

радио

телевизия

електроника

7|81

- ДИРЕКТНО ПРИЕМАНЕ НА ТЕЛЕВИЗИОННИ И РАДИОПРОГРАМИ, ИЗЛЪЧЕНИ ОТ ИЗКУСТВЕНИ СПЪТНИЦИ НА ЗЕМЯТА
- ПАРАЗИТНИ ВРЪЗКИ В УСИЛВАТЕЛИТЕ
- НАСТРОЙКА НА ТОКОВЕТЕ ЗА ЗАПИС И ПРЕДНАМАГНИТВАНЕ



УСТРОЙСТВО ЗА ПОДГОТОВКА НА ДАННИ ВЪРХУ МАГНИТНА ЛЕНТА ЕС9004

ЕС9004 е предназначено за непосредствен запис върху магнитна лента на информация, въведена от клавиатура. Дава възможност за търсене на определен блок данни за проверка и в случай на необходимост за коригиране на записаните на лентата данни.

Устройството има външна буферна памет, в която се съхранява целият блок данни, преди да се запише на магнитната лента. Това позволява грешки при въвеждането, забелязани от оператора, да бъдат коригирани веднага посредством връщане адреса на паметта и въвеждане на правилния знак.

Данните върху магнитната лента се записват на блокове с дължина 80 или 160 знака. В устройството е предвидена блокировка на клавиатурата по време на записа върху лентата и цикъла за четене след записа, което позволява на оператора да поддържа постоянен ритъм при въвеждане на данни от клавиатурата.

По време на цикъла за запис съдържанието на буферната памет не се разрушава — данните се запазват за проверка, която се осъществява чрез непосредствено четене след записа. Прочетените данни от лентата се сравняват бит по бит с данните, запазени в паметта.

В режим "проверка" блоковете от данни, които трябва да се проверят, се четат и въвеждат в паметта едни след други. От документа — източник посредством клавиатурата отново се въвежда всеки знак от блока. Когато на въвеждания знак автоматично се сравнява с кода от паметта. Ако двата кода са еднакви, операторът може да продължи проверката.

В режим "търсене" се реализира автоматично търсене на даден блок данни чрез сравняване на всеки записан върху лентата блок с идентификатор, предварително въведен в паметта от клавиатурата. Търсенето се осъществява със скорост приблизително 1000 блока/мин.

Всяко устройство ЕС9004 може да бъде снабдено с поблочен индикатор на текущия блок от данни.

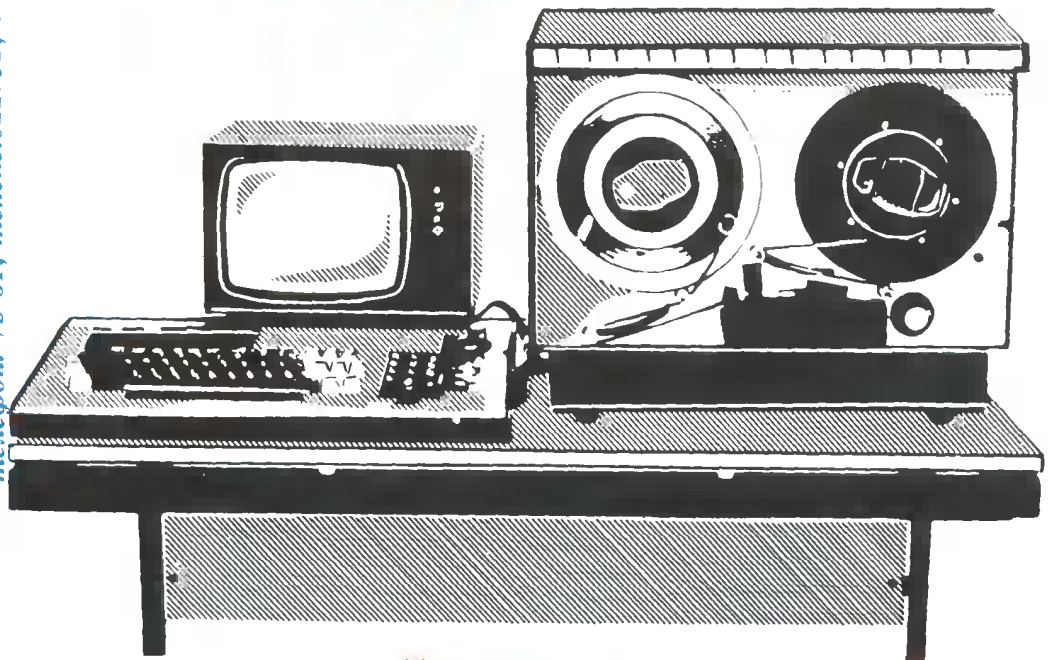
По желание на клиента ЕС9004 може да има следните функции:

- възможност за прегане на данни от едно устройство на друго;
- възможност за ризпечатване на записаните върху лентата данни на печатно устройство;
- възможност за въвеждане на данни от перфокарно четящо устройство.

Isotimpex



Износител: ВТО "ИЗОТИМПЕКС"
България, София, бул. "Чапаяв" 51
телефон: 73-61, телекс: 022731, 022732



ТЕХНИЧЕСКИ ДАННИ

Плътност на данни
Метод за запис
Скорост на лентата
Капацитет на буферната памет
Дължина на блока
Формат на записа
Основни режими на работа

Други режими

Програми
Индикации
Автоматични функции
Захранване

32 бита/мм
NRZ—1
39,6 cm/s
160 байта
80 и 160 байта
по ISO
въвеждане, проверка и търсене на данни
въвеждане на програма, програмна проверка, печат, вход от перфокарно четящо устройство.
2 независими поблочова дублиране, прескачане

220 V ± 10%
15

радио телевизия електроника

Година XXX

бр. 7, 1981 г.

**Издание на
Министерството на съобщенията,
Министерството на машиностроенето и
електрониката
и Организацията за военотехническа
подготовка на населението**

Списанието е награждено с орден
„Кирил и Методий“, II степен

Главен редактор инж. Т. Тончев

Редакционна колегия:
Я. Блъсков, Н. Велев,
инж. О. Генчев,
инж. Ф. Панов,
ст.н.с. к.т.н. инж. И. Игнатов,
инж. Д. Пармаклиев
проф. инж. С. Пецулев,
ст.н.с. инж. П. Тенев,
ст.н.с. к.т.н. инж. Л. Тонев

Постоянни консултанти:
доц. к.т.н. инж. А. Ангелов,
проф. д.т.н. инж. Б. Боровски,
ст.н.с. инж. К. Витанов,
ст.н.с. инж. В. Вълчанов,
ст.н.с. инж. И. Кръстанов,
доц. к.т.н. инж. П. Мартинов,
ст.н.с. к.т.н. инж. И. Петров,
к.т.н. инж. Т. Таков,
инж. И. Флоров,
инж. И. Щърбанов

Редактори: инж. Е. Ашканова,
инж. Ю. Тишева
Художник М. Руев
Технически редактор Х. Николов

Адрес на редакцията
ул. „Граф Игнатиев“ 18, София
код 1000
Телефони:
каса 87—60—46, редактори 87—91—58 и
гл. счетоводител 87—34—81

Брой 7. Година 1981. Формат 60 × 90/8.
Тираж 55 000. Дадена за печат 10.VI.1981 г.
Подписана за печат 21.X.1981 г.
Годишен абонамент 7,20 лв.
Отделен брой 0,70 лв.
Държавна печатница „Тодор Димитров“
София, поръчка 654

© Министерство на съобщенията
Министерство на машиностроенето
и електрониката
Организация за военотехническа
подготовка на населението

СЪДЪРЖАНИЕ

- 2 *Е. Ашканова.* Чехословацката битова електроника на XII международен панаир на стоки за широко потребление в Бърно
- 4 *П. Тотев.* Битова електронна апаратура — състояние и тенденции на развитие
- 5 *Б. Балабанов.* Директно приемане на телевизионни и радио-програми, излъчени от изкуствени спътници на Земята
- 7 *С. Ценов.* УКВ-конвертор
- 10 *Е. Владков.* Транскодер SECAM/PAL TSP801
- 13 *Б. Лъсков.* Паразитни връзки в усилвателите
- 15 *Й. Йорданов.* Настройка на токовете за запис и преднамагнитване
- 17 *Б. Орозов, Х. Димчев.* Конструирание на любителски касетни магнитофони
- 19 *К. Лисичков.* Тестер за транзистори
- 20 *Х. Оскар.* Генератори на стъпалообразно напрежение с тунелни диоди
- 22 *Г. Петров, К. Красимова.* Стабилизиращи токоизправители
- 24 *Д. Димитров, Х. Шадура, А. Миндов.* Захранващ блок за колективна антенна система
- 26 *С. Велчев.* Повреди в телевизионен приемник за цветно изображение УЛПЦТ—59—II
- 28 Обмяна на опит
- 28 Техническа консултация
- 29 Из чуждестранния печат
- 31 Електронни градивни елементи
- 32 Справочни данни

СОДЕРЖАНИЕ

- 2 *Е. Ашканова.* Чехословацкая бытовая электроника на XII международной ярмарке товаров широкого потребления в Брно
- 4 *П. Тотев.* Бытовая электронная апаратура — состояние и тенденции развития
- 5 *Б. Балабанов.* Прямой прием телевизионных и радиопрограмм со спутников земли
- 7 *С. Ценов.* УКВ-конвертер
- 10 *Е. Владков.* Транскодер SECAM/PAL TSP801
- 13 *Б. Лъсков.* Паразитные связи в усилителях
- 15 *Й. Йорданов.* Настройка токов записи и подмагничивания
- 17 *Б. Орозов, Х. Димчев.* Конструирование любительских кассетных магнитофонов
- 19 *К. Лисичков.* Тестер для транзисторов
- 20 *Х. Оскар.* Генераторы ступенчатого напряжения с тунельными диодами
- 22 *Г. Петров, К. Красимова.* Стабилизированные выпрямители
- 24 *Д. Димитров, Х. Шадура, А. Миндов.* Блок питания для коллективной антенной системы
- 26 *С. Велчев.* Повреждения в телевизионном приемнике цветного изображения УЛПЦТ—59—II
- 28 Обмен опытом
- 28 Техническая консультация
- 29 За рубежом
- 31 Электронные строительные элементы
- 32 Справочные данные

ЧЕХОСЛОВАШКАТА БИТОВА ЕЛЕКТРОНИКА НА XII МЕЖДУНАРОДЕН ПАНАИР НА СТОКИ ЗА ШИРОКО ПОТРЕБЛЕНИЕ В БЪРНО

инж. Е. Ашканова

На тазгодишния пролетен международен панаир, състоял се от 24 до 28 април, електротехническата промишленост на Чехословакия се представи с повече от 250 експоната. От изложените изделия 24 бяха новости, а 5 бяха предложени за златен медал.

Най-големият производител на битова електроника в отрасъла на Федералното министерство на електротехническата промишленост е ДСО „Tesla“. Основната му задача е да осигурява разработката и производството на битова електроника, като обединява шест предприятия от цялата страна: Братислава, Холешовице, Литовел, Орава, Пжелоич и Слани. Особено внимание при производството се обръща на подобряване на дизайна, внедряване на новите технологии, автоматизиране на производствените и експерименталните методи, бързо внедряване в производството на специализирани интегрални схеми и модерни технологии.

Особен интерес на панаира в Бърно предизвиква разнообразието от радиоприемници, като: Hi-Fi радиоприемници, автомобилни радиоприемници, комбинации на радиоприемници с други устройства за възпроизвеждане, например преносимият радиоприемник 2832AB „Domino“, който може да се захранва от батерии и електрическата мрежа, предназначен за приемане на радиопрограми в обхватите ДВ, СВ, КВ, УКВ I и УКВ II. Представени бяха много модели автомобилни радиоприемници: 2108B „Spider 3“ (ДВ, СВ), 2111B (ДВ, СВ) и 2110B (ДВ, СВ, КВ, УКВ) — моно с изходна мощност 3,5 W; автомобилни стереорадиокасето-

фони с по два отделни говорителя с мощност $2 \times 3,5$ W, модели 1900B и 1900B—2 имат възможност да просвирват касети C60 и C90. Стереорадиоприемникът 816A привличаше вниманието с красивия си дизайн и добрите си технически параметри. Той е от Hi-Fi клас и е с електронно сензорно управление, приема програми на ДВ, СВ, КВ I, КВ II и УКВ, номиналната му мощност е 2×15 W. Беше показан и по-старият модел 814A, стереоприемниците 441A—4 „Eminent“, 635A „Sorgán“ и тунерът 3603A. Много се хареса Hi-Fi стереокомплектът 1133A със сензорно управление, състоящ се от радиоприемник (ДВ, СВ, КВ I и КВ II) и грамофон.

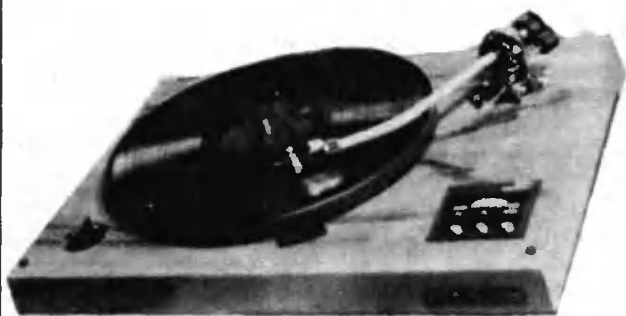
Показани бяха много модели цветни телевизионни приемници, които тази година ще излязат на пазара. Моделът, който ще се пусне най-скоро на пазара, е Color 110—Tesla 4407A. Кинескопът му е изработен по лиценз на фирмата „Toshiba“ с ъгъл на отклонение 110° . Използван е принципът на пречупване „тороид-тороид“. Тенденцията е след 1981 г. да се премине към производството на цветни телевизионни приемници с кинескоп със система за пречупване „седловина-тороид“, при която разходите на електроенергия се намаляват много. Показани бяха и цветните телевизионни приемници Color fatra 4411A—3 и Color in line — Tesla 4413A. Последният ще се произвежда в три варианта. От преносимия телевизионен приемник „Satelit“—Tesla 4158AB, за два месеца в Чехословакия са продадени 26 000 броя. Той е със съвременна модулна конструкция, може да се за-



Четирипистов роляков Hi-Fi стереомагнитофон Tesla B115



Портативен телевизионен приемник с черно-бяло изображение „Satelit“ — Tesla 4158AB



Стереограмофон модел NC450, спечелил златен медал на панаира



Стереограмофон модел MC400



Комбинирана конструкция на грамофон и касетофон



Стереограмофон модел NZC040

хранва от електрическата мрежа и от батерии, масата му е 7,5 kg. В момента на пазара е пуснат цветният телевизионен приемник Color universal — Tesla 4412A, който работи по двете системи — PAL и SECAM. Тенденцията е да се развива производството на цветни телевизионни приемници, а да се намали това на черно-белите. Моделите „Silvia“ 4280A, „Pluto“ — Tesla 4159AB, „Andrea“ — Tesla 4283A, „Corina“ — Tesla 4142A, „Viktoria“ — Tesla 4279A, постепенно ще престанат да се произвеждат, като се заместят изцяло с „Aurora“ — Tesla 4276A, който е със сензорно избиране на съвременна конструкция и дизайн.

Хубаво впечатление на гостите на панаира направи експозицията от различните видове грамофони. Тяхното бъдещо производство се очертава в три основни групи: обикновени, по-евтини, с кристална или керамична доза; грамофоните с по-сложна конструкция, обикновена система за управление, магнетоелектрична доза; Hi-Fi грамофони с качествена система за възпроизвеждане и фина регулация на оборотите и електронно управление. Нов модел от най-евтиния клас грамофони, представен на панаира, е HC04 с ремъчна предавка, чиято конструкция е взимствувана от грамофона HC15. Този грамофон в бъдеще ще се произвежда и в комбинация със стереоусилвател.

Най-новото изделие от грамофоните от Hi-Fi клас, получило златен медал, е моделът NC450. Шасито му е полуавтоматично, в системата му за управление са използвани микропревключватели. Бяха показани и комбинирани устройства като: грамофон и касетофон; грамофон и усилвател KNC100; грамофон, касетофон и стереоусилвател — NZK150.

От направеното прогнозиране за оборудването на домакинствата в Чехословакия с битова електроника бе установено, че снабдяването с магнитофони не отговаря на съвременния висок стандарт. Ролковите магнитофони представляват 60% от общия брой. Най-внушителният представител е Tesla B115, четирипистов, с три глави, вертикално и хоризонтално работно положение, модулна конструкция, входи за запис от всички възможни източници, може да се използва и като стереоусилвател. Показани бяха и моделите Tesla B73 Hi-Fi stereo, B700, B101 stereo, B93 stereo M1417, M2405. Тенденцията е през 1985 г. касетофоните да бъдат 75% от всички магнитофони, предлагани на пазара. Ролкови магнитофони ще се произвеждат само от Hi-Fi клас. Това обаче не означава, че няма да се произвеждат и касетофони от висш клас. Голям интерес предизвиква комбинацията радиоприемник — касетофон. Един от моделите бе

„Diamant“ stereo K203, който ще бъде пуснат в продажба през IV тримесечие на 1981 г. — радиоприемникът работи на ДВ, СВ и КВ и приема програми по OIRT и CCIR. Касетофонът може да просвирва и касети CrO_2 , при което се прави настройка със специален бутон. Харесаха се касетофоните МК235 и М531S. Сред изделията, включени в конкурса за златен медал, бяха и два усилвателя: АSO501 с изходна мощност 100 W/4Ω, предназначен за усилване на сигнала на солов електронен музикален инструмент, дава възможност за многобройни поправки на честотната характеристика в областта на ниските и високите честоти, има много музикални ефекти; АSO601 с изходна мощност 100 W и шест входа за музикални ин-

струменти за усилване на сигналите от шест микрофона, всеки вход има коректор и възможности за плавно регулиране на честотата и амплитудата, конструиран е с модерни полупроводникови елементи, има модерен дизайн.

Бяха показани озвучителни тела с различни мощности, предназначени както за жилищни помещения, така и за леки коли. Имаше и няколко вида стереослушалки.

Експозицията на ДСО „Tesla“, представена на XII международен панаир на стоки за широко потребление, предизвика оправдано голям интерес със своето разнообразие на качествени изделия с модерен дизайн.

БИТОВА ЕЛЕКТРОННА АПАРАТУРА — СЪСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ НА РАЗВИТИЕ

инж. П. Тотев

Битовата електронна апаратура чрез своите три основни групи съоръжения — радио, телевизия, звуко- и видеозапис — играе важна роля в съвременното общество.

Битовата електроника непрекъснато се усъвършенствува както в техническо, така и в програмно отношение.

Техническите показатели на съвременната битова електронна апаратура осигуряват високо качество на приеманите радио- и телевизионни програми при възпроизвеждането на записи от грамофонни плочи, магнитофони и видеоманитофони, като:

честотна лента от 20 до 20 000 Hz;

нелинейни изкривявания под 1%;

динамичен обхват от 55 до 60 dB;

стереофонично предаване — възпроизвеждане на музикалните предавания с постепенно внедряване на стереофоничен звуков съпровод при телевизионните предавания.

При висококачествената (Hi-Fi) битова електронна апаратура тези показатели се осигуряват при възпроизвеждане, с което се постига висока точност на звуковата информация и силно емоционално и естетическо въздействие върху слушателя, съприсъствие в мястото на музикалното събитие.

С бурното развитие на микроелектрониката, със създаването на аналогово-цифрови преобразуватели (АЦП) и цифрово-аналогови преобразуватели (ЦАП), с усъвършенстването на цифровите методи за обработка на информацията в областта на изчислителната техника и особено с приложението на импулсно-кодovата модулация (ИКМ) при изграждането на апаратурата и системите за съобщителната техника се създадоха реални възможности за приложението на тези прийоми и за нуждите на битовата електроника. Големите предимства на цифровите методи за обработка на

информационните потоци, като безпогрешност на предаваната информация и пълна защитеност от външни смущения, дават възможност при тяхното използване за нуждите на радиоразпръскването, телевизионните предавания, звуко- и видеозаписа да се постигнат значително по-високи качествени показатели в сравнение с досега използваната аналогова техника. Така при цифрово радиоразпръскване с ИКМ (при използването на 14-значен двоичен код) се осигуряват следните показатели (Funkschau — 24/1980):

динамичен обхват (отношение сигнал/шум) — 80 dB;

нелинейни изкривявания — практически не съществуват;

пълна защитеност от смущения и прослушване между стереоканалите;

практически и теоретически неограничена честотна лента;

линейна фазова характеристика.

Постигането на тези високи качествени показатели с помощта на ИКМ-преносната техника изисква значително по-широки честотни ленти (от 10 до 100 пъти) в сравнение с аналоговата техника, които засега са много по-скъпи. Това налага да се търсят нови незаети честотни обхвати, като 110—120 MHz за цифрово радиоразпръскване и гигагерцовия обхват за телевизионните предавания (например 12 GHz), при които необходимата честотна лента е значително по-широка в сравнение с радиоразпръскването.

За цялостно внедряване на методите на цифровата техника с използване на ИКМ е необходимо да се решат сложни технически и преди всичко икономически проблеми. Големите им предимства — преди всичко високите качествени показатели на радио- и телевизионните предавания, на звуко- и видеозаписа — очертават безспорната

тенденция за тяхното бъдещо постепенно приложение.

Очевидно технико-икономическите проблеми за внедряването на цифровите методи за нуждите на битовата електроника са най-малки (практически решени) в областта на звуковия тракт (включително в звукозаписа), по-сложни при радиоразпръскването и най-сложни при телевизионните предавания и видеозаписа.

Във всички технически развити страни — СССР, САЩ, ФРГ, Франция, Япония и др., се провеждат интензивни научноизследователски дейности в тази област, изграждат се опитни съоръжения и цели опитни системи. На пазара вече се появяват първите цифрови звукозаписващи съоръжения за звукова студийна обработка, грамофонни плочи с цифров запис.

Въз основа на патенти на фирмите „Филипс“ и „Сони“ се подготвя производството на плочи с ИКМ — цифров запис и възпроизвеждане с лазерен лъч (Funkschau — 24/1980). Плочата е с диаметър 12 cm и всяка страна съдържа 60 min стереозапис. Използувани са тактова честота 44,1 kHz и 16-битов код.

В редица страни се предвижда през 1983—1984 г. да се осъществи предаване на радиопрограми с цифрова ИКМ-техника в обхвата 117 MHz и предаване на цветни телевизионни програми в обхвата 12 GHz чрез спътници на геостационарна орбита. Тези програми ще се приемат както колективно (чрез съответните кабелни мрежи, включително световоди), така и индивидуално от отделни приемни устройства. Очаква се стойността на

индивидуалното приемно устройство за приемане на програми от спътник да бъде колкото на един телевизионен приемник с цветно изображение.

С изграждането на единни съобщителни системи, обединяващи информационните потоци от изчислителните центрове с информацията от съобщителните системи, се създават условия чрез телефонния апарат и телевизора всеки да има достъп до библиотечна информация, различни видове информационни услуги и т. н.

Този революционен похват в техническата база на битовата електронна апаратура, нейните растящи възможности за ускореното развитие на социалистическата личност налагат стопанските организации, отговорни за този подотрасъл, както и техните развойни и производствени поделения да съсредоточат своите усилия за съвременното решаване на техническите и икономическите проблеми, свързани с внедряването на новата битова електроника.

В духа на изказването на др. Т. Живков на Русенското съвещание, в духа на Тезисите на XII конгрес на БКП за рязко подобряване на битовите услуги и по-пълно задоволяване нуждите на населението от съвременна битова електронна апаратура освен от промишлеността значителна полезна дейност в това отношение може да се извърши и от радиолюбителите. Нека през осмата петилетка, петилетка на техническия прогрес, специалистите и радиолюбителите със системния си творчески труд да създадат условия за постепенно внедряване на съвременна битова електронна апаратура в нашата страна.

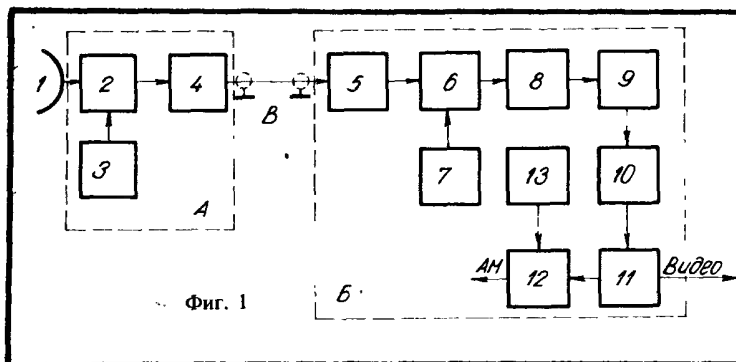
ДИРЕКТНО ПРИЕМАНЕ НА ТЕЛЕВИЗИОННИ И РАДИОПРОГРАМИ, ИЗЛЪЧЕНИ ОТ ИЗКУСТВЕНИ СПЪТНИЦИ НА ЗЕМЯТА

к.т.н. Б. Балабанов

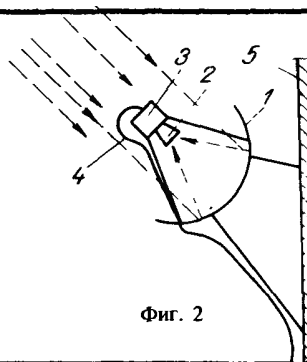
Системите за разпръскване на ТВ- и радиопрограми от изкуствени спътници на Земята имат вече стабилна техническа основа за своето внедряване и развитие. Решени са и някои от международноправните проблеми [1]. Макар че предавателят се намира на разстояние над 36 000 km, приемането на сигнала може да се осъществи чрез сравнително проста приемна система. Блоквата схема на един вариант на приемна система за директна спътникова телевизия е показана на фиг. 1. Тя включва антена 1 и приемник. Приемникът се реализира в два блока — входен СВЧ-блок А със смесител 2, първи хетеродин 3 и МЧ-предусилвател 4 и МЧ-блок Б, в който се извършва второ преобразуване на честотата (ако е необходимо), усилване на сигнала, отделяне на съответния канал и детектиране. С 5 е означен входен усилвател на МЧ-блок; 6 — втори смесител; 7 — втори хетеродин; 8 — МЧ-филтър; 9 — МЧ-усилвател; 10 — честотен детектор; 11 — видеоусилвател. Амплитудният модулатор 12 със задаващия генератор

на носещата честота 13 не са необходими, ако се обслужва само един абонат.

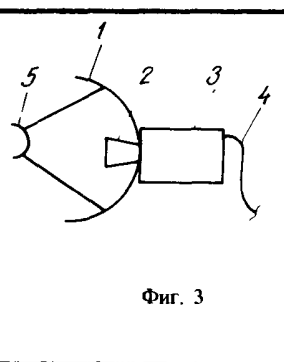
Антената е параболична с ръчно насочване към спътника. Монтира се на покрива на сградата, на специална площадка или на друго подходящо място. Необходимо е да бъде екранирана по посока на възможни източници на радиосмущения — улици с интензивен транспорт и електрически машини. До антената трябва да се осъществява лесен достъп, особено зимно време, за почистване на повърхността ѝ, тъй като при обледеняване и затрупване със сняг шумовата ѝ температура се увеличава, а входното отношение сигнал/шум на приемника се намалява. Антената може да е едноогледална или двуогледална (тип касегрейн). На фиг. 2 е показана едноогледална антена, при която входният СВЧ-блок 3 е монтиран непосредствено зад облъчвателя 2. Облъчвателят трябва да е с кръгова поляризация и е спираловидна антена или коничен рупор с поляризационен селектор. Входният СВЧ-блок при това изпълнение трябва да има



Фиг. 1



Фиг. 2



Фиг. 3

малки размери, за да не засенчва отражателя 1. В противен случай входното устройство се монтира зад отражателя и се съединява с облъчвателя чрез вълновод. С 4 е означен съединителният канал, а с 5 — стена.

По-перспективни и с по-добри параметри са двуголедалните антени (фиг. 3): 1 — отражател, 2 — рупорен облъчвател, 3 — входен СВЧ-блок. Въпреки че са по-сложни, тези антени имат по-добра поляризационна избирателност и използването им не е свързано с ограничения относно размерите и разположението на входния блок. Скъсяването на вълновода намалява загубите на СВЧ-енергия, които в честотния обхват 12 GHz са значителни, особено при навлажняване или залежаване на вътрешната повърхност на вълновода. Подмяната и настройката на входното устройство в експлоатационни условия също не са трудни.

Антенната система трябва да е стабилно закрепена, за да е устойчива срещу силни ветрове, които са опасни за по-големите антени. За индивидуално приемане е необходима антена с диаметър на отражателя 1 m. Диаграмата на насоченост на такава антена в обхвата 12 GHz е широка 2°. При регламентираната нестабилност на спътника 0,1° [1] не е необходимо пренасочване на антената по време на експлоатацията, но се предполага, че периодично ще е необходима ръчна корекция на лъча, особено при смяна на спътника. За колективно приемане ще се използват антени с диаметър до 2 m и за тях ще са необходими системи за автоматично, електронно или механично следене на спътника. При всички варианти на антени входният блок А трябва да се разполага непосредствено до антената, за да се намалят загубите на сигнала във фидерната верига. Входното устройство е диоден смесител. Перспективни са входни усилватели с полеви транзистори. Разработени са СВЧ-блокове, реализирани изцяло с полеви транзистори. Масово произвежданите входни СВЧ-блокове ще бъдат в микролентово изпълнение. Те са по-евтини, имат по-добра повторимост на показателите и параметрите им се запазват постоянни при продължителна експлоатация. Смесител в микролентово изпълнение с Шотки-диоди с допълнителен филтър за спиране на огледалната честота може да има коефициент на шума до 3 dB. Тези смесители се наричат балансни и са за предпочитане, тъй като потискат хетеродинните шумове.

Първият хетеродин е генератор с Гън-диод или с полеви транзистор. Така реализираните генератори имат проста конструкция, стабилни параметри и сравнително ниска цена. Изпълняват се във вълноводни, коаксиални или в микролентови конструкции. Стабилността на честотата и хетеродинните шумове са оптимални при вълноводните генератори, но при продължителна експлоатация под въздействие на замърсен въздух параметрите им се влошават след определено време. Лентовите генератори са стабилни и компактни, но качествен фактор на резонаторите е нисък и шумовете им са по-високи. При междинна честота 400 MHz хетеродинните шумове влошават отношението сигнал/шум с около 2 dB при еднодиоден смесител. Балансният смесител потиска тези шумове с 20—30 dB.

В приемните системи за директна спътникова телевизия се предпочита двойно преобразуване на честотата поради по-лесното отделяне на ТВ-каналите чрез пренастройка на II преобразувател. Първата междинна честота е от порядъка на 300 ÷ 1500 MHz. По-ниските междинни честоти осигуряват по-малък коефициент на шума на предусилвателя 4 и на приемника като цяло, а при по-високите влиянието на хетеродинните шумове е по-слабо и е възможно получаване на по-широка честотна лента — едновременно приемане на повече ТВ-каналите. При по-високите междинни честоти се намалява и броят на паразитните канали. Диодните смесители в обхвата 12 GHz имат честотна лента около 1 GHz и честотната лента на приемника зависи изключително от лентата на първия МЧ-предусилвател. Изборът на първата междинна честота зависи от наличната елементна база и използваната технология. Коефициентът на шума на МЧ-предусилвателя трябва да е под 2 dB, тъй като стойността му се сумира с коефициента на шума на смесителя и определя чувствителността на приемника. МЧ-предусилвателят е изграден с един или два транзистора и има усиление 20—30 dB.

МЧ-блокът Б се поставя в сградата близо до ТВ-приемници и се съединява със СВЧ-блок с кабела В. Максималното разстояние между двата блока зависи от загубите на сигнала в кабела. Входният тунер 5, 6, 7 не се различава от използваните в обикновените ТВ-приемници, освен с по-широката честотна лента по втора МЧ (25—35

MHz). Реализира се изцяло с транзистори. Тунерът трябва да има възможност за настройка на всички приемни канали в честотната лента на входния СВЧ-блок. Вторият МЧ-усилвател е подобен на използваните в радиорелейните станции. Обикновено втората междинна честота е 70 MHz. Това позволява да се използват стандартни възли от радиорелейните станции — филтри, амплитудни ограничители, демодулатори и др.

Особено внимание се обръща на честотния демодулатор. Той е единственият възел в приемника, в изхода на който отношението сигнал/шум е по-голямо от входното. При честотния дискриминатор това подобрение е над 20 dB в зависимост от параметрите на сигнала. При намаляване на входното отношение сигнал/шум под определена стойност, наречена прагова, изходният сигнал се влошава рязко. Прагът може да се снижи чрез използване на следящи демодулатори. При тях специално устройство с лента, по-тъсна от честотната лента на входния сигнал, но по-широка от удвоената честотна лента на изходния сигнал, следи мигновената честота на честотно модулирания сигнал и намалява влиянието на шумовете, които са равномерно разпределени във входната честотна лента. Понижаването на прага е съизмеримо с отношението на честотните ленти на входния МЧ-филтър и на теснолентовата следяща система. Максималното подобрение за параметрите на системите за директна спътникова телевизия е около

6 dB. За оптимално използване на честотния спектър и на излъчената от спътника СВЧ-енергия е необходимо оптимизиране на параметрите на системата за спътниково телевизионно предаване, като се зададат предварително типът на демодулатора и параметрите му и в съответствие с тях се определят най-подходящите линейни и нелинейни предизкривявания на сигнала при модулацията и демодулацията.

Разработват се методи за директно преобразуване на спектъра на ЧМ- в АМ-трептения. Засега няма публикувани резултати за параметрите и праговата стойност на входното отношение сигнал/шум на такива устройства. Преобразуването на ЧМ-трептенията в стандартен ТВ-сигнал с амплитудна модулация е необходимо при разпределението и неизкривеното приемане на сигнала от повече абонати. На блоковата схема от фиг. 1 това се осъществява чрез амплитудния модулатор 12.

ЛИТЕРАТУРА

1. Балабанов, Б. Х. Разпръскване на ТВ програми с помощта на ИСЗ. — Радио, телевизия, електроника, 1981, № 5.
2. Балабанов, Б. Х. Ориентиране на антена при приемане на сигнали от ИСЗ без специална система за насочване. — Съобщения, 1981, № 3.
3. Балабанов, Б. Х., Е. Е. Александрова. Устройство для экспериментального приема телевизионных сигналов со спутников. Варшава, симпозиум „Исследование принципов построения систем спутникового вещания“, 1980.

Paguo

УКВ-КОНВЕРТОР

инж. С. Ценов

УДК 621.396

В настоящата статия е дадено пълното описание на УКВ-конвертор, позволяващ с приемник, който работи в честотния обхват $88 \div 108$ MHz (стандарт CCIR) да се приемат програми от УКВ-предаватели, работещи в обхвата $64,5 \div 73$ MHz (стандарт OIRT). Конверторът осигурява висококачествено приемане на моно- и стереорадиопрограми.

Технически данни:	
честотен обхват	$64,5 \div 73$ MHz
коэффициент на усилване	1
неравномерност на честотната характеристика в обхвата $64,5 \div 73$ MHz	0 dB
широчина на честотната лента при ниво 3 dB, не по-малка от изходна честота	± 350 kHz 90 MHz

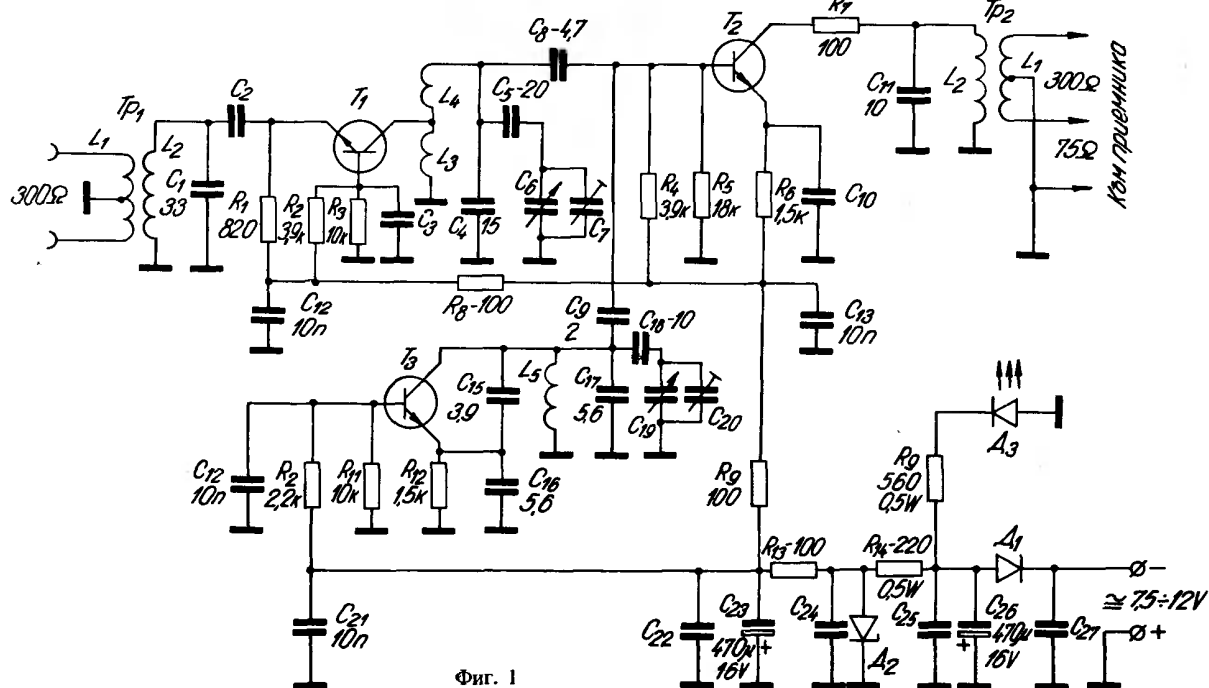
На фиг. 1 е показана схемата на конвертора. Реализацията ѝ е проста и устройството заработва веднага, като основната настройка е постигането на необходимата честота на осцилатора посредством бобината L_5 .

Конверторът е разработен по стандартна схема на УКВ-приставка и се състои от три стъпала: ВЧ-усилвател, хетеродин и смесител. Реализиран е със силициеви транзистори 2N3904 с гранична честота $f_T = 300$

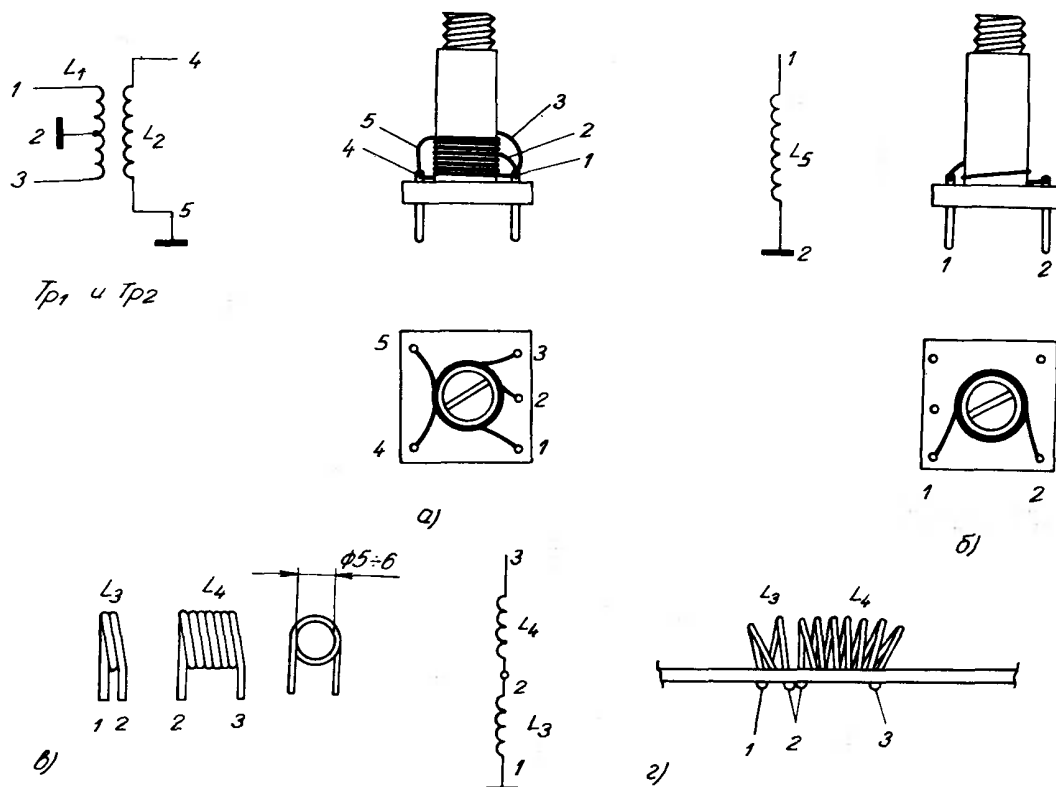
MHz. Същите могат да бъдат заменени и с други подобни с гранична честота $f_T > 200$ MHz.

Високочестотният усилвател работи по схема с обща база. Подаденият от антената (посредством симетриращ трансформатор Tr_1) сигнал, усилен от T_1 , постъпва през кондензатора C_8 на базата на смесителния транзистор T_2 . На базата на същия транзистор посредством кондензатора C_9 се подава напрежението на хетеродина. В колектора на T_2 е включен изходният симетриращ трансформатор Tr_2 , идентичен на входния. Между колектора на T_1 и базата на T_2 е включен резонансният кръг L_3, L_4, C_4, C_5, C_6 , чрез който се осъществява настройката в обхвата $64,5 \div 73$ MHz.

Хетеродинът (T_3) се настройва посредством бобината L_5 , променливия кондензатор C_{19} и тример-кондензатора C_{20} на честота с 90 MHz по-висока от приеманата, т. е. честотата на хетеродина ще се изменя в границите $154,5 \div 163$ MHz. Приемникът, към който се включва конверторът, се настройва на честота 90 MHz, а настройката в обхвата $64,5 \div 73$ MHz се извършва посредством настройващия кондензатор на конвертора. Променливите кондензатори C_6 и C_{19} са миниатюрни с пластмасова изолация между пластините и макси-



Фиг. 1



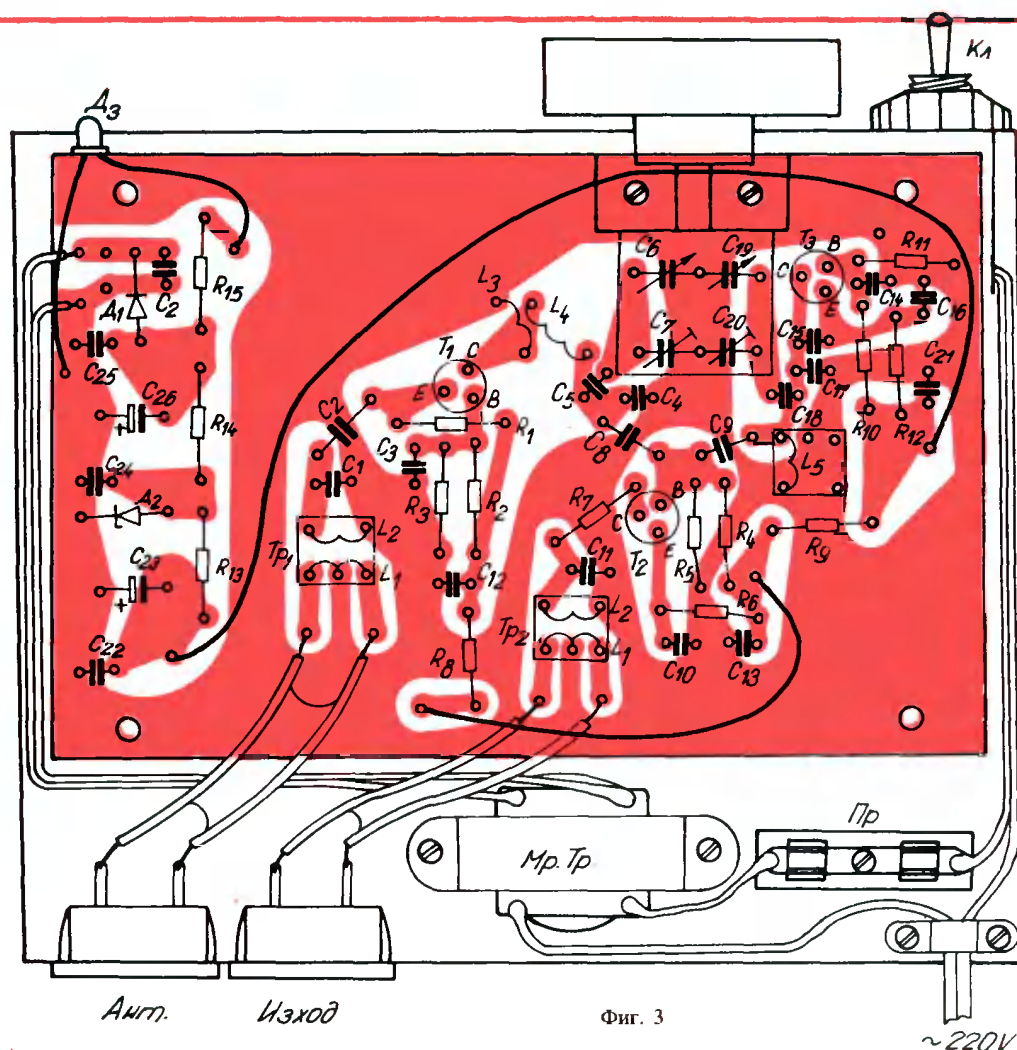
Фиг. 2

мален капацитет $2 \times 22,5 \text{ pF}$, като тримерите за донастройка C_7 и C_{20} са монтирани фабрично на самия променлив кондензатор. Ако кондензаторът притежава допълнителни секции (напр. за АМ), всички излишни изводи трябва да бъдат заземени.

Всички резистори (с изключение на R_{14} и R_{15}) са МЛТ-0,25 или МЛТ-0,125. Всички кондензатори (с изключение на C_{23} и C_{26}) са керамични миниатюрни.

Капацитетите на C_2 , C_3 , C_{10} и C_{14} могат да варират в границите от 1 до 10 nF, а на C_{22} , C_{24} , C_{25} и C_{27} в границите от 10 до 47 nF в зависимост от това, с какво се разполага.

Симетриращите трансформатори Tr_1 и Tr_2 и хетеродинната бобина L_5 се навиват на тяло с външен диаметър 5 до 6 mm с месингова сърцевина. Бобината L_1 има 4 навивки (2 + 2) с извод на средата, а L_2 има 4



Фиг. 3

навивки от меден проводник ПЕЛ $\varnothing 0,29$ mm. Бобините L_1 и L_2 се навиват едновременно (бифилярно), както е показано на фиг. 2а. Трансформаторите Tr_1 и Tr_2 се настройват на максимален сигнал.

Хетеродинната бобина L_5 има 1 до 2 навивки от меден проводник ПЕЛ $\varnothing 0,29$ mm със стъпка между навивките 1 до 2 mm (фиг. 2б). Първоначално се навиват 2 навивки със стъпка 1 mm. Настройката на хетеродина се извършва при положение на променливия кондензатор, съответстващо приблизително на честотата на известен предавател (като се знае, че напълно затворен кондензатор съответства на 64,5 MHz, а напълно отворен — на 73 MHz). При ненапълно завита в бобината L_5 сърцевина се увеличава или намалява разстоянието между навивките. Ако разстоянието се получи по-голямо от 2 mm и е все още недостатъчно, едната навивка се сваля. Точната настройка на хетеродина се постига чрез месинговия винт и тример-кондензатора C_{20} .

Бобините L_3 и L_4 се навиват върху тяло с диаметър 5 до 6 mm плътно навивка до навивка, след което се изваждат от тялото (фиг. 2в). Бобината L_3 има непълни 2 навивки, а L_4 — непълни 7 навивки от проводник ПЕЛ $\varnothing 0,8$ mm. След монтирането им върху платката бобините L_3 и L_4 леко се разтеглят, както е показано на фиг. 2г, чрез което се цели да се постигне точната настройка на резонансния кръг $L_3, L_4, C_4, C_5, C_6, C_7$ в приемания обхват. Настройката на честота 64,5 MHz се постига чрез разтегляне или свиване на L_4 при на-

пълно затворен променлив кондензатор C_6 , като C_7 е в средно положение. Настройката на честота 73 MHz се извършва с C_7 при напълно отворен променлив кондензатор C_6 .

На фиг. 3 са показани печатната платка и разположението на елементите върху платката.

Конверторът може да работи както със самостоятелно захранване от мрежа ~ 220 V, така и с външно напрежение (променливо или постоянно) или с батерии. Мрежовият трансформатор е с желязна сърцевина със сечение 1 cm^2 и се монтира в кутията на конвертора, както е показано на фиг. 3. Може да се използва и готов звънчев трансформатор.

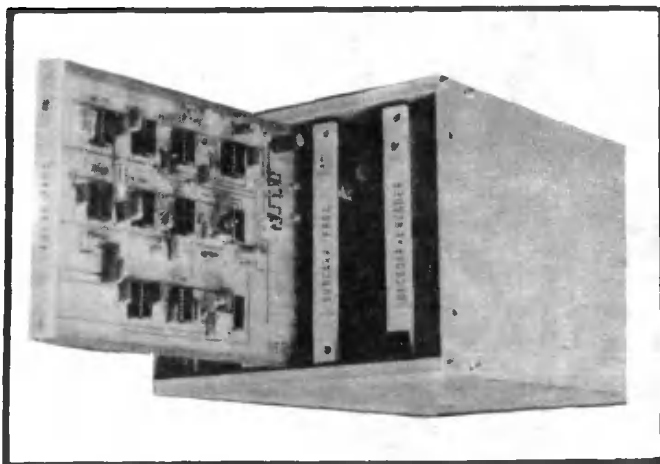
За изправителен диод D_1 може да се използва какъвто и да е диод $I_0 > 50 \text{ mA}$. Вместо светодиоди D_3 може да се използва и друг тип индикация за включване на конвертора. Захранващото напрежение е стабилизирано с миниатюрен ценеров диод с $U_{CT} = 6,2 \text{ V}$.

За избягване на евентуални външни влияния и отстраняване на паразитните излъчвания на осцилатора желателно е конверторът да се монтира в металическа кутия, свързана с общата „земя“ на платката. Конверторът притежава висока чувствителност в зависимост от условията на приемане; може да работи с 0,5 до 1 m свободно висящ симетричен кабел вместо антена. Препоръчва се симетричният кабел, свързващ изхода на конвертора с входа на приемника, да не е много дълъг. Желателно е да бъде с дължина до един метър.

ТРАНСКОДЕР SECAM/PAL TSP801

Е. Владков

УДК 621.397



Транскодирането на сигнали от системата SECAM в PAL е свързано с решаването на няколко основни проблеми.

Поради сложната и недефинирана структура на сигнала за цветност SECAM проблемата за прецизното отделяне на яркостната компонента не може да бъде решена по принцип, което винаги води до компромис за честотната характеристика вход—изход. Увеличение на субективното възприятие за рязкост се получава чрез

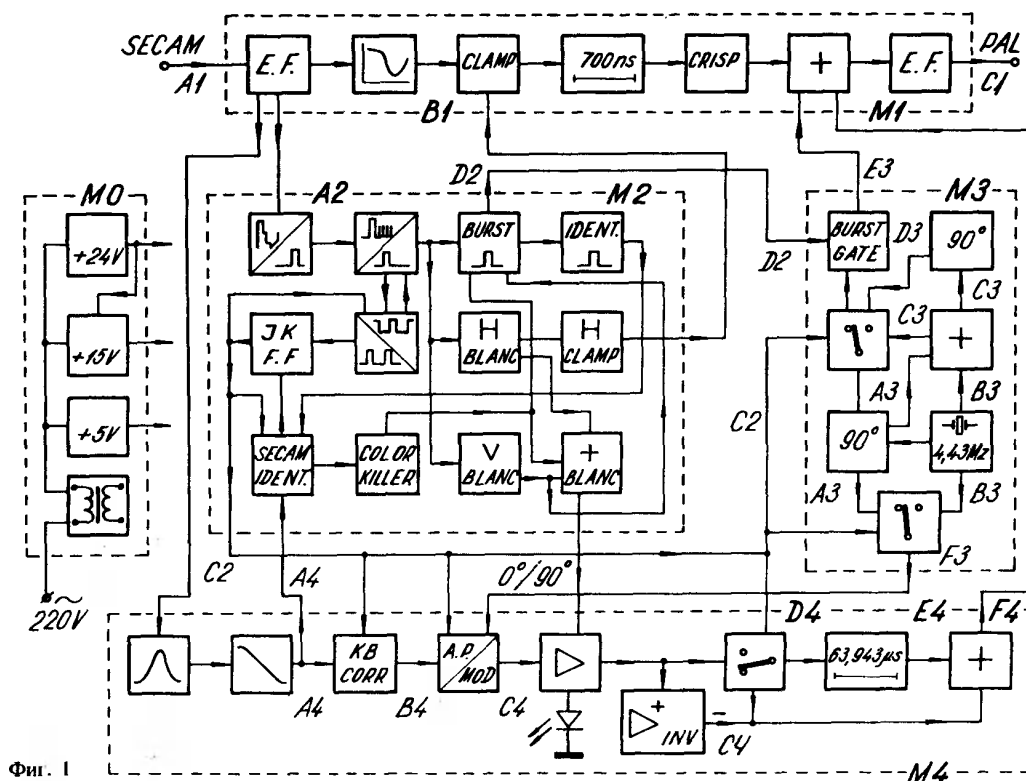
активно или пасивно повдигане на високите честоти в областта 3—3,5 MHz.

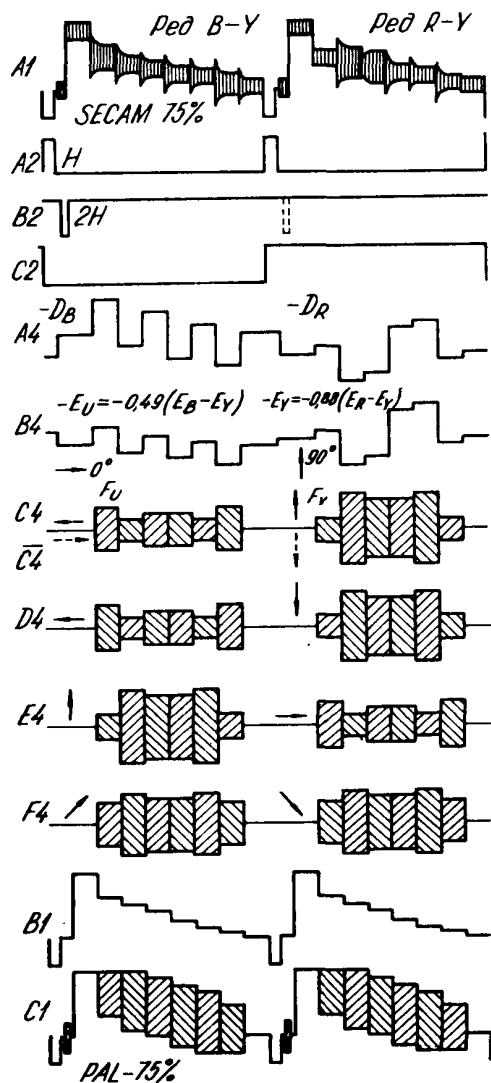
Втората проблема е свързана с привързването на носещата честота в системата PAL с редовата честота, което поради широкия толеранс на входната редова честота може да бъде изпълнено само в определени случаи при възможност за изравняване на редовия интервал (time base correction).

Поради по-универсалното предназначение на транскодера TSP801 — основно за автономни телевизионни системи, където такова изравняване не се оправдава — честотата на носещата има стойност с точност, предвидена в стандарта (± 5 Hz).

Третата проблема представлява неминуемото деградиране на сигнала при транскодирането. Тривиалната двуканална обработка по R—Y и по B—Y поотделно е свързана с по-голяма степен на деградация, възникваща при двуканалното декодиране с възстановяване на честотно модулирания широкоспектърен сигнал посредством ултразвукова закъснителна линия.

Оптимизиране на преходната характеристика по цветност при транскодирането е постигнато чрез едноканалния метод, при който възстановяването на комплементарната последователна информация се извършва след амплитудно-фазовата модулация на видеосигналите за цветност. Допълнителните подобрения от този начин на обработка се изразяват в стабилно поддър-





Фиг. 2

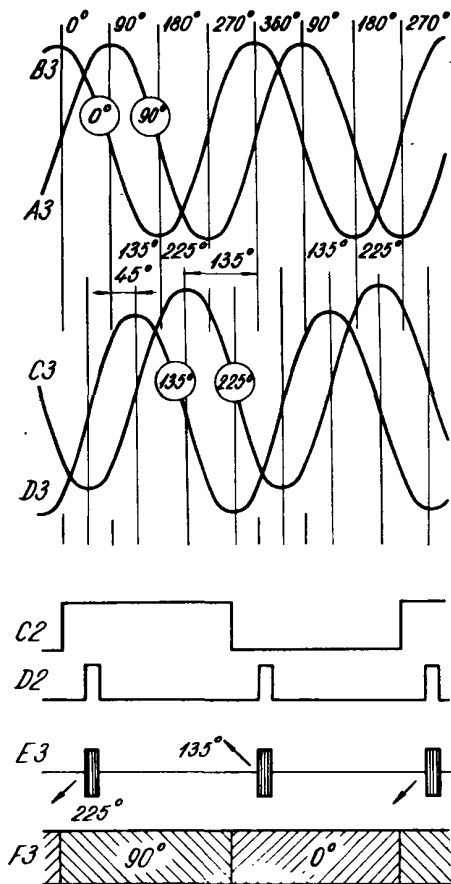
жане на стандартните коефициенти на компресия вход—изход и намаляване на нулевия дрейф на сигнала (ниво безцветност).

Конструктивното разделяне на модули — печатни платки (150 × 200 mm) следва функционалния принцип, което осигурява добра взаимозаменяемост при експлоатационни и производствени условия, а също така възможности за оптимално разполагане на модулите от гледна точка на избягване на взаимни влияния и температурен баланс. Модулите се разполагат в 1/2 касета от 19-цолов формат върху шинна система на съединители, свързани посредством печатна схема. Сигналните входове и изходи са изведени шлейфово на съединители BNC.

Транскодерът е снабден с два индикатора — за включено захранване и за цветност, излизащи на предния панел.

Захранващият модул M_0 получава променливи напрежения от трансформатор, монтиран в касетата, и осигурява стабилни напрежения от три стабилизатора, снабдени с радиатори за поддържане нормални температури и минимален дрейф на напрежението.

Другите четири функционални модула — яркост—смесване M_1 , импулсен процесор M_2 , фазов процесор на цветовата носеща PAL M_3 и

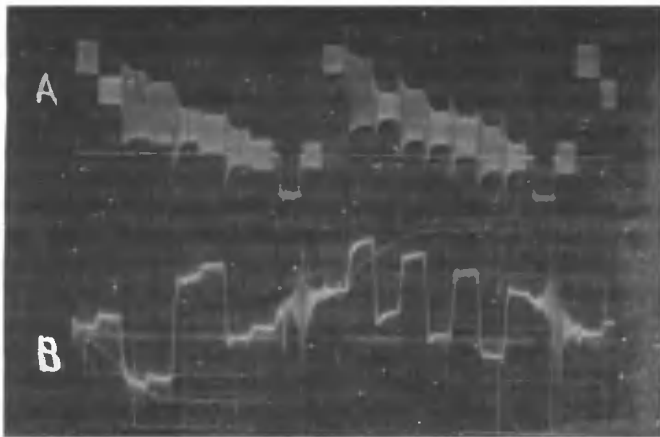


Фиг. 3

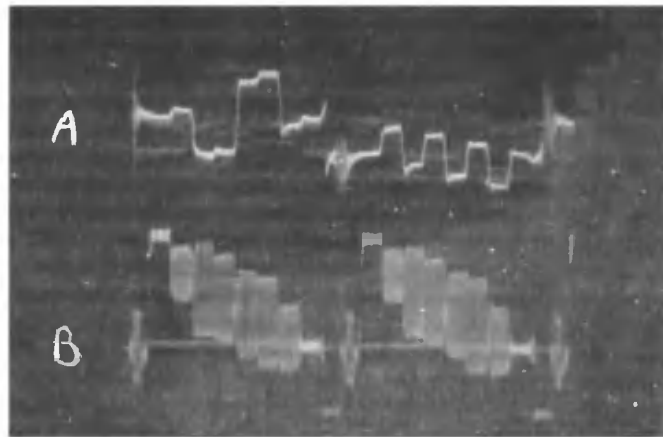
декодер—кодер M_4 — могат да бъдат разяснени с блоковата схема на транскодера (фиг. 1). Някои времедиаграми в по-характерните точки на транскодера са показани на фиг. 2 и 3.

Входният сигнал на системата SECAM е свързан в модул M_1 посредством емитерен повторител, откъдето се разпределя за амплитудния отделител на синхروимпулсите в M_2 , за отделяне на сигнала за цветност в M_4 и за обработка в M_1 , включваща потискане на сигнала до 3,5 MHz, възстановяване на нивото на гасящите импулси и задържане на сигнали с 800 ns. Това задържане осигурява изравняването на сигнала на яркостта със сигнала на цветността за PAL поради относително тясната честотна лента (1,5 MHz) за сигналите за цветност, определящо по-голямо закъснение в M_4 . Тук се извършва и корекция crispening. В същия модул са поместени и изходният смесител на сигналите на яркостта, на цветността и на пакетите цвѐтова носеща PAL (BURST), както и изходният повторител.

Импулсният процесор M_2 има предназначение да формира управляващи импулси за другите модули на основата на синхросместа. Той съдържа също така устройството за опознаване по редове на принципа на ниво, което получава ключов редови импулс (H) и демодулиран сигнал за цветност от M_4 . Неговите импулси с половинредова честота синхронизират основния JK-тригер, който се управлява от синхронизиращите редови импулси през устройство за елиминирание на изравнителните импулси по кадри. Синхронизиращите импулси освен това преминават през шумопотискаща система, действаща в активната част на редовата развивка, след което управляват формиратели за клю-



*А — комплексен телевизионен сигнал SECAM на входа на транскодера
В — честотно демодулиран сигнал SECAM преди корекция на компресията*



*А — сигнал на входа на А/Ф-модулятор след корекция на компресията
В — комплексен телевизионен сигнал PAL на изхода на транскодера*

чови импулси за пакетите цвѳтова носѳща, за възстановяване на нивото, за опознаване SECAM и за гасящи импулси по редове. Гасящите импулси по кадри се формират от прецизно отделен по фронт синхронизиращ импулс по двуканален начин с логическо умножение. Редовите и кадровите гасящи импулси заедно с нивосигнала на автоматичния ключ за цвѳтност (KILLER), който се управлява от опознаването, се смесват и извеждат за бланкиране на сигналите в M_4 , както и за автоматичното включване на транскодирането и индикацията му. Същият сигнал управлява и ключовите импулси за пакетите цвѳтова носѳща.

Модул M_3 — фазов процесор, има предназначение да формира цвѳтова носѳща честота PAL с четири изходни фази 0° , 90° , 135° и 225° за кодирането и за пакетите цвѳтова носѳща. Кварцовият генератор на $4,43361875 \text{ MHz} \pm 5 \text{ Hz}$ е температурно стабилизиран. Дефазирането на 135° (225°) се получава чрез фазово привързване със сигналите 90° и 0° , което осигурява стабилност. В M_3 се намират ключовете за 0° и 90° , както и ключовият генератор за пакетите цвѳтова носѳща.

В модула M_4 се намира в същност основният транскодер. Всички помощни сигнали от другите модули пряко или косвено обслужват този модул. Сигналът за цвѳтност се отделя и възстановява по амплитуда с активен филтър, откъдето се демодулира честотно с детектор на съпадението. Демодулираният сигнал се трансформира ключово по коефициент на компресия SECAM/PAL единица за ред $R-Y$ и 0,87 за ред $B-Y$, след което цвѳтовата носѳща се модулира амплитудно-фазово с 0° за $B-Y$ и с 90° за $R-Y$. Чрез ключово

изменение на нулата на модулятора се изравняват нивата на модуляция спрямо входния сигнал. Този процес, твърде важен за поддържане на изходната нула (бял цвят) по цвѳтност, е стабилизиран температурно. Амплитудно модулираният сигнал се усилва с възможност за регулировка и през аналогов ключ—повторител, където се извършва гасене по редове и кадри и автоматично включване/изключване (със светлинна индикация), се подава на инвертор и комутатор (с половинредова честота), който, управляван от основния тригер, подава за ред $B-Y$ неинвертиран и за ред $R-Y$ инвертиран сигнал на входа на закъснителна линия $63,943 \mu\text{s}$. Изходният сигнал на линията, сумиран с инвертирания сигнал, образува сигнала на системата PAL, който се извежда от M_4 за смесване в M_1 с яркостния сигнал и с пакетите цвѳтова носѳща.

Някои по-интересни технически характеристики на транскодера TSP801 са:

устойчивост на цвѳтовата синхронизация — 27 dB спрямо 0 dB за входен сигнал на ниво 1 V_{eff}
коефициент на предаване по яркост $1 \pm 1 \text{ dB}$
коефициент на нелинейни изкривявания $< 1\%$
преходна характеристика $0,2 \mu\text{s}$
коефициент на предаване по цвѳтност $1 \pm 1 \text{ dB}$
фазово отместване на сигналите за цвѳтност $< \pm 3^\circ$

Транскодерът, разработен в НПО „Култура“, е пригоден за непрекъсната работа в условията на телевизионното студио. При продължителната му експлоатация в Българска телевизия се установи стабилност и експлоатационна надеждност.

АБОНИРАХТЕ ЛИ СЕ ЗА В. „МАШИНОСТРОИТЕЛ“ ?

Вестник „Машиностроител“, орган на Министерството на машиностроенето и електрониката и на ЦКПС на работниците от машиностроенето, дава богата информация за развитието на машиностроенето и електрониката в нашата страна и по света, разказва за живота на трудовите колективи, популяризира чуждия опит на машиностроителите у нас, в Съветския съюз и социалистическите страни.

На страниците на вестника се обсъждат проблемите на организацията на производството, охраната на труда, социалните, културните и нравствените проблеми на трудовите колективи.

Във в. „Машиностроител“ ще прочетете разкази и стихотворения, хумор и сатири, новости в науката и техниката.

Абонаментът за 1982 година започна на 1 септември и ще приключи на 10 декември т.г.

Годишен абонамент 3,12 лева.

Абонаменти се приемат във всички пощенски станции в страната.

ПАРАЗИТНИ ВРЪЗКИ В УСИЛВАТЕЛИТЕ

Б. Лъсков

УДК 621.375.4:621.391.8

В усилвателни устройства практически винаги съществуват паразитни обратни връзки, които довеждат до самовъзбуждане.

Поради това е необходимо да се изяснят условията, при които възникват тези връзки, и начините за тяхното намаляване, за да може усилвателят да работи устойчиво.

Вътрешни паразитни връзки

Тези паразитни връзки съществуват неизбежно във всички усилватели (реализирани с полупроводникови елементи или с лампи) поради наличието на връзки между изходните и входните им вериги.

Влиянието на паразитните ОБ на работата на усилвателя зависи от проводимостта на обратната връзка U_{12} или капацитета на колекторния преход на биполарния транзистор, капацитета гейт—дрейн на полевия транзистор или капацитета решетка—анод на електронната лампа, входната проводимост на усилвателния елемент и неговия коефициент на усилване по напрежение (пълното съпротивление на входния електрод). Входната проводимост на усилвателния елемент зависи от схемата на свързване. При НЧ-усилватели, направени с биполарни транзистори, свързани по схема ОЕ, входната проводимост е малка в сравнение с голямата изходна проводимост на транзистора. При ВЧ-усилватели, реализирани с полеви транзистори или вакуумни лампи (триоди), проводимостта на ОБ U_{12} е значително по-голяма, тъй като входната проводимост на усилвателните елементи е малка. Ефикасен начин за намаляване на U_{12} е използване на каскодни схеми.

При емитерните, сорсовите и катодните повторители вътрешната паразитна ОБ действа едновременно с отрицателната ОБ. Усилвателите са склонни към самовъзбуждане тогава, когато има неправилен избор на усилвателния елемент и вътрешното съпротивление на източника на сигнал има индуктивен характер.

Тази индуктивност и паразитните капацитети на усилвателния елемент образуват генератор, който може да се представи като генератор на Колпиц — фиг. 1. Тъй като паразитните капацитети на усилвателния елемент са сравнително малки, самовъзбуждането се получава при висока честота, стойността на която понякога е съизмерима с граничната честота на усилване на усилвателния елемент. С оглед да се избегне възможността от самовъзбуждане във входа на усилвателния елемент трябва да се включи предпазен резистор. Обаче този резистор внася загуби в образувалия се колебателен кръг и влошава условията за самовъзбуждане. Затова неговата стойност трябва да се подбере в зависимост от конкретната схема и от характера на източника на сигнал, като се започне от най-малката стойност и се увеличава дотогава, докато не се получи устойчива работа при всички възможни параметри на вътрешното съпротивление на източника на сигнал.

При резонансните ВЧ- и МЧ-усилватели проводимостта на ОБ — U_{12} , нараства. Колкото коефициентът на усилване по напрежение на стъпалото е по-голям, толкова по-голяма е потенциалната разлика, която се получава върху проводимостта U_{12} . Тази по-голяма

потенциална разлика по-силно влияе на входа на усилвателния елемент, вследствие на което устойчивостта на усилвателя се намалява.

За да се намали влиянието на проводимостта, на вътрешната ОБ — U_{12} , трябва да се ограничи коефициентът на усилване (частично включване на колебателния кръг), да се приложи неутрализация или да се използва каскодна схема.

Външни паразитни връзки

При многостъпалните усилватели всяко следващо стъпало може да влияе на предното по различни начини, което довежда до ненормална работа на целия усилвател. Например на едни честоти напрежението по веригата на паразитната ОБ може да се намира във фаза с входното напрежение, което предизвиква увеличаване на усилването (ПОВ), на други честоти това напрежение може да бъде в противофаза и да предизвиква намаляване на усилването (ООВ) — фиг. 2. Крива 1 отговаря на усилване, при което съществува ООВ в областта на ВЧ. Крива 2 отговаря на съществуваща ПОВ в областта на НЧ, а крива 3 — на силна ПОВ на ВЧ. Следователно наличието на паразитни ПОВ или ООВ увеличава чувствително честотните изкривявания.

Тези паразитни ОБ могат да бъдат с капацитивен или индуктивен характер, получени посредством електромагнитно излъчване или чрез общата заземителна шина и токозахранването. Тук ще се разгледат по-подробно всички тези пътища и ще се направят съответните изводи.

Паразитна капацитивна връзка. Тази връзка се осъществява чрез електрическото поле (фиг. 3). Ако елементът А има напрежение спрямо корпуса Е и елементът Б е свързан посредством малкия паразитен капацитет C_{np} върху импеданса Z ще възникне напрежение U_{m1} . Стойността на това напрежение ще зависи от съотношението на капацитивното съпротивление на C_{np}

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C}$$

и импеданса Z .

Комбинацията от тези две съпротивления образува прост делител на напрежение, към който могат да се сведат всички видове капацитивни паразитни ОБ. Големината на паразитното напрежение се определя с израза

$$U_{m1} = \frac{Z}{Z + X_{Cnp}} E,$$

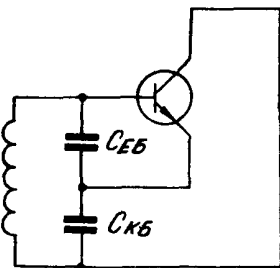
а коефициентът на паразитната ОБ

$$\beta = \frac{Z}{X_{Cnp}} = \omega C_{np} Z.$$

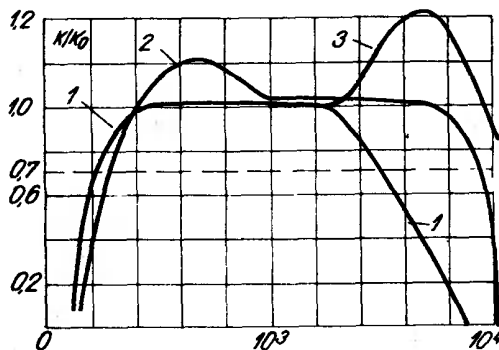
Паразитна индуктивна връзка. Тази паразитна връзка възниква чрез магнитното поле (фиг. 4). Около всяка верига, по която протича ток, се създава постоянно или променливо магнитно поле.

Постоянното магнитно поле не създава ЕДС на намиращите се в него проводници или други елементи.

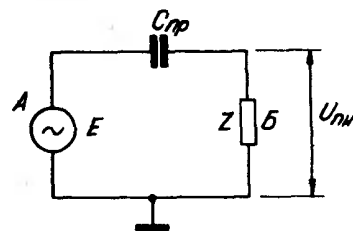
Променливото електромагнитно поле създава ЕДС, стойността на която зависи от интензитета и честотата. Под действието на тези ЕДС в съседните на нея вериги възниква ЕДС, която е право пропорционална на интензитета на полето, честотата и коефициента на взаимноиндукция M и обратно пропорционална на импеданс



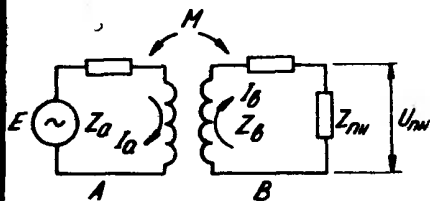
Фиг. 1



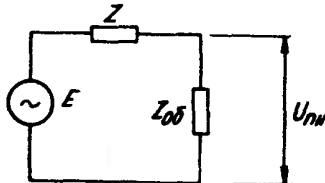
Фиг. 2



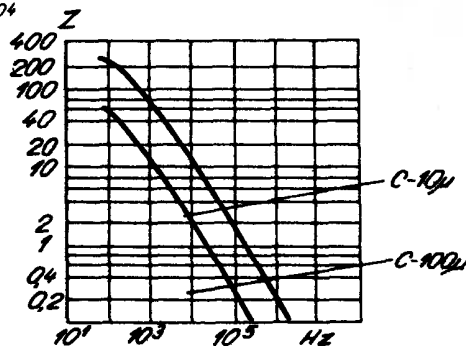
Фиг. 3



Фиг. 4



Фиг. 5



Фиг. 6

са на източника на ЕДС. Коефициентът на паразитната връзка се определя от

$$\beta = \frac{U_{гп}}{E} = \omega M Z_{гп} / Z_A Z_B.$$

Паразитни връзки, възникващи по общите вериги и захранването

Източник на паразитна ЕДС може да бъде всяко усилвателно стъпало, особено ако се самовъзбужда, като същевременно всяко стъпало се явява и приемник на паразитните напрежения по общите вериги (фиг.5). Източникът на паразитни напрежения E с вътрешно съпротивление Z е включен към общото съпротивление $Z_{об}$. По веригата протича ток

$$I = \frac{E}{Z + Z_{об}}.$$

Паразитното напрежение $U_{гп}$ ще има стойност

$$U_{гп} = \frac{E \cdot Z_{об}}{Z + Z_{об}}$$

и се явява като входно напрежение в отделните стъпала. Особено опасно е, когато паразитното напрежение попада в първото стъпало на един многостъпален усилвател. Това паразитно напрежение се усилва многократно и на изхода на усилвателя излиза с голяма амплитуда, като същевременно предизвиква и изкривявания.

Паразитната ОВ, създаваща се чрез захранващия източник, особено силно се проявява при НЧ-усилватели. Тази връзка се създава върху вътрешния импеданс на захранващия източник и се явява като общ товарен импеданс на всички стъпала на усилвателя.

На фиг. 6 е дадена графичната зависимост между изходния импеданс и честотата на нестабилизиран токочисправител при различни капацитети на филтриращия кондензатор. С понижаване на честотата капацитетът на филтриращия кондензатор се увеличава и веригата на токочисправителя се стреми към сумарното постояннотоково съпротивление на дросела на филтъра и вътрешното съпротивление на токочисправителя. Увеличаването на капацитета на филтриращия кондензатор

не влияе на този вид паразитна ОВ.

Критерият за отсъствие на самовъзбуждане може да се изрази с неравенството:

$$\text{където: } Z_{общ} < \frac{R_m}{K},$$

K е общ коефициент на усилване по напрежение на усилвателя, обхванат от паразитната ОВ;

R_m — товарно съпротивление на крайното стъпало;

$Z_{общ}$ — вътрешно съпротивление на източника на захранване.

При двустъпални усилватели паразитната ОВ се получава отрицателна, което довежда до изменение на честотната характеристика главно в областта на НЧ.

Мерките, които могат да се препоръчат за отстраняване или намаляване на паразитните ОВ, дължащи се на общия импеданс на захранването, са:

да се увеличи капацитетът на изходния филтриращ кондензатор;

да се използва електронен стабилизатор на напрежението с малко изходно съпротивление;

да се въведе две- или трисекционен изглаждащ филтър със захранване на крайното и предусилвателните стъпала от различни секции;

да се използват допълнителни RC-звена в захранващите вериги на отделните стъпала освен на крайното.

Паразитни връзки, възникващи чрез електромагнитно излъчване и акустично въздействие

Тези паразитни връзки се проявяват от по-големи разстояния, при които капацитивната и индуктивната връзка не оказват практическо влияние.

Такива източници на паразитни ЕДС могат да бъдат близки радиостанции, гръмотевични разряди и промишлени смущения. Попаднали в чувствителните входове на усилвателните устройства, те могат да предизвикат изместване на работните им точки, вследствие на което да доведат устройството до ненормална работа. Единственото ефикасно средство против тези паразитни ЕДС е добрата екранировка.

Друг вид паразитна ОВ е акустичната. Тя се проявява при мощните усилватели, радиоприемници и други акустични устройства и се предизвиква чрез акустичната среда (въздух, корпуса на усилвателя), ако изходният звуков сигнал предизвиква механически трептения. Те могат да се предизвикат и от детайли, като трансформатори, релета и др. Създават се вибрации на отделни проводници или детайли, вследствие на което капацитетът помежду им се променя. Това изменение на капацитета създава на входа на усилвателя ОВ, която при благоприятни фазови съотношения може да предизвика самовъзбуждане.

Мерките, които могат да се препоръчат против този вид ОВ, са:

използване на амортизатори за вибриращите елементи (напр. настройващите кондензатори в радиоприемниците);

високоговорителите да се поставят върху меки гумени подложки, за да се прекъснат вибрациите, предавани по корпуса;

при особено отговорни усилватели вибриращите детайли да се отстранят от входовете на предусилвателните стъпала.

Ще посочим някои общи мерки, посредством които могат да се отстранят или намалят паразитните ОВ. Една от тези мерки е екранирането посредством ме-

тални екрани. Те ограничават разпространението както на електрическите, така и на магнитните полета в пространството. Определянето на степента на екраниране почти не се поддава на технически разчети поради голямата сложност на електрическите вериги, произволно разположени в пространството. Това задължава конструктора добре да познава физическите закони на екранирането. Необходим е задълбочен физически анализ на процесите, възникващи в електрическите вериги. Излишният и несвоевременен практицизъм в повечето случаи довежда до загубване на много време за отстраняване на паразитната ОВ.

Рационален метод за оценка на паразитните ОВ е снемането на амплитудно-честотните характеристики на усилвателя при максимално и минимално усилване. Ако двете характеристики са сходни, това е сигурна гаранция за отсъствие на паразитни ОВ.

Накрая ще препоръчаме и един практически метод за проверка на устойчивостта на усилвателя. Ако при заземяване на корпуса (шасито) на усилвателя възникне изменение на амплитудно-честотната му характеристика или на някой от другите му параметри, това е сигурна гаранция за лошо екраниране на някои вериги или като цяло на усилвателя. При добре екраниран усилвател при включване или изключване на земята параметрите му не се изменят.

НАСТРОЙКА НА ТОКОВЕТЕ ЗА ЗАПИС И ПРЕДНАМАГНИТВАНЕ

инж. Й. Йорданов

УДК 681.81

Качествената работа на магнитофоните в голяма степен зависи от правилната настройка на токовете за запис $I_{\text{зап}}$ и преднамагнитване $I_{\text{предн}}$ през записващата глава.

Според импеданса си главите условно се делят на високоомни и нискоомни. При високоомните напреженията за преднамагнитване и запис са от порядъка на десетки волти, а токовете — микроампери. Затова по-лесно е да се измерва напрежението между изводите на главата, а не токът, който протича през нея (фиг. 1). При нискоомните глави напреженията са по-ниски, а токовете — от порядъка на милиампери. Като се вземе пред вид по-големият производствен толеранс по отношение на импеданса, при тях е по-правилно да се измерва $I_{\text{зап}}$ или $I_{\text{предн}}$ директно (фиг. 2) или индиректно — по напрежителния спад върху нискоомен резистор $10 \div 100 \Omega$ и точност 5% (фиг. 3). Последният метод на измерване е за предпочитане. Единствената пречка е необходимостта измерването да се извършва с електронен милivolтметър. При първите два метода измерването може да бъде извършено с обикновен комбиниран уред от вида на Ц4341, Ц4313 и др., въпреки че токът на преднамагнитване е с честота от порядъка на $40 \div 120 \text{ kHz}$. Грешката не превишава $5 \div 10\%$, което на практика е задоволително. При измерване на $I_{\text{зап}}$ е необходимо да бъде изключен $I_{\text{предн}}$, тъй като неговата стойност е около 10 пъти по-голяма от тази на $I_{\text{зап}}$. За целта на един от входовете за запис на магнитофона се подава напрежение с номинална стойност и честота 1 kHz, а с регулатора за нивото на записа се нагласява по индикатора за запис 0 dB — максимално ниво на запис. При това положение се измерва номиналният ток $I_{\text{зап}}$.

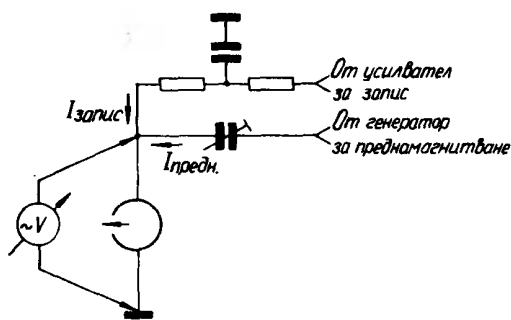
Настройка на $I_{\text{зап}}$ и $I_{\text{предн}}$ се налага при замяна на главата на магнитофона или при съмнение, че регулировката е нарушена.

Когато и двата тока са известни, настройката им се извършва, като се измерват по един от посочените начини. Ако не се разполага със сервисно описание на магнитофона или с каталожни данни за използвания тип глава, стойностите на $I_{\text{зап}}$ и $I_{\text{предн}}$ могат да бъдат измерени предварително върху друг магнитофон, използващ същата глава, или ако се заменя само износена глава с еднотипна — върху същия магнитофон, преди да бъде свалена старата. Настройката започва с регулиране тока на запис: за целта се подава сигнал с честота 1 kHz и ниво, достатъчно, за да бъде регулиран чрез потенциометъра запис $I_{\text{зап}}$ през главата до необходимата стойност. Индикаторът се настройва да показва 0 dB. След това се включва генераторът за преднамагнитване и се настройва токът на преднамагнитване.

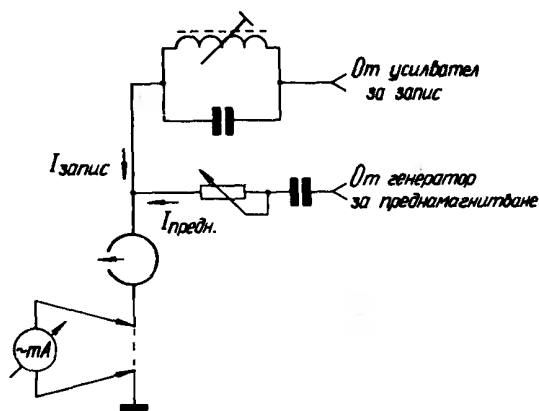
По-сложна е замяната на магнитофонната глава с неоригинална такава, на която параметрите са неизвестни. Едно от най-важните условия за успешна замяна е старата и новата глава да са с близки индуктивности. В този случай може да се очаква $I_{\text{зап}}$ и $I_{\text{предн}}$ както и отдаваните от главите нива (ако са универсални) да са близки. В някои случаи обаче има изключения, дължащи се на конструктивни особености — качествен фактор (загуби), широчина на задния и предния процеп и др.

След монтирането новата глава се настройва във вертикална и хоризонтална плоскост (настройка по азимут). Желателно е настройката да се извърши с тест-лента — фабрична или изготвена качествено на друг магнитофон. В краен случай може да се настройва визуално и по слух по записи на същия магнитофон, направени преди смяната на главата, но методът е твърде субективен.

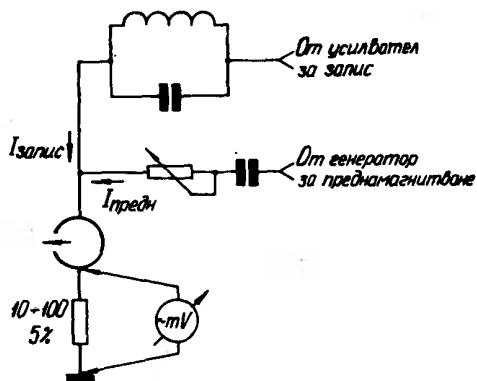
След тази настройка може да се пристъпи към регулиране на токовете. Първо се регулира $I_{\text{предн}}$: подава



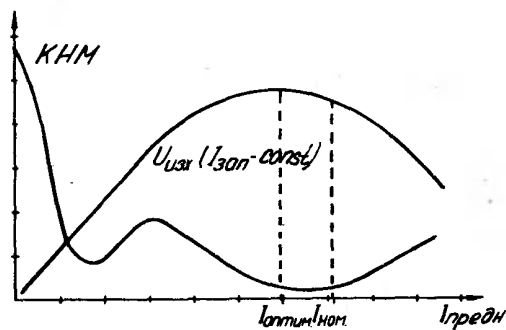
Фиг. 1



Фиг. 2



Фиг. 3



Фиг. 4

се сигнал с честота 1 kHz и ниво $10 \div 20$ dB по-ниско от предполагаемото (напр. определено по индикатора, отговарящ на настройката на старата глава). Правят се 4—5 записа, като настройващият елемент се завърта последователно от минимална до максимална стойност. След това записите се възпроизвеждат и се определя областта на максималното ниво на записа. Зависимостта на остатъчния магнитен поток върху лентата от $I_{предн}$ при постоянен $I_{зап}$ е посочена на фиг. 4. След като е определена областта, в която $I_{предн}$ е оптимален, чрез неколкостепенни записи и възпроизвеждания се определя точната му стойност. При стереомагнитофоните това става по-лесно: в единия канал се подава изпитателният сигнал, а в съответната глава се включва измервателният уред; в другия канал се включва микрофон. Прави се запис, като се изменя стъпално през малки нива $I_{предн}$ от минимум до максимум, а в микрофона се диктуват показанията на уреда. Така с един запис и последващото му възпроизвеждане се намира оптималният $I_{предн}$. Най-лесно се настройва магнитофон с отделни глави и канали за запис и възпроизвеждане. В този случай не се налага измерването на $I_{предн}$ — измерва се възпроизвежданият сигнал (в някои случаи това правят и самите индикатори), като с въртене на настройващия елемент се търси максимумът на записвания сигнал.

След като настройката на $I_{предн}$ е завършена, се пристъпва към настройката на $I_{зап}$. Най-лесно това става при наличието на тест-лента: тя се възпроизвежда, като нивото в линейния изход се измерва с електронен милivolтметър или с комбиниран измервателен уред — в изхода на крайното стъпало. След това се подава сигнал с честота 1 kHz и се правят неколкостепенни записи; като едновременно се измерва $I_{зап}$: за целта за определени моменти се изключва генераторът за преднамагнитване. Записаните отрязъци се възпроизвеждат и се търси при каква стойност на $I_{зап}$ нивото съвпада с това от тест-лентата. При измерването с мултицет в изхода на крайното стъпало трябва да се внимава регулаторите за сила на звука и за тона да остават при едно и също положение както при измерване на тест-лентата, така и при измерване на записите. След установяване на стойността на $I_{зап}$ отново се подава сигнал, задава се определеният вече ток $I_{зап}$ през главата и се настройва индикаторът на максимално ниво — 0 dB.

При магнитофони с отделни глави и усилватели за запис и възпроизвеждане, ако индикаторът показва нивото на записания сигнал, настройка не е нужна — там нивото се получава по показанията на самия индикатор. Изключение прави режимът *пауза*, при който индикаторът се превключва към канала за запис (както при магнитофоните с универсална глава) и показва записвания сигнал. При този режим е наложително индикаторът да бъде настроен. Отначало нивото се настройва при задвижана лента, а след това, без да се променя регулаторът за запис, магнитофонът се включва в режим *пауза* и се настройва индикаторът. Това важи, ако възпроизвеждащата глава е оригинална и индикаторите са фабрично настроени за режим *възпроизвеждане*. В противен случай е наложително използването на тест-лента.

Необходимо е да се отбележи, че при битовите магнитофони $I_{предн}$ се настройва по максималното отдаване на лентата, т. е. по максималното ниво на записа. При студийните магнитофони и при битовите от висок клас, работещи основно на скорост 19 cm/s, този ток се избира малко по-голям — $I_{ном}$ на фиг. 4. Този режим се

характеризира с по-малък коефициент на нелинейни изкривявания (КНИ) и по-нисък шум. Намаленото (с около 3 dB) ниво на запис и увеличеният ефект на изтриване при високите честоти лесно се компенсират при повишената скорост на движение на лентата. За сметка на това се получават по-малки нелинейни изкривявания и по-висока динамика. Понякога за магнитофони, работещи на скорост 19 и 38 cm/s, като еталонен сигнал се подава такъв с честота 333 Hz и (задължително) при касетофоните се настройва по максимално отдаване от лентата.

Напоследък с масовото навлизане на касетофоните в бита на пазара се появили най-различни типове касетки, изискващи различни стойности на $I_{\text{предн}}$ и $I_{\text{зап}}$. Стигна се до положение, при което едно от най-важните преимущества на касетофона — универсалността — бе изгубено [1]. Това застави производителите на касетофони да потърсят изход. Така се появили магнитофони, на които $I_{\text{предн}}$ и $I_{\text{зап}}$ се настройват за всеки тип лента — ръчно или автоматично. Като пример може да се посочи касетофонът K81 на „Sony“. Той притежава два вградени генератора на честоти 400 Hz и 8 kHz. Двата генератора в режим *преднамагнитване* подават сигнали едновременно в левия и в десния канал. Възпроизведените сигнали преминават през разделителни филтри и след отделянето постъпват поотделно в левия и десния индикатор на нивото. Чрез едновременното изменение на $I_{\text{предн}}$ през записващите глави се изравняват нивата на записваните сигнали в двата индикатора. При това положение е гарантирана оптималната стойност на $I_{\text{предн}}$. Аналогично чрез измерване на нивото на записания сигнал се настройва $I_{\text{зап}}$. Използват се същите опорни генератори. Подобен начин за настройка е посочен и в [2]. Трябва да се отбележи, че не е правилно генераторите да работят в края на записваната честотна лента (400 Hz и 20 kHz), защото някои ленти са с по-лошо качество и не „изглеждат“ до този обхват. Чрез

прекомерно намаление на $I_{\text{предн}}$ може да се изравнят двата сигнала, но честотната характеристика става твърде неравномерна и рязко се влошава динамиката на записа. Освен това на края на честотната лента модулационната способност на магнитофонната лента рязко намалява и там не може да се получи ниво 0 dB. По тази причина споменатият касетофон K81 с честотна лента 20 Hz ÷ 20 kHz при -20 dB и 30 Hz ÷ 13 kHz при 0 dB има генератори на честоти 400 Hz и 8 kHz. В противен случай при честота на втория генератор, близка до граничната, трябва да се настройва на ленти с гарантирано качество и при ниво 20 dB под номиналното, което е неудобно.

Някои автори препоръчват търсенето на оптималния $I_{\text{предн}}$ да се извършва с подаване на сигнал с честота 6,3 или 10 kHz, тъй като там максимумът е много ясно изразен. След определяне на максимума $I_{\text{предн}}$ се увеличава, докато нивото на записания сигнал се намали с определена стойност (напр. 6 dB за 6,3 kHz). Недостатъкът на този метод е, че това намаление на нивото е различно за различните типове ленти и често неизвестно.

От казаното дотук може да се направи следното обобщение: най-добре е оптималната стойност на $I_{\text{предн}}$ да се определя с помощта на два или повече тест-генератора, измерването на тази стойност да става чрез измерване спада на напрежението върху резистор във веригата на главата, а $I_{\text{зап}}$ да се определя чрез използването на тест-лента най-добре фабрично производство. Всичко това би гарантирало отличната работа на магнитофона.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мисов, Т., В. Бакалов, Ю. Генев. Видове касети. Избор на касети. — Радио, телевизия, електроника, бр. 5, 1980, стр. 15.
2. Тюрин. Повишение качества записи. — Сов. радио, бр. 4, 1980, стр. 43.

КОНСТРУИРАНЕ НА ЛЮБИТЕЛСКИ КАСЕТНИ МАГНИТОФОНИ

ВЪЗПРОИЗВЕЖДАЩ УСИЛВАТЕЛ

инж. Б. Орозов, инж. Х. Димчев

За изграждане схемата на самия коригиращ усилвател съществуват две възможности: въвеждане на честотната корекция чрез ОВ и чрез междустъпално пасивно звено.

Типичен пример за първия вид схеми е ВУ на касетния дек C820 на фирмата „DUAL“, показан на фиг. 6. Стандартната честотна корекция е въведена чрез ООВ (елементите R_1C_4 с времеконстанта $\tau_1 = R_1C_4 = 120 \mu s$), като е предвидена и възможност чрез включване на резистора R_3 за получаване на $\tau_1 = 70 \mu s$ за работа с високоефективна лента. Индивидуалната корекция е същата, както в описаните по-горе схеми. С цел компенсиране на разликите в индуктивностите на възпроизвеждащите глави, които достигат понякога до $\pm 20\%$, кондензаторът C_1 се заменя с група паралелно свързани кондензатори, част от които се включват в процеса на настройката на всеки образец.

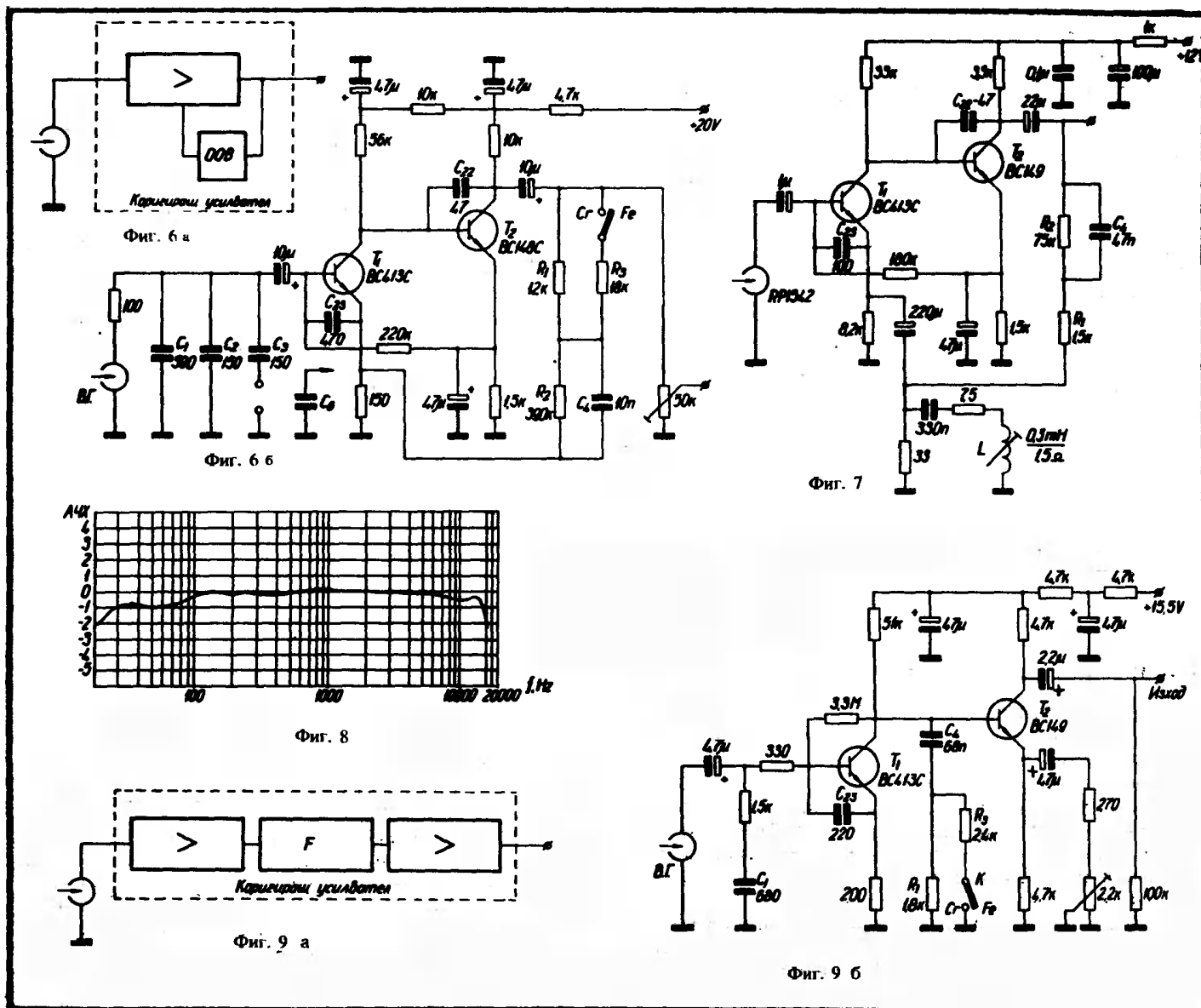
Съществува и друг начин за повдигане на ВЧ, т. е. за въвеждане на индивидуална корекция — чрез веригата на ООВ. Това може да стане, като паралелно на емитерния резистор на T_1 се постави кондензатор (C_6 на фиг. 6) или последователен трептящ кръг. Функцията

(Продължение от бр. 6/81 г.)

на тези елементи е да намалят дълбочината на ООВ, в резултат на което нараства коефициентът на усилване на целия усилвател за ВЧ от звуковия обхват. Поставянето на кондензатор позволява постигането на дълбока честотна корекция. Но наред с повдигането на ВЧ от полезния звуков обхват той продължава да елиминира в по-голяма степен ООВ за честоти извън този обхват, с което се влошава рязко отношението сигнал/шум и силно нараства опасността от самовъзбуждане на усилвателя на много високи честоти. Затова подобно схемно решение се употребява рядко, и то в касетните магнитофони от по-нисък клас.

Поставянето на последователен трептящ кръг вместо кондензатор намалява вероятността от самовъзбуждане и позволява въвеждането на много дълбоки и стръмни ВЧ-корекции, но наред с това влошава, макар и в по-малка степен, отношението сигнал/шум.

На фиг. 7 е показан един пример на такава схема, използваща последователен трептящ кръг във веригата на ООВ и реализирана с универсалната глава RP1542. На фиг. 8 е начертана честотната характерис-



тика, получена при възпроизвеждане на стандартна хромдиоксидна тест-лента с магнитен поток 256 nWb/m.

Вижда се, че с помощта на много дълбока корекция е възможно постигането на доста широка честотна лента — до 18 kHz (−3 dB), но това винаги става за сметка на отношението сигнал/шум, което в случая е 46 dB — измерено с линейен волтметър, и 56 dB — с уред, снабден с филтър (крива А).

Както беше споменато по-горе, освен чрез ООВ необходимите честотни корекции могат да бъдат въведени и чрез междустъпални пасивни звена.

Такъв е например ВУ на касетния дек M536SD — „Унитра“, чиито блокова и принципна схеми са показани на фиг. 9.

Последователната група C_4 , R_1 и R_3 образува честотно зависим делител с изходното съпротивление на първото стъпало, в резултат на което се формира стандартната честотна корекция. Включването на резистора R_3 паралелно на R_1 променя стандартната времеконстанта от 120 на 70 μ s за работа с хромдиоксидна лента. Удобното в случая е, че резисторът R_3 се включва към маса, което позволява изпълнението на превключвателя K като електронен ключ. Чрез тримера, свързан в еми-

тера на T_2 , се регулира в известни граници чувствителността на усилвателя.

В най-висококачествените касетни магнитофони на някои фирми се прилагат и други на пръв поглед необичайни схемни решения. С цената на известно усложняване на схемата се цели подобряване на електрическите характеристики на ВУ. Такива са например възпроизвеждащите усилватели на модела TC229SD на „Sony“ и AL-300 на „Alpage“, чиято схема е показана на фиг. 10.

ВУ представлява тристъпален усилвател с галванична връзка между отделните стъпала. Транзисторът T_1 е включен по схема общ колектор, което улеснява работата на ООВ, чрез която е въведена стандартната честотна корекция ($\tau_1 = 120 \mu$ s). Стандартната времеконстанта за хромдиоксидналента се осъществява от групата $R_3C_{17} = 70 \mu$ s, която се включва при подаване на положителен потенциал на базата на електронния ключ.

Индивидуалната честотна характеристика се получава с елементите C_1 и R_{15} . Предвидена е възможност за допълнително прибавяне на елементите C_2 , C_3 и R_{16} , ако това се налага в процеса на настройката.

С оглед подобряване отношението сигнал/шум са взети редица мерки. Освен обичайните — кондензаторите C_{21} , C_{22} и C_{23} , които ограничават честотната лента на усилвателя, предпазват от самовъзбуждане и паразитни сигнали, транзисторът T_1 е поставен в режим на много малък колекторен ток. Поради това колекторният му резистор има голяма стойност, а е известно, че именно той определя изходното съпротивление на цялото първо стъпало.

Това е наложило употребата на полевия транзистор T_2 в следващото усилвателно стъпало за съгласуване с T_1 .

Също с цел намаляване на шума в схемата е избягнат входният разделителен кондензатор. Това е възможно благодарение на двуполарното постоянно-токово за-

хранване на T_1 , в резултат на което потенциалът на неговата база спрямо маса е нула. Това условие позволява директното включване на възпроизвеждащата глава, без да има опасност от протичане на постоянен ток през нея.

Изборът на една или друга схема на ВУ зависи изключително от характеристиките и параметрите на главата.

Но независимо от това желателно е да се избягва въвеждането на индивидуална корекция посредством ООВ и да се предпочита винаги, когато е необходимо, включването на кондензатор паралелно на възпроизвеждащата глава. Това е един начин, на практика лишен от недостатъци, но не много ефикасен, понеже не позволява въвеждането на много дълбоки ВЧ-корекции.

Измерване

ТЕСТЕР ЗА ТРАНЗИСТОРИ

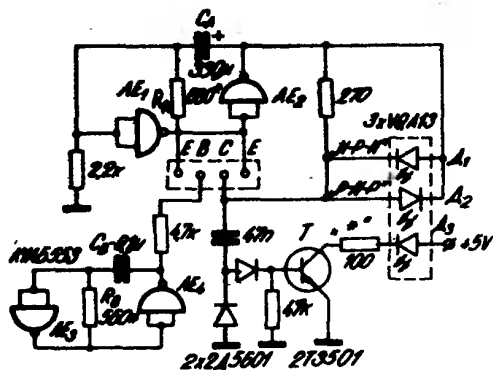
инж. К. Лисичков

Понякога възниква необходимост от определено количество транзистори да бъдат отделени годните и негодните екземпляри.

С помощта на описания тестер това се извършва бързо и лесно, като не е необходимо предварително да се знае типът на транзистора — PNP или NPN. Достатъчно е правилно да се постави изпитваният транзистор в цокъла и резултатът за типа на транзистора и неговата работоспособност се определя веднага.

На фиг. 1 е представена принципната схема на тестера. С логическите елементи $ЛЕ_1$ и $ЛЕ_2$ на интегралната схема К1ЛБ553 (К155ЛА3, МН7400, SN7400) е синтезиран генератор на правоъгълни импулси с честота около 1,5 Hz, осигуряващ захранване на изпитвания транзистор.

Проверката на транзистори от различен тип — PNP или NPN — без превключване е възможна благодарение на последователното захранване на изводите на емитера и колектора на изпитвания транзистор ту с нисък, ту с висок потенциал, което се явява еквивалентно на промяна на полярността на захранващото напрежение.



Фиг. 1

УДК 621.397.341.3

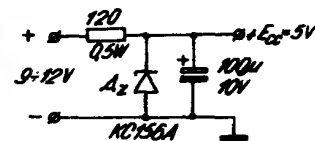
Приложеното напрежение с обратна полярност между емитера и колектора на транзистора не превишава 3,5 V и затова не може да предизвика пробив на преходите.

С логическите елементи $ЛЕ_3$ и $ЛЕ_4$ е изграден генератор на правоъгълни импулси с честота около 6 kHz, които се подават на базата на изпитвания транзистор. Изпитваният транзистор се поставя в цокъла в зависимост от редуването на изводите му. Ако транзисторът е изправен, променливото напрежение се усилва, изправя и подава на базата на транзистора T , при което започва да свети с пулсираща светлина светноизлъчващият диод D_3 .

При изправни транзистори пулсиращо светят заедно диодите D_1 и D_3 или D_2 и D_3 , което е гаранция за изправността на изпитваните транзистори. Пулсирането на диода D_1 означава, че изпитваният транзистор е NPN-тип, а на диода D_2 — PNP-тип.

Честотата на генераторите се определя приблизително от формулата $F = \frac{1}{3RC}$, където R и C са R_A , C_A и R_B , C_B .

При липса на захранващ източник за +5 V тестерът може да се захранва от постоянно нестабилизирано напрежение 9 ÷ 12 V чрез параметричния стабилизатор от фиг. 2.



Фиг. 2

ГЕНЕРАТОРИ НА СЪПАЛООБРАЗНО НАПРЕЖЕНИЕ С ТУНЕЛНИ ДИОДИ

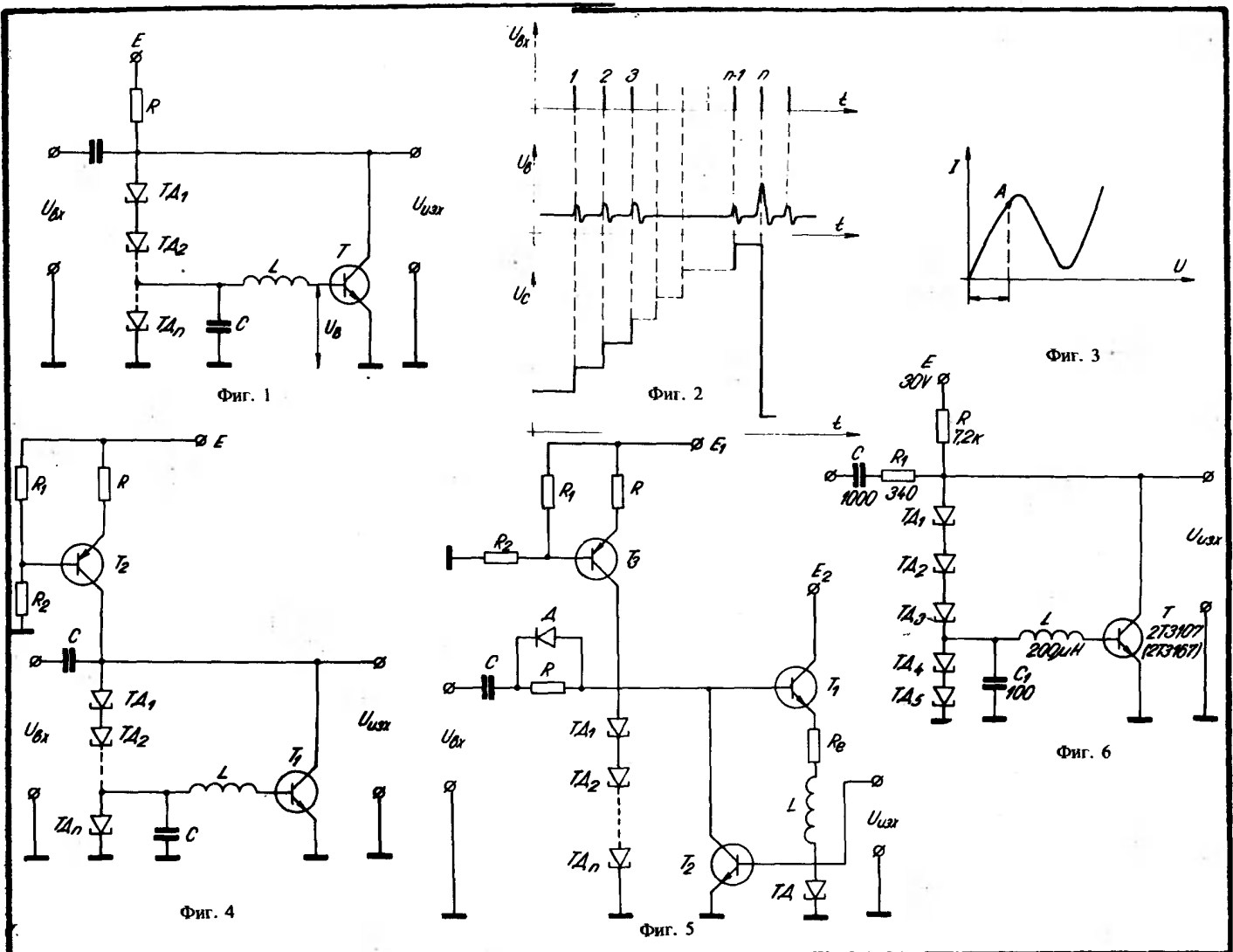
инж. Х. Оскар

УДК 621.373.48

Съществено опростяване на схемите на генераторите на съпалообразно напрежение може да се получи, ако за градивни елементи се използват тунелни диоди. На фиг. 1 е показана схема на генератор на съпалообразно напрежение с тунелни диоди, която може да се използва и като делител на честота. Броят на генерираните стъпки, както и коефициентът на деление K_d се определят от броя на последователно свързаните тунелни диоди. Действието на схемата е илюстрирано с времеимпульсна диаграма, която е показана на фиг. 2. В изходно състояние, при липса на входен импулс, работните точки на всички тунелни диоди се избират върху първия нарастващ участък от волт-амперните им характеристики (фиг. 3). При така избрания режим напрежението, което се подава на транзистора T , е малко, поради което той е запушен и токът от резистора R преминава изцяло през тунелните диоди.

При подаване на положителен входен импулс с определена амплитуда токът през тунелните диоди $TD_1 \div TD_n$ започва да нараства. Вследствие на производствените толеранси всичките тунелни диоди не могат да се превключат едновременно, поради което винаги един от тях се включва по-рано от другите. В този случай напрежението върху включения диод нараства, а токът в общата верига на диодите намалява, като с това се възпрепятства превключването на останалите диоди.

По този начин всеки входен импулс превключва само единствен тунелен диод. В резултат на това след всеки подаден импулс напрежението на колектора на транзистора T се изменя скокообразно. На практика поради неголямата инертност на тунелните диоди, дори и при малък производствен толеранс, винаги най-напред се включва диодът TD_1 .



В тази схема бобината L и кондензаторът C създават определено закъснение на включването на диода $TД_n$, поради което той се включва винаги последен.

В момента, в който $TД_n$ се включи, напрежението, което се подава на базата на транзистора T , нараства със скок, в резултат на което той се насища. Съпротивлението между колектора и емитера му намалява, вследствие на което почти целият ток, течащ през резистора R , започва да тече през транзистора T . Токът през тунелните диоди скокообразно намалява и те един след друг се връщат в изходното си състояние.

За получаване на стъпалообразно напрежение с отрицателна полярност в схемата, показана на фиг. 1, е необходимо да се измени посоката на включване на тунелните диоди, полярността на захранващия източник E и входните импулси и да се използва транзистор с PNP-проводимост.

Основен недостатък на тази схема е, че при всяко превключване се изменя стойността на тока през резистора R . Поради това тази схема има сравнително тясна зона на възможните значения на амплитудите на пусковите импулси. Увеличаването на съпротивлението на резистора R разширява до определени граници тази зона, но заедно с това изисква захранващ източник с много по-голямо напрежение. Поради това такива генератори се използват като правило само в тези случаи, когато броят на стъпките не превишава $n = 5$.

На фиг. 4 е показана схема на генератор на стъпалообразно напрежение, при която токът през резистора R е винаги постоянен и независим от броя на включените тунелни диоди. За тази цел източникът на постоянно напрежение E е заменен с източник на постоянен ток. В тази схема като източник на такъв ток е използван транзисторът T_2 , включен в схема с обща база. Чрез подходящ избор на резисторите R_1 и R_2 винаги се осигурява работа на транзистора T_2 в активен режим.

На фиг. 5 е показана още една схема на генератор на стъпалообразно напрежение. Тя се различава от схемата, показана на фиг. 4, само по това, че тунелните диоди се превключват в изходното си състояние не след превключване на $TД_n$, а тогава, когато сумарното напрежение върху двуполусника, изграден от последователно свързаните тунелни диоди $TД_1 \div TД_n$, достигне такава стойност, при която емитерният ток на

транзистора T_1 стане равен на тока на включване на тунелния диод $TД$. Когато този ток стане равен на тока на включване $I_{ак}$, тунелният диод $TД$ се включва, в резултат на което в базовата верига на транзистора T_2 протича ток, който го насища. Подобно на разглежданите по-горе схеми тунелните диоди $TД_1 \div TД_n$ се връщат в изходното си състояние, а транзисторът T_1 се запуща. Тунелният диод $TД$ се връща в изходното си състояние, в резултат на което се запуща и транзисторът T_2 . Бобината L в тази схема служи да задържи за определено време момента на запущане на транзистора T_2 , така че всички тунелни диоди да могат да се превключат. За получаването на максимален брой стъпки е необходимо така да се избере съпротивлението на резистора R , че емитерният ток на транзистора T_1 да включи тунелния диод $TД$ тогава, когато всички останали тунелни диоди $TД_1 \div TД_n$ са включени. Напрежения със стъпалообразна форма се снемат от базата на транзистора T_1 , а в случаите, когато схемата се използва като делител на честота, изходът на схемата се взема от базата на транзистора T_2 .

Диодът D в тази схема служи за повишаване на бързодействието на схемата. Нормално по време на входните импулси диодът D е запущен, а по време на паузата между тях той се отпушва. Благодарение на това е възможно кондензаторът C бързо да се зареди до новото установено напрежение на базата на транзистора T_1 . По този начин се повишава значително честотата на следване на входните пускови импулси.

На фиг. 6 е показана практическа схема на генератор на стъпалообразно напрежение, с която се получава броят на стъпките $n = 5$. Амплитудата на пусковите импулси е 5 V, а амплитудата на всяка стъпка е около 0,4 V. Показаните по-горе схеми могат да намерят приложение освен като генератори на стъпалообразно напрежение още и като десетични броячи и като схеми за деление на числа, които не са кратни на 2.

ЛИТЕРАТУРА

1. Воскресенский, В. В., А. М. Иваницкий. Применение тунельных диодов в импульсной технике. „Связь“, Москва, 1974.
2. Акчурина, А. Э. и др. Тунельные диоды в технике связи. „Связь“, Москва, 1971.
3. Сандоров, А. С. Теория и проектирования ТД-схем. „Советское радио“, 1971.

ПОЧИНА

инж. ДИМИТЪР СТОЙНОВ ПАРМАКЛИЕВ, роден на 7. 11. 1923 г. в с. Буйновци — Велико-търновски окръг, дългогодишен член на редакционната колегия на сп. „Радио, телевизия, електроника“.

Другарят Пармаклиев беше един от първите служители на Държавния комитет за наука и технически прогрес — постъпва на работа от м. септември 1960 г. като главен инженер, а по-късно главен специалист в направление „Електроника и електротехника“. Притежаваше много добра специална подготовка като електроинженер и с голяма компетентност и задълбоченост решаваше проблемите и задачите на развитието на научно-техническия прогрес в областта на изчислителната техника, микроелектрониката и приборостроенето. Той беше един от пионерите и създателите на електронната промишленост у нас. Голям е приносът му за развитието на изчислителната техника.

Притежаваше висока обща култура и езикова квалификация, което му помагаше непрекъснато да следи новостите в отраслите, за които отговаряше.

Взе активно участие в разработката на Основните насоки за развитието на науката и техниката за 1976—1980 г. и до 1990 г., в програмата за интеграция със СССР.

Има личен принос при разработване на изделия от изчислителната техника — „Устройство за подготовка на данни на магнитна лента“ — получило оценка „К“ и награждено със златен медал на Пловдивския панаир.

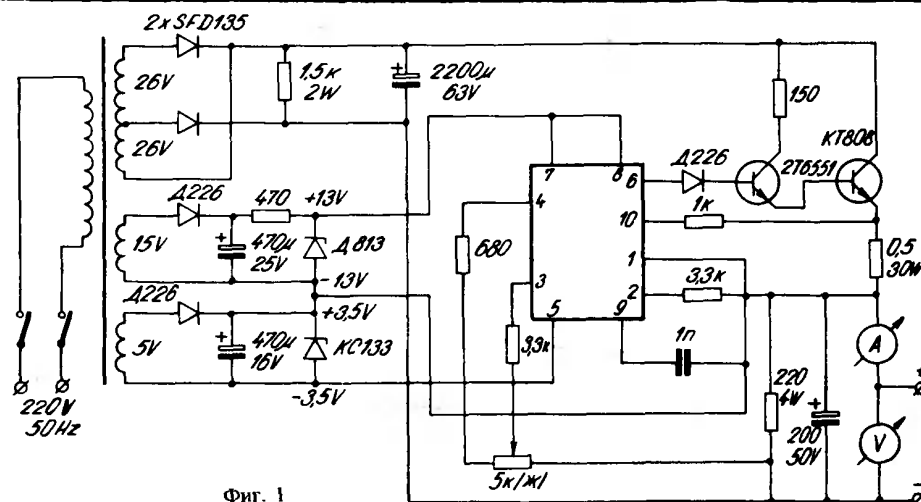
СТАБИЛИЗИРАНИ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ

Г. Петров, К. Красимова

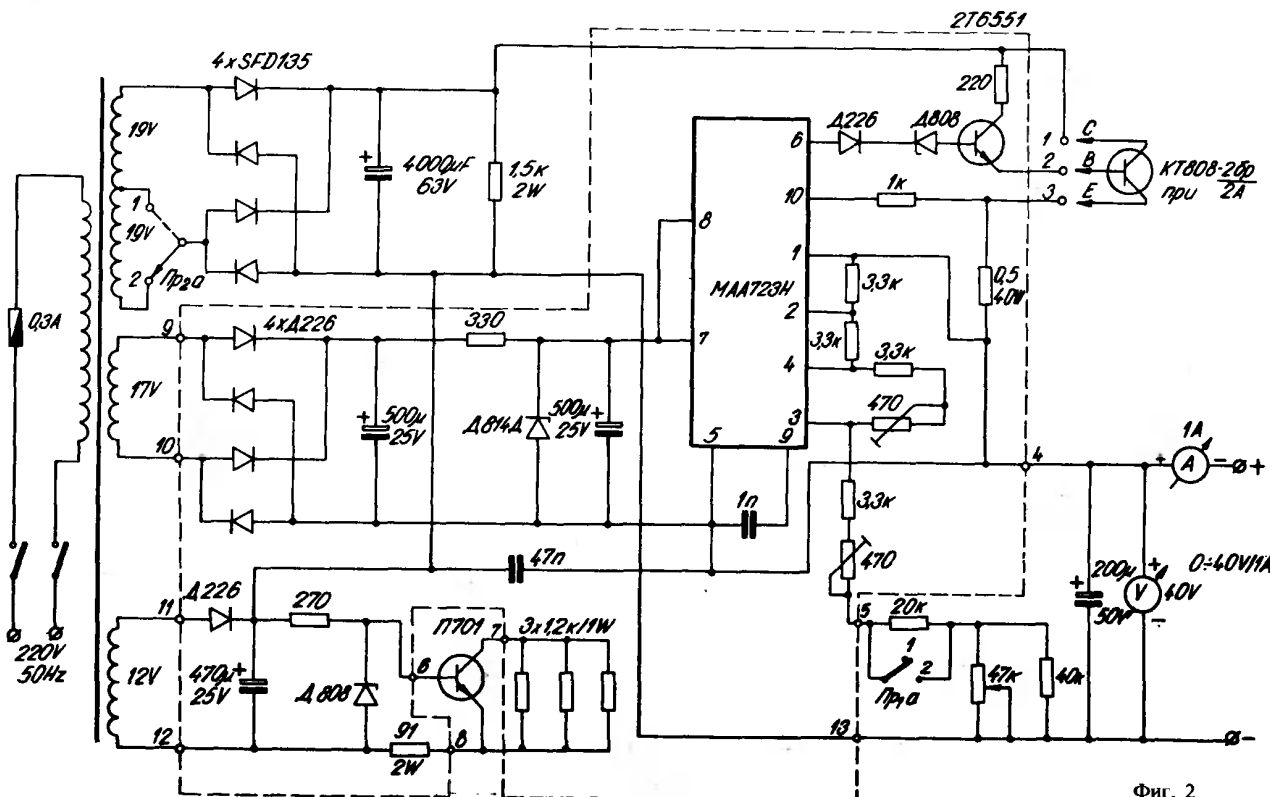
УДК 621.314.6

На фиг. 1 е показана схемата на стабилизирани токоизправители за напрежение от 0 до 30 V и ток 1 A. Характерно за тази схема е, че стабилизираното захранване е реализирано с отделен двуполупериоден токоизправител, при което ИС се захранва самостоятелно. Захранването на ИС е с две напрежения, стабилизирани чрез ценови диоди, свързани последователно, което

осигурява среден извод, захранващ извод 5 (маса) с напрежение 3,5 V по отношение на единия вход на същата. По този начин се осъществява възможността за регулиране изходното напрежение от нула чрез компенсация на собственото опорно напрежение от ИС. За регулиране на изходното напрежение от мощния източник се използват транзисторите 2T6551 и KT808,



Фиг. 1



Фиг. 2

които заедно с вътрешните регулиращи транзистори на МАА723Н образуват троен съставен транзистор. Чрез жичния линеен потенциометър $5\text{ k}\Omega$ се подава за сравнение напрежение от вътрешния опорен източник на извод 3 на ИС. Чрез резистора $680\text{ }\Omega$ (който се подбира) се настройва горната граница на изходното напрежение, при което все още се запазва необходимата стабилизация. Този резистор не бива да има малка стойност поради опасността от претоварване на източника за опорно напрежение на ИС, при което тя ще дефектира.

За защита от претоварване на стабилизиращия токоизправител е използвана собствената защита на ИС. Входът на защитата е извод 10, който е свързан с положителния полюс към емитера на КТ808. Тя се задейства тогава, когато върху резистор $0,5\text{ }\Omega$ (жичен) се получи спад на напрежение около $0,62\text{ V}$. При тази стойност задействането става при ток $1,2\text{ A}$, което е и прагът на задействане на защитата. Резисторът $1\text{ k}\Omega$, свързан към извод 10 на ИС, предпазва същата при значителни токови удари и по-големи входни импулси. Транзисторът КТ808 трябва да се разположи върху радиатор с ефективна разсейваща повърхност не по-малко от $350/400\text{ cm}^2$. За препоръчване е, когато се работи с малко напрежение, да не се използва максимален ток, при което работата на транзистора КТ808 е критична.

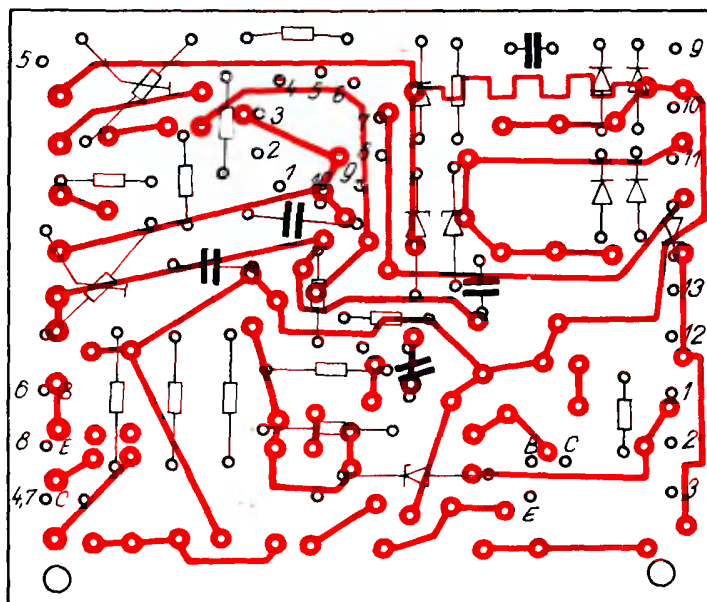
На изхода на стабилизиращия токоизправител е включен резистор $220\text{ }\Omega/4\text{ W}$, който е необходим по две причини:

създава първоначален товарен ток за линеализиране тока на мощния транзистор КТ808 и последващо по-правилно регулиране;

през него се разрежда по-бързо зареденият кондензатор $200\text{ }\mu\text{F}/50\text{ V}$, когато се преминава бързо и порязко при регулиране от голямо изходно напрежение към малко.

При липса на резистора $220\text{ }\Omega$ и при рязко регулиране, като се използва жичният резистор $5\text{ k}\Omega$, се подава напрежение на двата входа (изводи 3 и 2) на ИС със значителна стойност, което би предизвикало неминуема повреда на същата. Такова значение има и резисторът, включен паралелно към филтровия кондензатор $2200\text{ }\mu\text{F}/63\text{ V}$.

На фиг. 2 е показана усъвършенствувана схема на стабизиран токоизправител с подобрени параметри. Тук също е използвано отделно стабилизирано захранване за ИС. Единият от входовете на ИС е свързан с положителния полюс на изхода, а другият — към делителя, регулиращия жичен резистор $47\text{ k}\Omega$, Pr_1a с отрицателния полюс на изхода, както и към положителния електрод на вътрешния опорен източник на напрежение в ИС, което по каталожни данни варира за МАА723Н от $6,8$ до $7,5\text{ V}$. Резисторите със стойност $3,3\text{ k}\Omega$ заедно с тример-потенциометрите от $470\text{ }\Omega$, както и веригата за регулиране, състояща се от резистора $20\text{ k}\Omega$ и жичния линеен потенциометър $47\text{ k}\Omega$, шунтиран с резистора $40\text{ k}\Omega$, са подбрани така, че регулирането на изходното напрежение да започва от 0 до 20 V , когато Pr_1a е включен, и от 20 до 40 V при изключен Pr_1a . Превключвателят Pr_1a се превключва едновременно с Pr_2a за подаване променливо напрежение към мощния токоизправител. Този принцип облекчава работата на регулиращия транзистор КТ808 при работа на ниски изходни напрежения и максимален ток. Например при изходно напрежение 1 V и ток 1 A разсейваната мощност е около 20 W , което в случая е допустимо.



Фиг. 3

Характерни особености при тази схема са:

1. Въвеждането на динамичния регулатор на ток, реализиран с транзистора П701, който служи за изравняване характеристиката на КТ808 за всички изходни напрежения.

2. Свързването на извод 6 на ИС с базата на Т26551 чрез диода Д226 и ценовия диод Д808 за предпазване от вътрешни пробиви и излизане от строя на ИС, тъй като се работи с напрежения, по-големи от 37 V , допустими за МАА723Н.

На фиг. 3 е показана печатната платка за схемата от фиг. 2 в мащаб 1:1. Електролитните кондензатори са за вертикален монтаж, но поставени хоризонтално. Вместо Д226 на платката е предвидено място за по-новия тип диоди българско производство КД2016, които имат малки размери и успешно заместват Д226.

Силовите диоди Д135 са поставени също на радиатори с подходящи размери. Мрежовите трансформатори са оразмерени съгласно необходимите напрежения и токове.

За регулиране на стабизираните токоизправители по схемата на фиг. 2 се използват полупроводниковите резистори от $470\text{ }\Omega$. С единия, включен към извод 3 на ИС, се определя горната граница на обхват $0-20\text{ V}$, а с другия, свързан с резистора $20\text{ k}\Omega$ и Pr_1a , се определя долната граница (в случая 0 V на същия обхват). Обхват $20-40\text{ V}$ се получава автоматично.

Стабилизиращият токоизправител от фиг. 2 има следните по-важни технически данни:

- стабилизирано напрежение I обхв. $0-20\text{ V}$;
II обхв. $20-40\text{ V}$;
- максимален стабизиран ток — 1 A , защита $1,25\text{ A}$;
- коefficient на стабилизация — над 1500 ;
- изходно съпротивление — $20\text{ m}\Omega$;
- напрежение на пулсациите — $0,12\text{ mV}$;
- време на възстановяване при импулсно натоварване — $0,25\text{ ms}$;
- габарити — $260 \times 200 \times 80\text{ mm}$;
- маса — около 3 kg .

Използвайки схемата на фиг. 2, може да бъде построен стабизиран токоизправител за напрежение $0 \div 100\text{ V}$ и ток на консумация $3-4\text{ A}$ с някои незначителни изменения и съответно подбрани елементи, полупроводникови диоди и транзистори.

ЗАХРАНВАЩ БЛОК ЗА КОЛЕКТИВНА АНТЕННА СИСТЕМА

н.с. инж. Д. Димитров, н.с. инж. Х. Шадура, м.с.н.а. А. Миндов

УДК 621.382.2

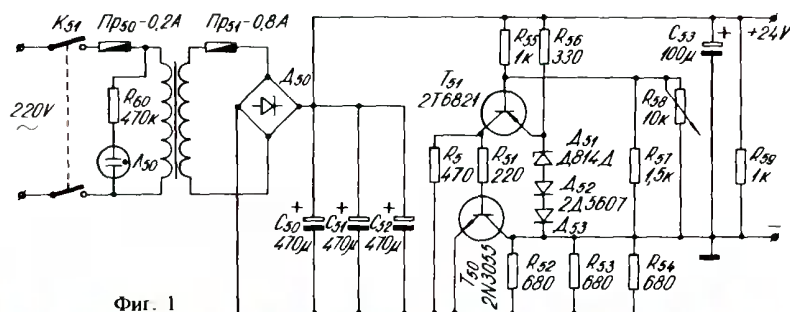
Описан е захранващият блок на колективната антенна система, разработка на Института по радиоелектроника, която е описана последователно в блокове в следните статии: „Антенни усилватели“, бр. 8/79 г., стр. 15, „Широкопослужен антенен усилвател“, бр. 10/79 г., стр. 10, „Преобразувател на канали от дециметровия обхват“, бр. 2/80 г., стр. 8, „Диапазонни филтри за колективни антенни системи“, бр. 6/80 г., стр. 10, „Лентов антенен усилвател в УКВ-обхвата“, бр. 11/80 г., стр. 4.

Захранващият блок за колективна антенна система е построен съгласно принципната електрическа схема, показана на фиг. 1. При анализирание на посочената схема тя може да се раздели на следните основни части: компенсационен транзисторен стабилизатор, изправител на мостова схема и понижаващ мрежов трансформатор.

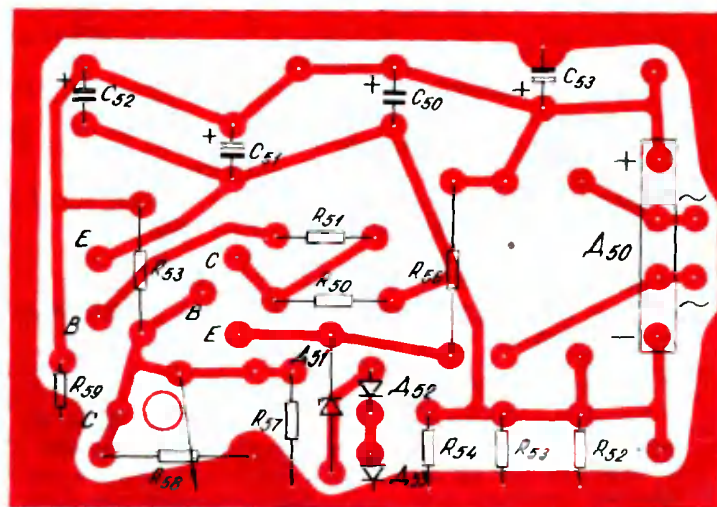
Компенсационният транзисторен стабилизатор е от последователен тип и има защита от претоварване по ток. Номиналното захранващо напрежение, необходимо за захранване на отделните блокове на колективната антенна система, е 24 V. Това напрежение се установява чрез регулатора на настройка R_{58} . При изходно стабилизирано напрежение $U_1 = 24$ V нормалната работа

на стабилизатора се гарантира до товарен ток $I_1 = 0,8$ A. На фиг. 2 е показана графично зависимостта на U_1 от товарния ток I_1 . От показаната графична зависимост могат да се направят изводи и за качеството на стабилизатора при спадане на захранващото мрежово напрежение от 220 V, 190 V до 180 V при граничен товарен ток $I_1 = 0,8$ A. Вижда се, че стабилизаторът осигурява номинални работно напрежение и ток при спадане на мрежовото напрежение до 180 V. Транзисторният стабилизатор е изграден от регулируемия транзистор T_{50} и управляващия транзистор T_{51} . Опорното напрежение се осигурява от ценовия диод D_{51} , а диодите D_{52} , D_{53} служат да осигурят необходимата температурна стабилизация. За да се гарантира изходното напрежение и по-малко натоварване на ценовия диод при празен ход на стабилизатора, в изхода му се поставя резисторът R_{59} . Високоомното баластно съпротивление 1 k Ω осигурява стабилизирано изходно напрежение 24 V при липса на товар и минимална консумация $I_{1min} = 24$ mA. Кондензаторът C_{53} се поставя, за да изглажда появляващите се краткотрайни върхови натоварвания. Използуваният регулируем транзистор T_{50} се определя чрез отлаганата върху него максимална мощност:

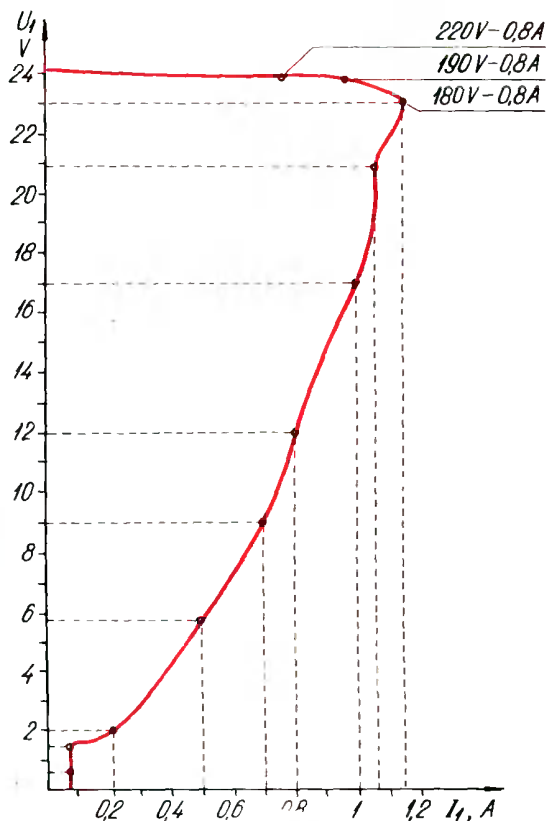
$$P_T = [U_0 + P_0 (I_{1max} - I_1) - U_1] \cdot I_1, \quad (1)$$



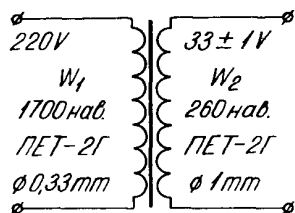
Фиг. 1



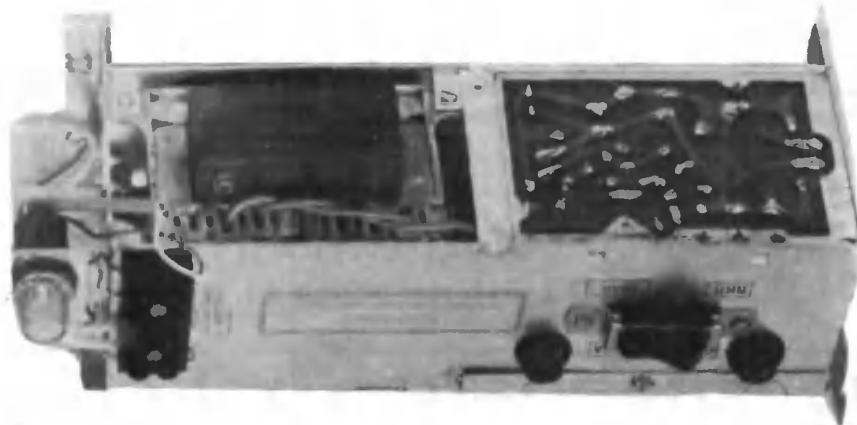
Фиг. 3



Фиг. 2



Фиг. 4



Фиг. 5

където $U_0 = 1,15 U_1 + 2$ е входното изправено напрежение, като са взети пред вид измененията: на мрежовото напрежение 10%, на върховата стойност на брумното напрежение 5% и на спада на остатъчното напрежение колектор—емитер. Тук са прибавени 2 V за по-голяма сигурност. R_0 е вътрешното съпротивление на токоизточника. След заместване във формула (1) получаваме

$$P_T = [0,15 U_1 + R_0 (I_{1max} - I_1)] \cdot I_1. \quad (2)$$

Максималната загубна мощност се получава, когато производната на загубната мощност по ток е нула $\frac{dP_T}{dI_1} = 0$; т.е.

$$0,15 U_1 + 2 + R_0 I_{1max} - 2 R_0 I_1 = 0,$$

откъдето:

$$I_1 = \frac{0,15 U_1 + 2 + R_0 I_{1max}}{2 R_0} \approx \frac{I_{1max}}{2}, \quad (3)$$

тогава:

$$P_{Tmax} = \frac{1}{4 R_0} (0,15 U_1 + 2 + R_0 I_{1max})^2. \quad (4)$$

От горните зависимости се вижда, че като се пренебрегне остатъчното напрежение на транзистора от 2 V, максимумът на загубната мощност настъпва при товарен ток два пъти по-малък от максималния товарен ток. Това означава, че максималният товарен ток на регулируемия транзистор трябва да бъде по-голям от максималния товарен ток I_{1max} .

Когато товарният ток на транзистора не спада под една определена стойност I_{1min} , транзисторът може да се замени с един резистор R_{CE} , за да бъде по-малко натоварен. В описаната схема се използват три резистора, свързани паралелно: R_{52} , R_{53} , R_{54} . Освен това резисторът R_{CE} служи като верига за пускане на стабилизатора. Чрез него се осигурява минимален първоначален ток на отпушване на транзистора T_{51} , а оттам и на T_{50} .

Резисторът R_{CE} се определя от условието, когато изходният ток е спаднал на своята минимална стойност и транзисторът T_{50} се запуши, така че токът да тече само през резистора R_{CE} , т.е.

$$R_{CE} = \frac{[U_0 + (I_{1max} - I_{1min}) R_0 - U_1]}{0,9 I_{1min}}. \quad (5)$$

При използването на резистора R_{CE} максималната загубна мощност на транзистора става:

$$P_{Tmax} = \frac{1}{4 R_e} [0,15 U_0 + 2 + P_0 (I_{1max} - I_{1min})]^2. \quad (6)$$

Следователно стабилизаторът може да бъде допълнително натоварен с тока I_{1min} . При въвеждането на резистора $R_{CE} = R_{52} // R_{53} // R_{54}$ стойността на стабилизираната мощност е същата, повишава се максимално отдадената мощност по абсолютна стойност.

Кондензаторите C_{50} , C_{51} , C_{52} (470 μF) действуват като изглаждащи филтри след мостовата изправителна схема D_{50} . Кондензаторите C_{50} , C_{51} , C_{52} могат да бъдат заменени с един със стойност 1000 $\mu F/63$ V. Същото може да се каже и за резисторите R_{52} , R_{53} , R_{54} , като последните се заменят с един със стойност 330 Ω , 5 W.

Металният карпус на мощния транзистор T_{50} , т.е. колекторът му, контактува с масата на стабилизатора. Това е голямо предимство и удобство за конструкцията на захранващия блок. Металният кожух на блока освен като крепежен детайл на печатната платка (фиг. 3) служи и за радиатор. Понижаващият мрежов трансформатор (фиг. 4) отделя галванично мрежата от металния корпус на колективната антенна система и осигурява напрежение на изправителната схема при натоварен стабилизатор 30 V и мрежово напрежение 220 V. Данните на трансформатора на празен ход са: напрежение 31 ± 1 V при 220 V и ток 32 до 60 mA. Границата 32 mA на тока на празен ход се отнася за трансформатори, ползващи лентов вит магнитопровод ПЛ16 $\times$ 32—40, а граничният ток 62 mA се отнася за ламелен П-образен магнитопровод. В двата случая конструкцията на трансформатора е аналогична с две бобини на двете рамена на П-образния магнитопровод. Осигурена е максимална магнитна индукция от порядъка $B \approx 1,5$ T. Използван е проводник ПЕТ—2Г, като за първичната намотка е с ϕ 0,33 mm, а за вторичната с ϕ 1 mm. Броят на навивките на първичната намотка е $W_1 = 1700$, а на вторичната $W_2 = 260$. Понижаващият трансформатор е оразмерен надеждно и конструиран така, че да има изолация, съответстваща на клас II. Пробивното напрежение между първичната намотка и корпуса на трансформатора е 4,6 kV, а между първичната и вторичната намотка е над 6 kV. Общият вид на захранващия блок е показан на фиг. 5.

Радио и телевизионни ремонти

ПОВРЕДИ В ТЕЛЕВИЗИОНЕН ПРИЕМНИК ЗА ЦВЕТНО ИЗОБРАЖЕНИЕ УЛПЦТ—59—II

С. Велчев

Външните признаци са тъмен екран и наличие на звуков съпровод. Вниманието беше насочено към блока за хоризонтална разбивка, тъй като липсваше напрежение 25 kV. При внимателен оглед и измерване на функционалния възел 3 от блока за разбивка се установи прекъсване на резистор R_{14} (1 kΩ). След смяната му той дефектира отново, което наведе на мисълта, че има късо съединение между електродите в лампа 3Л₁ (6Ф1П). При измерване лампата се оказа изправна.

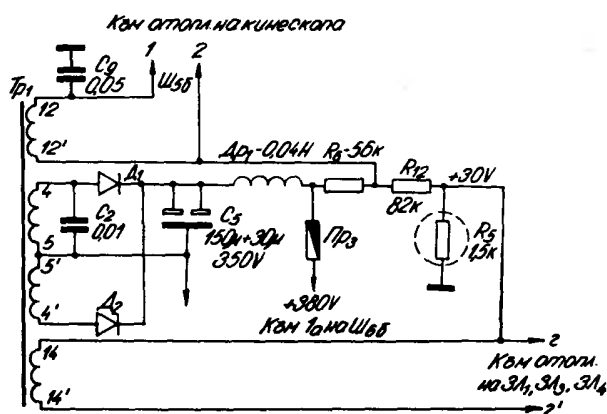
Когато бяха измерени напреженията на намотка 2—2', захранваща отоплителните вериги на лампите от

блока за разивките, се оказа, че освен отоплителното напрежение ($\sim 6,6 \text{ V}$) има и постоянно напрежение $+380 \text{ V}$, вследствие на което настъпва преразпределение на електронния поток на лампата. Катодният ток рязко нараства, вследствие на което дефектира резистор R_{14} , намиращ се в катодната верига на задаващия генератор (лампа Л, — 6Ф1П).

Вниманието беше насочено към блока на захранването. Открит беше прекъснат резистор $5R_5$ (1,2 kΩ), поради което постоянното напрежение, подавано чрез делителя $5R_5$, $5R_6$ и $5R_{12}$ в отоплителната верига $z-z'$ на лампите от блока на развивките (за намаляване на фона в изображението), нарасна от +30 на +380 V.

След смяната на резистора $5R_5$ постоянното напрежение доби отново стойност $+30\text{ V}$, но екранът остана все още тъмен. При последвалата проверка се оказа, че и демпферният диод $3L_4$ (6Д22С) е дефектирал по същата причина — имаше късо съединение между катод и отопление. След неговата подмяна приемникът заработи нормално.

Описаният пример е един от случаите в практиката на телевизионния монтьор, при които дефектирането на един елемент води след себе си до две и повече повреди, чието откриване изисква внимателен анализ и откриване на първопричината.



Радиоинструкторска практика

ЕЛЕКТРОНЕН ТЕРМОМЕТЪР – ПРИСТАВКА КЪМ ЦИФРОВ ЕЛЕКТРОНЕН ЧАСОВНИК

ИНДИКАЦИЯ, ЕТАЛОНИРАНЕ И НАСТРОЙКА

инж. Ж. Георгиев, инж. Н. Гълъбов

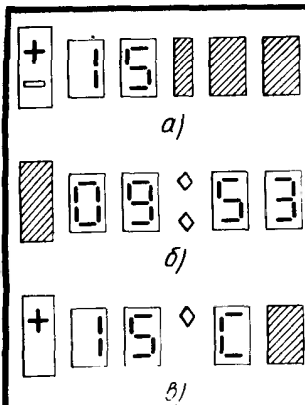
Индикация. Изградена е от седемсегментните индикаторни елементи $IE_1 \div IE_4$ от типа VQ71. В анода им се подава напрежение $U_a = +5 \text{ V}$, а във веригата на сегментите са поставени еднотипни резистори $R_n = 680 \, \Omega$, които осигуряват протичане на ток около 7 mA .

На фиг. 1 са показани варианти на индикация. Когато се индицира температурата — фиг. 1а, светят един от знаците за полярност (+ или —) и първите два индикаторни елемента. Разделителните елементи и вторите два индикаторни елемента не светят.

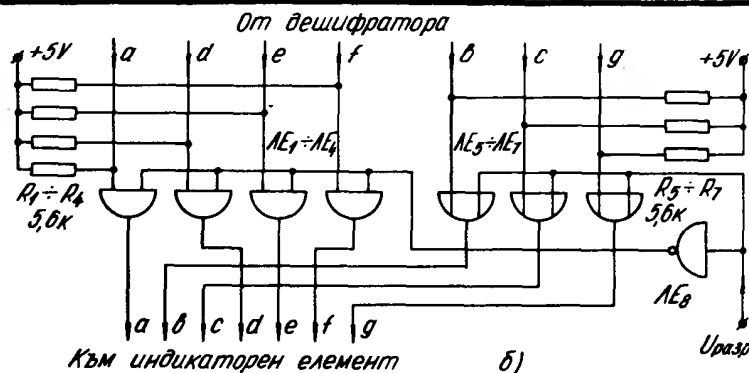
На фиг. 16 е показан пример, при който се индицира времето. Не трябва да светят знаците + и -. Останалите индикатори светят.

За да не светят знаците + и -, когато се индицира времето, необходимо е към базата на транзистора T_4 (фиг. 2 от бр. 6/1981 г.) също да се подаде сигналът $U_{разр}$. При подаден сигнал с високо логическо ниво (лог. 1) T_4 се насища и съответно разрешава насищането на T_2 или T_3 .

За да не светят индикаторните елементи IE_3 и IE_4 , когато се индицира температурата, необходимо е да се



Фиг. 1



Фиг. 2

използват ключови схеми, например както е показано на фиг. 4 от бр. 6. Това са двете групи, изградени от транзисторите T_7 , T_8 и T_9 , T_{10} . Към базите на T_8 и T_{10} се подава сигналът $U_{разр}$. Това означава, че когато се подава сигнал лог. 1 за разрешаване на температурната индикация, към базите на споменатите транзистори ще се подава сигнал лог. 0. Транзисторите T_8 и T_{10} са запущени, съответно T_7 и T_9 също са запущени, а анодното захранване на $ИЕ_3$ и $ИЕ_4$ практически е прекъснато. През другия полупериод на $U_{разр}$ (когато се разрешава индициране на времето) протича обратният процес. На базите на T_8 и T_{10} се подава сигнал лог. 1 и те се отпушват. Делителите R_{31} , R_{32} и R_{34} , R_{35} осигуряват напрежение около $+4,5\text{ V}$ в базите на T_7 и T_9 , които също се отпушват. Тогава $ИЕ_3$ и $ИЕ_4$ получават анодно захранване и съответно индицират дешифрираните числа.

По подобен начин могат да се задействуват и разделителните сегменти между двойката старши и двойката младши индикаторни елементи.

На фиг. 1в е показан пример, когато при индикация на температурата свети само горният разделителен сегмент, а на $ИЕ_3$ светят сегментите a , d , e , f (по този начин се имитира символът $^{\circ}\text{C}$).

Посочен е вариант за изписване на буквата C , като в случая анодът на $ИЕ_3$ трябва да се свърже към U_a .

На фиг. 1а е показано примерното разположение на сегментите в един индикаторен елемент. На фиг. 2б посредством четири логически схеми И ($ЛЕ_1 \div ЛЕ_4$), три схеми ИЛИ ($ЛЕ_5 \div ЛЕ_7$) и един инвертор ($ЛЕ_8$) е построена логическа схема за индициране на буквата C само при индикация за температура.

Ако сигналът $U_{разр}$ е лог. 1, чрез $ЛЕ_5 \div ЛЕ_7$ сигналите за сегментите b , c , d ще бъдат лог. 1 и сегментите няма да светят. Тъй като към един от входовете на $ЛЕ_1 \div ЛЕ_4$ се подава инвертираният сигнал $U_{разр}$, и в четирите изхода a , d , e , f ще има лог. 0 и посочените сегменти ще светят.

При лог. 0 на сигнала $U_{разр}$ $ЛЕ_5 \div ЛЕ_7$ ще „пропускат“ информацията на часовника (същото ще бъде и действието на $ЛЕ_1 \div ЛЕ_4$).

Настройка и еталониране на термометъра. Транзисторът—датчик се поставя в среда с температура 0°C (примерно в съд с топящ се лед). Посредством R_7 се регулира напрежението на неинвертиращия вход на $ИС_1$, така че в изхода му да се получи нулев потенциал.

Датчикът се поставя при температура $+100^{\circ}\text{C}$ (или -100°C). Посредством R_9 се регулира потенциалът на инвертиращия вход на $ИС_4$ да бъде около 1 V (предварително $ИС_4$ трябва да бъде нулиран чрез R_{19}). Описаното еталониране може да се направи и при друг избран обхват на температурата.

Чрез R_{23} се регулира честотата U_f да бъде 10 kHz . Тук е възможно да се варира и с кондензатора C_2 .

От подходящ изход на делителите на часовника се взема сигналът $U_{разр}$. Ако този сигнал се вземе от изхода A на декадата за минутите ($ИС_{17}$), на светлинното табло за време за една минута ще се индицира температурата и за една минута — времето. Напрежението $U_{разр}$ може да бъде и несиметрично, при което времето да се индицира по-дълго или обратно.

Общи положения. Всички кондензатори, означени на схемите с C , са с капацитет 100 nF .

Операционният усилвател $ИС_1$ може да е и от типа $\mu A709$. Тогава входовете му трябва да се защитят с ценови диоди с пробивно напрежение $3 \div 5\text{ V}$, а резисторите R_5 и R_6 да бъдат съответно $100\text{ k}\Omega$ и $100\text{ }\Omega$. За операционния усилвател $ИС_4$ може да се използва и друг тип — например $\mu A725$ или $\mu A748$, като за целта трябва да се свържат и необходимите елементи за честотна компенсация.

Интегралната схема $ИС_5$ е желателно да бъде от серията SN74121, тъй като се използва вграденият в схемата тригер на Шмит. Възможно е да се използва отделно тригер на Шмит (SN7413) и $\frac{1}{2}$ от мултивибратора SN74123.

Посочената схема за АЦП позволява да се преобразува напрежение $1\text{ mV} \div 1\text{ V}$ в импулси с честота 10 Hz до 10 kHz с точност $0,03\%$.

Ако се използват мултиплексорни схеми от типа SN74152, възможно е само с две такива схеми да се заменят $ЛЕ_6 \div ЛЕ_{27}$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Георгиев, Ж. К. и кол. 50 радиолубителски устройства с линейни интегрални схеми. Техника, 1980.
2. Рутковски, Дж. Наръчник по операционни усилватели. Техника, 1978.
3. Конов, К. И. Импулсни и цифрови схеми с интегрални ТТЛ елементи. Техника, 1979.

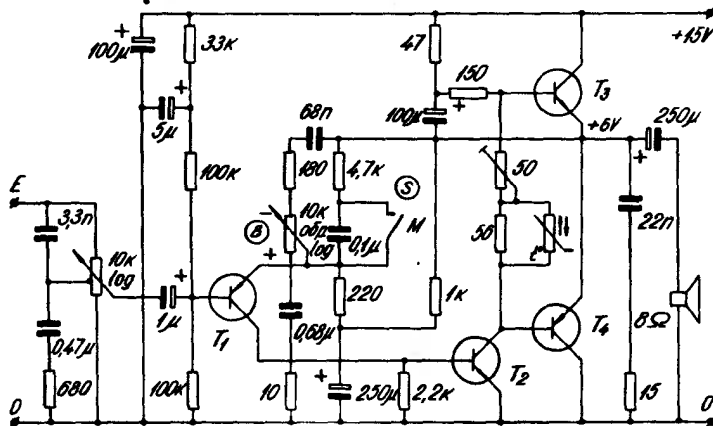
БЕЗТРАНСФОРМАТОРНО КРАЙНО СЪПАЛО

Н. Вълнаров

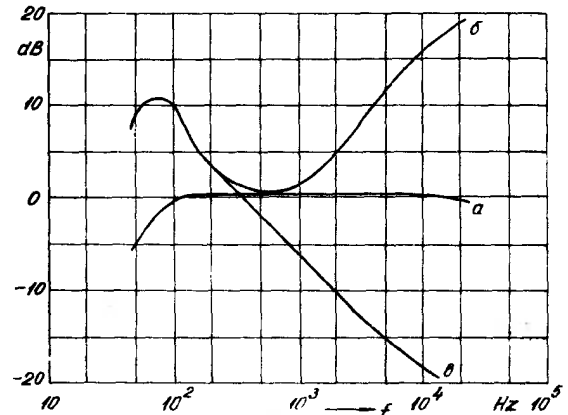
На фиг. 1 е дадена електрическата схема на безтрансформаторно крайно съпало с мощност 2 W. Предимствата му са, че няма изходен трансформатор и консумира значително по-малко ток. При максимално допустима работна температура 60°C необходимият радиа-

тор за охлаждане е с повърхност 25 cm². Радиаторът за двата крайни транзистора T_3 и T_4 е общ. Връзката между отделните съпала на усилвателя е директна. Първото съпало е осъществено с PNP-транзистора T_1 . Това съпало е обхванато от ООВ, която гарантира ста-

билна работа на усилвателя. Консумираният ток на празен ход на крайните транзистори се регулира на около 10 mA с потенциометър със съпротивление 50 Ω , като общата консумация на празния ход на усилвателя е около 40–50 mA. При пълна отдадена мощност на изхода консумацията е около 300 mA.



Фиг. 1



Фиг. 2

Техническа консултация по писма на читатели

Въпрос: Какво трилентово озвучително тяло може да се направи с високоговорителите ВКН1221 и ВКВ2521 и какъв средночестотен високоговорител трябва да използвам? Каква е схемата на електрическия разделителен филтър?

Отговор: Трилентово озвучително тяло с номинален импеданс 4 Ω може да се получи, като се използва комбинация от следните високоговорители:

нискочестотен тип ВКН1221 с номинален импеданс 4 Ω и паспортна мощност 40 W — 1 бр.;

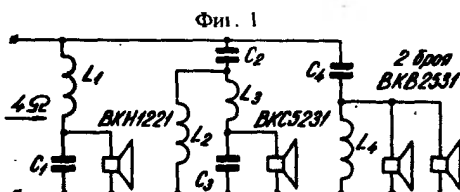
средночестотен високоговорител тип ВКС5231 с номинален импеданс 8 Ω и паспортна мощност 20 W — 1 бр.;

високочестотни тип ВКВ2531 с номинален импеданс 8 Ω и паспортна мощност 20 W — 2 бр.

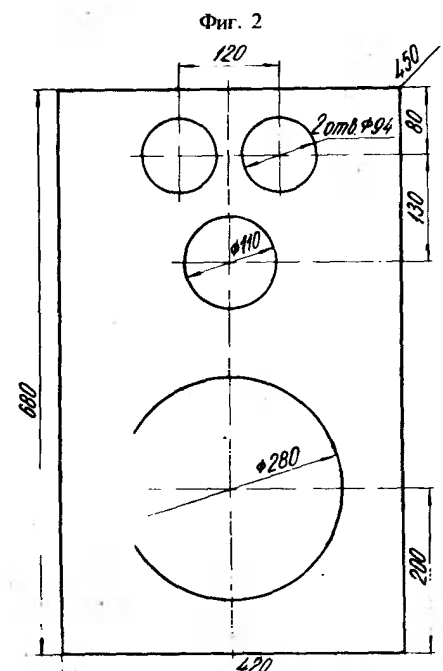
Разликата между номиналните импеданси на високоговорителите не пречи за съвместната им работа в едно озвучително тяло.

На фиг. 1 е показана електрическата схема на разделителния филтър. Дадено е и свързване номиналния входен импеданс на озвучителното тяло се получава 4 Ω . Стръмността на срязване на всички звена на филтъра е 12 dB/oct. Препоръчваме филтърът да бъде с разделителни честоти $f_{p1} = 700$ Hz и $f_{p2} = 3000$ Hz. За получаване на тези разделителни честоти елементите на филтъра трябва да имат следните стойности:

$L_1 = 3,2$ mH;
 $L_3 = 0,25$ mH;
 $C_1 = 24$ μ F;
 $C_3 = 16$ μ F;
 $L_2 = 0,60$ mH;
 $L_4 = 0,18$ mH;
 $C_2 = 24$ μ F;
 $C_4 = 6,6$ μ F.



Фиг. 1



Фиг. 2

Бобините могат да се навият от меден изолиран проводник с диаметър 1 mm тип ПЕТ1В върху пластмасова тръба с външен диаметър 40 mm и височина 20 mm. За получаване на посочените индуктивности необходимо е броят на навивките да бъде:

$$n_1 = 257; n_2 = 110; \\ n_3 = 68; n_4 = 58.$$

Външните размери на кутията за озвучителното тяло и разположението на високоговорителите са дадени ориентировъчно на фиг. 2.

В обема на озвучителното тяло трябва да се поставят 150 до 200 g ямболенови влакна за звукопоглъщащ материал.

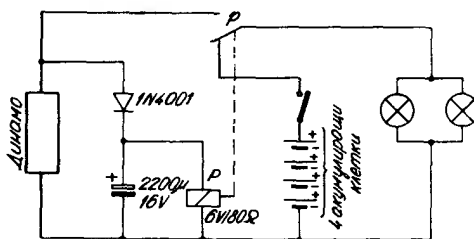
Паспортната мощност на това озвучително тяло ще бъде 60 W, но то може

да се включва към усилватели с номинална мощност до 100 W на канал, които имат изход 4Ω . Ще възпроизвежда ефективно сигналите с честота от 40 до 20 000 Hz, ще има малки изкривявания, равномерна честотна характеристика и изобищо ще отговаря на всички изисквания за озвучително тяло от Hi-Fi клас.

Из чуждестранния печат

ОСВЕТЛЕНИЕ ПРИ СПРЯЛ ВЕЛОСИПЕД

В някои случаи светлоотражателите на спрял велосипед не са достатъчни за предпазването му от други превозни средства или пък е необходимо да се освети допълнително част от него. В този случай може с успех да се приложи показаната на фигурата схема. Тя може да бъде монтирана в кутийка и съдържа реле, диод, кондензатор и четири акумулаторни клетки (1,22 V). Действието на схемата е следното: когато динамото на велосипеда не работи, чрез спокойно състояние на контакта на релето се



осигурява ток за осветление на лампите от акумулаторните клетки; задвижи ли се динамото, създаденият от него про-

менлив ток се изправя чрез диода и задействува релето, кво евентуални пулсации се филтрират от електролитния кондензатор, включен паралелно на бобината му. Подходящо съпротивление за бобината на релето е около 80Ω , като задействването му трябва да става при напрежение 6 V. Контактите му трябва да издържат необходимия ток за осветенето на използваната лампа.

По материали на сн. „Funkschau“, бр. 16/1980

СТЕРЕОПРЕДУСИЛВАТЕЛ, РЕАЛИЗИРАН С ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ

На фигурата е показана схема на стереопредусилвател, реализиран с операционните усилватели $\mu A741$ — по един за всеки канал.

Ще разгледаме действието ѝ само за единия канал. Входният сигнал през клемма E (G) и резисторно-кондензаторните групи C_1P_1 и C_2R_1 се подава на инвертиращ вход на усилвателя (маркиран

върху схемата с „-“). Едновременно с това същият сигнал през филтър C_3, C_4, P_2, R_2 се подава на инвертиращия вход на усилвателя, но тук се включва и действието на обратната връзка през резистор R_3 . С променливия резистор P_2 се регулира усилването и се извършва честотна корекция за ниските честоти. Усилният от операционния усилвател

сигнал се подава през кондензатор C_5 и резистор R_4 към изхода на схемата. Променливият резистор P_4 е общ за двата канала и се използва за балансен регулатор. Изходното напрежение на схемата се регулира чрез променлив резистор P_3 .

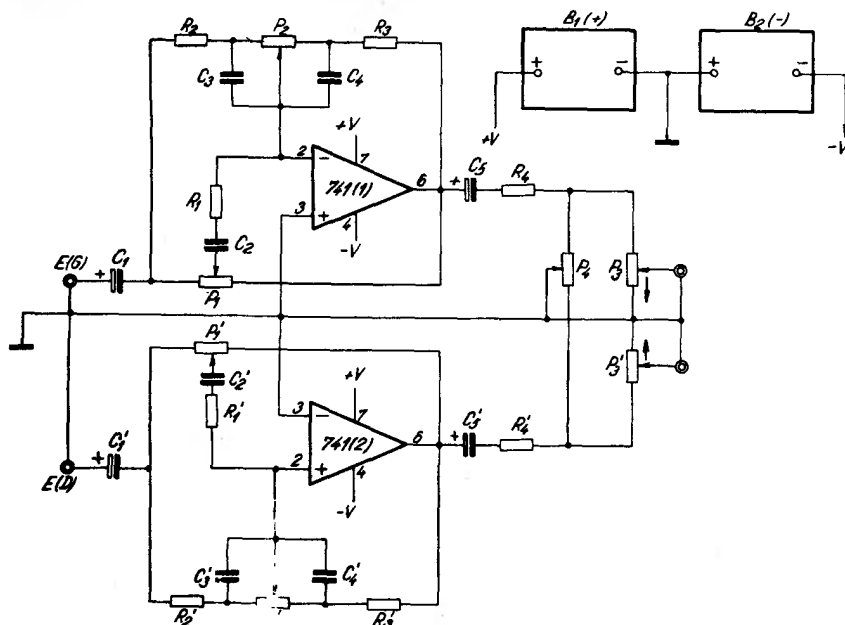
Ако плъзгачът на променливия резистор P_4 е на края му, се получава максимално усилване за десния усилвател, тъй като изходът на левия е даден на късо. Чрез балансирано положение може да се постигне еднакво усилване от двата канала.

Токозахранващото напрежение на схемата е от 12 до 25 V, но устройството работи задоволително и при токозахранващо напрежение до 9 V.

Препоръчва се двата променливи резистора P_1 и P_2 да са на една ос, особено ако усилвателят се използва само за стереофонично възпроизвеждане. Ако той се използва както за моно-, така и за стереовъзпроизвеждане, тези резистори могат да бъдат на различни оси.

Ефект на реверберация може да се постигне, ако като основен се използва само усилвател за единия канал, в вторият — със слабо усилване — само като дефазират.

По материали на сн. „Electronique pratique“, бр. 21/1979



ВИБРАТО ЗА КИТАРА

Описаното устройство се поставя между електрическа китара и усилвателя. По този начин се получава ефект *дисторшън*, особено ефектен при изпълнение на соло-китара.

Реализацията е чрез операционен усилвател с ниска консумация, поради което може да се използва батерийно захранване без необходимост от често подмяна.

Операционният усилвател работи като инвертиращо стъпало с голямо усиление — до около 2000 пъти. По такъв начин максималната амплитуда на входния сигнал може да бъде сравнително ниска (например около 2 mV), без да е необходимо да се поставят допълнителни усилвателни стъпала за нагаждане към следващ усилвател. Тази амплитуда може да бъде осигурена от всяка електрическа китара, като има достатъчен резерв за осъществяване на ефекта и получените по такъв начин сигнали са наситени с хармоници.

Схемата на устройството е дадена на фиг. 1. Съществуват две възможности за работа: с ефект и без ефект. В по-

ложение *дисторшън* сигналът се подава през кондензатора C_1 и резистора R_1 . Този резистор заедно с резистора R_2 определя усиляването на стъпалото.

На практика ефектът *дисторшън* се получава при амплитуда на сигнала ≥ 6 mV. По принцип усилвателят може да усилва сигнали с амплитуда до $1 \div 2$ V без опасност от повреда.

Резисторът R_2 , който осигурява напрежението за обратна връзка, може да бъде заменен с потенциометър със съпротивление около 2 M Ω в серия с резистор 300 k Ω и по такъв начин да се регулира ефектът (фиг. 2).

Захранването е предвидено да става от батерия с напрежение 9 V, като схемата функционира стабилно при напрежение до 4,5 V. Филтрацията на напрежението се извършва чрез кондензатор C_3 с капацитет 22 μ F и кондензатор C_4 с капацитет 47 μ F.

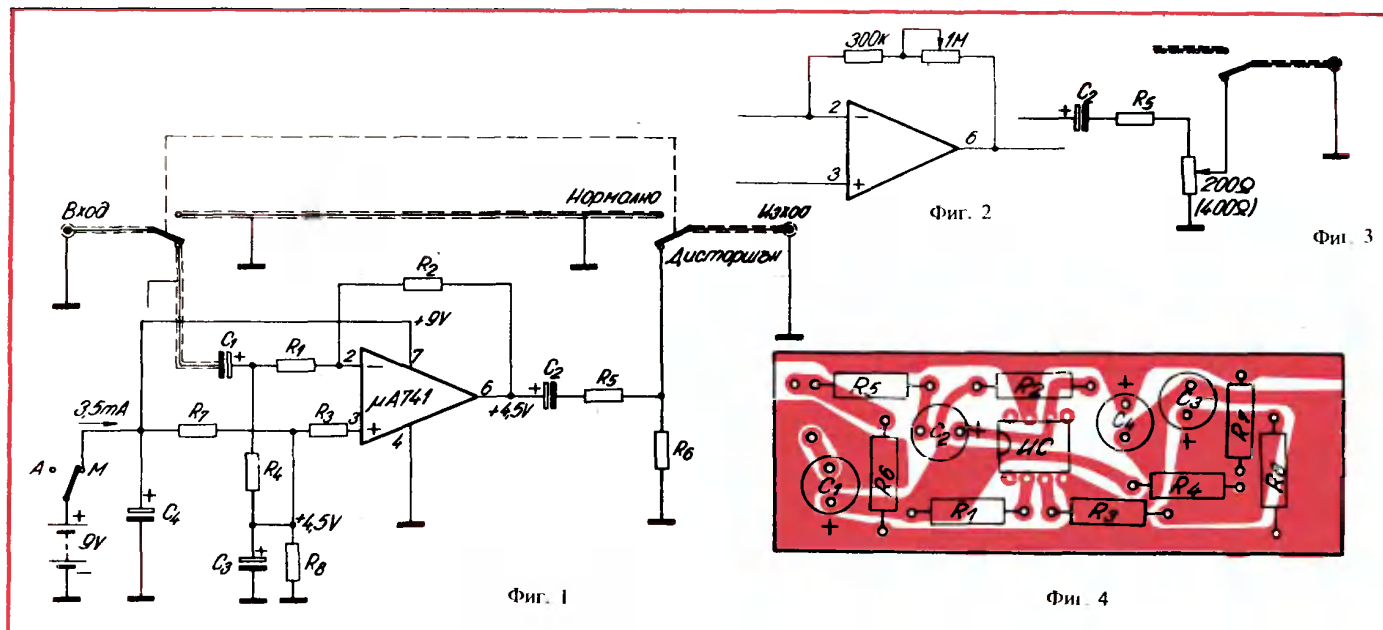
Опорното напрежение на входа на операционния усилвател е 4,5 V и се осигурява от делителя на напрежение, реализиран с R_3 и R_4 , така че при липса на входен сигнал на изхода да се получи

напрежение +4,5 V. При усиляване на сигнала се получава амплитудна стойност на изходното му напрежение около 6 V. Ако изходният сигнал е по-силен, отколкото е необходимо за следващия усилвател, може да се постави делител (R_6). Чрез кондензатора C_2 се отделя постоянният потенциал от изхода на устройството (фиг. 3).

Практическата реализация може да се извърши върху печатна платка (фиг. 4). Платката се поставя в подходяща кутия, която се монтира в китарата. За сигналните вериги трябва да се използва екраниран проводник с възможно минимална дължина (особено за входния сигнал). Тъй като изходният импеданс на устройството е нисък (около 180 Ω), може да се използва кабел с дължина до няколко метра.

По материали на сн. „Electronique pratique“, бр. 21/1979

Бележка на редакцията. Интегрална схема μ A741 може да се замени с MAA741 (ЧССР).



Нови книги

АНАЛОГОВИ ИНТЕГРАЛНИ СХЕМИ (ПАРАМЕТРИ, ХАРАКТЕРИСТИКИ, ОСНОВНИ ПРИЛОЖЕНИЯ)

Излезе от печат справочникът на издателство „Техника“ „Аналоговите интегрални схеми (параметри, характеристики, основни приложения)“, 194 стр., от В. Златаров, Р. Иванов, Г. Михов и М. Недялков.

В справочника са събрани и подредени параметрите, характеристиките, някои

основни приложения и корпусите за три типа от най-разпространените аналоговите интегрални схеми: усилватели, компаратори и стабилизатори на напрежение.

За улеснение при използването в справочника освен съдържанието са

включени указател на аналоговите интегрални схеми и класификация на операционните усилватели.

Справочникът е предназначен за широк кръг специалисти, работещи в областта на радиоелектрониката, за учещи се и за радиолюбители.

Издателство „Техника“ пусна от печат поредната книжка от „Библиотека по радиоелектроника“ — „Стереотелевизия“ от Г. Мамчев. Книжката е превод от руски език. В нея авторът е обобщил и систематизирал голям по обем материал от отделните въпроси на стереотелевизионната техника, публикуван в печата през последните години.

На достъпен език в книжката са дадени основните физически принципи на

построяване на стереотелевизионни системи и техните общи особености. Особено внимание е отделено на въпросите за конкретното приложение на стереотелевизионните системи в научните изследвания, в промишлеността, в системите за управление, в системите за индикация на визуална информация. В заключение авторът е посочил перспективите за практическото използване на

стереотелевизионните системи в усвояването и изучаването на Космоса, в медицината и биологията, в различни системи за контрол и управление и др.

Книгата е предназначена за широк кръг читатели, желаещи да научат какво представлява стереотелевизията, какви са нейните възможности днес и по какъв път ще тръгне нейното развитие утре.

Електронни градивни елементи

ИНФРАЧЕРВЕН СВЕТОДИОД 3Е1001

Таблица 1

Наименование на параметъра	Означение	Стойност
Постоянен ток в права посока при $t_{amb} = 25 \pm 2^\circ \text{C}$, mA	I_{Fmax}	100
Постоянно обратно напрежение при $t_{amb} = 25 \pm 2^\circ \text{C}$, V	U_{Rmax}	3,0
Температура на съхранение, $^\circ\text{C}$		$-55 \div +85$
Работен температурен интервал, $^\circ\text{C}$	$t_{amb1, 2}$	$-55 \div +85$

Таблица 3

Пълна мощност на излъчване, μW	Цветен код (точка)
250 $\div$ 630	червен
500 $\div$ 1250	оранжев
1000 $\div$ 2500	жълт
2000 $\div$ 5000	зелен
над 4000	син

Таблица 2

Наименование на параметъра	Означение	Режим	Стойност	
			min	max
Дължина на вълната на максимума на излъчване, nm	λ_p	$I_F = 100 \text{ mA}$	800	1000
Широчина на спектъра на излъчване, nm	$\Delta\lambda_{1/2}$	$I_F = 100 \text{ mA}$	—	40
Пълна мощност на излъчване, mW	θ_{tot}	$I_F = 100 \text{ mA}$	0,2	—
Капацитет на прехода, pF	C_0	$U_R = 0$ $f = 1 \text{ MHz}$	—	180
Постоянно напрежение в права посока, V	U_F	$I_F = 100 \text{ mA}$	—	2,0
Постоянно напрежение в обратна посока, V	U_R	$I_R = 10 \mu\text{A}$	3,0	—
Широчина на диаграмата на насоченост, $^\circ$	$2\theta_{1/2}$		—	72

Инфракчервеният светодиод 3Е1001 е производство на НПК — Ботевград. Монтиран е в корпус ТО—18 (модифициран). Световодът му е произведен по епитаксиална технология от галиев арсенид. Анодът му е свързан електрически с корпуса. Инфракчервеният светодиод 3Е1001 излъчва електромагнитно лъчение в близката инфракчервена област на спектъра.

В табл. 1 са дадени максимално допустимите параметри на диода, в табл. 2 — електрическите оптически параметри, а в табл. 3 — цветният код (цветната точка се нанася върху репера на корпуса). На фиг. 1 е даден външният вид на светодиода.

Лъчистата (или светлинната) мощност на един светодиод зависи от външния квантов добив, от тока в права посока през светодиода и от работната температура.

При оразмеряване на схемите със светодиоди трябва да се има пред вид, че светодиодите имат малко диференциално съпротивление (няколко ома) и трябва да се захранват от източници с голямо вътрешно съпротивление.

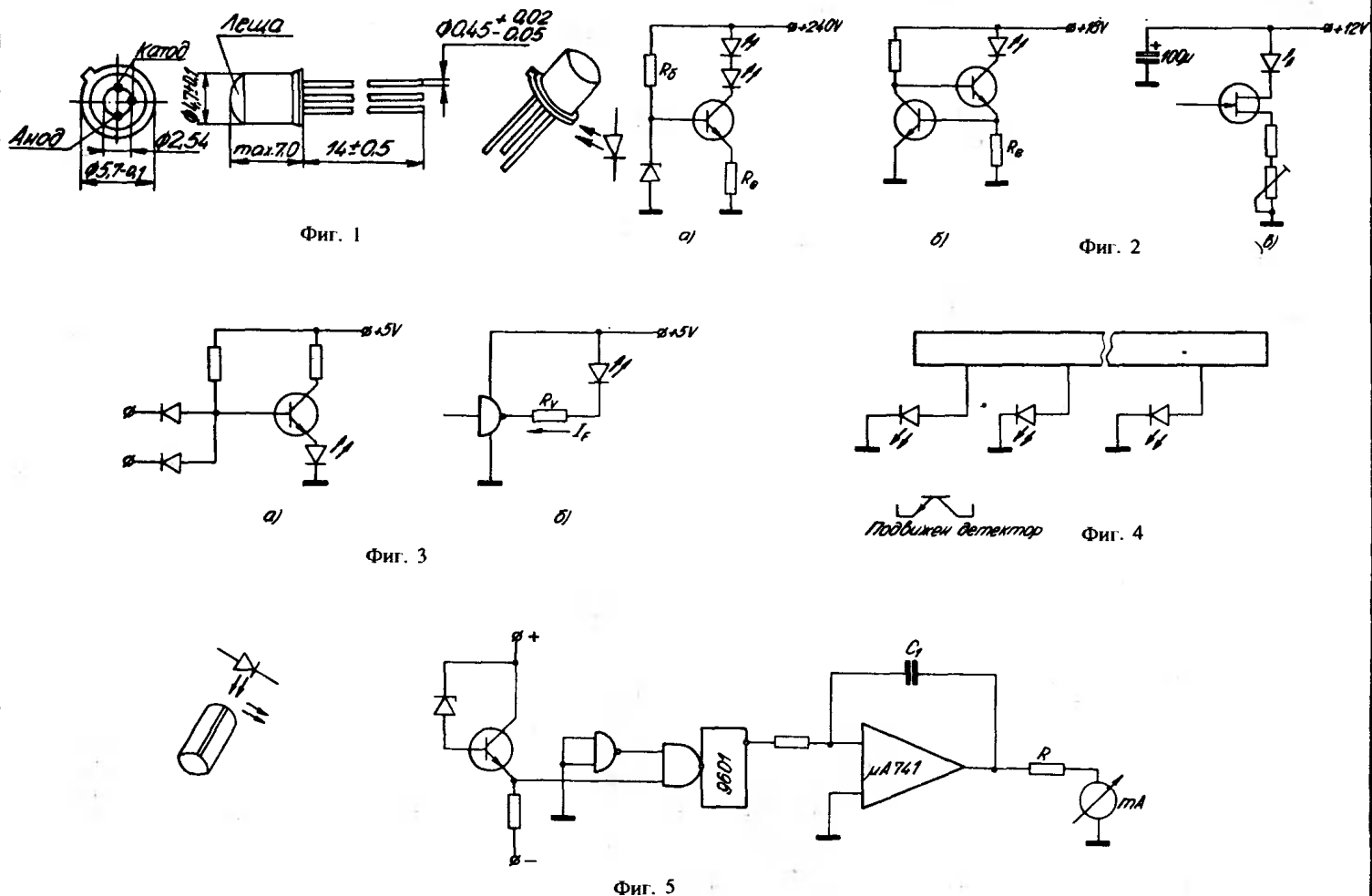
Схеми на генератори на ток, захранващи 3Е1001, могат да се реализират с биполарни или полени транзистори. На фиг. 2 са дадени няколко такива схеми. Захранването на светодиодите в цифровите схеми става със сигнали с логическо ниво. На фиг. 3 са дадени схеми на такова захранване.

Инфракчервените светодиоди могат да се използват в схеми за безконтактни превключватели, броячни устройства, схеми за определяне местоположението на движещи се обекти, оптронни двойки, детектори на дим и пламък, схеми за

измерване скорост на поток, измерване ниво на осветеност и габарити, алармиращи устройства, схеми за регулиране на времето за експозиция във фотографията, автоматични крайни изключватели, тахометри, безконтактни запалителни системи за автомобили и др.

На фиг. 4 е дадена схема на позиционен детектор, където светодиодът е комбиниран с преместващ се фототранзистор. Фототранзисторът се движи праволинейно или ротационно, като при съвпадение със съответен светодиод схеми за сравнение фиксират местоположението му.

На фиг. 5 е дадена схемата на оптичен тахометър. Диодът осигурява необходимия праг на сработване на фототранзистора.



Справочни данни

ПРИБЛИЗИТЕЛНИ СЪВЕТСКИ АНАЛОЗИ НА НЯКОИ ГРАДИВНИ ЕЛЕМЕНТИ, ИЗПОЛЗУВАНИ В СХЕМИТЕ НА НАСТОЯЩИЯ БРОЙ

Градивен елемент	Вид	Страница	№ на фигурата	Съветски аналог
Интегрални схеми	741	30	1	K140УД7
"	MAA723H	22	2	K142ЕН1Б
Транзистори	2N3904	8	1	КТ342Г
"	BC413C	18	66	КТ316Г
"	BC148C	18	66	КТ342В
"	BC149C	18	96	КТ342В
"	2T3501	19	1	КТ312А

Градивен елемент	Вид	Страница	№ на фигурата	Съветски аналог
Транзистори	2T3167	22	6	КТ373Г
"	2T6551	22	1	КТ608А
"	2T6821	24	5	КТ361Д
"	2N3055	24	5	КТ803А
Диоди	SFD135	22	1	Д305
"	VQA13	19	1	АЛ102Б
"	1N4001	29	1	Д302

АВТОМОБИЛЕН РАДИОПРИЕМНИК AP—18

Автомобилният радиоприемник AP—18 е предназначен за вграждане в лека кола „Лада“ и модификациите ия, както и в други леки коли със захранване 12 V и заземен „минус“.

Схемата на приемника е решена на базата на използването на ИС, силициеви транзистори, ПК-филтри и други съвременни компоненти, които осигуряват високи технико-експлоатационни показатели и надеждност на изделието.

Високата чувствителност и избирателност на приемника, съчетани с ефикасното действие на автоматичното регулиране на усилването, гарантират добър прием на далечни и слаби станции и липса на изкривявания дори в непосредствена близост с мощни радиопредаватели. Автоматичната донестройка на честотата на обхват УКВ осигурява стабилно приемане при специфичните условия на приемане в автомобила.

ТЕХНИЧЕСКИ ПОКАЗАТЕЛИ

Обхват: СВ 520 — 1600 kHz
ДВ 150 — 350 kHz
УКВ 64,5 — 73 MHz (87,5 — 104 MHz)

Чувствителност при отношение сигнал/шум
за AM 20 dB и за УКВ 26 dB
СВ 60 μ V
ДВ 150 μ V
УКВ 10 μ V

Избирателност:
ДВ, СВ 60 dB — 6 крѝга + ПК-филтър
УКВ 50 dB — 4 крѝга + ПК-филтър
Избирателност по определен канал:
ДВ 60 dB
СВ 76 dB
УКВ 36 dB

Устойчивост на силен сигнал:

AM 1 V
УКВ 0,5 V
Ниска шумност 4 W

Честотна лента:
СВ, ДВ 80 $\div$ 3150 Hz
УКВ 80 $\div$ 9000 Hz

Автоматична донестройка на честотата на УКВ
Тонкоректор
Високоговорител 4 Ω /5 W
Транзистори 4 + 1 полеви транзистор
Габарити 180 $\times$ 140 $\times$ 50 mm
Маса 0,6 kg



Износител:



Electroimpex

София, ул. „Г. Вашингтон“ 17
телефон: 8-61-81 телекс: 22575

ТЕЛЕВИЗОР „СОФИЯ 81“

за цветно изображение

Телевизионният приемник за цветно изображение „София 81“ може да приема телевизионни програми в метровия и дециметровия обхват. Вградените 16 бутона позволяват чрез натискане на един от тях да се гледа една от шестнадесетте предварително избрани програми на системите SECAM или PAL. Конструктивно телевизорът е реализиран от модулни блокове. Има съвременен красив външен вид. В приемника автоматично се обезпечава устойчивост и висококачествено изображение.



ПО-ВАЖНИ ТЕХНИЧЕСКИ ПАРАМЕТРИ:

размер на екрана по диагонал	660 mm
честотен обхват на канала на звука	200–1500 Hz
максимална изходна мощност на звуковия канал	2 W
консумирана мощност	210 VA
захранващо напрежение	220 V
антенен вход	75 Ω несиметричен
габарити	540 × 740 × 410 mm
маса	36 kg
избиране на каналите	сензорно

Производител: ДСО „РЕСПРОМ“
София, България, кв. „Захарна фабрика“
телефон: 2-13-41; телекс: 22754