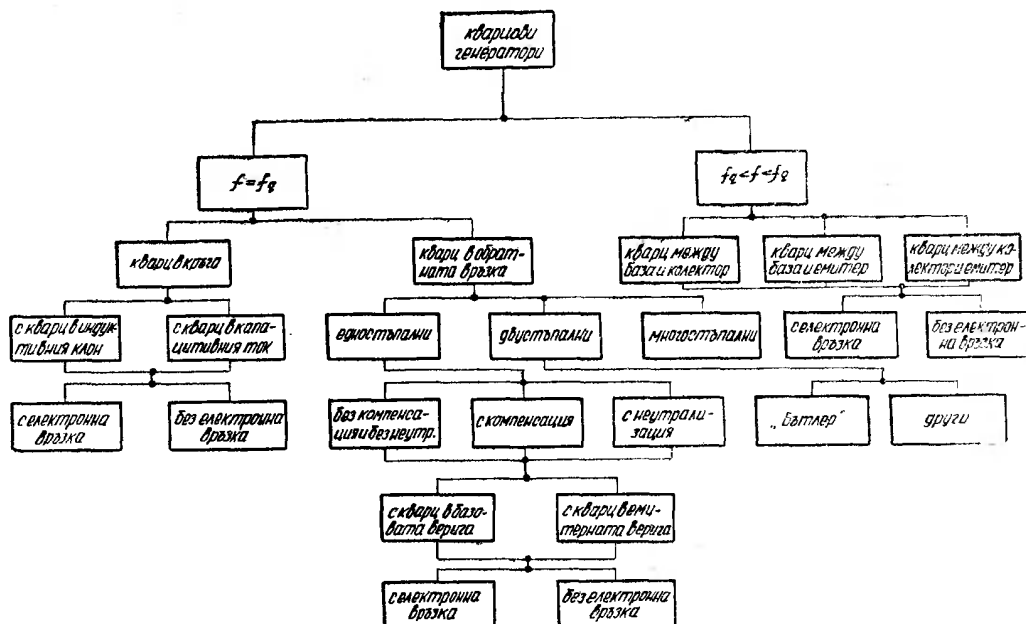
други методи на приемане и генериране на ДВ и СДВ, например ефекта на Хол.

Преодолявайки недостатъците на подземната радиовръзка, в някои страни се правят изследвания по създаване на сеизмическа връзка, т. е. връзка основана на вълни, разпространяващи се в еластична среда на земната кора. Предполага се, че този вид връзка може да има много широка честотна лента, а следователно и голяма скорост на предаване на информация. Практически този начин е абсолютно шумозащитен. Недостатък се явяват големите енергийни разходи за източника на сеизмически вълни.

Съществува огромно многообразие от схеми на автогенератори, честотата на които е стабилизирана с кварцов резонатор. От еквивалентната електрическа схема на резонатора, разгледана в кн. 7 на списанието, се вижда, че той

При схемите с кварц в обратната връзка се забелязва по-голямо многообразие. На първо място те могат да бъдат едностъпални (фиг. 3), двустъпални (фиг. 4) и многостъпални. Кварцът в едностъпалните схеми може да бъде

схемите може да се изпълни, като активният елемент — транзисторът — се включи със заземен емитер, заземена база или заземен колектор, очевидно е, че броят на възможните варианти, измежду които би трябвало да се направи



Фиг. 1

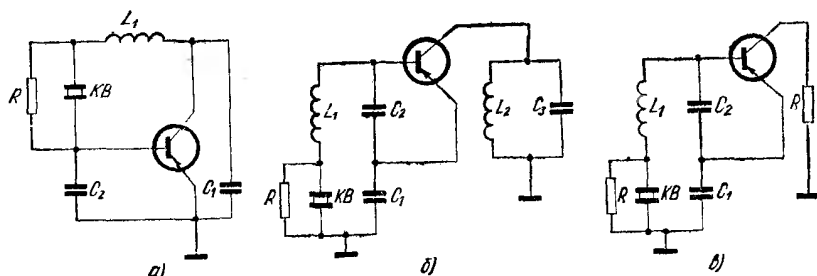
притежава две резонансни честоти — на серийен резонанс f_q и на паралелен резонанс f_p . Това обстоятелство дава възможност кварцовите генератори да се разделят на две големи групи (фиг. 1).

Към първата група се отнасят всички схеми, при които честотата на трептенията съвпада със серийната резонансна честота на резонатора f_q . Те се наричат схеми за серийен резонанс.

Към втората група се отнасят всички схеми, при които честотата на трептенията се намира между серийната f_q и паралелната честота на кварца f_p . Те се наричат схеми за „паралелен резонанс“ или „осцилаторни схеми“.

Първата група схеми (със серийен резонанс) се разделя на две големи подгрупи: схеми с „кварц в кръга“ и схеми с „кварц в обратната връзка“.

При схемите с „кварц в кръга“ (фиг. 2) резонаторът може да бъде включен в индуктивния или капацитивния клон на кръга. На практика се прилага предимно включването в индуктивния клон, понеже опасността от паразитни трептения, неконтролирани от кварца, е по-малка. Те може да бъдат без електронна връзка (фиг. 2а) и с електронна връзка (фиг. 2б, в). Схемите с електронна връзка може да бъдат с настроен резонансен кръг в колекторната верига (фиг. 2б) или с апериодичен товар (фиг. 2в).



Фиг. 2

включен в базовата или в емитерната верига на обратната връзка. При това той може да бъде без неутрализация и без компенсация (фиг. 3а, г), с компенсация (фиг. 3б, д) или с неутрализация (фиг. 3в). Освен това едностъпалните схеми могат да бъдат както с електронна връзка (фиг. 3д), така и без електронна връзка.

Втората група генераторни схеми (с паралелен резонанс) може да се реализира по три варианта, показани на фиг. 5. Най-често се използва фиг. 5а, при която кварцът трепти на честота, за която има индуктивен характер.

Като се вземе пред вид, че всяка от

избор коя схема да се приложи, извънредно много нараства. Това многообразие затруднява конструктора. За да бъде изборът оптимален, трябва да да се знаят предимствата и недостатъците на отделните видове схеми.

Тъй като предназначението на кварцовия генератор е да осигури стабилна честота и мощност от него не се изисква, сравнението трябва да се извършва по отношение на нестабилността на честотата. Различаваме два вида нестабилност — абсолютна и относителна. Под абсолютна нестабилност разбираме отклонението на честотата от номиналната ѝ стойност:

$$\Delta f = f - f_0$$

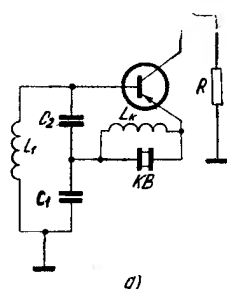
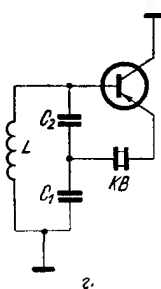
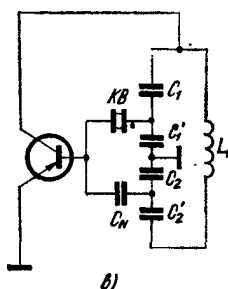
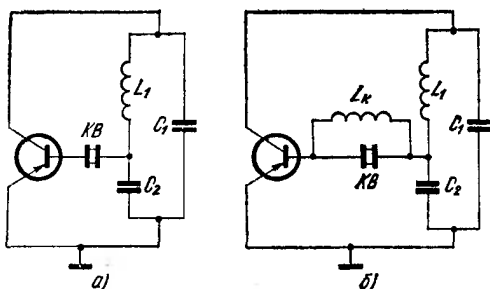
Абсолютната нестабилност не дава възможност да се сравняват генераторните схеми, особено ако работят на различни честоти. Относителна нестабилност се нарича отношението между абсолютната нестабилност и номиналната честота на автогенератора $\frac{\Delta f}{f_0}$.

Стабилността на генератора зависи от редица фактори: режима на актив-

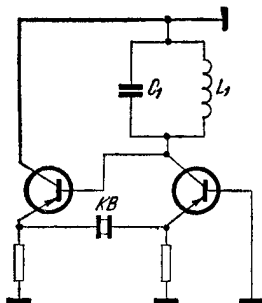
на захранващите напрежения, разсейваната мощност в кварцовия резонатор, изменението на температурата и нестабилността на параметрите на схемата.

Нестабилността на честотата при изменение на захранващите напрежения се дължи главно на изменение на входните и изходните капацитети и съпротивления на транзистора и стръмността на волтампериата му характеристика. При увеличаване на захранващото

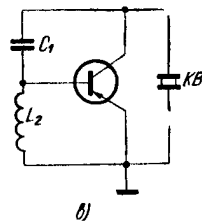
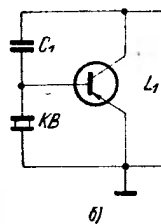
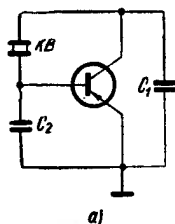
При повишаване на базовото напрежение (под повишаване ще разбирате изменение в такава посока, в която транзисторът се отпусква) се увеличава колекторният ток. В резултат на последното изходният капацитет се увеличава и честотата намалява. Входният капацитет се изменя в обратна посока — при увеличаване на колекторния ток намалява. От изследванията е установено, че нестабилността на често-



Фиг. 3



Фиг. 4



Фиг. 5

ния елемент, температурата, атмосферното налягане и др. Да се отчете общото влияние на всички параметри върху нестабилността на честотата е извънредно трудна задача. Сравнително по-просто е да се определи влиянието на всеки отделен фактор.

За тази цел се въвежда понятието „коэффициент на стабилизация“. Коэффициент на стабилизация по отношение на параметра μ се нарича отношението между относителното изменение на параметра $\frac{\Delta \mu}{\mu}$ и съответстващото му относително изменение на честотата

$$F_{\mu} = \left| \frac{\frac{\Delta \mu}{\mu}}{\frac{\Delta f}{f}} \right|.$$

От горното съотношение е очевидно, че колкото по-голямо число се получава за коефициента на стабилизация по дадения параметър, толкова по-малко влияние оказва той върху нестабилността на честотата на генератора.

Основните фактори, които влияят върху нестабилността на честотата на кварцовите генератори са: изменението

колекторно напрежение по абсолютна стойност се намалява изходният капацитет на транзистора, вследствие на което честотата на генератора се увеличава. При намаляването му настъпва обратният процес. (При разглеждането се има пред вид капацитивна триточкова схема). Изменението на базовото напрежение оказва обратно влияние.

тата, предизвикана от еднакво в процентно отношение изменение на захранващите колекторно и базово напрежения, е приблизително една и съща. Понеже влиянията им са противоположни, много добри резултати се получават при захранване на колектора и базата от един и същ токоизточник. Нестабилността на честотата от захранващите напрежения

Таблица 1

Тип на резонатора	Работна честота (kHz)	Допустима мощност [mW]
Херметизирани кварцови резонатори	750 ÷ 5000 (на основна честота)	10
	5000 ÷ 30000 (на основна честота)	4
	5000 ÷ 100000 (на обертона)	2
Вакуумни кварцови резонатори	4 ÷ 50	0,1
	50 - 800	2
	800 ÷ 30000 (на основна честота)	4
	15000 ÷ 100000 (на обертона)	2

не се изчислява. Тя се определя експериментално.

При изменение на околната температура се изменят параметрите на кварцовия резонатор. За всеки тип резонатор изменението на честотата му от изменение на температурата се дава от производителя като температурен коефициент на честотата (ТКЧ). Той представлява относителното изменение на честотата на резонатора при изменение на температурата с 10°C . От направените изследвания е установено, че температурната нестабилност на кварцовите генератори се дължи предимно на изменението на честотата на резонатора. Влиянието на останалите параметри е от по-низш порядък. Затова, когато схемата ще работи в широк температурен интервал, е необходимо да се избере кварцов резонатор, който има малък ТКЧ, или резонаторът да се постави в термостат.

Таблица 2

Схема	$F_L \cdot 10^{-4}$	$F_{C1} \cdot 10^{-4}$	$F_{C2} \cdot 10^{-4}$
Кварц в обратната връзка (фиг. 6а)	0,47	0,39	15,1
Кварц в кръга (фиг. 6б)	5,12	9,26	9,5
Кварц между база колектор (фиг. 6в)	—	11,8	11,8

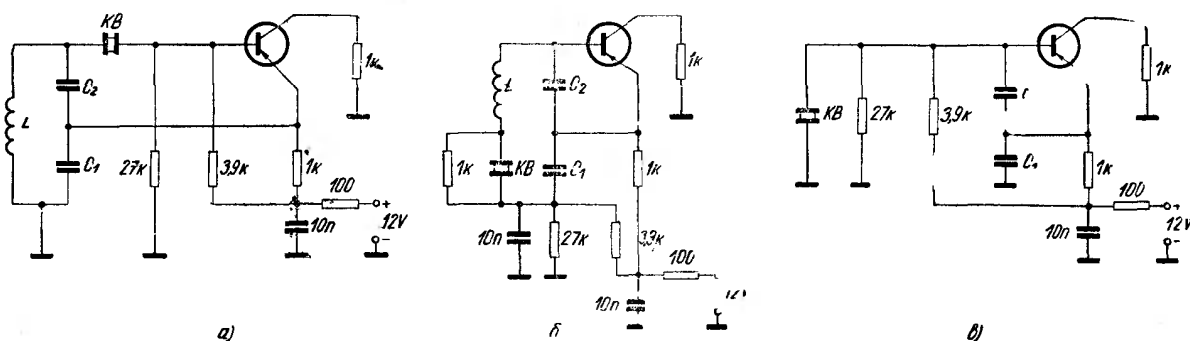
ския транзистор Т358. Данните на кварцовия резонатор са следните:

$$f_q = 9121380 \text{ Hz}, \quad R_q = 7,04 \Omega, \\ C_0 = 6,2 \text{ pF}, \quad L_q = 12 \text{ mH}, \\ C_g = 0,025 \text{ pF}, \quad Q_g = 94 \cdot 10^3, \quad P_{ка} = 2 \text{ mW}.$$

От сравнението въз основа на таблица 2 се вижда, че автогенераторът с

кварц между база и колектор е нейното лесно изпълнение.

Предимството на схемите с кварц в кръга и кварц в обратната връзка пред схемата с кварц между база и



Фиг. 6

Върху нестабилността на честотата на генератора оказва съществено влияние и мощността, разсейваща в кварцовия резонатор. С увеличаване на мощността, разсейвана в кварца, се повишава неговата температура, а това довежда до изменение на честотата му. Допустимата разсейвана мощност зависи от типа на резонатора. Тя е дадена в таблица 1.

Всички разгледани дотук фактори влияят еднакво за всички генераторни схеми. Сега ще направим сравнение на основните видове схеми помежду им. При сравнението ще имаме пред вид, че са изпълнени с едни и същи активен елемент (транзистор или лампа) и с един и същ кварцов резонатор.

От изследванията е установено, че основно дестабилизиращо влияние при всички схеми оказват параметрите на трептящата система (кръга). Оказва се, че нестабилността на честотата, предизвикана от нестабилността на реактивните параметри на кръга, съставлява 80–90% от общата нестабилност.

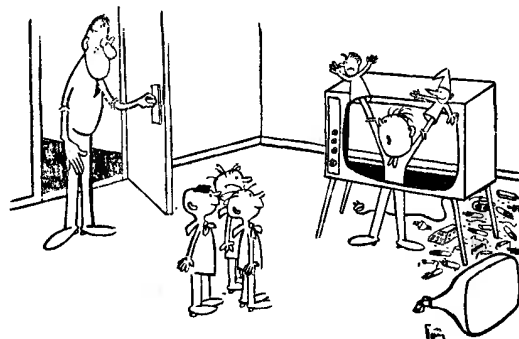
В таблица 2 са показани коефициентите на стабилизацион по отношение на параметрите на кръга за трите основни типа схеми, показани на фиг. 6. Схемата на фиг. 6а е с кварц в обратната връзка на фиг. 6б — с кварц в кръга, а на фиг. 6в — с кварц между база и колектор. Те са изпълнени с българ-

кварц между база и колектор е на първо място по отношение на стабилност на честотата. След него се нарежда схемата с кварц в кръга и като най-нестабилна схема може да се класира схемата с кварц в обратната връзка. Тя притежава предимството, че дава най-голяма амплитуда на генерираните колебания и може да работи на повисоки честоти с транзистори, които са сравнително нискочестотни (имат голям фазов ъгъл на стръмността за работната честота) без допълнителна фазова компенсация. Останалите две схеми — с кварц в кръга и с кварц между база и колектор — са равностойни по отно-

колектор е, че могат да се използват без особени трудности за стабилизация на честотата на обертон на кварцовия резонатор.

ЛИТЕРАТУРА

1. Александров, А. И. — Генераторы высокостабильных колебаний, Связь, Москва, 1967
2. Альтшуллер, Г. Б. — Управление частотой кварцевых генераторов, Связь, 1969
3. Жуховитская, В. П. — О расчете и сравнении автогенераторов с кварцем, НДВШ, Радиотехника и электроника № 1, 1959



Без думи...

Телевизионен приемник с лампи и транзистори „Хемус“ — Т59-4Р

н. с. инж. А. АПОСТОЛОВ,
НИПКИРЕ

Ограничената номенклатура на произвежданите у нас транзистори и диоди стана причина транзисторизацията на българските телевизионни приемници да има свой облик. Българските транзистори се оказаха приложими в следните стъпала: н. ч. усилвател, м. ч. усилвател за звука, стъпала за вертикално отклонение и амплитуден отделител. Прилагането на транзистори в крайните стъпала за звука на вертикалното отклонение доведе до използването на отделен изправител на ниско напрежение.

Конструктивното оформление на телевизионния приемник осигурява оптимален топлинен режим на стъпалата, в които са включени транзистори. Това е постигнато, като са съблюдавани следните съображения: шасито на телевизионния приемник е с вертикално разположение от „крилообразен тип“. Източниците на топлина (лампи, трансформатори и др.) са поставени на възможно най-голямо разстояние от чувствителните към нея транзистори. Печатните платки са подредени така, че лампите (чрез специални цокли) стоят от страна на медното фолио и на практика не загряват допълнително радиочастите, в това число и транзисторите от противоположната страна. За транзисторите са потърсени „най-студените места“ в общия обем на телевизионния приемник.

Цялото шаси е разположено извън дървената кутия на телевизионния приемник, като е покрито с профилен, перфориран по специален начин капак във форма на вана. По този начин се създават потоци от обтичащ елементите въздух („въздушни комини“).

За крайните стъпала за вертикално отклонение и н. ч. усилвател са оразмерени подходящи радиатори за приутително охлаждане.

За да се осигури удобна настройка и бърз ремонт, е предвидено завъртане на вертикалното шаси около напречната ос. Шасито може да заема две положения спрямо нормалното. Застопоряването на шасито към кутията в нормално положение се прави без винтове.

На дървената кутия в горния край са скрепени две притискащи пружини с профилни отвори. Върху горния край на шасито са заварени две плашки със същия профил, които в нормално положение се втикват в отворите на пружините.

Задният капак на телевизионния приемник се скрепва по подобен начин

с натегнати пружини, без да са необходими много винтове. Поставят се 3 винта за осигуряване, като 2 от тях служат за скрепване на пломбите на завода-производител.

Канален превключвател

За приемане на сигналите на телевизионните предаватели от I и II ТВ обхват се използва телевизионен канален превключвател. Той обхваща:

Входно устройство. Състои се от входен трансформатор Tr_{101} лентов, филтър и П-образен LC кръг.

Входният трансформатор (наречен Балун трансформатор) служи да превърне симетричния импеданс на антената 240Ω в несиметричен 60Ω , подходящ за свързване с входа на в. ч. усилвател. Изпълнен е с феритно ядро с две дупки, в които влизат две намотки с по 2 навивки от симетричен проводник с външно съпротивление $z = 120 \Omega$. Характерното свързване е показано на общата схема.

Входен кръг на в. ч. усилвател. Изпълнен е по П-образна схема, чрез която се осъществява съгласуването на ниското съпротивление на антената с високо входно съпротивление на в. ч. усилвател. Входният кондензатор се състои от паралелно свързване на $C_{103} = 10 \text{ pF}$ и $C_{107} = 3 \text{ pF}$. За изходен кондензатор на П-кръга служи входният капацитет на лампата на в. ч. усилвател. Входната обвивка L_{ax} е свързана между входния и изходния кондензатор на П-кръга. Чрез кондензатора $C_{106} = 10 \text{ pF}$ се постига задоволително съгласуване не само в I, но и в III ТВ обхват.

Чрез кондензатора $C_{108} = 2 \text{ pF}$ се постига неутрализация на действието на капацитета C_{ag} на лампата в в. ч. усилвател, като се създава мостова схема за сигнала в анодната верига на лампата. Мостът се състои от капацитетите на лампата C_{ag} , C_{g2} и от външните капацитети C_{108} и $(C_{103} + C_{107})$. По този начин изходният сигнал не може да попадне във входната обвивка.

ВЧ усилвател. В него е използвана лампата PCC88 с голяма струмност в каскадно свързване.

Първата триодна система работи като усилвател със заземен катод (УЗК), а втората — усилвател със заземена решетка (УЗР). Двете системи са свързани постоянноотково в серия. Понеже при това свързване катодът на втората система се оказва на потенциал $+90 \text{ V}$, чрез делителя R_{104} ($330 \text{ k}\Omega$) и R_{103} ($330 \text{ k}\Omega$) на решетката ѝ се установява също подходящ положителен потенциал, за да

се осигури необходимото преднапрежение $U_{gk} = -1,2 \text{ V}$. Това свързване е икономично от гледна точка на захранване и има предимство при АРУ на схемата. Когато се регулира първата система, се намалява токът ѝ, а анодното напрежение се повишава, автоматично се регулира и втората лампа, защото се увеличава напрежението на катода ѝ, което е равносилно на увеличаване на отрицателното преднапрежение U_{gk} . Първата лампа получава автоматично преднапрежение $1,2 \text{ V}$ чрез RC групата в катодната верига ($R_{102} = 100 \Omega$ и $C_{109} = 2 \text{ nF}$).

Усилването на първата лампа (УЗК) се повишава в III ТВ обхват чрез включването на П-образен филтър в анодната му верига. Този филтър образува паралелен трептящ кръг, настроен в средата на III ТВ обхват. Капацитетът на този трептящ кръг се състои от серийното свързване на C_{max} и C_{ax} на втората лампа (УЗР), а бобината му е L_{108} . Усилването на УЗК по напрежение е значително по-високо от единица, но усилването по мощност е значително ($K > 10$) и по този начин не се влошава отношението U_{cl}/U_{sh} , което се получава от антената.

УЗК усилва получения сигнал по напрежение до необходимото ниво за безупречна работа на смесителното стъпало.

Товарът на УЗР е лентов филтър, чиито бобини се превключват за всеки канал. Към вторичния кръг на този лентов филтър е включено съпротивлението R_{106} ($6,8 \text{ k}\Omega$), за да се получи необходимата лейта на пропускане на усилвателното стъпало. В първичната и вторичната страна на лентовия филтър са включени тример кондензатори C_{110} и C_{116} ($0,5 \div 4,5 \text{ pF}$), които служат да поемат толерансите на капацитета на отделните екземпляри при производствени условия и да улеснят настройката на лентовия филтър.

В решетъчната верига на преобразователната лампа PC82 е направен съпротивителен делител от R_{107} ($10 \text{ k}\Omega$) и R_{108} ($100 \text{ k}\Omega$). Средната му точка се използва за измерване и настройка и се извежда на достъпно място върху шасито на каналния превключвател. Доувеждането на мч сигнал от каналния превключвател (тунера) за IV и V ТВ обхват на решетката на преобразователна става чрез мостова схема, двете рамена на която се състоят от кондензаторите C_{111} (2 pF) и C_{114} (2 pF). Този начин на свързване оказва минимално влияние на характеристиката на усилвателя за I и III ТВ обхват.

Преобразувателят е направен с пентодната част на лампата PCF 82 по схемата на събирателно смесване. За товар на преобразувателя се използва бобината L_{104} , която заедно с кондензатора на анодната верига образува първичния кръг на лентов филтър с вътрешно капацитивна връзка.

Съпротивлението R_{109} (10Ω) заедно с кондензатора на анодната верига и кондензатора C_{119} (8 pF) образува П-образен филтър за подтискане смущаващите хармонични на междинната честота и от собствения хетеродин. Проникването на сигнала от анодната верига на преобразувателя към захранващия източник се препятства чрез в. ч. дросела Dr_{102} и кондензатора C_{125} (2 pF).

Собственият хетеродин е направен с триодната система на лампата PCF 82 по тритокова капацитивна схема (Колпитц). Стабилността на колебанията на хетеродина се постига с подбор на температурния коефициент на C_{121} (3 pF), C_{124} (10 pF) и C_{125} ($0,5 \div 4,5 \text{ pF}$). Изменението на честотата на колебанията на хетеродина от нагряването е сведено до стойност $\leq 250 \text{ kHz}$ за време от 2 до 60 минути след първоначалното включване. Фината подстройка на честотата на колебанията на хетеродина се прави чрез вариация диод ОА 1180, който променя капацитета си при изменение на запущащото го постояннотоково напрежение. Това напрежение се изменя чрез външния регулатор — потенциометър R_{604} ($0,0 \Omega$), в граници от $+2,5$ до $+5,2 \text{ V}$. Чрез съответен избор на кондензатора C_{123} (6 pF) се получава необходимата вариация ($> 1,2 \text{ MHz}$) на честотата на колебанията на хетеродина. Тример-кондензаторът в решетъчната верига на триодната част има същата задача, както тримерите на лентовия филтър. Входната верига, в. ч. усилвателя, преобразувателят и хетеродинът са обединени в единен блок, наречен превключвател на телевизионните канали. Той е от барабанен тип със сменяеми комплекти от бобини (L_{ax} , L_{ay} , L_p и L_o) за всеки телевизионен канал.

Междинночестотен усилвател за изображението

Той е тристъпален. Първите две стъпала са с лампи тип EF 183, които имат голяма стръмност ($S = 12 \text{ mA/V}$) и са пригодени за автоматично регулиране. Последното стъпало е с лампа EF 80. За връзка между отделните стъпала са използвани лентови филтри. По този начин се получава голямо усилване, селективност и сравнително добра фазова характеристика на усилвателя.

Между преобразувателното стъпало и първия м. ч. усилвател е използван като товар лентов филтър с вътрешно капацитивна връзка. Кръговите бобини са съответно L_{104} и L_{201} , а кондензаторът за връзка е C_{201} (68 pF), към който е включен капацитетът на вч кабел, свързващ ТКП с м. ч. усилвател за изображението. Видът на връзката в този филтър дава възможност да се премахне вредното действие на големия капацитет на свързващия кабел. Паралелно на кондензатора за връзка е поставен се-

риен трептящ кръг, настроен на носещата за звука ($f_{МЗВ} = 31,5 \text{ MHz}$), и образува звуковото прагче върху характеристиката на м. ч. усилвател. Чрез съпротивлението R_{201} ($1,2 \text{ k}\Omega$) се подава напрежението на АРУ.

За товар на анодната верига на второто стъпало е използван М-филтър. Съставен е от 4 трептящи кръга — два паралелни и два серийни. Два паралелни кръга, състоящи се от бобините L_{203} и L_{205} и съответните им паралелни лампови и монтажни капацитети, представляват основните кръгове на лентовия филтър. Те имат вътрешна връзка, състояща се от импеданса на серийните кръгове L_{204} , C_{210} (резонансна честота $f_{НСЗ} = 39,5 \text{ MHz}$) и L_{206} , C_{211} (резонансна честота $f_{НСИ} = 30,9 \text{ MHz}$). За резонансните честоти на серийните кръгове се получава минимален импеданс на връзката между основните кръгове. Селективността на този лентов филтър спрямо сигнали от съседните предаватели на изображението и звука е много голяма поради наличието на външно капацитивна връзка между основните кръгове, осъществена чрез съпротивлението R_{207} ($33 \text{ k}\Omega$). Чрез него се получава напрежение в решетъчната верига на следващата лампа, която има противна фаза на това, преминало по пътя на вътрешно импедансната връзка.

Дроселът Dr_{201} се поставя, за да се намали падът на постояннотоково напрежение върху демпфачното първичния кръг съпротивление R_{20} ($6,8 \text{ k}\Omega$). През съпротивлението R_{205} и следващия Г-образен филтър, състоящ се от C_{218} (2 pF) и R_{210} ($10 \text{ k}\Omega$) се подава напрежението за АРУ на стъпалото. За товар на следващите две стъпала служат лентови филтри с индуктивна връзка. Връзката може да се регулира при настройката в производството чрез въртене на в. ч. сърце на бифиларно намотаната бобина за връзка L_{205} , съответно L_{212} . Лентовите филтри са поддържащо демпфатори ($R_{206} = 2,2 \text{ k}\Omega$, съответно $R_{22} = 6,8 \text{ k}\Omega$) във вторичния кръг, за да се получи необходимата лента на пропускане и максимално възможно усилване.

Последното стъпало, в което се получава най-голямо ниво на м. ч. сигнал, е грижливо ширмовано и развързано чрез филтри към захранващия източник ($R_{221} = 510 \Omega$, $C_{220} = 2,2 \text{ pF}$) и отоплителната верига ($C_{238} = 3 \text{ nF}$, $C_{235} = 3 \text{ nF}$).

Видеодетектор и видеоусилвател

Видеодетекторът е осъществен с германиевия диод SFD 104 (D_{201}). Корекцията на видеодетекторната характеристика е сложна, паралелно-последователна. Изпълнена е с коригираща дросел Dr_{203} , поставен серийно с товарното съпротивление R_{224} ($2,7 \text{ k}\Omega$) на детектора и дросела Dr_{204} , водещ към първата решетка на видеоусилвателната лампа L_{01} (PCL84). Непосредствено след видеодетектора е поставено П-сбразно звено, състоящо се от кондензаторите C_{225} , C_{226} (5 pF) и дросела Dr_{03} . То представлява видеочестотен филтър, като спира сигнала с м. ч. и неговите хармонични. За да се осигури малък проходен капацитет на дросела, той е на-

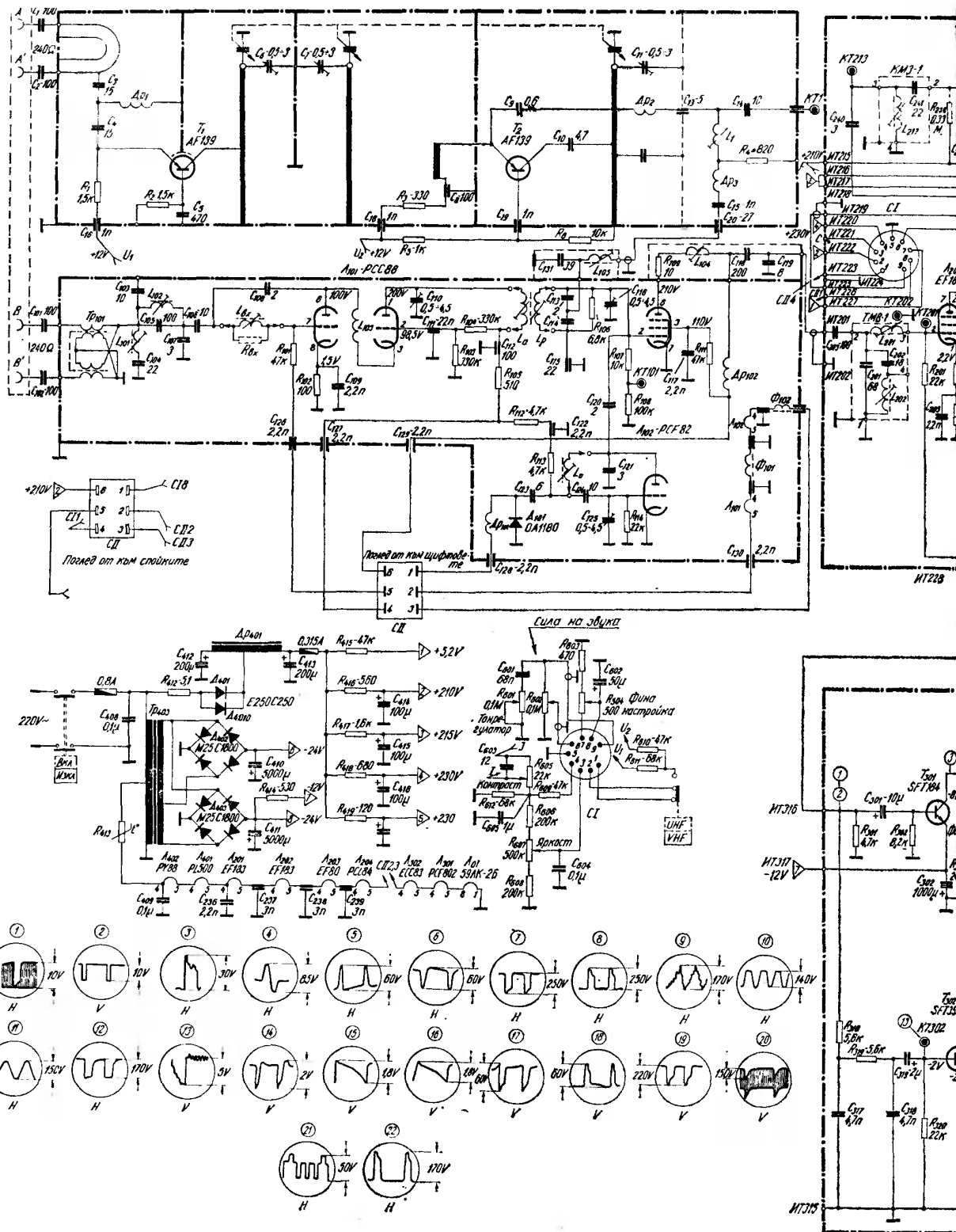
внт върху феритно тяло. Този филтър намалява паразитните сигнали във видеостъпалото, които могат в противен случай да причинят смущения в изображението (моар) или звука (свистене).

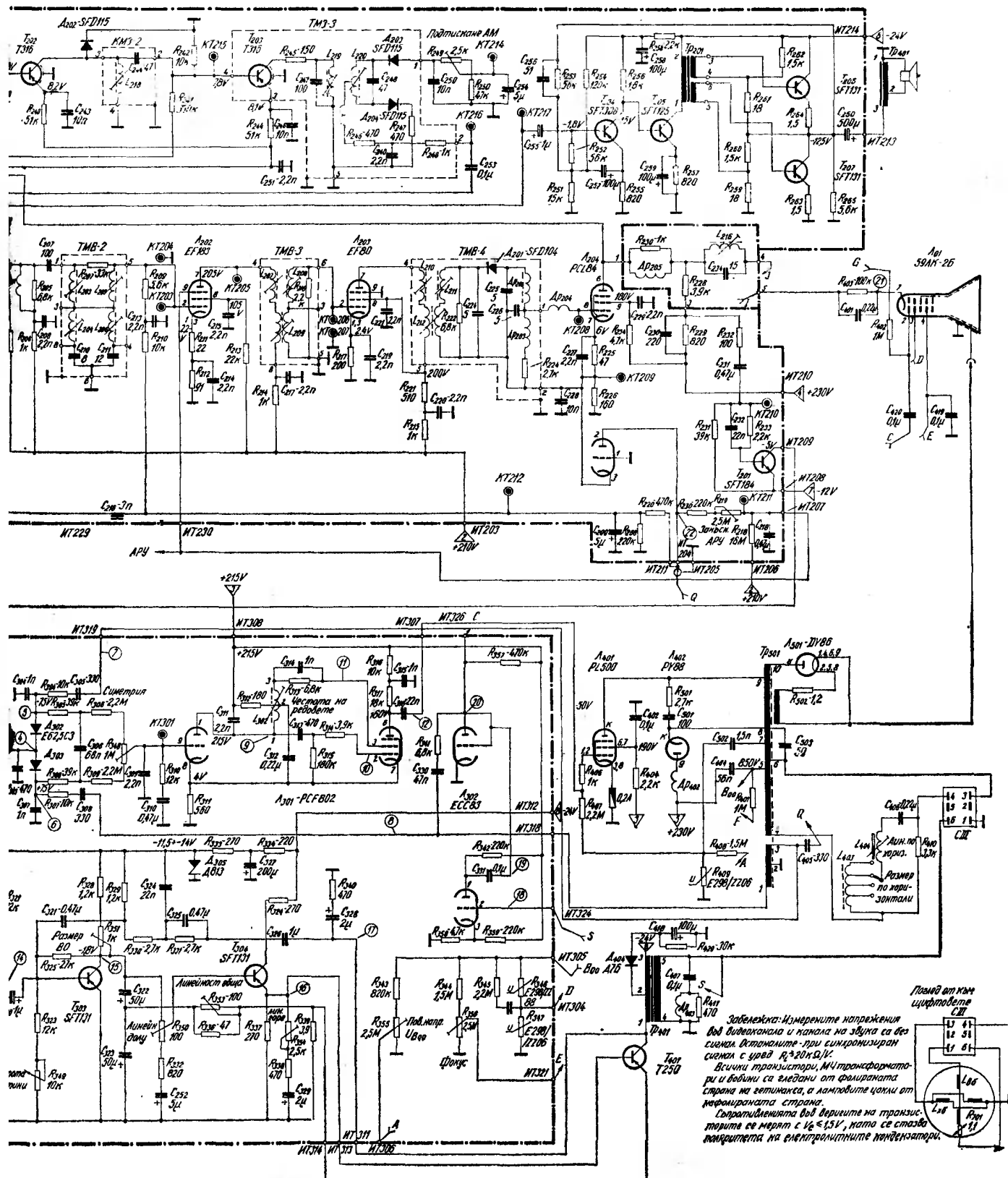
Видеоусилвателят е също със сложна корекция на характеристиката. Товарното съпротивление R_{228} ($3,9 \text{ k}\Omega$) е жично, с точно определена индуктивност ($150 \mu\text{H}$), така че не е необходимо да бъде поставен отделно специален коригиращ дросел в серия с него. На схемата в анодната верига в случая има само един дросел Dr_{05} , въпреки че корекцията на характеристиката е сложна.

Новото в схемата на видеоусилвателя е регулирането на контраста. При приетата схема регулирането се прави, без да се засяга режимът на видеоусилвателната лампа и м. ч. усилвател. Към кинескопа се довежда цялото или част от видеонапрежението, което се получава върху товарното съпротивление на видеоусилвателната лампа. По този начин видеоусилвателят винаги работи в оптимален режим, което позволява като усилвател да се използва втората междинна честота $f_{МЧII} = 6,5 \text{ MHz}$. Видео-напрежението за кинескопа се сменя от честотнонезависимия делител, включен паралелно на товарното съпротивление на видеоусилвателя. За да не се изменя яркостта, при всяко регулиране на контраста е направена мостова схема.

Чрез добавянето на съпротивлението R_{609} ($47 \text{ k}\Omega$) и R_{612} ($68 \text{ k}\Omega$) е направено така, че потенциалите на точки А и Б да се изравнят. При движението на плъзгача на потенциометъра R_{608} ($22 \text{ k}\Omega$) потенциалът на катодата на кинескопа няма да се променя. Това значи, че не се изменя яркостта, когато се регулира контрастът на изображението. Честотно независимият делител се осъществява приблизително само с прибавяне на кондензатора C_{603} (12 pF) между горния край и плъзгача на потенциометъра. Строго погледнато, за да се ползва честотно независим делител, би трябвало да се въведе и променлив кондензатор, така че произведението $R_1 C_1 = R_2 C_2$, където R_1 и R_2 са двете части на потенциометъра, а C_1 и C_2 — съответните части на променливия диференциален кондензатор, да бъде спазено за всяка точка на плъзгача. Такава точност не е необходима на практика, защото обикновено се използва само горната $1/3$ част на потенциометъра. За да се постигне честотно независимо деление в тази част, е достатъчен един единствен кондензатор, както това е показано в схемата. Видеоосигналът, необходим за амплитудния делител (АО), се получава от анодната верига на видеоусилвателя. Понеже на транзисторния АО не е необходим пълният сигнал, направен е делител между R_{228} ($3,9 \text{ k}\Omega$) и R_{229} (800Ω). Сигналът се отнема от съпротивлението R_{229} . За да не се шунтира товарното съпротивление на видеоусилвателя с входния капацитет и сравнително малкото активно входно съпротивление на транзистора T_{201} (SFT 184), са поставени паралелният капацитет C_{230} (220 pF) и серийното съпротивление R_{232} (100Ω).

(следва)





Определяне вида и изправността на непознати диоди и транзистори

инж. Д. СОТИРОВ
инж. И. ИЛИЕВ

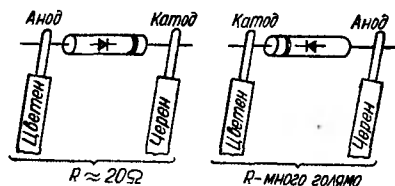
При ремонт на транзисторни радио-приемници, магнетoфони, усилватели и други полупроводникови електронни устройства в радиолюбителски условия често се оказва, че не разполагаме с принципната схема, с характеристиките на активните градивни елементи, че липсват характерните маркери, определящи местоположението на изводите на диодите или транзисторите. В тези случаи се налага по възможно най-простия начин да определим катода и анода на диодите, колекторите, емитера и базата на транзисторите, типа им (*p-n-p* или *n-p-n*), да се ориентираме по отношение на изправността им.

Описаният по-долу метод, чрез който се извършват тези проверки, изисква наличието на комбиниран уред (ампервольт-омметър) с входно съпротивление поне $10\,000\ \Omega/V$, с какъвто, предполагаме, разполага всеки напреднал радиолюбител. Необходими са още една батерийка от 4,5 V, няколко съпротивления — $1\ k\Omega$, $100\ k\Omega$, $220\ k\Omega$ с мощност $0,25\ W$.

В интерес на по-нагледното изясняване на метода ще приемем, че единият вход на уреда е черен, а другият — цветен (червен, кафяв, син, жълт и др.).

Определяне изправността, поляритета и типа на диодите

Поставяме единия край на цветния накрайник в общата клемма на уреда, а единия край на черния — в клемата Ω и нулираме уреда в обхвата $\Omega \times 100$



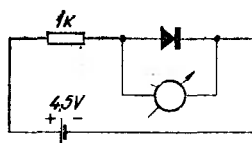
Фиг. 1

Контактуваме свободните краища на накрайниците с двата извода на диода, който проверяваме (предварително единият от изводите на диода трябва да бъде отделен от общата схема), след това разменяме местата на накрайниците върху изводите на диода, както е показано на фиг. 1.

Ако диодът е в добро състояние, омметърът ще покаже около $20\ \Omega$ в едното и неизмеримо голямо съпротивление в другото положение. Ако ди-

одът е прекъснат, стрелката на омметъра няма да се отклони и при двете положения; ако е пробит, съпротивленията в двете посоки ще бъдат равни.

За да определим вида на диода — германиев или силициев, — ще използваме схемата от фиг. 2, като предварително включваме уреда в обхват

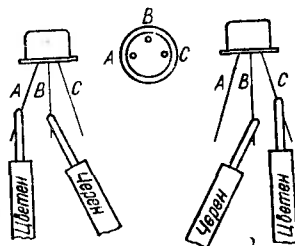


Фиг. 2

$U = 2 - 3\ V$ и поставяме диода в правилна посока. Ако падението на напрежението върху диода е около $0,8\ V$ — диодът е силициев, ако е около $0,4\ V$ — германиев.

Определяне на базата и типа на транзистора

Нулираме уреда в обхват $\Omega \times 100$. Мислено означаваме изводите на транзистора с *A*, *B* и *C*, като с *B* означаваме средния извод и поставяме черния накрайник с него. След това последователно контактуваме цветния накрайник с изводите *A* и *C*. В зависимост от типа на транзистора и извода, с който контактува цветния накрайник на уреда, отклонението на стрелката е по-



Фиг. 3

голямо или по-малко. Ако в двете положения *BA* и *BC* отчетените съпротивления са равни, *B* е база на транзистора и той е от *p-n-p* тип. Ако отчетените съпротивления са различни, при което са с много големи стойности или почти нула, транзисторът не е от *p-n-p* тип и *B* не е неговата база.

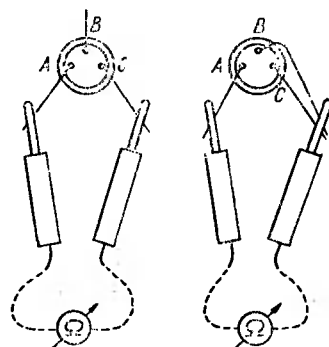
Очевидно е, че за да бъдат ефективни измерванията, следва при всяко

търсене единият от накрайниците да остава в контакт с определен извод от транзистора, а с другия да контактуваме последователно с останалите два извода (фиг. 3).

Базата ще бъде определена всеки път, когато измерваното съпротивление е равно и при двата опита. Възможните 24 случая при тези опити са илюстрирани на таблица 1. В нея общата клемма на уреда е означена като „+“ полюс, а клемата — като „-“ полюс.

Определяне на колектора

Включваме измервателния уред в обхват $\Omega \times 100$ и го нулираме. Ако транзисторът е от *p-n-p* тип с база *B*, изпробваме съгласно фиг. 4. Предпола-



Фиг. 4

аваме, че *A* е емитерът, и го свързваме с „+“, а *C* е колекторът и го свързваме с „-“ полюс. Отбелязваме отклонението. След това осъществяваме контакт между извода *B* и извода *C* и ако е очевидно едно чувствително намаляване на съпротивлението, то следва да считаме, че изводът *C* е колектор на транзистора. Ако не установим намаляване на съпротивлението, то транзисторът е или силно изтощен, или прекъснат. Ако отчетеното съпротивление е приблизително равно на нула преди поставяне на базата в контакт с колектора или след контактуването, транзисторът е пробит.

За илюстрация на гореописаното предлагаме следните примери с български транзистори от *p-n-p* тип:

1. Транзистор SFT 308 с емитер *A*, база *B* и колектор *C*.

№ на опита	Изводи от транзистора	Измерено съпротивление	Заклучение
1	$A-B+$ $A-C+$	много голямо	опитайте № 6
2	$A-B+$ $A-C+$	равни	$p-n-p$ A е базата
3	$A-B+$ $A-C+$	малко голямо	опитайте № 6 след това № 2
4	$A-B+$ $A-C+$	голямо малко	" "
5	$A+B-$ $A+C-$	много голямо	опитайте № 2
6	$A+B-$ $A+C-$	равни	$n-p-n$ A е базата
7	$A+B-$ $A+C-$	малко голямо	опитайте № 10
8	$A+B-$ $A+C-$	голямо малко	опитайте № 6
9	$B-A+$ $B-C+$	много голямо много голямо	опитайте № 14
10	$B-A+$ $B-C+$	равни	$p-n-p$ B е базата
11	$B-A+$ $B-C+$	голямо малко	опитайте № 22
12	$B-A+$ $B-C+$	малко голямо	опитайте № 6
13	$B+A+$ $B+C+$	много голямо	опитайте № 10
14	$B+A+$ $B+C+$	равни	$n-p-n$ B е базата
15	$B+A+$ $B+C+$	голямо малко	опитайте № 20
16	$B+A+$ $B+C+$	малко голямо	опитайте № 6
17	$C-A+$ $C-B+$	много голямо	опитайте № 22
18	$C-A+$ $C-B+$	равни	$p-n-p$ C е базата
19	$C-A+$ $C-B+$	малко голямо	опитайте № 14
20	$C-A+$ $C-B+$	голямо малко	опитайте № 10
21	$C+A-$ $C+B-$	много голямо	опитайте № 18
22	$C+A-$ $C+B-$	равни	$n-p-n$ C е базата
23	$C+A-$ $C+B-$	малко голямо	опитайте № 14
24	$C+A-$ $C+B-$	голямо малко	опитайте № 10

B в контакт с — полюс
 A в контакт с $+$ полюс } $R = 85$
 B в контакт с — полюс
 C в контакт с — полюс } $R = 85$
 A в контакт с — полюс
 C в контакт с $+$ полюс } $R = 10 k\Omega$
 При контакт на B с C съпротивлението спада на 130Ω .

2. Транзистор SFT 323

B в контакт с — полюс
 A в контакт с $+$ полюс } $R = 100$
 B в контакт с — полюс
 C в контакт с $+$ полюс } $R = 100$
 A в контакт с $+$ полюс
 C в контакт с — полюс } $R = 1.5$
 При контакт на B с C съпротивлението спада на 120Ω .

3. Транзистор SFT 353

B в контакт с — полюс
 A в контакт с $+$ полюс } $R = 105$
 B в контакт с — полюс
 C в контакт с $+$ полюс } $R = 105$
 A в контакт с $+$ полюс
 C в контакт с — полюс } $R = 2$
 При контакт на B с C съпротивлението спада на 130Ω .

Измерване на усилването на транзистора

Ориентировъчно усилването на транзистора определяме по формулата

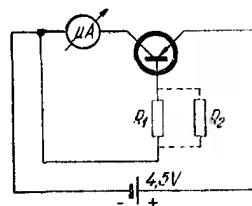
$$\beta = \frac{I_{K2} - I_{K1}}{I_{B2} - I_{B1}}$$

където β е коефициентът на усилване по ток,

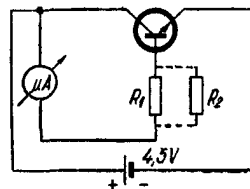
$I_{K1,2}$ — токът в колектора,

$I_{B1,2}$ — токът в базата.

Числителя и знаменателя във формулата определяме съответно чрез измер-



Фиг. 5



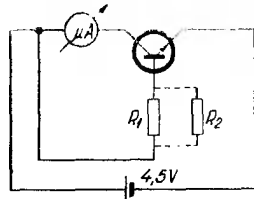
Фиг. 6

ване на тока в колектора и тока в базата при поредно включване на $R_1 = 220 k\Omega$ и $R_2 = 100 k\Omega$.

За измерване на колекторния ток използваме схемата от фиг. 5 за транзистори от $p-n-p$ тип и тази от фиг. 6 за транзистори от $n-p-n$ тип.

За измерване на базовия ток — схемата от фиг. 7 за транзистори от $p-n-p$ тип и схемата от фиг. 8 за транзистори от $n-p-n$ тип.

Ако все пак радиолюбителят не разполага с комбиниран уред, тогава за

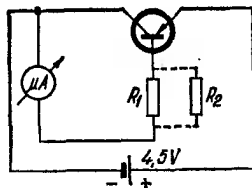


Фиг. 7

бързото определяне на катодата и анода на диодите, на изводите на транзисторите, както и за определяне на изправността им той може да си направи пробник съгласно схемата от фиг. 9. За реализирането му е необходим един звънчев трансформатор, два изправителни диода (например Д7Ж) и две лампички за слаб ток за напрежение от 6 до 24 V.

Ако контактуваме един към друг изводите на пробника, то L_1 и L_2 , ще

светят слабо, тъй като протичащият през тях ток ще бъде слаб. Този ток не е в състояние да повреди диода или транзистора, който измерваме. При контактуване на изводите на пробника към изводите на един изправен диод, ще светне L_1 или L_2 , което от своя страна ни показва анода и катода на диода. Ако диодът е повреден или ще светнат и двете лампички (при пробил

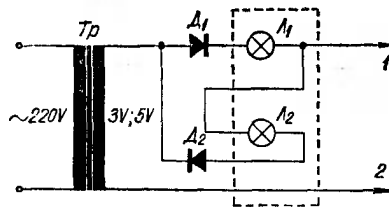


Фиг. 8

диод) или въобще няма да светнат (при прекъснат диод).

Измерването на транзистори се основава на общоизвестния факт, че транзисторът може да се разглежда като противоположно свързани диоди. Типа на транзистора ($p-n-p$ или $n-p-n$) опре-

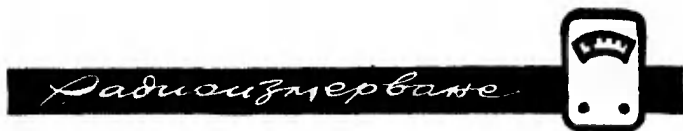
деляме по следния начин. Контактуваме с извод 1 на пробника към базата, а с извод 2 — към емитера или колектора. Ако светне L_1 , транзисторът е от $n-p-n$ тип, ако светне L_2 — от $p-n-p$ тип. При изправен транзистор и от



Фиг. 9

двата типа при включване на изводите на пробника към колектора и емитера L_1 и L_2 не трябва да светят. Ако лампите светят, транзисторът е неизправен, т. е. утечното му съпротивление е под 500 Ω .

Пробникът може да се използва успешно и за проверка на изправността на мостови диодни схеми. При дефектирал диод — пробил или прекъснат — непременно L_1 или L_2 ще светят.



Прибор за проверка на транзистори

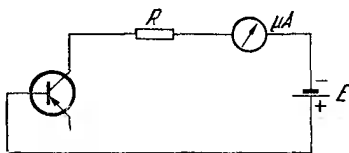
инж. Д. СОТИРОВ

Известни са много методи и схемни решения, които дават възможност за бърза и качествена оценка на състоянието на транзисторите. Но безспорно най-добри резултати ще получим, ако използваме фабрично изработен измервател на транзистори. За съжаление не винаги, когато е необходимо, можем да разполагаме с такъв уред, а изработването му в радиолюбителски условия е свързано с много време и материални средства.

Описаната по-долу схема на любителски транзистометър е сравнително лесна за изработване и не изисква скъпо струващи градивни елементи. Тя дава възможност да се измерват три основни за всеки транзистор параметри I_{KO} , I_{KEO} и β -параметри, чрез които с достатъчна за практиката точност, сравнявайки ги със съответно посочените в справочниците и каталозите (I_{KO} и β се посочват почти задължително), можем да оценим състоянието на измервания транзистор.

Принципът на измерване на посочените параметри се разглежда от схе-

мите на фиг. 1, 2 и 3, както следва: фиг. 1 — схема за измерване на обратния колекторен ток I_{KO} . Характерно за нея е, че емитерът е свободен, а токоизточникът E е свързан в обратна посока спрямо колекторния преход, т. е.



Фиг. 1

сздадени са условия за протичане на обратен колекторен ток, дължащ се на неосновните токоносители. Тъй като концентрацията на неосновните токоносители е силно зависима от околната температура, за да се избегнат грешки, измерването на този параметър трябва да става при температура, въз-

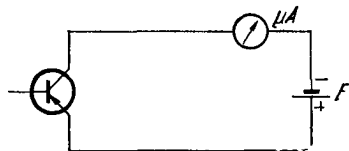
можно най-близка до посочената в справочниците (обикновено 25° C). Ако при измерването стрелката на микроамперметъра не може да се установи на определена стойност от скалата му и продължи да се движи бавно в посока на нарастване на отчитаната стойност, това вече е сигурен признак, че транзисторът е дефектирал.

Съпротивлението R е включено с цел да предпази измервателния уред в случай на пробив в транзистора.

Фиг. 2 — схема за измерване на обратния ток на прехода колектор—емитер при свободна база I_{KEO} . Характерно за тази схема е, че токоизточникът E е включен в права посока спрямо емитерния преход и в обратна — спрямо колекторния. Напрежението на токоизточника E се разпределя право пропорционално на съпротивленията на преходите, т. е. почти цялото действа върху колекторния преход. Това създава условия за протичане на I_{KEO} , който при транзистори със значителен обратен колекторен ток I_{KO} може да има стойност няколко десетки милиам-

пери $I_{KEO} = (\beta + 1) I_{KO}$ и затова при измерването на I_{KEO} трябва да бъде възможно най-краткотрайно.

Фиг. 3 — схема за измерване коефициента на усилване по ток на транзистора в схема с общ емитер β . В



Фиг. 2

практиката това усилване най-често се определя чрез отношението между колекторния ток I_K и базисния ток I_B :

$$\beta = \frac{I_K}{I_B} \quad (1)$$

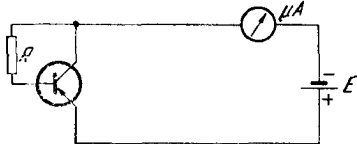
Напрежението между базата и емитера винаги е значително по-ниско (0,05—0,2 V) от това на захранващия ток източник (в случая 4 V), вследствие на което I_B може да се определи чрез формулата със задоволителна за практиката точност

$$I_B = \frac{E}{R} \quad (2)$$

Стойността на съпротивлението R определяме от формулите (1) и (2):

$$R = \frac{\beta E}{I_K} \quad (3)$$

Последната формула показва, че коефициентът на усилване по ток β е право пропорционален на стойността на



Фиг. 3

R и може да бъде директно определян чрез него, ако колекторният ток I_K запазва постоянна стойността си при промяната на R .

Например при $E = 4 \text{ V}$ и $I_K = 1 \text{ mA}$ $R = 4000 \beta$ и ако $R = 100 \Omega$, то $\beta = 40$.

Да разгледаме схемата на транзистора на фиг. 4. Измервателният уред е микроамперметър със средна чувствителност (примерно 200 μA), достатъчна за измерване на обратните токове I_{KO} и I_{KEO} . Предвидено е чувствителността му да се превключва в четири обхвата — 200 μA , 1 mA, 10 mA и 100 mA. Тази функция се изпълнява от превключвателя Π_1 и шунтиращите уреди съпротивления R_1, R_2, R_3, R_4 .

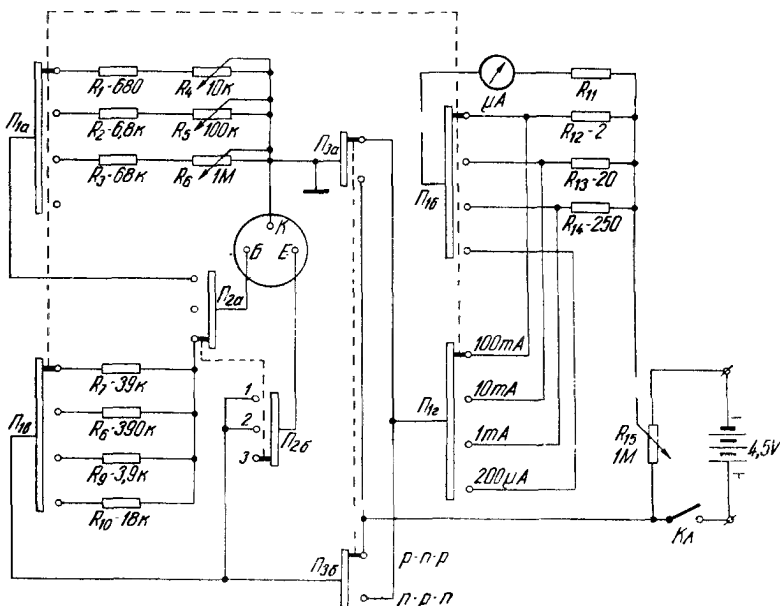
Стойността на съпротивлението R_{11} трябва да се избере в зависимост от вътрешното съпротивление на измервателния уред така, че общото им съпротивление да бъде възможно най-близко до 1 k Ω .

Потенциометрите R_4, R_5 и R_6 са подбрани така, че заедно със съпротивления R_1, R_2 и R_3 осигуряват измер-

ването на β в обхват $\beta = 10 \div 120$, съответно при обхвати по отношение на I_K — до 500 μA , 5 mA и 50 mA.

Съпротивленията R_1, R_2 и R_3 служат и за ограничаване на минимално измерваната стойност на β до 10, тъй

стойността на съответното съпротивление е 10 k Ω при $I_K = 500 \mu\text{A}$, 1 k Ω при $I_K = 5 \text{ mA}$ и 100 Ω при $I_K = 50 \text{ mA}$. Например, ако $I_K = 5 \text{ mA}$, стойността на съпротивлението във веригата, т. е. $R_2 + R_5$ ще бъде $24 \times 1 \text{ k}\Omega = 24 \text{ k}\Omega$ за



Фиг. 4

като се явяват като нерегулируем край към съответните потенциометри.

Защитата на измервателния уред в случай на пробил транзистор, т. е. когато измерваният обратен колекторен ток I_{KEO} е недопустимо силен, се осигурява от съпротивленията R_7, R_8, R_9 и R_{10} .

Изборът на вида на измерването се определя от положението на превключвателя Π_2 : положение 1 — измерване на коефициента на усилване по ток β ; положение 2 — измерване на обратния колекторен ток I_{KEO} ; положение 3 — обратния ток I_{KO} . Ако при измерване на I_{KEO} се установи, че стойността му не е незначителна по отношение на I_K (примерно $I_{KEO} = 50 - 100 \mu\text{A}$ за $I_K = 500 \mu\text{A}$), при отчитане на β това трябва да се вземе пред вид и да отчетем съответно β за ток $I_K + I_{KO}$.

Превключвателят Π_3 служи за определяне типа на измервания транзистор $p-n-p$ или $n-p-n$.

За да отчитаме β , трябва предварително да се разграфят (еталонират) съответни скали към потенциометрите R_4, R_5 и R_6 . За предпочитане е потенциометрите да бъдат линейни. Това улеснява разграфяването и подобрява нагледността му. Еталонирането на скалите на потенциометрите трябва да стане с помощта на таблицата. Тя отразява съответствието между стойностите на β и въведения за конкретната схема K — коефициент за умножение по съпротивление. K показва, че

$\beta = 30$; 40 k Ω за $\beta = 50$, 60 k Ω за $\beta = 75$ и т. н. Ако сме на положение $I_K = 50 \text{ mA}$, съответно стойността на съпротивлението във веригата $R_1 + R_4$ ще бъде $24 \times 100 \Omega = 2,4 \text{ k}\Omega$ за $\beta = 30$, 4 k Ω за $\beta = 50$ и 6 k Ω за $\beta = 75$ и т. н.

Достатъчно е да намерим тези стойности с един точен омметър и да поставим съответните отметки върху скалите на потенциометрите.

Еталонирането и измерването се правят при захранващо напрежение 4V, а за самия транзистор е предвидено използването на стандартна батерийка от 4,5 V. По този начин, проверявайки преди измерване напрежението и регулирайки го чрез потенциометъра R_{15} , при измерване на β с описания транзистор е възможно и измерването на диоди. Те се включват между колектора и базата (K и B) на супорта.

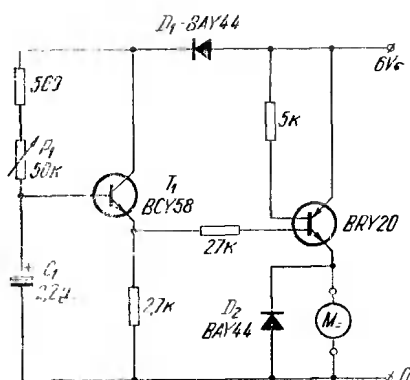
β	K	β	K
10	8	65	52
15	12	70	56
20	16	75	60
25	20	80	64
30	24	85	68
35	28	90	72
40	32	95	76
45	36	100	80
50	40	105	84
55	44	110	88
60	48	120	96

Електронно регулиране оборотите на малки постоянноточови мотори

инж. Д. БЕЛЧЕВ

Беззагубното регулиране оборотите на малки постоянноточови мотори се осъществява чрез тиристорни и транзисторни схеми.

На фиг. 1 е дадена проста схема, при която се използва един тиристор-тестрод. Управлението е безстъпално. Използува се фазовият метод на управле-



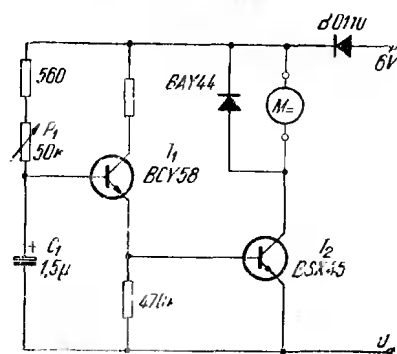
Фиг. 1

ние за всеки полупериод от променливото захранващо напрежение. Транзисторът T_1 се захранва от еднопътен изправител с диод D_1 .

Моментът на запалването на тиристора се регулира с потенциометъра P_1 . Посредством него се изменя времето на зареждане на кондензатора C_1 , свързан към базата на транзистора T_1 , а с това и фазовият ъгъл на запалване спрямо положителната синусоидална полуwave на променливото напрежение. Когато зарядът на C_1 достигне определена стойност, транзисторът T_1 се отпушва и през емитера протича силен ток. За управляващ сигнал на тиристора се използва падението на напрежението в съпротивлението, свързано с емитера на T_1 . Тиристорът в дадения момент се запалва моментално и остава в това състояние до следващия нулев преход на захранващото синусоидално напрежение.

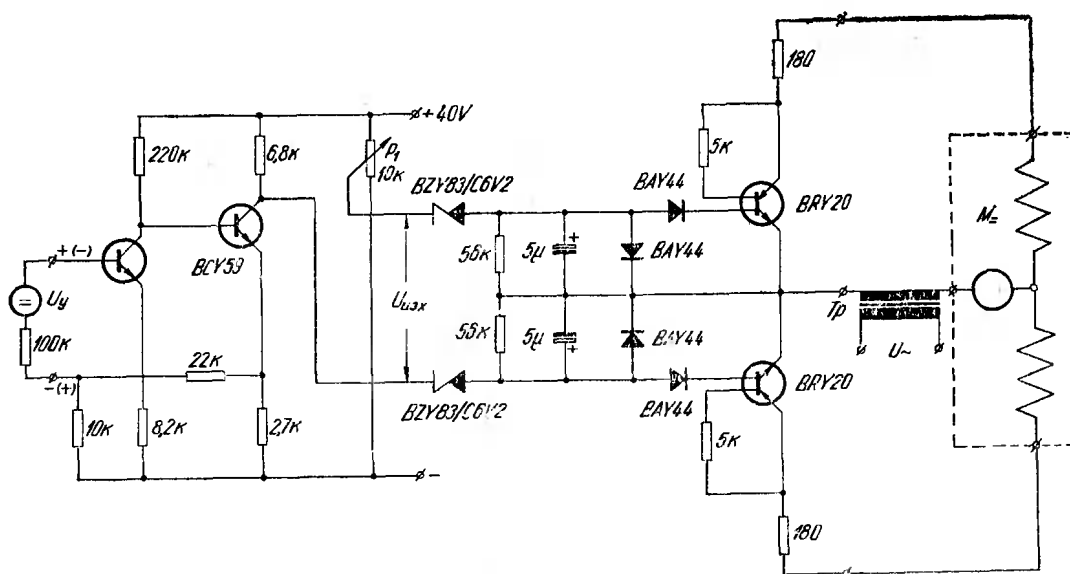
Чрез изменението на фазовия ъгъл на запалването на тиристора се мени и силата на тока, който преминава през веригата на тиристора, следователно и скоростта на въртене на включения в нея постоянноточов мотор.

На фиг. 2 е дадена втора подобна схема за безстъпално регулиране скоростите на малък постоянноточов мотор.



Фиг. 2

Разликата между двете схеми е тази, че при втората вместо тиристор се използва транзистор. Действието и на двете схеми е еднакво, но втората може да се осъществи по-лесно поради



Фиг. 3

това, че набавянето на подходящ тиристор е по-трудно.

Качествените показатели на първата схема са значително по-добри, отколкото на втората. Тиристорът се отпушва моментално, докато транзисторът е побавен и освен това колекторният ток винаги зависи от управляващия ток. Това особено много се забелязва за фазови ъгли на управление, по-големи от 90°. Независим от това първата схема може да се използва и за управление на мотори с по-голяма мощност, стига да се подбере съответен тиристор с по-голяма мощност, съответстваща на мощността на включения в схемата постояннотоков мотор.

На фиг. 3 е дадена друга схема за управление на мотори за ляв и десен ход на въртене в зависимост от управляващото напрежение.

Управляващото напрежение U_y на входа на схемата се усилва от двустъпален постояннотоков усилвател със силна обратна връзка. Посредством нея се постига добра стабилност на схемата спрямо големи температурни промени.

Усилвателят се захранва със стабилно постоянно напрежение от 40 V.

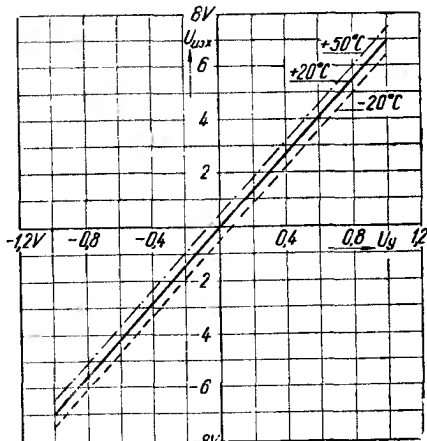
Посредством два ценови диода към усилвателя е свързан противотактен ключов усилвател, съставен от два тиристора. Входното напрежение на ключовия тиристорен усилвател е изходното напрежение на постояннотоковия усилвател $U_{изх}$. То се определя от разликата между напрежението на постояннотоковия усилвател и напрежението на потенциометъра P_1 .

Напрежението върху потенциометъра P_1 се нагласява така, че при управляващо напрежение на входа на усилвателя $U_y = 0$ и разликата от двете напрежения също да е нула, т.е. $U_{изх} = 0$.

В зависимост от поляритета на управляващото напрежение U_y се изменя и поляритетът на изходящото напрежение $U_{изх}$ в положителна и отрицателна стойност. Това напрежение се

използва като запалително напрежение на противотактно включените тиристори. При достигане на определената граница за запалването на тиристорите и в зависимост от поляритета се включва в действие единият или другият тиристор.

Включването на мотора във веригата на тиристорите е показано на схемата. Използва се мотор с последователно включени две възбудителни намотки за ляв и десен ход. Тиристорите и мото-



Фиг. 4

рът се захранват от трансформатора Tr . Стойността на напрежението във вторичната страна на трансформатора трябва да се съобрази с изискванията на мотора и параметрите на употребените в схемата тиристори.

В дадения случай са използвани два тиристора — тетроди BRV 20, които са за много малки мощности, но е възможно използването и на по-мощни тиристори, стига да се спазят необходимите стойности за тяхното правилно действие. При по-мощните тиристори

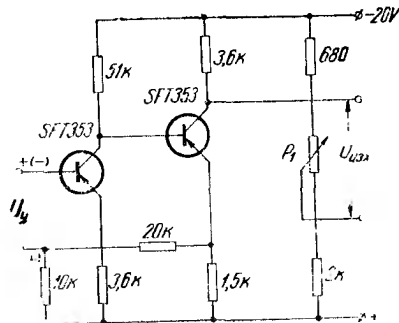
необходимият ток за запалване е значително по-голям от този при тиристор-тетрода, ето защо ще е необходим и по-мощен постоянен ток усилвател.

Регулирането на оборотите може да се осъществи посредством изменение стойността на напрежението от вторичната страна на трансформатора Tr .

Даденият постояннотоков усилвател управлява мотора в зависимост от поляритета и стойността на управляващото напрежение.

В обхвата $\pm 1,1$ V моторът е в покой, а извън тези граници той съответно се върти надясно или наляво. Коэффициентът на усилване приблизително е $K = 7$.

Както вече споменахме, благодарение на обратната връзка показаният усилвател има много добра температурна стабилност (фиг. 4).



Фиг. 5

Усилвателят може да се осъществи и с наши съответно подобрени транзистори. На фиг. 5 е дадена подобна схема с транзистори SFT 353. При нея захранващото напрежение е два пъти по-малко (20 V), а коэффициентът на усилване е $K \approx 4$. Може да се използва при управлението на тиристори-тетроди, а за по-мощни тиристори не е подходяща.

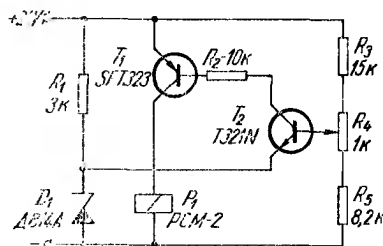
инж. Ив. Иванов
инж. Ал. Нейков,

НИПКП

Напрежително реле и някои негови приложения

В радиоелектрониката при отговорни случаи често се налага да се осигури резерв за захранването на дадена апаратура. За тази цел обикновено се използват две акумулаторни батерии, като едната захранва консуматора, а другата през това време се зарежда. Когато напрежението на захранващия източник достигне прага на минимално допустимото за дадения консуматор, трябва да се сменят захранванията. Тогава може да се използва следната икономична схема за сравняване на напреженията и изпълнително реле (фиг. 1).

Транзисторът T_2 се настройва посредством потенциометъра на прага на вапушването му. Тогава, ако напрежението на захранването се понижи, потенциалът на базата на транзистора T_2 ще стане по-малък от този на опорния



Фиг. 1

диод D_1 и T_2 ще се запали, което ще доведе до намаляване напрежението U_{be} на транзистора T_1 и отпускане на релето P_1 , което ще превключи кон-

тактите си. Прагът на сработването зависи от настройката на потенциометъра R_4 и от температурната стабилност на D_1 и R_4 . Зоната на нечувствителност е функция от коефициентите на усилване по ток на T_1 и T_2 . В случая тя е около 2% от напрежението на захранването. Схемата е универсална и може да се пригоди за всяко захранване, по-голямо от напрежението, необходимо за опорния диод D_1 .

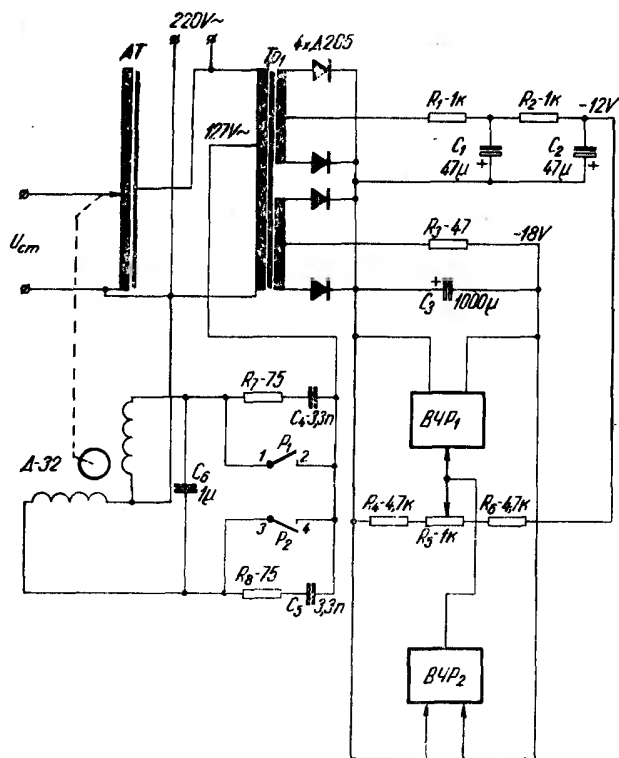
При по-специални случаи, когато трябва да се намали зоната на нечувствителност, може да се използва следната принципна електрическа схема (фиг. 2).

Тук е добавен един постояннотоков усилвател, изпълнен на транзистора T_2 , вследствие на което зоната на нечувствителност е намалена до 0,1% от напрежението на източника. За да се уве-

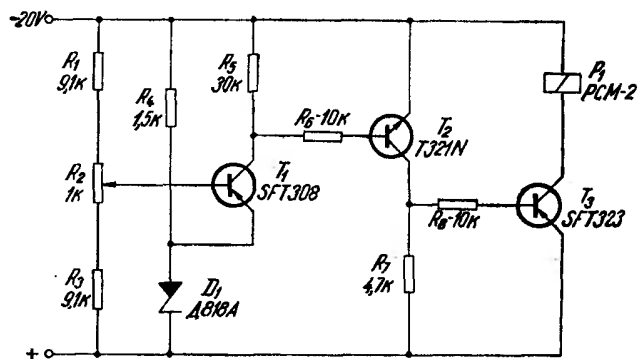
лични температурната стабилност на схемата, потенциометърът R_2 е избран жижен, а опорният диод D_1 — с добър ТКН. Чувствителността на схемата зависи единствено от коефициентите на

Тук посредством $B4P_1$ и $B4P_2$ символично са означени две еднакви схеми, дадени от фиг. 2, като опорните елементи са респективно D_1 и D_2 , а изпълнителните релета P_1 и P_2 . Потен-

на P_2 са също отворени, реверсивният асинхронен двигател Д-32 не работи. Ако напрежението на мрежата се измени извън границите на приетите норми, P_1 и P_2 превключват контактите си и пускат в действие двигателя, който отработва отклонението в напрежението. Съпротивленията R_7 , R_8 заедно с кондензаторите C_4 , C_5 гасят евентуално възникналите искри в контактите. Точността на стабилизатора зависи от подбора по напрежение на опорните аноди D_1 и D_2 и тяхната температурна стабилност, тъй като напрежението U_{0a} на първите транзистори се изменят единкво и са относително малки. Кондензаторите C_1 и C_2 е желателно да бъдат танталови, а потенциометърът R_5 (фиг. 3) жижен, за да не се изменя напрежението на стабилизация. Всички транзистори, включително и стабилиза-



Фиг. 2



Фиг. 3

усилване по ток на вложениите транзистори.

Така получената схема на високочувствително реле може да намери приложение при създаването на мощен електромеханически стабилизатор за променлив ток. С него може да се захрани апаратурата на отделна лаборатория или цех. Електромеханическият стабилизатор е изграден по следната блок-схема (фиг. 3).

циометърът R_2 (фиг. 2) е обединен и захранен отделно с двойно филтрирано изправено напрежение, така че пулсациите да не оказват влияние върху сработването на релетата.

Стабилизаторът работи по следния начин. Когато напрежението на мрежата е 220 V, $B4P_1$ е отпуснато и нормално отворените контакти (нок) 1 и 2 на P_1 са отворени, $B4P_2$ е сработило и нормално затворените контакти 3 и 4

тор D_1 и D_2 , трябва да бъдат поставени в общ корпус, за да се осъществят еднакви изменения от температурата.

С реализирания по фиг. 3 електромеханически стабилизатор бяха постигнати следните резултати: мощност 3 kW, точност на поддържане на напрежението на мрежата $\pm 1\%$ в температурния диапазон $+10^\circ\text{C} \div +35^\circ\text{C}$ при изменение на напрежението на мрежата $\pm 20\%$.

Нискокачествена техника

Hi-Fi мода или културна необходимост

инж. С. Петров, инж. К. Стателов НИПКИРЕ

Hi-Fi е съкращение на английските думи "Highfidelity", т. е. висока вярност. Разпространени са два начина за произнасянето му — „хай-фи“ и „хай-фай“. Според американското произношение казваме „хай-фай“, а според

английското — „хай-фи“. По данни на немския „Hi-Fi институт“ правилни са и двата начина. Все пак от гледище на прецизия английски по-правилно звучи „хай-фн“, което ще възприемем. В електроакустиката под символа

„Hi-Fi“ се разбира висококачествената техника за звукозаписване и звуковъзпроизвеждане при домашни условия.

Кои са факторите, които предизвикаха възникването и утвърждаването на тази техника?

На първо място — порасналото културно равнище на слушателя. На второ — стремешът на производителя да задоволява тези нараснали потребности. Обаче много производители в стремежа си за по-голям оборот започнаха да поставят символа "Hi-Fi" на изделия, които далеч не оправдават това. Ето защо ще се запознаем с критериите, определящи понятието "Hi-Fi."

Под висококачествено звуковъзпроизвеждане трябва да разбираме възпроизвеждане, еквивалентно на оригинала или отличаващо се от него с величини, които не се долавят от човешкото ухо. Абсолютно точното възпроизвеждане на оригинала е трудна дори неосъществима задача. Нека посочим допустимите отклонения, на които ухото не реагира.

При по-нататъшните разсъждения предполагаме, че читателите са запознати с основните величини, характеризиращи звуковата вълна: честота f , звуково налягане p , интензитет J , форма на кривата на трептене и форма на фронта на вълната.

Чувствителност на ухото към звуково налягане

Минималното налягане, което ухото регистрира като звук при честота 1000 Hz, е $2 \cdot 10^{-5} \text{ N/m}^2$. Тази минимална стойност се нарича праг на чувателност. Оказва се, че стойността на този праг зависи от честотата. При 20 Hz тя е $2 \cdot 10^{-1} \text{ N/m}^2$, т. е. чувствителността на ухото намалява. Подобно е положението и при високи честоти.

Ако започнем да увеличаваме амплитудата на звука, оказва се, че при налягане около 20 N/m^2 възприятието на звука е свързано с болезнено усещане още в момента на слушане. Това налягане определяме като праг на болезненост.

Човешкото ухо възприема звукове в широк обхват — по честота от 20 Hz до 20 kHz и по амплитуда от $2 \cdot 10^{-5} \text{ N/m}^2$ до 20 N/m^2 . Обикновените линейни координати не са подходящи за построяване на графики с числа, които се различават толкова пъти. Ето защо в електроакустиката широко се използват логаритмичните отношения. Ако вземем десетичния логаритъм на дна интензитета, получената измервателна единица се нарича Бел. Тя е много голяма и затова обикновено в практи-

ката се използва $\frac{1}{10}$ част от нея — децибел (dB). Тъй като интензитетът е пропорционален на квадрата на налягането, децибелът по налягане се определя с $\frac{1}{20}$ от логаритъма на отношението, т. е.

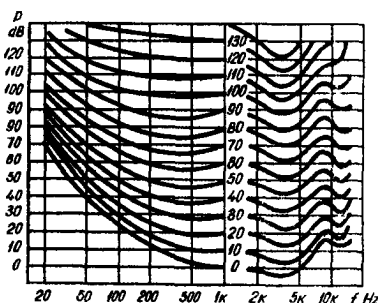
$$1 \text{ dB} = 10 \lg \frac{J_1}{J_2} = 20 \lg \frac{P_1}{P_2}.$$

Трябва да се изтъкне, че сам по себе си изразът „налягане 70 dB“ напр. не означава нищо, тъй като децибелът е безразмерна величина, зависима от началните величини (репери). Репер за звуково налягане е прагът на чувателност

за 1000 Hz. Тогава целият динамичен обхват на звука е

$$D = 20 \lg \frac{20}{2 \cdot 10^{-5}} = 120 \text{ dB}.$$

От фиг. 1 се вижда, че субективното усещане, наречено гръмкост, не съвпада с обективното изменение на налягането. Това са кривите на Флетчер, получени като усреднение на изследвания върху много хора. За да можем да съдим за субективното възприятие на звука, е приета величината фон. При честота 1000 Hz фонвете и децибелите съвпадат. При тази честота е валиден



Фиг. 1

законът на Вебер—Фехнер, който гласи, че на обективно линейно нарастване на налягането отговаря субективно усещане за логаритмично нарастване на гръмкостта.

Тук трябва да разгледаме т. нар. физиологично регулиране на усилването. Да си представим, че оригиналът е изпълнен с ниво 80—100 dB, при което се чуват добре ниските и високите тонове. Ако възпроизвеждаме с по-ниско ниво, напр. 50—70 dB, ниските и високите остават под или близо до прага на чувателност и не се чуват. За да избегнем тези субективни изкривявания, правим честотната характеристика на усилвателя зависима от усилването, така че при ниски нива да имаме повдигнати ниски и високи честоти.

Различните изпълнения на музикални произведения се характеризират с променливи нива на звуковото налягане в отделните им части. Отношението между върховете и минималните нива определя динамиката на произведението. Най-голяма динамика имат изпълненията на симфонични произведения от голям симфоничен оркестър — до 70 dB. При другите видове музика тя е по-малка.

При възпроизвеждане динамиката обикновено не може да достигне стойностите, характеризиращи оригинала. За да не се получават нежелателни смущения на съседите, максималното ниво не бива да надвишава 90 dB ограничението отгоре. Отдолу динамиката се ограничава от шума на помещенията и от собствения шум на преобразователите и усилвателите. За повишаване на динамиката при слушане в домашни условия е необходимо той да бъде намален до минимум. Поради това, че чувствителността на ухото при ниски честоти намалява, динамиката на звуко-

вия тракт може да се измерва с коригиране (намаляване) на ниските. Трябва да различаваме следните понятия.

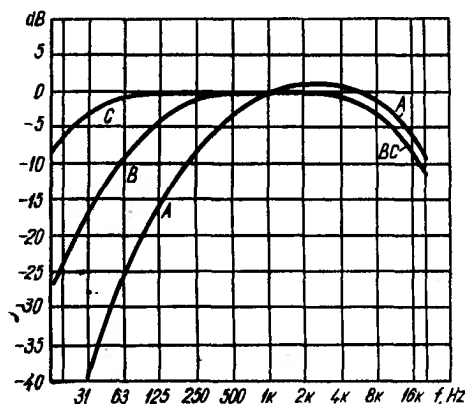
а. **Ниво на фона** — отношение на полезния сигнал към сумарното напрежение на смущаващия с честота на мрежата или нейните хармонични.

б. **Динамика** — отношение на полезния сигнал към сумарното напрежение на смущаващия, измерено с волтметър с коригирана честотна характеристика. Стандартните криви на честотната характеристика на волтметъра са показани на фиг. 2.

в. **Ниво на румпела** — отношение на полезния сигнал към ниско- и инфранисочестотния сигнал, възникващ в устройствата с механично движение.

Чувствителност на ухото към нелинейни изкривявания

Ако разгледаме един чист тон, той представлява трептене с определена честота, амплитуда на налягането и синусоидална форма. При преминаването на този сигнал през системите за запис и възпроизвеждане на изхода им сигналът има изменена форма. При анализ се установява, че освен основния сигнал на изхода се появяват и нови тонове с честоти, кратни на основната, наричани хармонични. Отношението на дадена хармонична към основната част на сигнала се нарича коефициент на



Фиг. 2

нелинейни изкривявания по съответната хармонична, а тяхната геометрична сума — коефициент на нелинейни изкривявания (клирфактор):

$$k_2 = \frac{U_2}{U_1}; k_3 = \frac{U_3}{U_1} \dots$$

$$k = \sqrt{k_2^2 + k_3^2 + k_4^2 + \dots} = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}{U_1^2}}$$

Обикновено амплитудата на хармоничните намалява с ръста на номера им.

Човешкото ухо е твърде чувствително към нелинейните изкривявания. Добре тренираното ухо долавя изкривявания на чисти тонове даже при $k = 2\%$. При възпроизвеждане на музика ухото е

още по-чувствително, тъй като близките по-тембър инструменти стават неразличими. При $k=2\%$ обоят и флейтата например звучат почти еднакво.

Определена роля играят и т. нар. интермодуляционни изкривявания. При едновременно преминаване на два сигнала през нелинейна система на нейния изход се получават и нови сигнали с честоти, равни на сумите и разликите на честотите на основните, т. е.

$$U_{изх} = U_1(f_1) + U_2(f_2) + U_3(f_1 + f_2) + U_4(f_1 - f_2) + U_5(f_1 + 2f_2) + U_6(f_1 + 3f_2) + U_7(f_1 - 2f_2) + \dots$$

По аналогия с коефициента на нелинейни изкривявания определяме коефициента на интермодуляционни изкривявания:

$$k_{изх} = \sqrt{\frac{U_3^2 + U_4^2 + U_5^2 + \dots}{U_{изх}^2}}$$

Въпреки че между k и $k_{изх}$ няма линейна връзка, практиката показва, че усилвател с по-голям клирфактор има и по-големи интермодуляционни изкривявания.

Необходимо е да се добави, че според някои изследвания ухото е по-чувствително към изкривяванията на усилвателите, отколкото към тия на преобразователите.

Чувствителност на ухото към честотни изкривявания и колебания на основната честота

Преминаването на сигналите през системите за запис и възпроизвеждане се характеризира с коефициента на предаване $K(f)$. При това можем да определим коефициента на честотни изкривявания за ниски и високи честоти спрямо този при средни (обикновено за репер служи 1000 Hz);

$$M_K = \frac{K_N}{K_0}; M_B = \frac{K_B}{K_0}, \text{ съответно}$$

$$M_K = 20 \lg \frac{K_N}{K_0} \text{ и } M_B = 20 \lg \frac{K_B}{K_0}$$

Изследванията показват, че ухото е твърде нечувствително към честотните изкривявания, особено ако стръмността им е по-малка от 6 dB/oct.

Интересно е да се разгледа спектърът, който човешкото ухо чува. От изследвания върху голям брой хора е намечена следната зависимост на честотния обхват на чуване от възрастта (в проценти от общия брой):

Възрастова група	Честота, Hz							Възрастова група	Честота, Hz						
	8000	10000	12000	14000	16000	18000			8000	10000	12000	14000	16000	18000	
20-29	100	100	100	90	60	40	50-59	100	80	20	20	5	0		
30-39	100	100	90	70	30	20	60-69	90	70	40	0	0	0		
40-49	100	90	70	40	15	10									

Посочените данни не означават, че възрастните хора, които не чуват чистия висок тон, не реагират на високите в музиката. На тях те влияят чрез комбинативните тонове. Според някои

изследвания влияние върху пълнотата на възприетното на музиката оказват даже тонове с честота 30-35 kHz, които са хармонични с много малка енергия в някои видове музика.

Вторият вид изкривявания—изместване на честотата—влият много неприяно на слушателя. Те се проявяват в грамофоните и магнетофоните и се дължат на неточност в движението на механичната им част. Ако фирмата-производител на плочата е направила записа при номинална скорост, а домашният грамофон я възпроизвежда при друга, ще се получи изменение на тоналността. Ухото забелязва тия изкривявания, когато надвишават 1,5-2%.

Още по-неприятни са моментните колебания на честотата—детонации. При слушане те се проявяват като виене. Ухото е особено чувствително към детонации с честота 3-5 Hz, когато ги долавя даже при дълбочина под 0,5%.

Влияние на формата на фронта на вълната

Източниците на сигнал (оркестри, хорове и др.) създават звуково поле, характеризиращо се с обемност, която се регистрира, поради бинауралното слушане. Да постигнем вярност в това отношение ни дават възможност многоканалните или стереофонични системи. Двуканалната стереофония, най-разпространена в домашни условия, изисква допълнителни качества: еднаквост на каналите, минимум на прослушването между тях и др. Пълноценно слушане на записи е възможно само със стереофонични системи с високо качество. Тук е място да направим една уговорка: възможно и оправдано е изпълнението на моноуредби с качества Hi-Fi, но използването на стереосистеми без Hi-Fi качества е напразно смешно. Никаква комбинация от усилвателите на два стари приемника не са в състояние дори бледо да напомнят звученето на Hi-Fi стереофоничните системи.

Обикновено за запазване в необходимата степен на верността на звуковата картина към елементите на домашно-студийната техника се предявяват значително по-строги изисквания за минимални изкривявания от изброените допустими.

Тъй като у нас все още няма стан-

А. Микрофони

Честотна лента от 50 Hz до 12 500 Hz съгласно толерансното поле на фиг. 3.

Коефициент на нелинейни изкривявания $k \leq 1\%$ за налягане до 114 dB.

Разлика между каналите при стереомикрофони—по-малка от 3 dB в лентата от 250 Hz до 8000 Hz.

Б. Грамофони

+ 1,5%

Допустими отклонения от номиналната скорост — 1%

Колебания на скоростта (детонации)—по-малки от $\pm 0,2\%$

Румпел при запис със скорост $10 \frac{\text{cm}}{\text{sec}}$

по-малък от 35 dB.

Динамика — 55 dB

Честотна лента на звукоотнемателя—от 40 Hz до 12 500 kHz при неравномерност:

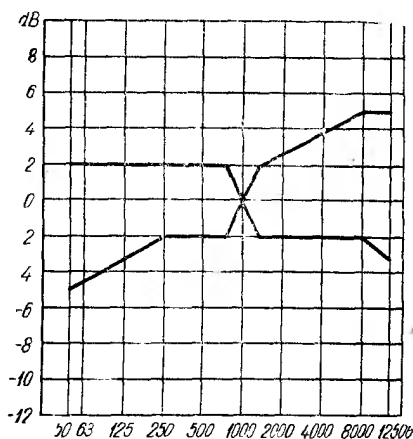
от 40 Hz до 63 Hz ± 5 dB

от 63 Hz до 8 kHz ± 2 dB

от 8 kHz до 12,5 kHz ± 5 dB

Радиус на закръгление на иглата — $15 \pm 2 \mu\text{m}$

Разлика между нивата на стереоканалите при 1000 Hz, по-малка от 2 dB



Фиг. 3

Прослушване между стереоканалите при 1000 Hz, по-малко от 24 dB.

В. Магнетофони

Отклонение на скоростта от номиналната, усреднено за 30 sec, по-малка от $\pm 1\%$

Детонации, по-малки от $\pm 0,2\%$

Честотна лента от 40 Hz до 12 500 Hz съгласно толерансното поле на фиг. 4.

Коефициент на нелинейни изкривявания при 333 Hz, по-малък от 5%.

Ниво на фона — 45 dB

Динамика — 50 dB

Изтриване при 1000 Hz, по-голямо от 60 dB

Прослушване между пистите — по-малко от 60 dB

Прослушване между стереоканалите при 1000 Hz, по-малко от 25 dB

Г. УКВ тунери

Честотна лента от 40 Hz до 12 500 Hz при неравномерност:

от 40 Hz до 63 Hz ± 3 dB

от 63 Hz до 8 kHz $\pm 1,5$ dB

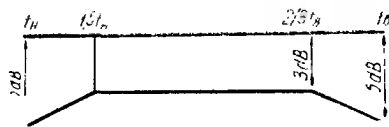
от 8 kHz до 12,5 kHz ± 3 dB

Разлика в коефициента на усилване

на стереоканалите, по-малко от 3 dB в лентата от 250 Hz до 6300 Hz.

Нелинейни изкривявания, по-малки от 2%

Прослушване между стереоканалите при 1000 Hz, по-малко от 26 dB



Фиг. 4

Ниво на фона — 46 dB

Динамика 54 dB

Изходящо напрежение от 0,5 V до 2 V при изходно съпротивление, по-малко от 47 kΩ.

Д. Усилватели

Изходна мощност, по-голяма от 10 W при моно- и 2×6 W при стереоусилвател

Честотна лента от 40 Hz до 16 000 Hz при неравномерност

а) за линейни входове $\pm 1,5$ dB

б) за коректорни входове $\pm 2,5$ dB

Честотна лента на мощността от 40 Hz до 12 500 Hz

Ниво на фона, по-ниско от — 50 dB

Нелинейни изкривявания, по-малки от 1% в цялата лента на мощност от ниво — 20 dB до ниво — 3 dB по мощност

Интермодуляционни изкривявания — по-малки от 3%

Разлика в коефициента на усилване на стереоканалите до 3 dB или наличие на балансен регулатор с възможност — 6 dB на канал

Прослушване между стереоканалите при 1000 Hz, по-малко от 50 dB

Е. Високоговорители

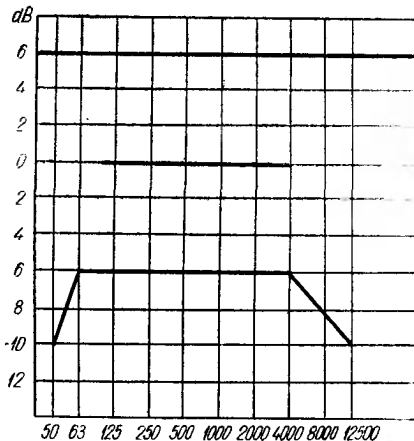
Честотна характеристика от 50 Hz до 12 500 Hz съгласно толерансното поле на фиг. 5

Коефициент на нелинейни изкривявания

от 250 Hz до 1000 Hz $k \leq 3\%$

от 1000 Hz до 12 500 Hz $k \leq 1\%$

При използване на говорители в различните канали на стереосистеми честотните им характеристики не могат



Фиг. 5

да се различават с повече от 3 dB в лентата от 315 Hz до 6300 Hz.

Всички данни, приведени по-горе, са минимални. Много произведения, особено усилватели, значително ги превъзхождат по качества.

Импулсна
ТЕХНИКА

инж. Н. Недев — НИИС

Бързодействащ двустранен транзисторен ограничител

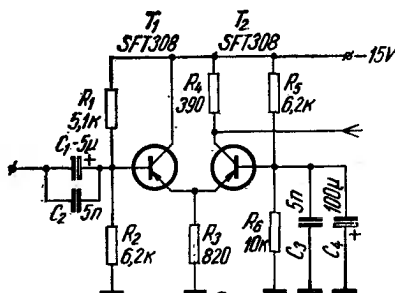
В практиката ограничителите често се употребяват за получаване на импулси с краткотрайни фронтове. В такива случаи честотните свойства на използваните полупроводникови прибори са от решаващо значение както при избора на елементите, така и при типа на схемата.

Диодните ограничители притежават много добра стабилност на нивата на ограничение. Когато последните се използват като бързодействащи ограничители, трябва да се изберат високочестотни импулсни диоди с малък паразитен капацитет и малко време на възстановяване на обратното съпротивление. За съжаление такива диоди са дефицитни, скъпи и трудно се намират.

Обичайните схеми на транзисторни ограничители могат да осигурят краткотрайни фронтове при условие, че се използват високочестотни импулсни транзистори. В момента обаче такива транзистори са също дефицитни.

Една модификация на токов превключвател може успешно да се използва като бързодействащ ограничител, без да са необходими особено ви-

сокочестотни транзистори. На показаната схема на такъв ограничител първото стъпало работи по схема общ колектор, която позволява при малко из-

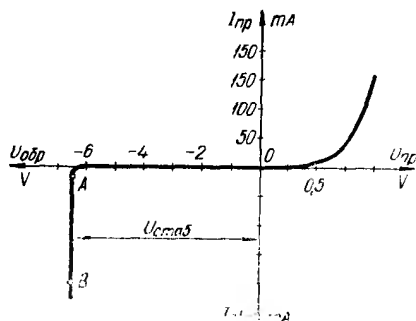


ходно съпротивление на източника на сигнала да се постигне широка честотна лента (от порядъка на $f_{a/2}$ и повече). Второто стъпало работи по схема обща база, така че неговите честоти и свойства са още по-добри. Първото стъпало (T_1) работи с отсечка на положителната част на

входните импулси, без да навлиза в насищане от отрицателната им част. Второто стъпало (T_2) отсича отрицателната част на входните импулси, като също не навлиза в насищане от положителната им част. Насищането се избягва, за да не настъпва при изключването на транзисторите изменението на продължителността на входните импулси поради времето за развасяне на неосновните токоносителни в базата. Схемата работи със симетрични или близки до симетрични импулси, обаче с малки изменения може да се приспособи за работа с импулси с малък коефициент на запълване. Размахът на входните сигнали е до 9 V_{p-p} с продължителност 6 μs и фронтове около 250 ns. На изхода се получават импулси с размах 4 V_{p-p} и фронтове 45 ns. Ако искаме да постигнем подобни резултати с обикновен едностъпален ограничител, транзисторът трябва да притежава гранична честота на усилване в схема с общ емитер f_{β} от порядъка на 4 ÷ 5 MHz. В случая са използвани транзистори от типа SFT308 с гранична честота f_{β} около 200 kHz.

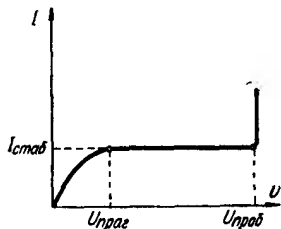
Полупроводникови стабилизатори на ток и приложението им

Неотдавна бе съобщено, че е започнато производството на полупроводников диод от нов тип, чийто принцип на действие е обратен на цепенерия диод. Като е известно, цепенерия диод се използва за стабилизиране на напрежение, докато новият тип диод се явява полупроводников стабилизатор на ток. При цепенерия диоди практическо



Фиг. 1

приложение има участъкът от волтамперната характеристика на диода, разположен след точка А (фиг. 1), отговаряща на електрически пробив в прехода. Обратно на цепенерия диод при полупроводников стабилизатор на ток се използва волтамперната характеристика на диода в права посока (фиг. 2).



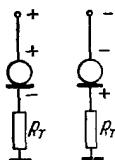
Фиг. 2

Работният участък на полупроводников стабилизатор на ток се простира от т. нар. прагово напрежение (в порядъка на 1 до 8 V) до настъпване на пробив (около 25 до 100 V) в права посока. В този участък от характеристиката токът, който протича през стабилизатора на ток, практически не зависи от напрежението, приложено на неговите изводи. Това свойство на новия полупроводни-

ков диод позволява използването му в схеми за стабилизиране или ограничаване на ток.

Отделните типове стабилизатори на ток се получават чрез подбор по стойност на тока на стабилизация. Допуска се различие в параметрите на отделните екземпляри от даден тип в граници $\pm 10\%$. Някои фирми произвеждат полупроводникови стабилизатори на ток с максимална стойност 5 mA при максимална загубна мощност от порядъка на 0,5 W. Техният температурен обхват на сигурна работа е в граници от минус 55 °C до плюс 200 °C.

Графическото означение на полупроводников стабилизатор на ток е да-



Фиг. 3



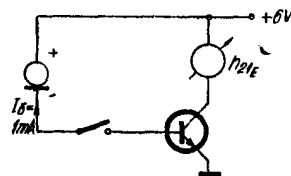
Фиг. 4

ден на фиг. 3, а начинът, по който се захранва — на фиг. 4.

По-долу са описани някои приложения на полупроводникови стабилизатори на ток.

На фиг. 5 е дадена схема за измерване коефициента на усилване по ток

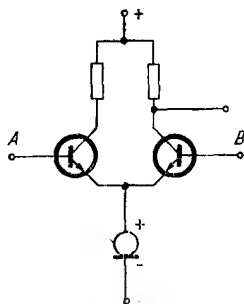
на транзистор. Токът в базата остава постоянен при промени в стойността на захранващото напрежение благодарение на полупроводников стабилизатор на ток, включен във веригата на базата. Милиампермерът, който отчита колекторния ток, притежава скала, по която непосредствено се отчита коефи-



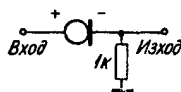
Фиг. 5

циентът на усилване по ток на измервания транзистор. При измерване на транзистори от типа *n-p-n* се налага промяна в поляритета на транзистора, милиампермера и стабилизатора на ток. Тази промяна в поляритета може да се извършва с подходящ превключвател.

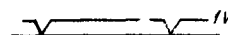
Много удобно е използването на полупроводников стабилизатор на ток в захранващите вериги на транзисторния усилвател. На фиг. 6 е представена схема на диференциален усилвател. В захранващата му верига е включен полупроводников стабилизатор на ток. За сравнение на същата фигура е дадена типова схема на диференциален



Фиг. 6

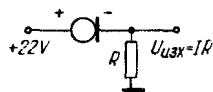


Фиг. 7



усилвател. Схемата със стабилизатор на ток съдържа по-малко елементи.

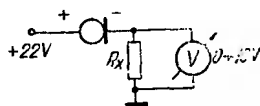
Този нов тип полупроводников диод идеално изпълнява функциите на шумограничител. В схемата на фиг. 7 сигналът, подаден на входа на шумограничителя с полупроводников стабилизатор на ток, се изменя по някакъв закон, което в случая не е интересно



Фиг. 9

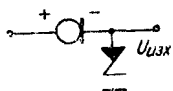
Нивото на входния сигнал се мени в доста широк обхват (от 1 V до 100 V), но на изхода на шумограничителя нивото на сигнала практически остава неизменно (около 1 V). Тези схеми намират приложение главно в електронните броячи.

Полупроводниковият стабилизатор на ток може да се използва в схема за получаване на точно опорно напрежение



Фиг. 10

със стойност от порядъка на милivolти (фиг. 8). Върху съпротивление с известна стойност, включено последователно на стабилизатора на ток, се създава напрежение, определено по закона на Ом. Например, ако се използва полупроводников стабилизатор на ток при ток на стабилизация, равен на 2mA, върху съпротивление със стойност 250 Ω, включено последователно на стабилизатора на ток, се създава опорно напрежение със стойност 500 mV при захранващо напрежение в обхват от 3 до 100 V.



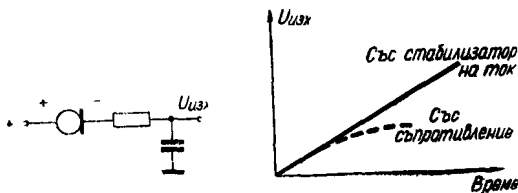
Фиг. 11

На фиг. 9 е дадена схема на оммер с линейна скала. В случая е постигната линейна скала с помощта на полупроводников стабилизатор на ток, който се оказва последователно включен на измерваното съпротивление. Напрежението върху съпротивлението се измерва с волтмер, притежаващ високо входно съпротивление. Ако например бъде използван полупроводников стабилизатор на ток с ток на стабилизация, равен на 1mA, а волтмерът има обхват от 0—10 V, с такъв оммер може да се измерват съпротивления в обхват от 0 до 10 000 Ω. Измерването на съпротивления с оммер, притежаващ линейна скала, е много удобно и точно.

Често пъти в практиката е необходим много точен и стабилен източник на опорно напрежение. В схемата на фиг. 10 полупроводниковият стабилизатор на ток ограничава тока през ценеровия диод, като поддържа неговата стойност по-

на стабилизация, равен на 1mA, съгласно формулата $C = I \cdot t / U$ се получава, че кондензатор с капацитет 0,5 μF ще се зареди до напрежение 10 V за време 5 ms.

На фиг. 12 е дадена проста схема на

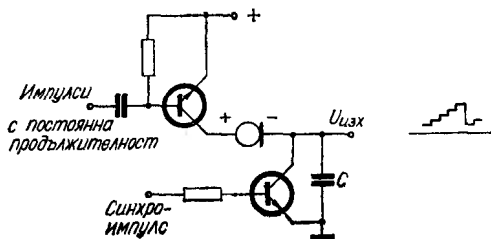


Фиг. 12

стоянна и предотвратява промените в опорното напрежение при температурни изменения.

В известната схема на зареждане на кондензатор през съпротивление напрежението върху съпротивлението на-

генератор на стъпалообразно напрежение. Импулси с постоянна продължителност и повторение зареждат кондензатора C, преминавайки през полупроводников стабилизатор на ток. Всеки пореден импулс повдига напрежението



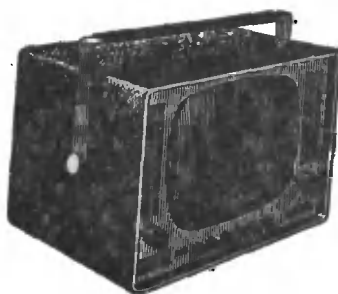
Фиг. 13

раства по експоненциален закон. Нарастането на напрежението по линейен закон може да се получи, като се използва полупроводников стабилизатор на ток, включен в схемата на фиг. 11. Ако в тази схема се използва полупроводников стабилизатор на ток с ток

върху кондензатора с едно „стъпало“ нагоре. В края на цикъла синхронизиращият импулс осигурява разреждане на кондензатора. Синхронизиращият импулс коригира също времетраенето на целия процес.

инж. Р. Гайдарджиев

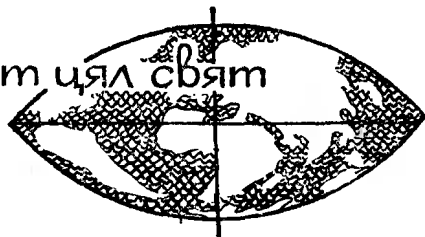
ДОПЪЛНЕТЕ И РАЗШИРЕТЕ ВАШИТЕ ЗНАНИЯ ЧРЕЗ САМОСТОЯТЕЛНИТЕ ЗАДОЧНИ КУРСОВЕ ПО:



1. Телевизия
2. Транзистори и магнетофони
3. Радиоприемници
4. Радиоремонти
5. Приложна радиотехника

ПИШЕТЕ

на „Задочни курсове“, София,
ул. „Жданов“ 10
телефон 87-89-47



Малък УКВ радиоприемник. Радио-заводът „Орджоникидзе“—г. Сарапулск е започнал производството на малък радиоприемник „Лъч“ („Луч“ 4) за приемане на честотно модулирани УКВ радиостанции. Той има четири обхвата: $65 \div 75 \text{ MHz}$ и $87,5 \div 108 \text{ MHz}$; междинна честота $10,7 \text{ MHz}$; чувствителност на приемника, не по-ниска от $300 \mu\text{V}$; средна стойност на стръмността на резонансната характеристика при отслабване от 6 до 26 dB— $0,08 \text{ dB/kHz}$. Входният кръг е настроен на средната честота на обхвата и няма елементи за настройка. Връзката с антената е индуктивна. Настройката по обхвата се осъществява посредством кондензатора на резонансен кръг в колекторната верига на първото усилвателно стъпало. За стабилизиране на честотата на хетеродина (изместване на честотата при намаляване напрежението на токоизточника) е употребен стабилизатор на напрежение.

Кутията на приемника е от цветна ударно устойчива пластмаса. Размерът на кутията е $68 \times 130 \times 31 \text{ mm}$. Приемникът тежи 240 g.

Микропревключватели. Микропревключвателите в повечето случаи се използват за превключване на ниски напрежения и малки токове. За да се осигури сигурен контакт, се изисква контактните повърхности да се предпазят от замърсяване и окисляване. В разработения от Hedderkeimer Metallwerkenfabrik микропревключвател се използва самозачистване. За целта, като се осигурява точков контакт, зачистването се постига посредством плъзгане на контактните повърхности.

Волтметри с двустъпално измерване. Фирмата Wagner — Digialelektronik е разработила цифров волтметър, при който в първия момент на започване на измерването се посочва ориентировъчна стойност на измерваното напрежение. След това следва показание на стойността на измерваното напрежение с точност, 100 пъти по-голяма от първоначално показаната.

Разширяване на мрежата от телевизионни предаватели в ГДР за цветна телевизия. Телевизионният предавател в Лайпциг започна да излъчва програма за цветна телевизия от 28. II. 1970 година. Това е четвъртият телевизионен предавател в ГДР, излъчващ програма на цветна телевизия. През тази година и предавателят в

Марлов ще започне да излъчва цветна телевизионна програма. Това ще бъде петият телевизионен предавател за цветна телевизия в ГДР.

Модерна радиоприемна антена за коли. Антените за радиоприемници в превозни средства обикновено се прибират в специално гнездо и при използването им се изтеглят от него. Това се извършва ръчно. За да се улесни боравенето с антената, са разработени такива, които се прибират или изваждат посредством двигателче, управлявано с бутони. Размерите на антената с механизма към нея са такива, че тя може да се събере в джоб на сако.

Радиоприемник Stern-Picknik. Този нов приемник, производство на VEB Stern-Radio-Berlin, ГДР, е вече пуснат в продажба. Честотните му обхвати са $\text{KB} = 5,82 \div 7,55 \text{ MHz}$, $\text{CB} = 526 \div 1605 \text{ kHz}$ и $\text{ДВ} = 180 \div 285 \text{ kHz}$. Приемникът е с осем транзистора. Междинната честота е 455 kHz . Крайното му стъпало е безтрансформаторно. Изходна мощност $0,5 \text{ W}$ при 10% клирфактор. В приемника се използва високоговорител 1 W . Захранващо напрежение $7,5 \text{ V}$, пет батерии по $1,5 \text{ V}$. Приемникът е с хубава пластмасова кутия, на която е закрепена направена с вкус дръжка. На кутията са предвидени букси за слушалки и антена. Размери на кутията $272 \times 168 \times 79 \text{ mm}$. Тегло 2 kg . Приемникът може да се използва не само в стая, но и като преносим.

Осемканален осцилограф. Осцилографът Tr - 270 CA е с екран $320 \times 200 \text{ mm}$. На екрана може да се наблюдават едновременно осем процеса. Затова той е особено пригоден за наблюдение на биологични процеси, например при медицински изследвания. С успех може да се използва в индустрията за измерване на такива величини като вибрации, натиск, опън и др. Удобен е също при провеждане на учебни занятия за демонстриране на процеси. Осцилографът е с ширина на лентата $0-1 \text{ kHz}$. Входното съпротивление е $100 \text{ k}\Omega$. Скоростта на отклонението може да се изменя с превключвател с пет положения. Тя може да се изменя от 2 до 20 cm/s . За сравняване продължителността на процесите към всеки канал може да се подава време марка с честота 10 Hz . Осцилографът е

производство на японската фирма Sanyo E. Instrument.

MOS-FET полупроводников прибор. Разработен е в TESLA-Rožnov съставен полупроводников MOS-FET прибор KFZ 52. Той е предназначен за използване във високоомни диференциални усилватели, правотокови усилватели, електронни волтметри, pH-метри и други.

Приборът има следните технически данни — гранични стойности: $U_{CEmax} = 30 \text{ V}$, $I_{Cmax} = 20 \text{ mA}$, $P_{max} = 200 \text{ mW}$. Типови данни: $Y_{ne} > 0,3 \text{ mA/V}$, $Y_{21e1}/Y_{21e2} = 0,96$. $U_{GE1} - U_{GE2} = 0,6 \text{ V}$, $\Delta(I_{C1} - I_{C2}) = 0,1 \text{ mA}$. Корпус на прибора TO 5.

УКВ приемно-предавателни устройства. Джобният УКВ приемно-предавател FVG е с размери $169 \times 65 \times 30 \text{ mm}$. Той може да работи 2 m или 4 m обхвата. Разстоянието между каналите е 20 kHz . Предавателят му има изходяща мощност $0,5 \text{ W}$. Захранва се от никел-кадмиев акумулатор. Снабден е с телефонна гарнитура, която се състои от слушалка с раковина за поставяне в ухото, микрофон или ларингофон. Освен тона има включващ се с щекер микрофон-високоговорител. В зависимост от предназначението му може да се използва пръчкова, спирална или рамкова антена.

УКВ приемно-предавателят FvG-6b за работа в 2 m обхвата има 40 канала, които могат да се превключват посредством два ключа. Разстоянието между честотите на каналите е 20 kHz . Предавателите са с изходяща мощност $0,25 \text{ W}$.

Друго приемно-предавателно устройство FvG-7b е с разнообразни възможности. Може да се използва като преносима приемно-предавателна станция, като станция на подвижни превозни средства (мотоциклети, автомобили, хеликоптери, лодки и др.). Освен това може да се включва към телефонната мрежа посредством специално устройство. Работи в 4 m обхвата (друг вариант е в 2 m обхвата). Тона устройство дава възможност за дуплексни връзки на 120 различни дийнни честоти. Изходящата мощност на предавателя може да се мени от 3 W до 10 W . Произвежда се от фирмата SEL.

Транзисторен КВ приемник за SSB-CW

В статията е описан един сравнително прост транзисторен приемник за SSB-CW, притежаващ обаче много добри качества. В друга статия ще се покаже как чрез елементарни преобразувания от този приемник може да се направи добър приемо-предавател (трансивър).

При построяване на приемника бяха взети пред вид следните изисквания:

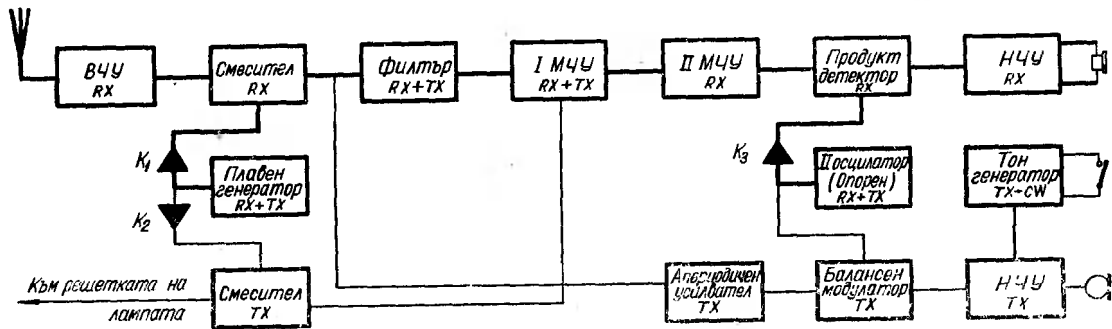
1. Проста конструкция.
2. Компактност и преносимост.
3. Пределна чувствителност на КВ бандове.
4. Висока селективност, максимално подтискане на огледални честоти и свеждане до минимум ефекта на кръстосана модулация.
5. Възможност за качествено приемане на SSB сигнали.
6. Проста настройка.

Блоквата схема на приемника е показана на фиг. 1. В него работят само тези стъпала, които не са заштриховани. Както се вижда, това е съвсем обикно-

По точка 3. Трябва да се знае, че е безсмислено да се увеличава чувствителността на КВ приемник над пределната чувствителност за къси вълни. Пределната чувствителност се определя от нивото на атмосферния шум, който варира в известни граници в зависимост от метеорологичните условия. Но дори и при минимален атмосферен шум нивото му на къси вълни е твърде голямо и практически не е трудно да се постигне пределната чувствителност с обикновени транзистори. Изобщо най-простата проверка дали един КВ приемник има пределна чувствителност може да се направи по следния начин. При максимално усилване включваме антената. Ако шумът се увеличи, значи, че разполагаме с много добър приемник. Тази проверка обаче трябва да се прави по време, когато няма индустриални смущения и когато обхватът е „запушен“ (напр. късно вечер на 14 MHz през зимата; тогава атмосферният шум е минимален). Описаният приемник при

ловат и се намира на 500 метра от QTH-а на автора.

По точка 5. Приемането на SSB сигнали е много качествено благодарение на продукт детектора. Друго много голямо предимство е наличието на кристален филтър и втори осцилатор, настроен точно в единия край на пропускателната лента на филтъра (фиг. 3). Тук се явяват няколко особености, които трябва да се споменат. Знаем, че се препоръчва да се работи на USB на обхватите 14; 21; 28 MHz и на LSB на 3,5 и 7 MHz. При настройка на втория осцилатор на високочестотния скат на филтъра на МЧУ можем да приемаме само горна странична лента (USB). От това следва, че за USB плавният генератор трябва да бъде на честота, по-ниска от приеманата (за да не обръща лентата), а за приемането на долна странична лента (LSB) — по-висока. Разбира се, може да се настрои вторият осцилатор и на високочестотния скат на филтъра, но при условие, че сега за високочестотните



вен супер с единично преобразуване на честотата. Принципната схема на приемника е дадена на фиг. 2. Простият сигнал се усилва от ВЧУ, изпълнен по схема обща база и се подава на смесителя. Разликата от честотата на плавния генератор и сигнала ни дава междинната честота. Сигналят с междинна честота се усилва от двустъпален МЧУ, изпълнен по касковна схема, детектира се от продукт-детектор (който в същност представлява най-обикновен смесител) и усилен от НЧУ, попада в слушалките.

Да видим дали избраната схема действително изпълнява условията, които поставихме в началото.

По точка 1. Приемникът е с единично преобразуване и според автора това е изобщо най-простата конструкция на приемник за КВ, с който същевременно се изпълняват изискванията за висококачествено приемане.

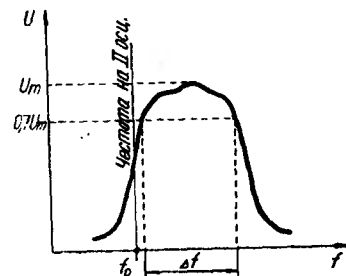
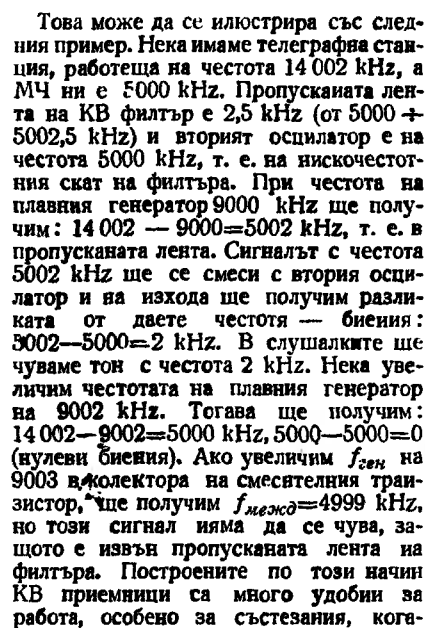
По точка 2. Приемникът е изпълнен с транзистори и може да се конструира с много малки размери при използването на стандартни части.

използването на външна антена има чувствителност от порядъка на пределната.

По точка 4. Високата селективност се обуславя от наличието на кварцов филтър в междинната честота. Имаме отлично подтискане на огледални честоти благодарение на високата междинна честота. Обаче най-ценното качество на този приемник е високата устойчивост срещу нежелателните явления на кръстосаната модулация, които, особено при транзисторните приемници, са много засилени. Наличието на кристален филтър непосредствено след смесителя не позволява на силния сигнал на пречештата станция, който се намира извън лентата на пропускане на филтъра, да измести работната точка на следващите стъпала и с това да затрудни извънредно много приемането.

Практическите резултати са следните: с описания приемник се приемат съвсем спокойно станции, намиращи се близо до честотата на LZ1KPG независимо от това, че LZ1KPG работи с един ки-

обхвати плавният генератор е на честота, по-висока от приеманата. Това обаче не е целесъобразно, тъй като честотата му трябва да бъде много по-висока и практически се оказва невъзможно да се построи стабилен осцилатор за 28 MHz. Ако междинната честота ни е на пример 5 MHz, плавният генератор ще трябва да работи на честота $f_{пр} + f_{межд} = 5 + 28 = 33$ MHz, докато при обратния случай $f_{пр} - f_{межд} = 28 - 5 = 23$ MHz (точно 10 MHz по-ниско). При приемане на телеграфни сигнали ще се получи своеобразен ефект на отрязване на „половинчатата“ на сигнала. При приемането с късовълнов приемник, чийто осцилатор на биения се намира по средата на пропускателната лента и вторим копчето за настройка в една посока (напр. увеличаваме честотата на приемането), отначало ще чухме сигнала, след това ще настъпи момент на нулеви биения, т. е. няма да го чувам, и след това отново ще го чуем. При описания приемник това няма да стане — след нулевите биения сигналът ще изчезне.



то в бързината няма време за точна настройка върху нулевите биения на кореспондента. Например, ако кореспондентът се чува с тон 1 kHz, трябва да настроим така плавния генератор, че да го чуваме със същия тон, без да се страхуваме, че можем да сме се настроили 2 kHz по-ниско, както би могло да се получи при приемниците от обикновен тип. С приемника може да се приемат и амплитудно модулирани сигнали при жулиране на биевията между носещата честота и история осцилатор.

По точка 6. Настройката на приемника твърде много се опростява, като се има пред вид, че е единично преобразуването на честотата, нямаме спрягане на кръговете (входният и изходният кръг на ВЧУ са с двоен кондензатор, изведен с отделно копче на лещевата плоча като преселектор), както и неутрализиращия в междинната честота.

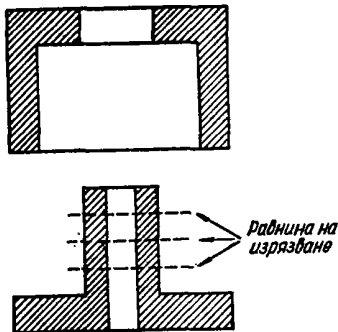
Исползуваии детайли

Във ВЧУ и смесителя се използват стандартни детайли. Двойният променлив кондензатор е от приемник „Прогрес“. В случай че искаме да преобразуваме след това приемника в трисисвър, трябва да поставим троен променлив кондензатор (в случая едната секция ще остане свободна). Бобините за трептящите кръгове са навити на стандартни полистиролови тела с феритни сърцевини — тип, който се използва в коявертните приемници.

Подборът на частите за плавни генератор трябва да е най-старателен. Трябва да използваме само висококачествени детайли. Бобината се навива с дебела посребрена жица на керамично тяло. При навиването трябва да се стремим да получим съвсем сгегната намотка. Промениливият кондензатор е с капачитет от порядъка на 100 pF със стабилна механична конструкция. Разливащият кондензатор е въздушен тример тип „Филипс“. Всички кондензатори, влизащи в трептияния кръг, са слюдени. Оказа се, че при използване на керамични кондензатори плавният генератор става доста нестабилен поради големия им температурен коефициент. Това може да се избегне, ако се подберат кондензатори с противоположни ТК, взаимно компенсиращи се.

В кристалния филтър са използвани съветски кварцове с честота 4175 kHz, но може да се използват и други, напр. радиостанцията RM 31, намираща се в момента на разположение на радиоклубовете и страната. Използувана е

ник „Берта“. Получиха се много добри резултати до честоти от порядъка на 8 MHz. Разбира се, радиолюбителят може да употреби и обикновени бобини, но те обзателно трябва да бъдат екранирани. В останалите стъпала частите са съвсем стандартни и за това няма да се спираме на тях.



Фиг. 6

Настройка

Преди да пристъпим към настройката на приемника, трябва да се снабдим със следните измервателни уреди: сигнал-генератор СГ, лампов волтметър, грнд-дип-мер и стабилен калибриран к. в. приемник.

Първо трябва да променим режимите по постоянен ток — препоръчва се колекторният ток на всички транзистори да бъде от порядък на 0,8—2 mA. При голямо отклонение от дадените стойности и при верен монтаж следва да заменим транзистора с друг. Най-хубаво е при конструирането на приемника да направим следното. Преди монтажа на дадено стъпало да проверим режима му по постоянен ток на отделна монтажна платка. По този начин ще избегнем излишни разпоаявания, които загрозяват монтажа и може да доведат до разлепване на фольото на печатната платка.

Последователността, по която ще настроим приемника, е следната. Отначало ще тръгнем от н. ч. усилвател, като постепенно ще стигнем до ВЧУ.

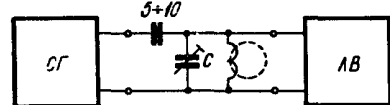
НЧ усилвател. Т₁₁ трябва да се подбере по-бездшумен. Проверката се прави на слух, по минимален шум в слушалките.

Втори осцилатор. Когато осцилаторът е правилно монтиран, той заработва веднага. Изходното напрежение е около 2V.

Продукт детектор. Необходимо е токовете на Т₉ и Т₁₀ да са около 1 mA. За правилната работа на продукт-детектора е необходимо той да не може да действа като обикновен АМ детектор. Това ще разберем, като изключим втория осцилатор. Ако в слушалките продължава да се чува някакъв сигнал, трябва да увеличим колекторния ток на транзистора, понеже той е бил запущен и е действувал като обикновен АМ детектор.

МЧ усилвател. Колекторният ток на каскодния усилвател е около 2 mA. Трябва да се внимава при определянето на постояннотоковия режим на двойката транзистори. Може да се случи

така, че колекторният ток да е норма лен, но падът на напрежение върху двата транзистора да е неравномерно разпределен. Правилният режим е този, при който напреженията колектор-емитер на двата транзистора са равни. Настройката на МЧУ се извършва по стандартен начин. Подаваме на базата на Т₅ през кондензатор от 100 pF сигнал от СГ и последователно настройваме кръговете по максимални показания на ЛВ, включен и намотката L₅ (намотката е откачена от базата Т₆). Каскодната схема е много устойчива срещу самовъзбуждане. Единствената опасност може да дойде от наличието на индуктивна връзка между бобините L₄ и L₅ при лош монтаж. Това самовъзбуждане лесно се отстранява при размяна на краищата на една от бобините. Известна трудност се явява при първоначалната настройка на кръгове, изпълнени с тороиди. Тъй като обикновено радиолюбителите не разполагат с данни за наличните феритни сърцевини, става невъзможно да се използва някоя от формулите за индуктивност на тороид, давани в радиолюбителските справочници. С грнд-дип-мер е невъзможно да



Фиг. 7

се измери резонансната им честота. За това опитното определяне на броя на навивките на тороида става по начин, показан на фиг. 7. При резонанс показанието на ЛВ са максимални. Тази настройка се прави при минимален капацитет на С, защото тук се явява и паралелно свързанят входен капацитет на ЛВ, и изходният капацитет на СГ, които превъзшават изходния капацитет на транзистора. Свързваният капацитет от СГ към кръга трябва да е възможно най-малък капацитет.

Кристален филтър. Такъв филтър е описан подробно в кн. 12, 1968, на сп. „Радио и телевизия“. Тук ще дадем само някои подробности. Груба оценка на качествата на филтъра може да се извърши на слух по следния начин. Най-напред е необходимо да сме монтирали смесителя, без обаче да свързваме бобините L₂ и L₂/L₂ даваме някъсо и откачаме блокиращия кондензатор 10 n). След това подаваме на базата на Т₄ през кондензатор от 100 pF сигнал от СГ.

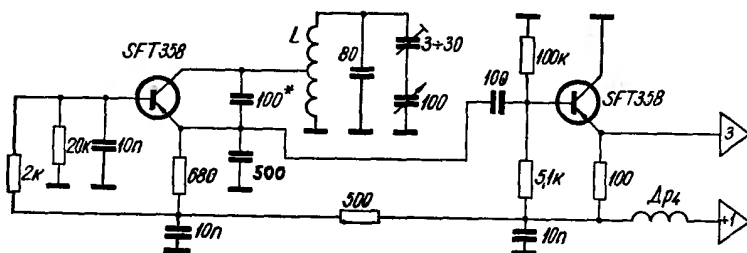
При честота от СГ, влизаща в пропускщата лента на филтъра, в слушалките ще чуем биенията между втория осцилатор и СГ. При въртене на копчето на СГ ще трябва да получим ефекта на отрязване на „половинката“ сигнал, за който говорихме по-горе. Ако след нулевите биения отново се появи сигнал и след това затихне, например при честота на биенията 500 Hz, е необходимо да понижим честотата на кварца на втория осцилатор поне с 400—500 Hz. Това става най-лесно, като драснем няколко пъти посребрената повърхност на кристала с тиниол. Ако сигналът изчезне преди настъпването на

схемата на 4-кристален филтър (фиг. 4), но може да се използва с успех и двукристален филтър (фиг. 5).

В м. ч. усилвател се използват предимно стандартни части. Особеност е употребата на тороидални бобини в м. ч. кръгове. Бобини, навити на пръстенче от феромагнитен материал, имат следните предимства: 1. Няма външно разсеяно магнитно поле, следователно не са необходими екрани. 2. Получава се висок Q-фактор. 3. Малки размери и лесен механичен монтаж — тороидът се намазва с лак и се залепва за монтажната плочка. В приемника се използват съветски феритни пръстенчета. Трябва да се знае, че не всеки ферит е годен за употреба на високи честоти. От съветските феритни пръстени можем да употребим тези, които имат отношение на външния към вътрешния диаметър = 2,5. Бяха изпробвани също саморъчно направени тороиди на базата на външния в. ч. сърцевини от карбонилно желязо. Начинът на изготвяне е показан на фиг. 6. Използува се долната капачка, като от нея се изрязват няколко тороида. Карбонилното желязо е много леко за обработване и лесно се реже с резбарско триванче. При пробите са използвани гривиращи сърцевини от стария немски пречем-

нулевите биения, е необходимо да понишим честотата му чрез търкане с гумичка.

На фиг. 8 е дадена друга схема на плавен генератор, изпълнена с германиев транзистор, която дава също за-



Фиг. 8

който се поставя между входния кръг и кръга в колектора на T_2 , за да се избегне индуктивната връзка. Целият приемник се поставя в малка кутия с елегантна форма. И така вие имате на разположение един отличен приемник, с който ще можете да слушате и най-редките DX, но не и да ги работите. Затова един добър съвет — оставете в кутията място за още една платка с големина на половината от платката на приемника. В следващия брой на списанието ще видим как можем да превърнем приемника в един отличен трансивър — мечта за много късовълновци. Такъв трансивър за 14 MHz е построен от автора и се експлоатира от 5 месеца.

Настройка на плавния генератор. Главният генератор е най-важното и трудно настройваемо стъпало на приемника. Преди всичко трябва да направим стабилен механичен монтаж на всички по-големи части. Целият генератор трябва да се затвори в метална кутия. За превключване на обхватите е необходим превключвател със стабилни контакти (посребрени) и стабилен фиксатор. Добре е превключвателят да не се обединява с общата галета за входните кръгове. При настройка трябва да разполагаме със стабилен калибрен КВ приемник. В приемника за осцилиращ транзистор е използван съветски силициев $p-n-p$ тип КТ301Е. Параметрите на силициевите транзистори зависят в значително по-малка степен от температурата и осцилаторът става по-стабилен. При липса на такъв може да се използва и германиев, но при съответно намаляване на стабилността. При всички осцилатори конструкторът трябва да се стреми да намали влиянието на активния елемент (лампа или транзистор) върху осцилаторния кръг. В случая, както се вижда от схемата, базата на T_1 е свързана частично с кръга. При настройката трябва да се стремим да намаляваме навивките до базисния отвод до минимум (броено от студения край), при което обаче генерациите са все още стабилни. Отворот за обратната връзка (емитерният) се взема обик-

новено от $\frac{1}{4} \div \frac{1}{5}$ от навивките.

броено от студения край, а базисният отвод обикновено варира около средата. В схемата не е даден токоизправител, но се предполага, че той ще е стабилизирал. Ако захранваме с батерии, необходимо е да стабилизираме захранващото напрежение на осцилатор с центров диод.

БЕЛЕЖКА НА РЕДАКЦИЯТА

В статията Приемопредавател за SSB-CW, поместена в кн. 6—1970 г. (стр. 192), се дават пояснения, свързани с блоковата схема (фиг. 1) на настоящата статия. Промяната в реда на публикуването на двете статии е станала по вина на редакцията.

	Брой на нав.	Отвод (броено от земя)	Сърцевина	Средна честота f , kHz	Проводник, mm	Тяло, mm
L_1	24	—	ферит	14150	0,21	Ø7
L_1'	4	—	—	—	—	на същото
L_1''	3	—	—	—	—	на същото
L_2	24	—	—	14150	—	Ø7
L_2'	5	—	—	—	—	на същото
L_3	11	ем 3, база 6	—	10000	0,8	Ø20
L_4	52	—	феритен	—	посребрен	керамика
			тороид $\frac{d_1}{d_2} = 5$	—	—	—
L_4', L_4''	4	—	съветски	4175	0,21	—
L_5	52	—	—	—	—	—
			феритен	4175	—	—
			тороид $\frac{d_1}{d_2} = 2,5$	—	—	—
L_5'	4	—	—	—	—	—
L_6	35	—	—	10000	—	—
L_6'	5	—	—	1000	—	Ø7
$D_p, 1,2$	75	—	—	—	—	на същото
			феритен	—	—	—
Ø	52	бифилярна	тороид	4175	0,21	—
			феритен	—	—	—
			тороид	—	—	—

доволителна стабилност. Изходното напрежение и при двете схеми е около 1 V. Опитните резултати, които бяха постигнати, са следните. По първа схема на осцилатора при честота на генерациите 10 MHz след едночасова работа дрейфът за 30 минути беше около 100 Hz. По втората схема стабилността при същите условия беше малко по-лоша и дрейфът е около 350 Hz.

ВЧУ и смесител. При настройката на тези стъпала няма никакви съществени особености. Единствената проверка, която трябва да се направи, е дали транзисторът във ВЧУ е добър. За тази цел ще изключим захранването на T_2 . Шумът в слушалките не трябва да намалее или да намалее значително (пробата се прави при изключена антена).

Обща конструкция на приемника. Целият приемник е монтиран на една единствена печатна платка. Екрани не са необходими, с изключение на един,

В таблица са дадени данни за бобиините за 14 MHz обхват и за междинна честота 4175 kHz.

Ако се използва описаната конструкция само като приемник, ще трябва да се направи следното:

1. Точките, означени с +1 и +2, се свързват с +A.

2. Точката 3 се свързва с 3'.

3. Точката 4 се свързва чрез $C_{св}$ с 4'.

За различните радиолюбителски обхвати честотата на плавния генератор трябва да бъде:

за 3,5 — 3,8 MHz — от 7675 до 7975 kHz

за 7,0 — 7,1 MHz — от 11 175 до 11 275 kHz

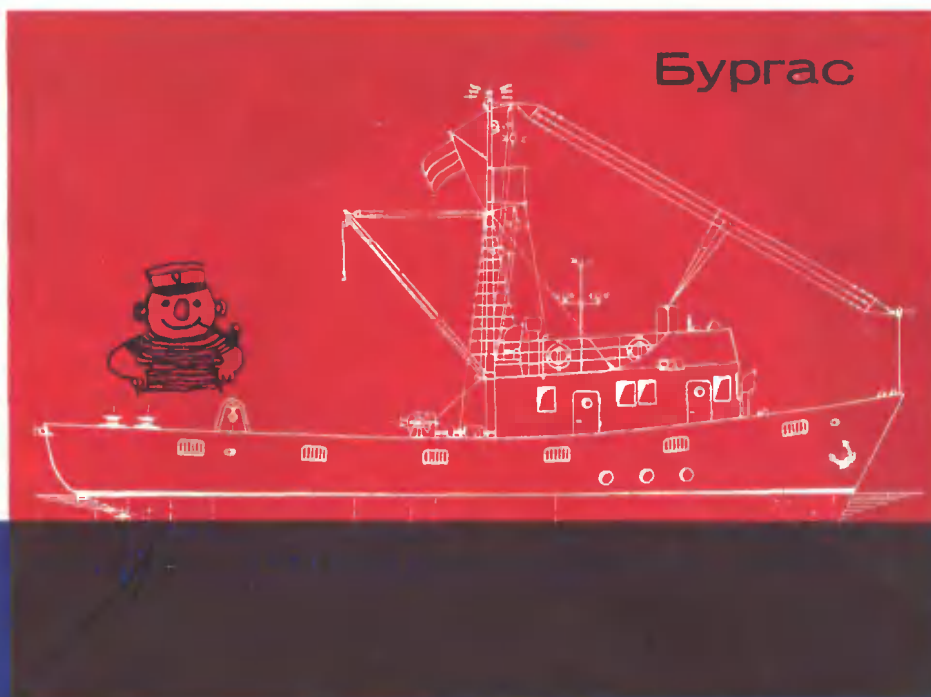
за 14,0 — 14,35 MHz — от 9 825 до 10 175 kHz

за 21,0 — 21,45 MHz — от 16 825 до 17 275 kHz

за 28,0—29,0 MHz — от 23 825 до 24 825 kHz

Ч. Ленков (LZ1AQ)

Корабостроителен и кораборемонтен завод „ИЛИЯ БОЯДЖИЕВ“



150 местен пътнически хидро-
бус за крайбрежно плаване

Речен маневрен влекач—260 к. с.

Речен влекач — 300 к. с.

Речен влекач — 200 к. с.

Речен влекач — 135 к. с.

Несамоходни морски и речни
съдове за насипен товар от
200, 300, 500 и 1500

ИЗВЪРШВА ремонт на морски и речни плавателни съдове



АЗОТНО ТОРОВО ЗАВОД-СТАРА ЗАГОРА

ПРОИЗВЕЖДА: за селското стопанство, за индустриални цели и за износ

Амониева силитра — БДС 5172/64 г. за наторяване

Показатели:

- а) Външен вид — гранули
- б) Цвят — бял, до жълтеникав оттенък
- в) Съдържание на общ азот в % минимум 34,00%
- г) Съдържание на влага в % максимум 1,50%
- д) Киселинност, изчислена като азотна киселина в % максимум 0,02%
- е) Съдържание на доломит в % максимум до 0,50%

2. Карбамид — технически БДС 1378/64 г.

Показатели:

- а) Външен вид — гранули
- б) Цвят — бял до жълтеникав оттенък
- в) Съдържание на карбамид в % минимум 99,29 %
- г) Съдържание на влага в % максимум 0,05%
- д) Биурет максимум 2,00%
- е) Съдържание на свободен амониак в % максимум 0,1 %

3. Сяра газова — БДС 1678/61 г.

Показатели:

- а) Външен вид — люспи и късове
- б) Цвят лимоненожълт
- в) Съдържание на сяра в % минимум 99,60%
- г) Съдържание на влага в % максимум 0,20%
- д) Киселинност като сярна киселина в % максимум 0,02%
- е) Съдържание на желязо в % максимум 0,0190%
- ж) Съдържание на пепел в % максимум 0,150%

ЗАВОДЪТ изнася продукти за Унгария, Чехословакия, Югославия, Румъния, Гърция, Испания, Израел, Индия, Виетнам, Сирия, Куба и други страни.