

радио

телевизия електроника

5/94

УПРАВЛЕНИЕ НА ЛИНЕЕН
ТЕЛЕВИЗИОНЕН ПРИБОР СЪС
ЗАРЯДНА ВРЪЗКА

КЛЕТЪЧНИТЕ РАДИОВРЪЗКИ
СЕ ПРОМЕНЯТ



ISSN 0204-4978

радио
телевизия
електроника

ГОДИНА 43

5/1994

В СЛЕДВАЩИЯ БРОЙ

**УСТРОЙСТВО ЗА ЕДНОВРЕМЕННА ЗВУКОВА
И СВЕТАЙННА СИГНАЛИЗАЦИЯ**

СРЕДНОМОЩЕН УСИЛВАТЕЛ

ИЗДАНИЕ НА КОМИТЕТА ПО ПОЩИ И ДАЛЕКОСЪОБЩЕНИЯ
СПИСАНИЕТО Е НАГРАДЕНО С ОРДЕН „КИРИЛ И МЕТОДИЙ“, II СТЕПЕН

СЪДЪРЖАНИЕ

КЛЕТЪЧНИТЕ РАДИОВРЪЗКИ СЕ ПРОМЕНЯТ	1
Р.Кунчева	
СХЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ЛИНЕЕН ТЕЛЕВИЗИОНЕН	
ПРИБОР СЪС ЗАРЯДНА ВРЪЗКА	3
В.Кривелев	
СИНУСОИДЕН ГЕНЕРАТОР 10 Hz - 100 kHz	4
Б.Лъсков	
ТЕРМОСТАТ ЗА ИНКУБАТОР С ЕДНОПРЕХОДЕН ТРАНЗИСТОР	7
К.Клисарски	
ТРИСТЕПЕНЕН ВКЛЮЧВАТЕЛ	9
Г.Къзев	
ОХРАНИТЕЛНА СИСТЕМА	10
И.Тепавичаров	
ЕЛЕКТРОНЕН ЗВУКОВКЛЮЧВАТЕЛ	11
Г.Минчев	
СПРАВОЧНИК	12
ЗА АВТОМОБИТЕЛИТЕ	17
QTC	18
ТЕХНИЧЕСКА КОНСУЛТАЦИЯ ПО ПИСМА НА ЧИТАТЕЛИ	21
ОБМЯНА НА ОПИТ	24
МАЛКИ ОБЯВИ	26

Главен редактор ПЕТЪР ЛОЛОВ

Инж. ЕМИЛИЯ ХРИСТОВА - зам.гл.редактор

ПОСТОЯННИ КОНСУЛТАНТИ:

Доц. к.т.н. инж. АНГЕЛ АНГЕЛОВ
Инж. ИОСИФ БЕНБАСАТ
Ст.н.с. к.т.н. ЖИВКО ЖЕЛЯЗКОВ
Ст.н.с. к.т.н. БОРИСЛАВ ОРОЗОВ
Инж. ИЛИЯ ЦЪРБАНОВ
Н.с. инж. ВЛАДИМИР МИХАЙЛОВ
Инж. ПЕТЪР ПЕТРОВ

АДРЕС НА РЕДАКЦИЯТА
София
Ул. "Раковски" 56А

ТЕЛЕФОНИ:
Редактору - 87 91 58
Каса - 87 60 46
Документация - 87 34 81

РЕДАКТОРИ:

Инж. БОГДАНА ИВАНОВА
ВАЛЕНТИН СЛАВОВ

Художник: ВЕЛИСЛАВ ВЕЛЕВ
Компютърна графика: СНЕЖАНА
СТАНЕВА
Компютърен набор: СТЕФКА
НИКОЛОВА
Технически редактор: СПАС
ГЕОРГИЕВ

"Образование и наука" ЕАД
Брой 5/1994 г.
Даден за печат на 4.5.1994 г.
Подписан за печат на 20.5.1994 г.

© Комитет по пощи
и далекосъобщения

КЛЕТЪЧНИТЕ РАДИОВРЪЗКИ СЕ ПРОМЕНЯТ

Румяна Кунчева

При наличие на идеални мобилни клетъчни комуникации потребителят ще има възможност да се движи свободно, без да се съобразява дали се намира в област, покривана от услугата. Всичко, което ще се изисква от един абонат, ще е да си купи телефон. Много малка част от хората се интересуват как се осъществяват комуникациите - поне докато всичко е наред. Това, което потребителят иска да знае, е, че може да разчита на гъвкавите мобилни връзки и при това - на приемлива цена.

Днешната ситуация малко се различава от тази утопия, макар че нещата се променят към добро. Вече съществува възможност за припокриване на различните мрежи, така че абонатите да имат потенциална възможност да получат

удовлетворяват нуждите на потребители, които ги използват в съответствие със своите специфични нужди. Така например първоначално преносимите телефони и телефоните за коли бяха предлагани на пазара като необходимост за най-заможните клиенти и имаха подходяща цена. Системите Telepoint, които използват различна технология и част от спектъра, са предназначени за друга потребителска група, т.е. тези, които искат мобилни телефони, но не могат да си позволят да платят за това удоволствие.

Системите Telepoint бяха успех за Хонконг и Франция, но претърпяха провал във Великобритания. Отчасти това се дължеше на някои ограничения в обслужването и

формулирани и нови стандарти, предназначени да решат проблемите на потребителското търсене и изисквания, като при това се постигна значителна ефективност в различните области на честотния спектър.

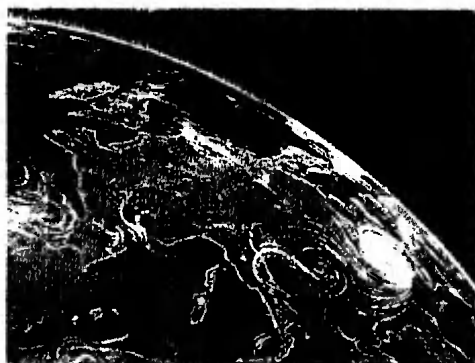
Историята на аналоговите клетъчни връзки може да се опише като стремеж да се постигне все по-голяма плътност на комуникациите. Проблемът се решаваше с въвеждането на все по-голям брой евтини базови станции и на все по-малки и евтини телефонни апарати. Системата DCS1800 беше проектирана първоначално за целите на нискоклетъчните технологии, но в резултат на прилагането на съвременни предавателни антени получи много по-широк обхват на действие. От своя страна технологичното развитие променя естеството на самите услуги. В резултат системата DCS1800 беше преработена и сега е в състояние да се конкурира с много други клетъчни системи.

Съвременната промишленост за клетъчни мобилни връзки вече може да се разглежда от съвсем друг ъгъл, при което тя ще представлява пазар, разположен в една плоскост, а не във вертикално направление. Различните мрежи са разделени в търговски аспект, а не по технологичен признак, и са ограничени във вида на предлаганите услуги. Потребителите изискват все повече услуги и това направление в областта на мобилните клетъчни връзки се развива все повече.

Значение на антенните технологии

През последното десетилетие пазарът на аналогови клетъчни комуникации се разви експлозивно. Сега се налага второ поколение системи, като GSM, които се основават на цифровите клетъчни технологии и се разпространяват в различни части на света. Според някои изследвания се предвижда, че само в Европа мобилните цифрови технологии ще представляват интерес за около 20 милиона души в периода до края на сегашното и първите години от следващото столетие.

Тъй като мобилните комуникации стават все по-популярни, клетъчната промишленост развива и



пълния набор от услуги. В резултат понякога потребителят не може да избере това, което е най-подходящо за неговите изисквания.

Системен подход

Първоначалният метод за лицензиране на клетъчните технологии много приличаше на копиране на съществуващите системи. Това означава, че тези технологии бяха внедрени в различните страни като завършено технологично решение, което се прилага във фиксирана област от честотния спектър с цел да се

технологията, но най-голямо значение имаше неудачната пазарна стратегия. Системите Telepoint бяха представени на пазара много лошо и поради това бяха приети като системи от по-нисък клас - просто един подвижен телефон за бедните, при това с минимална цена. Този подход унищожи пазара на Telepoint във Великобритания, тъй като предлаганите услуги не срещнаха съответното търсене.

Поглед към пазара

Едновременно с разширяването на пазара за мобилни комуникации бяха

предлага на своите потребители нови, съвременни технологии. Разбира се, нито една от тях няма да е в състояние да се прилага, ако едновременно с това не се развиват и антените. Нещо повече: сега антените стават атрибут на съвременното ежедневие и влияят на световния пазар. Някои техни специфични особености, като обхват, усилване, честотни параметри и др., се превръщат в проблеми с основно значение за планирането на системите. Освен това едновременно с разпространението на радиосистемите се увеличават смущенията и интермодулационните интерференции между различните услуги и апаратура. За да се предотврати появата на такива проблеми, производителите трябва да са изключително внимателни в прилагането на най-подходящите материали и методи.

Пътят към GSM и MCN

В повечето европейски страни технологията за производство на антени се измества в посока на изискванията на GSM, което е резултат от сравнително прости експерименти. Така например във Великобритания покриваната от една базова станция на мрежата Vодarphone има триъгълна форма и обхваща три клетки. Всяка клетка има три антени, които се състоят от един елемент, предаващ в едно направление, и друг елемент, приемащ от две направления. Преминването към цифровия стандарт се състои в добавянето на допълнителна предаваща антена за всяка клетка. Освен това, тъй като в Европа системата GSM е приета на базата на значителен натрупан опит и съвместно планиране, приемащите антени са достатъчно широколентови, така че да работят с честотите на системите GSM, ETACS и TACS.

Микроклетъчните мрежи MCN представляват много по-голямо предизвикателство за производителите на антени. MCN използват цифровата технология на GSM, за да консумират по-малка мощност, основават се на преносими апарати и са предназначени за



градския жител. Физическите размери на клетката са много по-малки, отколкото на конвенционалните GSM или на аналоговите мрежи. По-малките клетки изискват повече антени и съответно повече високи места в града, на които те да се монтират, а това не е много лесно реализуемо в съвременния град.

UMTS и мобилни системи от трето поколение

Навсякъде по света специалистите работят по въпросите за оценката и развитието на технологиите за производство на адаптивни антени за мобилните системи от трето поколение. Предполага се, че значителни успехи ще бъдат постигнати в първите няколко години на новото столетие. Най-напреднали са програмите в Канада, Япония и САЩ.

В Европа основните усилия са насочени към оценката на техническите и физическите изисквания за реализация в съответствие със системата UMTS (Universal Mobile Telecommunication System). Целта на внедряването на UMTS е да се предложи множество мобилни комуникационни услуги, като се започне от предаване на глас и видеотелефония и се стигне до скоростно предаване на данни със скорост до 2 Mbit/s и с качество, не

по-лошо от това на стационарните мрежи.

Технологиите за производство на адаптивни антени намират приложение от много години за военни цели. Досега те не се прилагали в цивилния живот поради високата им цена. Сега едновременно с разширяването на пазара и развитието на технологиите тяхното прилагане става достъпно за всички жители на планетата.

Тенденции в развитието

Във връзка с приложението на UMTS и адаптивните антени се предвиждат 4 основни направления за бъдещи изследвания и развитие:

- идентифициране и слеене на космическата позиция на всеки мобилен потребител;
- прилагане на бързодействащ управляващ алгоритъм за насочване на лъчите в мрежа, осъществяваща връзки посредством тях;
- прилагане на нови функции, включващи избор на технология за формиране на лъча и голям брой канали за приемане и предаване;
- интерактивна връзка между управлението на антената и механизъм за достъп, адаптиран към UMTS.

По материали на чуждестранния печат

KIKUSUI

Superior in Quality, first class in Performance!

ELSINCO, str. Kottenski Prohod, bl. 96/A6/14, 1408 Sofia, Tel./Fax: 58 16 98

Oscilloscopes & Power Supplies

elsinco

Electronic Measurement Technology

СХЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ЛИНЕЕН ТЕЛЕВИЗИОНЕН ПРИБОР СЪС ЗАРЯДНА ВРЪЗКА

Във връзка с нарасналия през последните години интерес към телевизионните (ТВ) прибори със зарядна връзка (ПЗВ) и тяхното все по-широко приложение в различни сфери на науката и практиката в настоящия материал се предлага сравнително просто за реализиране управление на линейен ТВ ПЗВ. Предлаганата схема за управление може да намери приложение при разработването на линейни ТВ-камери или на оптични датчици с най-разнообразно предназначение, изградени на основата на ПЗВ от типа CCD-133 и CCD-143 на американската фирма „FAIRCHILD“.

В най-общия случай управлението на линейния ТВ ПЗВ се състои от задаваща логическа част, осигуряваща времевите съотношения между управляващите импулсни последователности, и буферна (изходна) част, формираща необходимата форма и амплитуда на управляващите импулсни напрежения [1-4].

Функционирането на линейния ТВ ПЗВ се осигурява от две импулсни последователности - едната (O_x) определя времето за интегриране на светлинната енергия (нарупване на заряда) в него, а другата (O_y) - служи за транспортиране (пренасяне) на натрупаната в него светлинна информация във вид на дискретно-аналогов сигнал на изхода. Необходимите времеви съотношения между импулсните последователности, тяхната форма и амплитуда се определят от използвания в конкретния случай ПЗВ.

Предлаганата схема за управление (фиг. 1) е адаптирана за сравнително по-разпространения еднофазен ТВ ПЗВ от типа CCD-133, чиито основни характеристики са:

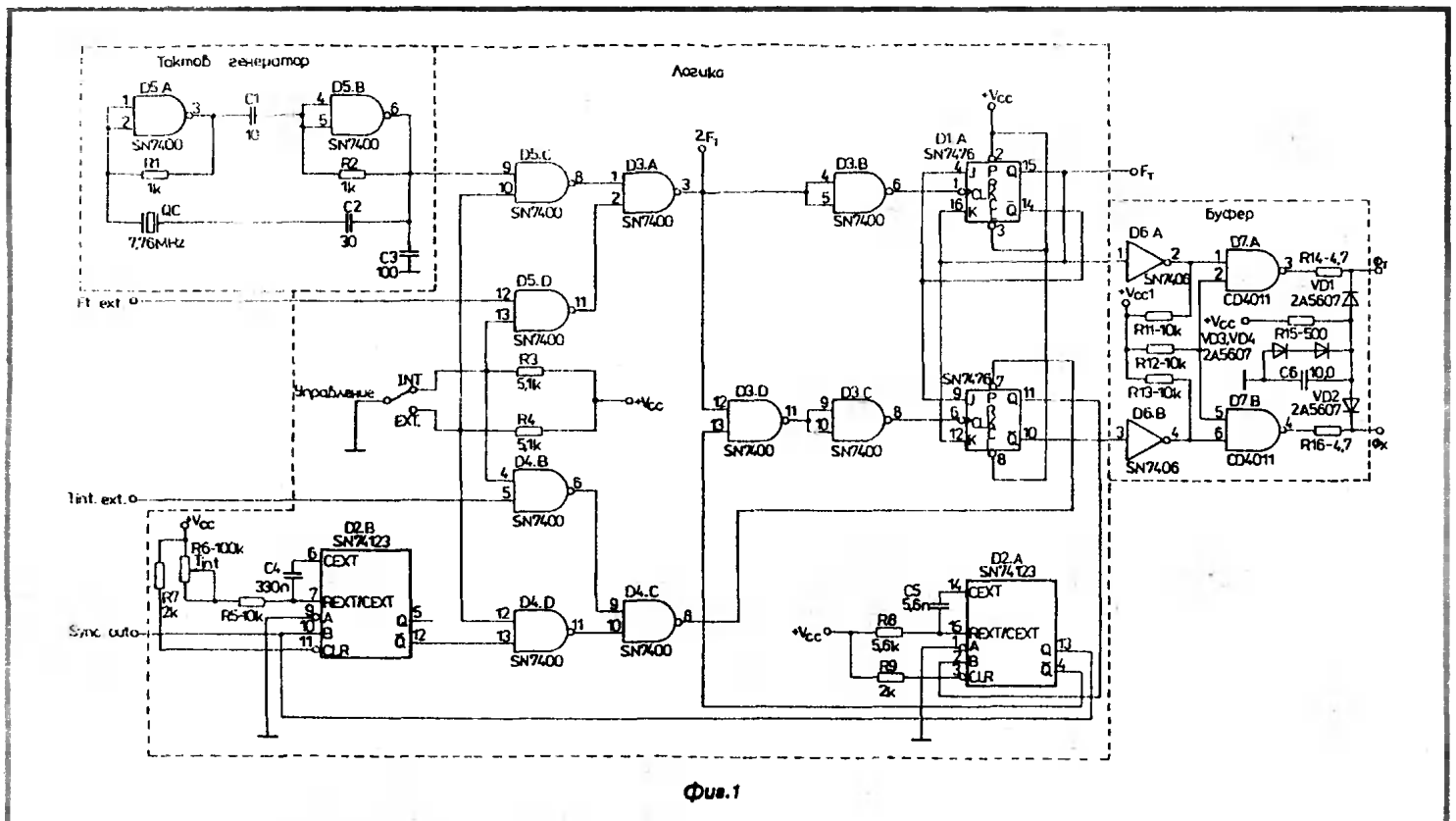
- брой на пикселите (сензорните елементи) 1024;
- транспортираща тактова честота 0.1-10 MHz;
- време за интегриране 0.1-16 ms;
- амплитуда на управляващите

импулсни напрежения 11-12 V.

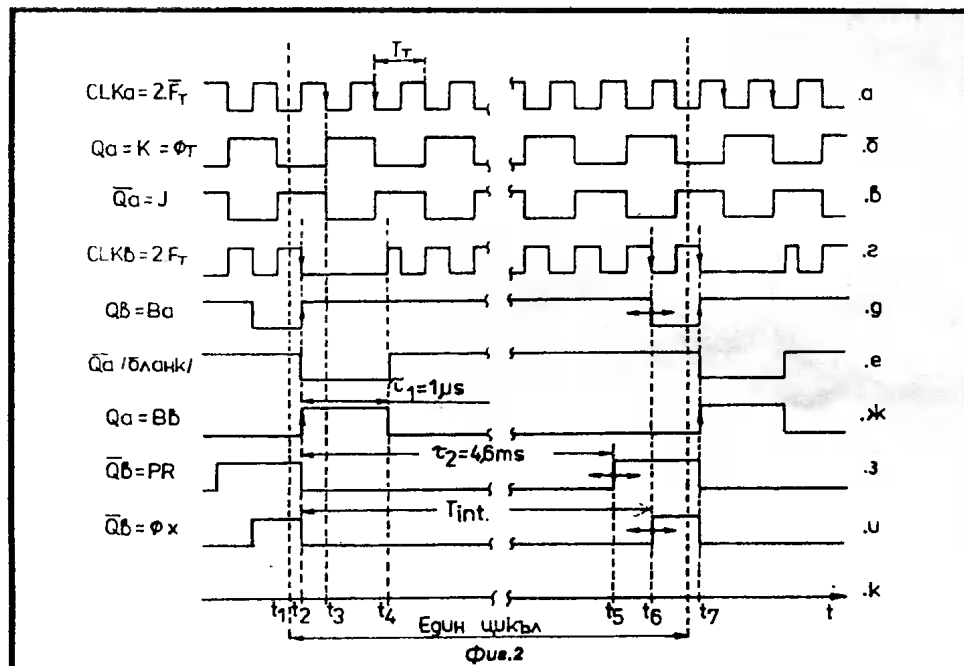
Принципът на действие на схемата за управление се илюстрира от времевите диаграми, изобразени на фиг. 2, и се обяснява по следния начин:

1. Формиране на управляващата импулсна последователност O_x

В момента t_1 напрежението с честота $2F_T$ през единия вход на D3.D преминава безпрепятствено към инвертора D3.C, тъй като на другия вход на D3.D има управляващ сигнал с ниво лог. 1 (фиг. 2е), и постъпва на входа CLK на тригера D1.B (фиг. 2г). Превключването на тригера D1.B се извършва в момента t_2 , т.е. тогава, когато на входа K има управляващ сигнал с ниво лог. 0, а на входа J - с ниво лог. 1 (фиг. 2б, в), в резултат на което изходът Q2 преминава от състояние 0 в състояние 1 (фиг. 2г). Това предизвиква задействане през входа В на чакащия мултивибратор D2.A, формиращ на изхода Q импулс с продължителност $\tau_i = 1 \mu s$ [4] (фиг. 2е), която се избира от условието $\tau_i \gg T_T$, предпазващо тригера D1.B от



Фиг. 1



случайно повторно задействане, като се спира сигналът с честота $2F_T$ (фиг. 2г) в интервала t_2-t_4 . В същото време от изхода $\bar{Q}$ на D2.A същият импулс, вече инвертиран (фиг. 2ж), задейства с нарастващия си фронт през входа В другия чакащ мултивибратор D2.B, определящ времето за интегриране T_{int} (фиг. 2и) на ПЗВ. Посредством формирания от него ($\bar{Q}$ - D2.B) импулс с продължителност t_2 (фиг. 2з), която може да се изменя с помощта на потенциометъра R6 „ T_{int} “, се забранява работата на тригера D1.B през входа му PR за времето t_4-t_5 (фиг. 2и). В момента t_6 тригерът D1.B през входа CLK се превключва от падащия фронт на напрежението с честота $2F_T$ (фиг. 2г, и). Това състояние на тригера се запазва до момента t_7 , когато той отново се превключва и цикълът се повтаря (аналогично на момента t_2). По този начин се формира импулсна последователност (фиг. 2и), която

от изхода $\bar{Q}$ на D1.B преминава (аналогично на Q) през буферната част от схемата за управление и се подава като управляваща импулсна последователност $0x$ (управляващо импулсно напрежение) на ПЗВ.

2. Формиране на управляващата импулсна последователност 0_T

В момента t_1 (фиг. 2к) от тактовия (задаващ) генератор (D5) напрежение с честота $2F_T$ (фиг. 2а) през инвертора D3.B постъпва на входа CLK на тригера D1.A, който до този момент се е намирал в изходно състояние и го запазва до момента t_3 , когато се превключва от падащия фронт на инвертираното напрежение с честота $2F_T$, при което изходът му Q преминава в състояние лог. 1 (фиг. 2б), а изходът $\bar{Q}$ - в състояние лог. 0 (фиг. 2в). Всеки следващ падащ фронт на инвертираното напрежение с честота $2F_T$ превключва тригера D1.A, като по този начин на изхода Q се получава импулсна

последователност с честота F_T , която преминава през съгласуващ TTL-CMOS интерфейс (D6 и D7) в буферната част от схемата за управление и се подава като управляваща импулсна последователност (транспортираща тактова честота - фиг. 2б) 0_T на ПЗВ.

В схемата за управление на ПЗВ се използват две захранващи напрежения - $V_{cc} = +5V$ и $V_{cc1} = +12V$.

Диодната група VD1-VD4, включена по начина, показан на фиг. 1, намалява в значителна степен блуминг-ефекта (препълване и разтичане на зарядите в съседни пиксели) в ПЗВ чрез поддържане на шините 0_T и $0x$ на потенциал, не по-нисък от $+1.4$ [4].

Резисторите R14 и R16 (4.7Ω) заедно с кондензаторния товар (MOS-структурата на ПЗВ) образуват високочестотен (ВЧ) филтър, шунтиращ ВЧ-смущенията по шините за управление на ПЗВ.

В схемата за управление е предвидена възможност за включване на външен задаващ генератор и външно управление на времето за интегриране на ПЗВ (D4.B, D5.D и превключвателя „УПРАВЛЕНИЕ“).

Оригиналните TTL-схеми D2-D7 могат да бъдат заменени с руските им еквиваленти:

- D2 - K155AG3;
- D3-D5 - K155AA3;
- D6 - K155AH3;
- D7 - K561AA7.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пресс, Ф.П. Формирователи видеосигналов на приборах с зарядовой связью. М., Радио и связь, 1981.
2. Секен, К., М.Томпсет. Приборы с переносом заряда. М., Мир, 1978.
3. Приборы с зарядовой связью. Под ред. М.Хуызга и Д.Моргана. М., Энергоиздат, 1981.
4. CCD. The Solid State Imaging Technology, Fairchild, Product Catalog.

Богомил Лъсков
УДК 621.373.42

Измерване

СИНУСОИДЕН ГЕНЕРАТОР 10 Hz - 100 kHz

Показаният на фиг. 1 измервателен синусоиден нискочестотен генератор е изграден по проста схема с евтини и достъпни за всеки радиолюбител материали. Въпреки това неговите параметри отговарят на изискванията, които се поставят към тези устройства: стабилност на генерирания сигнал, нисък коефициент на нелинейните

изкривявания, плавно и степенчато регулиране на изходното ниво, малка консумация на електрическа енергия.

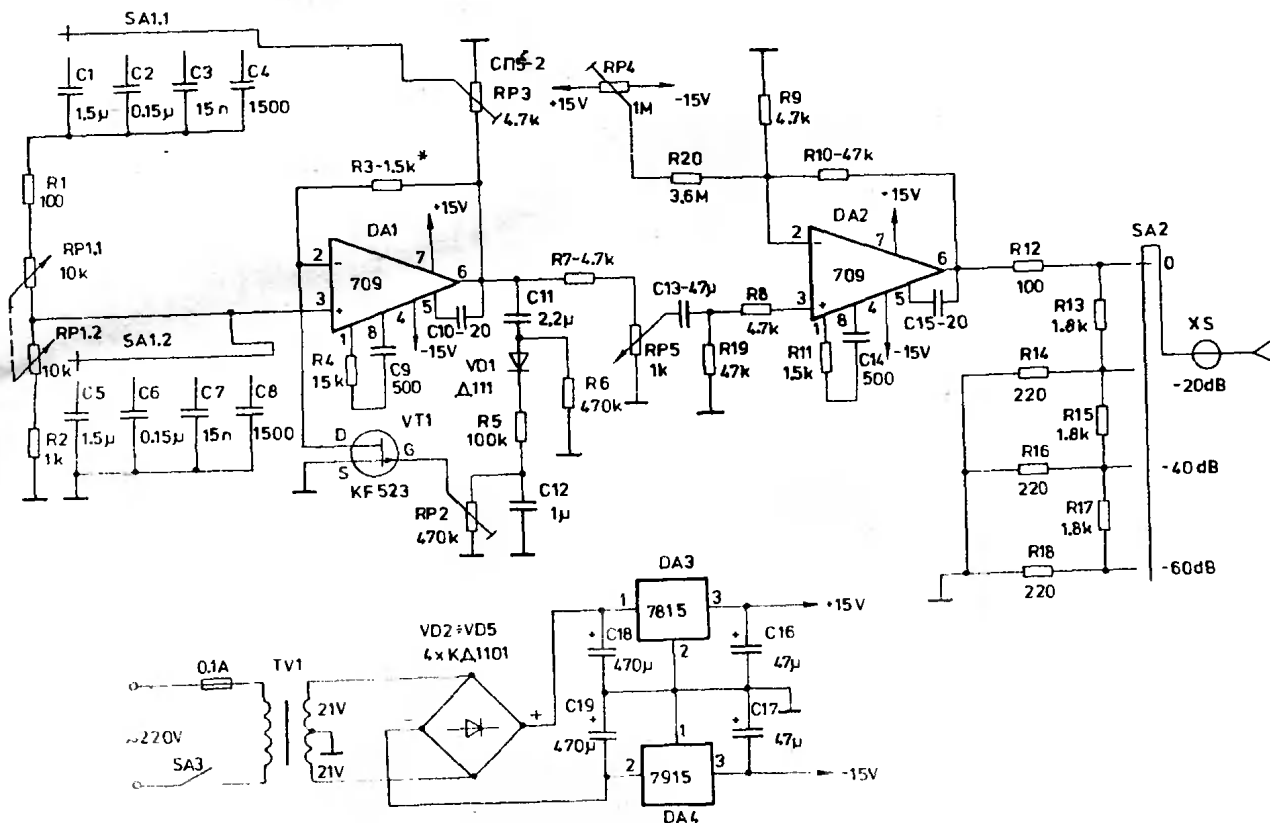
Предназначението на генератора е да служи като източник на нискочестотни трептения при настройка и проверка на нискочестотни стъпала на радиоприемници, усилватели, високочестотни, за проверка на

честотомери, нискочестотни електронни волтметри и др.

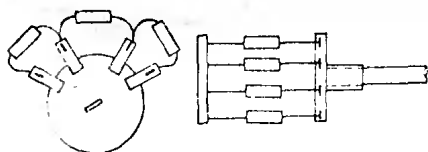
Технически характеристики

Честотен обхват от 10 Hz до 100 kHz, разделен на четири подобхвата: 10 - 100 Hz; 100 Hz - 1 kHz; 1 - 10 kHz и 10 - 100 kHz.

Коефициент на нелинейните изкривявания в обхватите 10 - 40 Hz и 85 - 100 kHz $K < 0.8\%$ и в обхвата 40



Фиг. 1



Фиг. 2

Hz - 85 kHz $K < 0.3\%$.

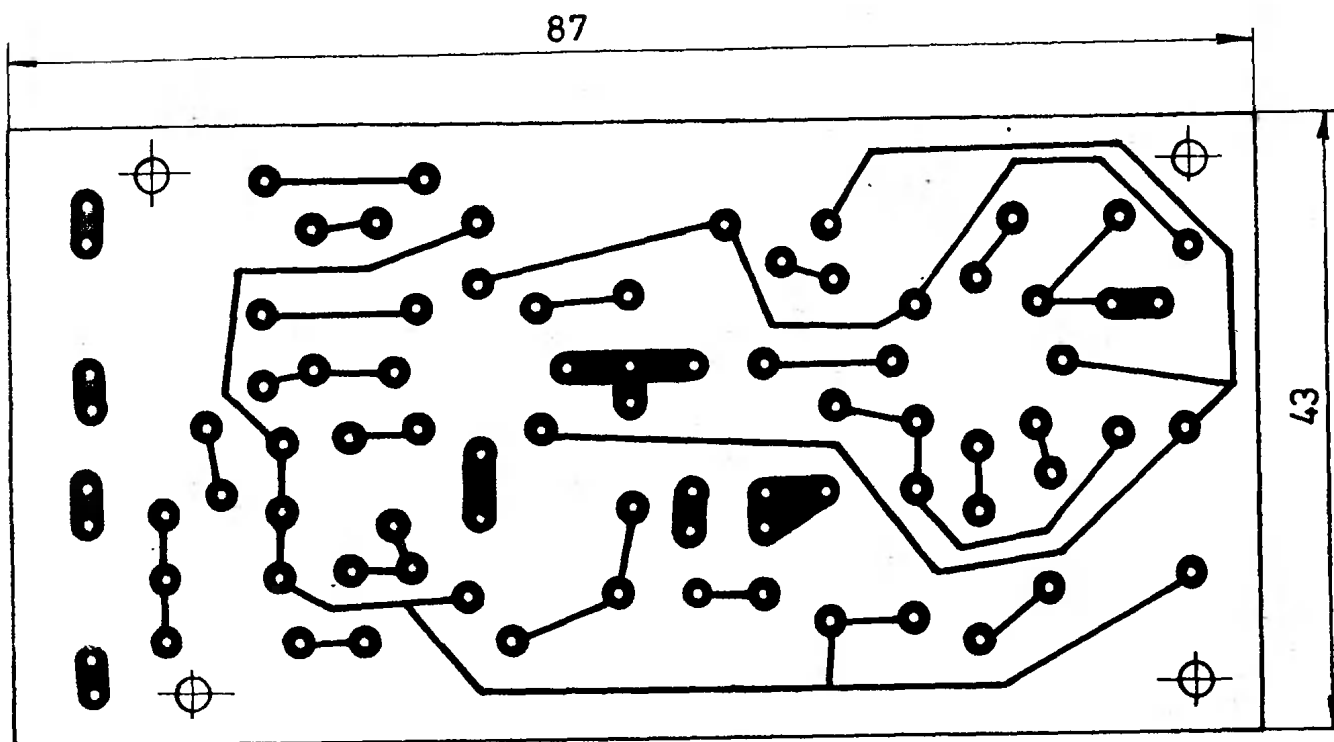
Максимално изходно напрежение 18 V (от връх до връх).

Изменение на амплитудата в целия честотен обхват 0.2 dB ($\sim 2\%$).

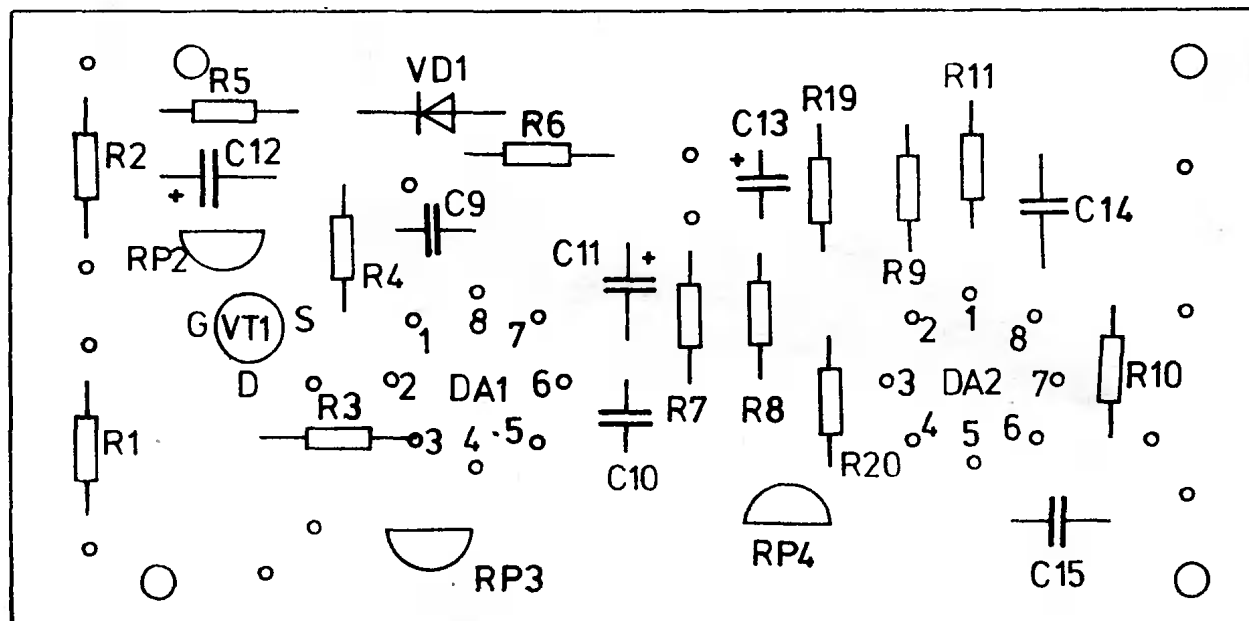
Консумирана мощност < 2 W.

Нискофреkwентният синусоиден генератор DA1 е реализиран по

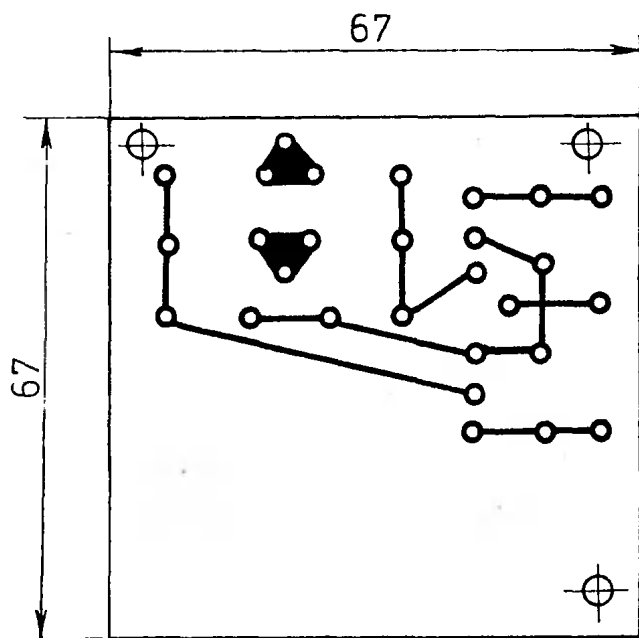
мостова RC- схема на Робинзон-Вин. Плавната настройка на честотата се извършва със съвояния потенциометър RP1. За да се получи приблизителна пропорционалност между ъгъла на завъртане и промяната на честотата, потенциометърът трябва да е с



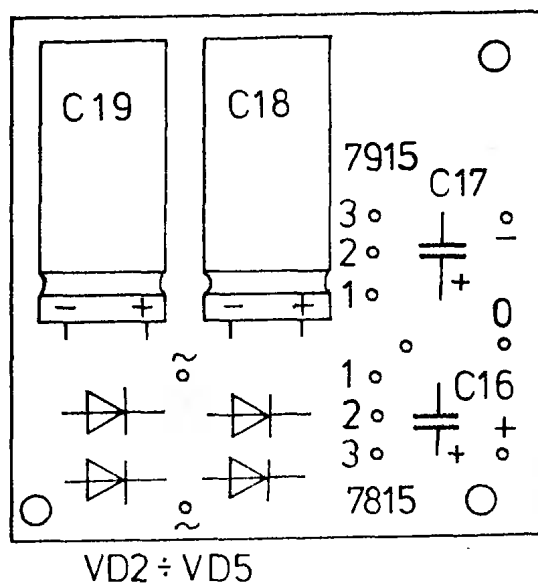
Фиг. 3



Фиг. 4



Фиг. 5



Фиг. 6

отрицателна логаритмична характеристика. Изискванията към регулирането на потенциометрите не са високи, тъй като известни разлики от няколко процента се компенсират с тример-потенциометъра RP3.

Във веригата на отрицателната обратна връзка на операционния усилвател е включено динамично звено, състоящо се от резистора R3 и полевия транзистор VT1. Чрез това звено се осъществява балансът на амплитудата. Управлението му се извършва чрез изменение на напрежението на гейта на полевия

транзистор KF523 „Тесла“, което постъпва от изхода на DA1. Всяко изменение на амплитудата предизвиква изменение на съпротивлението грейн-сорс на VT1, а от това се променя усилването на ОУ (DA1). По този начин се получава стабилна амплитуда в целия обхват на генерираните трептения.

Нискочестотното напрежение от изхода на ИС DA1 през съпротивителния делител R7, RP5 постъпва в неинвертиращия вход на усилвателя DA2. Усилването му е ограничено на 10 пъти. Постояннотоковото му балансиране

се извършва чрез тример-потенциометъра RP4. В изхода на усилвателя DA2 е включен съпротивителен делител (атенюатор) със затихване -20 dB, -40 dB и -60 dB.

Захранването се осъществява от електрическата мрежа 220 V, като напрежението ѝ се понижава посредством трансформатора TV1 на 2x21 V. Тези напрежения се изправят от мостови, токоизправител VD2 - VD5, филтрират се с кондензаторите C18 и C19 и се стабилизират с интегралните стабилизатори DA3

(7815) за положително напрежение и DA4 (7915) за отрицателно напрежение. Кондензаторите C16 и C17 служат за допълнително филтриране и развързване на захранването по променлив ток.

Конструкция, монтаж и настройка

Нискочестотният генератор се монтира в метална кутия с подходящи размери. Те се определят от големината на скалата, превключвателите SA1, SA2, потенциометрите RP1, RP5 и токоизправителната група с трансформатора TV1. Кондензаторите C1 - C8 (всички с толеранс $\pm 1\%$) се монтират на галетния превключвател SA1, а резисторите R12 - R18 (с точност $\pm 1\%$) - на галетния превключвател SA2 (фиг. 2). На фиг. 3 е показано опроводяването на едностранно фолираната печатна платка, върху която се монтират ИС DA1 и DA2 и принадлежащите към тях елементи, а

на фиг. 4 - разположението им върху платката. Опроводяването на едностранно фолираната платка за токоизправителната група е показано на фиг. 5, а на фиг. 6 - разположението на елементите върху нея.

Генераторът се оживява лесно при положение, че елементите са добре подбрани (изправни) и монтажът е изпълнен правилно.

Настройката на нискочестотния генератор се извършва в следната последователност: В точката между R7 и RP5 се свързва осцилоскоп. Превключвателят SA1 се поставя на подобхват 2. Посредством пример-потенциометрите RP2 и RP3 генераторът се възбужда (започва да генерира). Чрез RP1 се превключват подобхватите, за да се провери генерирането във всеки от тях. Превключвателят SA1 се поставя на първия подобхват 10 - 100 Hz, а потенциометърът RP1 - на 2/3 обороти от края (към макс.

съпротивление). Чрез регулиране с пример-потенциометрите RP2 и RP3 се търсят точките им, където синусоидата е най-правилна (точна). За да се постигне предписаният коефициент на нелинейни изкривявания, настройката трябва да се извърши с измервател на коефициента на нелинейни изкривявания. В изхода на ИС DA2 се включва волтметър с обхват на измерване 0.5 - 1 V и посредством пример-потенциометъра RP4 операционният усилвател DA2 се симетрира. Градуирането на плавния регулатор (RP5) за изходната амплитуда се извършва, като в изхода XS при положение на атенюатора (SA2) в положение „0“ се включи нискочестотен волтметър. Задават се последователно стойности 1, 2, 3 и т.н. волтове и се разграфява на скалата. При честотната скала (RP1) най-добре е това да се извърши с цифров честотомер.

Приложна електроника

Красимир Класарски
УДК 681.536.5:621.382.3

ТЕРМОСТАТ ЗА ИНКУБАТОР С ЕДНОПРЕХОДЕН ТРАНЗИСТОР

В промишлените терморегулиращи схеми за датчик се използва термистор, платинен или меден резистор, а в любителските - най-често термистор, силициев диод или преход база-емитер на силициев транзистор. За постигане на голямо бързодействие на схемата, а отгук - и по-висока точност на поддържаната температура, се използват микротермистор и малко инертен нагревател с принудителна циркулация на въздуха [1].

Такъв прецизен термочувствителен елемент трудно се намира на пазара, макар че има безспорни предимства. В диодния датчик се използва намаляването на напрежението в пропускателна посока при повишаване на температурата. Стойността се изменя в малки граници около $2.2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ и зависи от конкретния диод. Тази скорост на нарастване на електрическия сигнал е достатъчна за построяване на температурнорегулираща схема, но с нея се получават по-лоши резултати, отколкото с микротермисторен датчик.

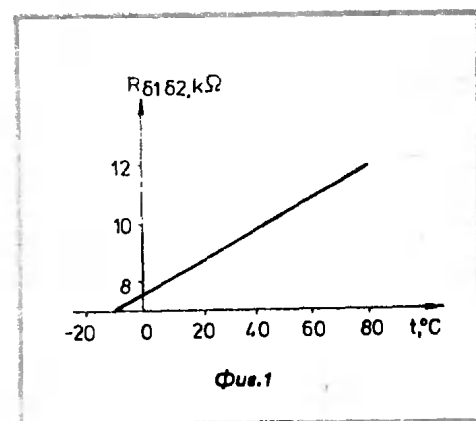
При свързване на емитера на еднопредходен транзистор с една от базите му се получава резистор със

съпротивление 3 - 12 k Ω , което расте линейно с повишаване на температурата [3]. Отделни екземпляри транзистори имат различни съпротивления при една и съща температура. На фиг. 1 е дадена експериментално получената характеристика $R_{6162} = f(t^\circ)$ на конкретен екземпляр еднопредходен транзистор KT117B. От графиката се вижда, че съпротивлението R_{6162} расте линейно с около $70 \Omega/^\circ\text{C}$, което е предостатъчно за използване на еднопредходния транзистор като надежден термозависим елемент.

На фиг. 2 е показана практически проверена схема на терморегулатор за битов инкубатор. В него за датчик се използва еднопредходен транзистор KT117B, но при необходимост може да се използва и друг, например KT117A.

Схемата се отличава с безтрансформаторно захранване, малка консумация, рационално използване на активния елемент DA1 и точност на поддържане на фиксираната температура $\pm 0.1^\circ\text{C}$.

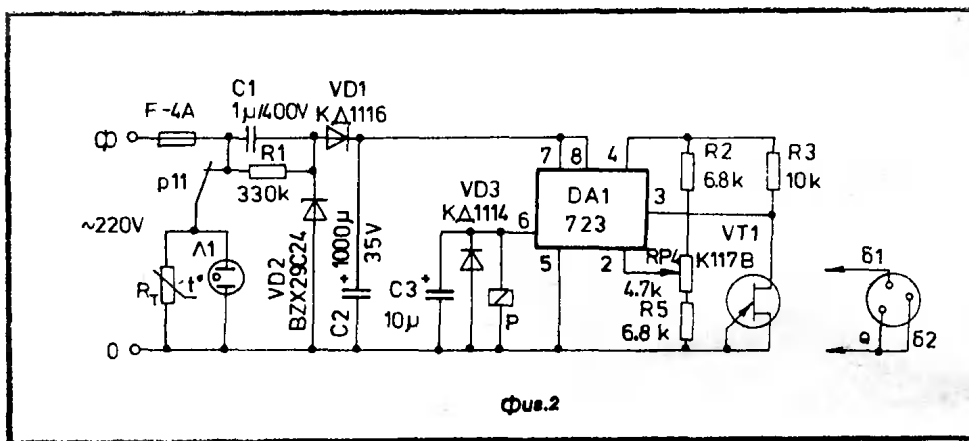
Безтрансформаторното захранване е изградено с елементите C1, C2, RP4, VD1 и VD2. Ролята на баластен резистор играе



капацитивното съпротивление на кондензатора C1. Върху цънеровия диод VD2 се получават правъгълни импулси, които се изправят и филтрират. Правото напрежение за захранване на термостата е +25 V и на практика зависи от напрежението на стабилизация на VD2.

Високата точност на поддържаната температура се дължи на свързването на датчика в мостова схема, захранвана с термокомпенсирано опорно напрежение, и използването на вградения в DA1 операционен усилвател като компаратор.

Температурният датчик заедно с резисторите R2, R3, R5 и пример-потенциометъра RP4 образува мост, който може да се уравни с последния, така че напрежението на диференциалния вход на ОУ при



Фиг. 2

многооборотен жичен - тип СП5-14 или СП5-22 (ОНД). Релето е за 24 V с ток на задействане 7 mA, работен ток 20 mA и може да комутира товар до 4 A. Ако се използва друго реле с подобни данни, то трябва да сработва сигурно при минимално напрежение 18 V.

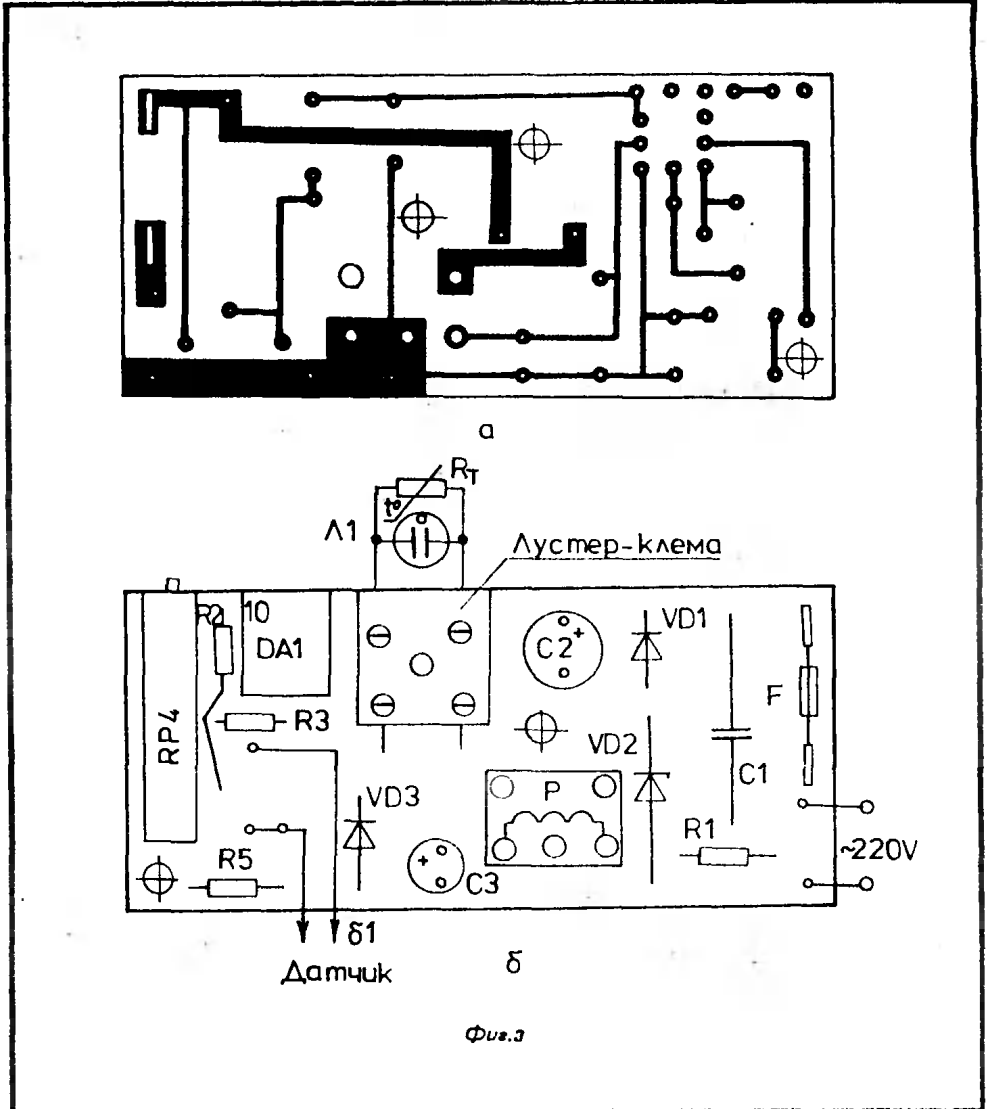
Датчикът VT1 е поместен в правоъгълен предпазител от ивица перфориран стъклотекстолит с дебелина 0.5 mm, ширина 5 mm и габаритни размери 8x15 mm. Разполага се в непосредствена близост до инкубационния материал.

желаната температура на задействане да е 0 V. Мостът се захранва с термокомпенсирано опорно напрежение, осигурено на извод 4 на интегралния регулатор DA1.

При включване на термостата към мрежата (220 V) през нормално затворения контакт на релето P се подава напрежение на нагревателя R_T . При повишаване на температурата над определена стойност напрежението върху датчика VT1 е достатъчно нараснало, че стойността му на инвертиращия вход става положителна спрямо зададената с RP4 на инвертиращия и релето включва (на изход 6 има високо ниво).

Делителят R3-VT1 осигурява термозависимо напрежение на извод 3 на DA1 от порядъка на 20 mV/°C. Тази стръмност на нарастване е близо 10 пъти по-добра от тази на диодния датчик, а това води до подобряване на качествата на терморегулиращата схема. Кондензаторът C4 е филтриращ, а C3 предпазва релето P от евентуални вибрации при включване и изключване. Диодът VD3 предпазва DA1 от самоиндуцираното електродвижещо напрежение при прекъсване на тока в релето P.

Температурата се настройва плавно посредством съпротивлението на пример-потенциометъра RP4. При движение на плъзгача му нагоре (по принципната схема) тя нараства. Обхватът зависи от толеранса на съпротивлението на резисторите в моста и употребения еднотреходен транзистор. Опитът на автора показва, че при 20°C съпротивлението R_{6162} на проверени транзистори от серията КТ117В се движи от 8 до 11.2 kΩ. При настройката на схемата се подбери резисторът R3 със съпротивление, близко на това на VT1 при температура 37°C. На практика това се установява най-лесно,



Фиг. 3

когато VT1 се намира за 8-10 mm в контакт с човешкото тяло и се измери съпротивлението му с цифров волтметър. Съпротивлението на употребения транзистор при 36°C е 9.6 kΩ. Минималната температура на регулиране се подбери при необходимост с R5 (при намаляване на R5 спада), а максималната - с R2.

За подобряване на точността на регулиране резисторите R2, R3 и R5 трябва да са термостабилни, например от серията TR161. Тример-потенциометърът RP4 е

Точността на поддържаната температура зависи от топлинната инертност на нагревателя. Примерна конструкция на нагревател с намалена пожароопасност е описана в [1]. За да се избегне температурният градиент, необходима е принудителна циркулация на въздух с маломощен вентилатор.

На фиг. 3а и 3б са показани съответно графичният оригинал на печатната платка и разположението на елементите. При правилен

монтаж с изправни части схемното решение е работоспособно и се нуждае само от настройка на режима на „люпене“. След първоначално 6-часово загряване на инкубатора се пристъпва към коригиране на температурата с RP4. За настройката на режима е необходим еталонен лабораторен термометър с разделителна способност 0.1°C (например TGL 11988 - Германия). Температурата се отчита 1 h след всяко коригиране и се настройва съобразно с инкубационния материал. Така например оптималната температура за кокоши яйца е 37.6°C.

При добре подбрана топлоизолация на стените, полезен обем на инкубатора, мощност на нагревателя и дебит на вентилатора отношението време на загряване/чакащ режим е от 1:3 до 1:10.

Термостатът може да работи и с постояннотоково захранване +24 V, подадено от подходяща акумулаторна батерия директно към електролитния кондензатор C2.

Използваната интегрална схема е в метален корпус TO-100. Тя работи в ключов режим, но от съображение за

надеждност е монтирана на малък радиатор тип „звезда“. Постояннотоковата консумация на терморегулиращата схема е около 4 mA в чакащ режим и 24 mA при включено реле.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рилчев, К. Термостат за инкубатор. - Радио, телевизия, електроника, 1993, N 8, с. 17.
2. Класарски, К. Термостат за инкубатор. - Радио, телевизия, електроника, 1992, N 8, с. 7.
3. Парашкевов, И. Електронен термометър с датчик еднопреходен транзистор. - Радио, телевизия, електроника, 1994, N 1, с. 19.
4. Стойков, П. Електроник 1. С., Техника, 1988, 54 - 57.

ТРИСТЕПЕНЕН ВКЛЮЧВАТЕЛ

Георги Кузев

УДК 621.316.54:621.382

Устройството, чиято схема е дадена на фиг. 1, може да се използва за включване в три положения на три лампи или група лампи посредством двупроводна линия и едностепенен ключ. С включвателя може да се осигури отделно запалване на HL3, запалване на трите лампи заедно и запалване на HL1 и HL3. Основни елементи на устройството са тиристорите VS1 и VS2, групата за управление на тиристорите, реализирана с транзисторите VT1 и VT2, и диодният мост (VD4-VD7), посредством който се захранва самото устройство.

Включвателят работи по следния начин: при включване на ключа S1 се запалва лампата HL3. Постъпващото от мрежата и изправено от диодния мост напрежение посредством диода VD3, резисторите R3, R11 и базово-емитерния преход на транзисторите VT1, VT2 зарежда кондензатора C3. По време на зареждане на C3 транзисторите VT1 и VT2 се отпушват, но тъй като кондензаторът C2 в това време още

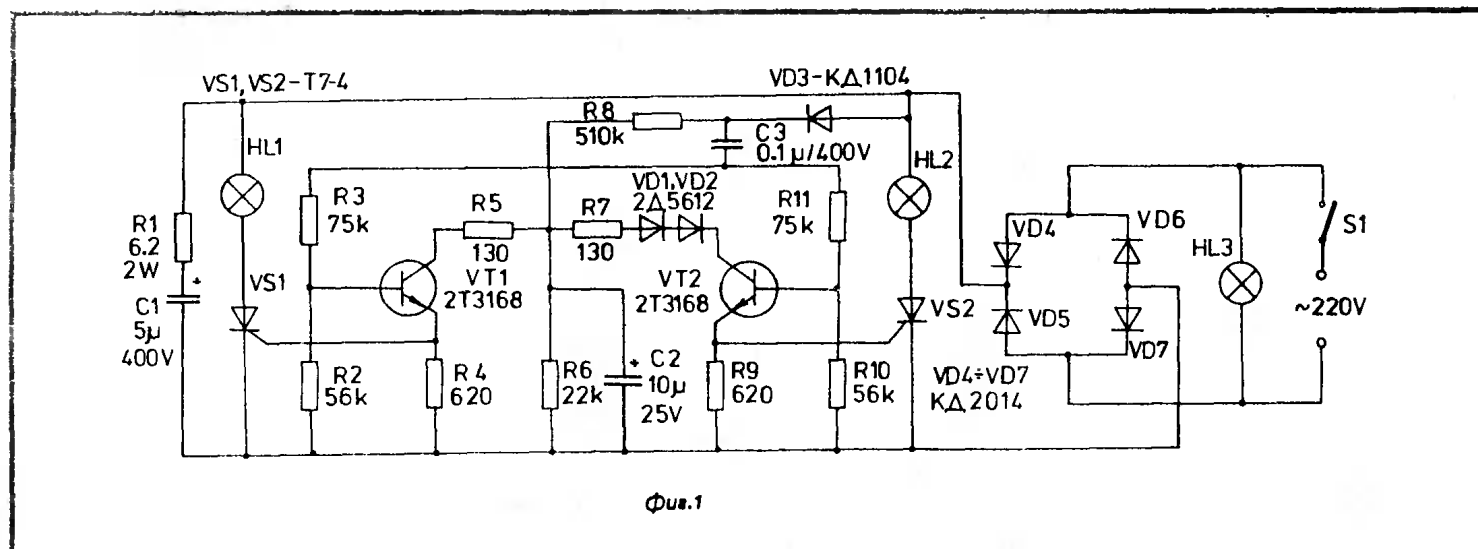
не е успял напълно да се зареди, през транзисторите не протича колекторен ток. В резултат на това тиристорите VS1 и VS2 остават запушени. След няколко секунди от включването C2 се зарежда до напрежение, чиято стойност е около 10 V. Това напрежение се подава на делителя, реализиран с резисторите R8 и R6. В това състояние включвателят може да остане продължително време, т.е. ще свети само лампата HL3.

За да светят едновременно трите лампи, необходимо е включвателят S1 след включване да се изключи за около 0.5 s и наново да се включи. След изключване на S1 започват да се разреждат кондензаторите C1, C2 и C3. Кондензаторът C2 не успява напълно да се разрежи, а при повторното включване на S1 започва да се зарежда C3. В резултат на това се отпушват VT1 и VT2. C2 започва да се разрежда през резисторите R5 и R7 и колекторно-емитерните вериги на транзисторите VT1 и VT2. По този начин отпушените транзистори

съответно отпушват тиристорите VS1 и VS2, а те от своя страна включват лампите HL1 и HL2. И тъй като лампата HL3 е включена, светят трите лампи.

Когато трябва да се включат лампите HL1 и HL3, необходимо е включеният включвател S1 да се изключи за около 1 s и наново да се включи. В този случай намаленото напрежение на кондензатора C2 осигурява протичане на колекторен ток само на транзистора VT1. Поради наличието на диодите VD1 и VD2 това напрежение не е достатъчно да осигури колекторен ток на транзистора VT2. Прагът на включване на VT2 може да се изменя посредством намаляване или увеличаване броя на диодите, включени в неговата колекторна верига.

Загържането на тиристорите в отпушено състояние в полупериодите на напрежението от мрежата се осъществява посредством кондензатора C1, който осигурява фазово изместване



по ток във включвателя по отношение на тока в електрическата мрежа. Трябва да се има предвид, че за правилната работа на устройството е необходимо тиристорите да се подберат с еднакъв ток на управление.

Включвателят удобно може да се монтира в розетката на висящо многолампово осветително тяло, като лампите се разделят на три

групи за управление. Посочените на схемата тиристори могат да се заменят с ST103/4, ST108/4, T3N/400T, а транзисторите - с други подобни с коефициент на усилване над 80. С така посочените на схемата елементи всяка група консуматори в устройството може да е с мощност до 360 W.

При монтаж, изпробване и работа с устройството трябва да се има предвид, че елементите на схемата

са галванически свързани с електрическата мрежа и е необходимо да се вземат всички мерки за безопасност.

ЛИТЕРАТУРА

1. Флинд, Э. Электронные устройства для дома. М., Энергоатомиздат, 1984.
2. Дробница, Н.А. 60 схем радиолобительских устройств. М., Радио и связь, 1988.
3. Марстън, Р.М. 110 тиристорни схеми. С., Техника, 1979.
4. Пилц, Г. Тиристори (справочник). С., Техника, 1989.

ОХРАНИТЕЛНА СИСТЕМА

Инж. Иван Тепавичаров

Системата осигурява охрана на обекти (линии), чийто брой не се ограничава. Включените в момента линии са сигнализираны на лицевата страна на пулта със светодиоди. Когато дадена линия от системата е изключена, съответният светодиод угасва.

Всяко непредизвестно влизане в охранявания обект се сигнализира с непрекъснат звуков и светлинен сигнал от пулта, като мигащата светлина индикира нарушената линия.

На фиг. 1 е показана принципна схема на охранителна система за четири обекта, отличаваща се с напълно задоволителна компактност.

Захранването се осъществява от мрежов трансформатор с вторично напрежение $2 \times 12\text{ V}$ и двуполупериоден изправител със средна точка. Мощността на трансформатора зависи от броя на охранителните линии. Например при 10 линии мощността ще е около 15 VA.

Разбира се, може да се предвиди извод за допълнително захранване от батерия или акумулатор в случай на спиране на тока.

Особеност на схемата е реализирането на два генератора с една ИС 7400 (1А500ШМ).

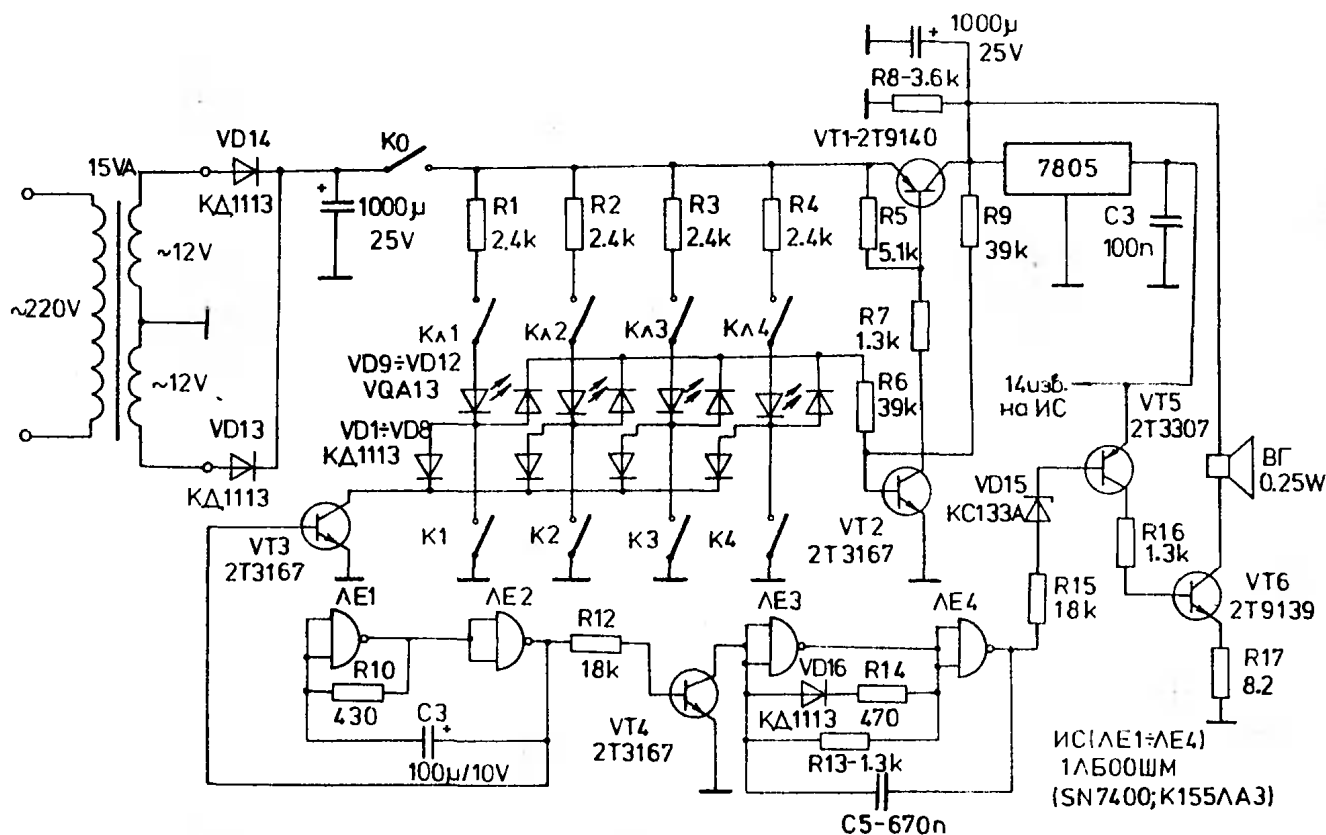
Вторият генератор е реализиран с АЕ3 и АЕ4, като честотата му е 1000

Hz и $K_3 = 0.5$, което се постига с допълнително поставените VD16 и R14 в схемата на генератора.

Входът на АЕ3 се заземява (с честота около 0.5 Hz) чрез транзистора VT4, управляван от генератор 1 (АЕ1 и АЕ2), през който период се прекратява работата на генератор 2, т.е. получава се прекъснат звуков сигнал.

Базовият резистор R12, който е с голямо съпротивление - 18 kΩ, и транзисторът VT14 отделят двата генератора и по този начин се изключва взаимното им влияние.

Стабилизаторът 7805 подава захранващо напрежение за ИС и за



Фиг. 1

транзистора VT5, управляващ мощния транзистор VT6, в чиято колекторна верига е включен високочестотният ВГ. Ценеровият диод VD15 с $V_Z = 3\text{ V}$ осигурява запущването на VT5 в периода на паузите.

Електронният ключ, реализиран с транзисторите VT1 и VT2, подава напрежение към стабилизатора и крайното стъпало в случай на нарушение.

Чрез ЦК-ключа K_0 се прекъсва вторичната захранваща верига, а с $K_{A1} - K_{A4}$ се включват охраняваните линии. Означените контакти на схемата K1 - K4 могат да бъдат

крайни изключватели, поставени на вратите и прозорците на охраняваните обекти. За същата цел може да се използва тънък проводник (напр. $\varnothing 0.10 - 0.14$) за охрана на определено пространство или различни датчици за звук, удар и гр.

Важно е да се знае, че съпротивлението на охраняваната линия не трябва да е по-голямо от 120 - 130 Ω . Ако искаме да го увеличим до няколко килоома, трябва да включим ценерови диоди във веригата на VD2, VD3, VD5 и VD7, напр. Д814А.

Схемата работи по следния начин: При нормално положение веригите на VD9 - VD12 са затворени през R1 - R4, $K_{A1} - K_{A4}$ и K1 - K4 и всички

светодиоди светят. K1 - K4 „шунтират“ прехода емитер-база на VT2 и транзисторът е запущен.

При прекъсване на някои от линиите (напр. K1 отворен) VT2 се отпущва, който пък от своя страна отпущва VT1, а чрез R9 се поддържа базовият ток на VT2. Подава се напрежение и се задействат генераторите 1 и 2. През R11 се подава сигнал с честота 0.5 Hz и се отпущва и запущва VT3, който заземява VD9 - ефектът е прекъснат светлинен сигнал.

За да се деблокира схемата, трябва да се изключат K_{A1} и K_0 . След 20 - 30 s (времето за разреждане на C2) K_0 може да се включи за охрана на останалите линии.

ЕЛЕКТРОНЕН ЗВУКОВКЛЮЧВАТЕЛ

Георги Минчев
УДК 621.316.54

Устройството, чиято схема е дадена на фиг. 1, е лесно за изпълнение, тъй като е реализирано с малко и недефицитни градивни елементи. То може да се използва за запалване на осветление в помещение посредством звук, като сигнализатор за наличието

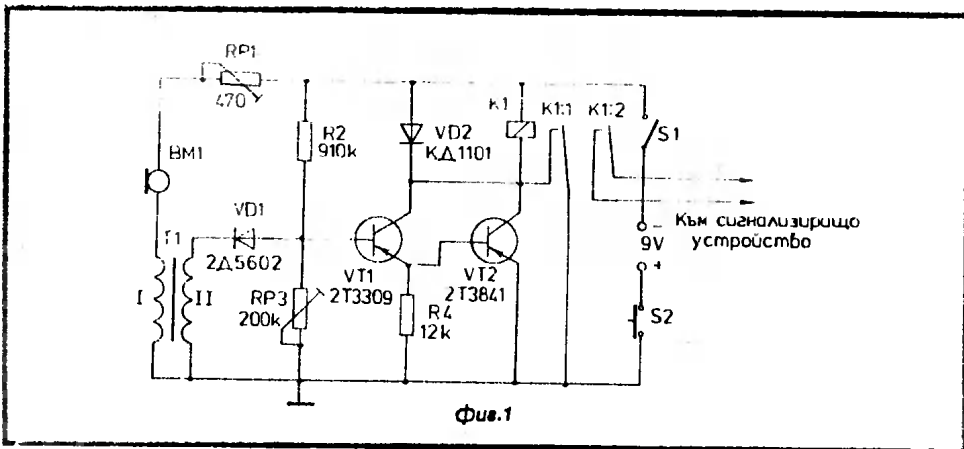
включват при задействане на релето и свързват бобината му към шаси. По този начин се осъществява самозадръжане на релето и сигнализирането продължава, докато веригата не се прекъсне с натискане на бутона S2. Ако контактите K1:1 се премахнат,

звукотворителят се наглася така, че котвата на релето да отпусне при натискане на бутона S2 и да се задейства, когато до микрофона отново достигне звук.

Използваният микрофон е въгленов - телефонен тип. Намотките на трансформатора са навити на магнитопровод Ш12х12 мм. За целта може да се използва магнитопровод от изходен трансформатор на портативен транзисторен радиоприемник. Първичната намотка има 1300 навивки от проводник ПЕЛ-0.06 мм, а вторичната - 280 навивки от ПЕЛ-0.1 мм. Използваното реле е от типа РЭС-22, със съпротивление на бобината 175 Ω и ток на задействане 36 mA. Захранването е осъществено от две плоски батерии (4.5 V), свързани последователно, но може да се използва и малък токоизправител, осигуряващ на изхода си 9 V/0.2 A. Сигнализиращото устройство се захранва от отделен токоизточник, който не е показан на схемата. Използваните транзистори могат да се заменят с транзистори от други серии, но с коефициент на усилване, не по-малък от 80.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вдовикин, А.И. Занимательные электронные устройства. М., Радио и связь, 1981.
2. Борноволокнов, Э.П., В.В. Васильев. Радиолобительские схемы. К., Техника, 1982.
3. Маростън, Р.М. 110 електронни схеми за сигнализация. С., Техника, 1979.



(появяването) на звук в даден район, обект и гр.

Схемата действа по следния начин: достиганият до микрофона BM1 звуков сигнал се преобразува в електрически, който посредством трансформатора T1 и диода VD1 се подава на базата на транзистора VT1. Усиленият сигнал от транзисторите VT1 и VT2 задейства релето K1, като контактите K1:2 включват светлинно или звуково устройство, сигнализиращо за наличието на звук в контролирания обект. Контактите K1:1 се

сигнализицията продължава докато има звук пред микрофона, т.е. устройството работи без самозадръжане.

Звукотворителят се настройва посредством пример-потенциометрите RP1 и RP3. С RP1 се регулира максималната чувствителност на микрофона. При нужда от дистанционно контролиране на обект микрофонът може да се изнесе с двужилен кабел на разстояние 30-40 m от устройството. С RP3

АНГЛОЕЗИЧНИ СЪКРАЩЕНИЯ В ОБЛАСТТА НА ТЕЛЕВИЗИОННАТА ТЕХНИКА

(Продължение от бр.4)

PREAMP -предусилвател

PRF - честота на повторение на импулсите

PROT - защитен

PRR - скорост на повторение на импулсите

PRV - максимално обратно напрежение

PS - паралелно сканиране

P/S - импулси в секунда

PSC - блок за управление на захранването

PT - трансформатор на напрежение; точка; част

PTCB - печатна платка с метализирани отвори

PTM - фазово-импулсна модулация

PTP - от точка до точка

PW - печатен монтаж; широчина на импулсите

PWB - печатна платка

PWM - широчинно-импулсна модулация (ШИМ)

PWR - захранване; мощност

PZE - пиезоелектричен; пиезоелектричен преобразувател

Q

Q - качество на бобината; трептящ кръг

QAM - квадатурна амплитудна модулация

QB - бързодействащ (ключ)

QC - кварцов кристал

QD - изкривяване (на сигнала), дължащо се на дискретизацията; ъгъл на склонение

QE - ъгъл на възвишение

QF - качествен фактор

QI - показател за качеството

QPAL - квази PAL-сигнал (обработен SECAM-сигнал); квази PAL-система

R

R - приемник; съпротивление; отношение; коефициент; степен

RADN - радиан

RBT - обратно пробивно напрежение

RC - дистанционно управление; радиокомпоненти

R-C - дистанционно управление

RCVR - приемник

RCU - блок за дистанционно управление

REC - запис

RECT - изправител; правоъгълен

REF - опорен; зададен

REG - регулатор

RES - съпротивление; изчистване ("нулиране"); връщане в изходно състояние

REV - реверс; реверсивен

REVS - обороти; брой на оборотите

RF - радиочестота; радиочестотен (високочестотен)

R-F - радиочестота; радиочестотен (високочестотен)

RFA - високочестотен усилвател

RFC - високочестотен дросел

RHCP - дясна кръгова поляризация

RMS - средноквадратичен

RMSD - средноквадратично отклонение

RMSE - средноквадратична грешка

RPO - дистанционно изключване на захранването

RT - реално време; връщане

RTD - термистор

RTO - работа в реално време

RWM - памет за запис и четене

RWS - оперативна памет за запис и четене

RX - приемник

S

S - юг; предавател; стандарт; сигнал; вторична намотка

SA - бавнодействащ

SAM - синхронна амплитудна модулация

SAU - блок за защита срещу непозволен достъп

SAW - повърхностна акустична вълна

SAWD - резонатор с повърхностен акустичен ефект

SAWDL - закъснителна линия на основата на акустичния повърхностен ефект

SAWL - филтър на основата на повърхностния акустичен ефект

SBL - сателитна разпръсквателна съобщителна система

SC - съобщителен канал; служебен канал; подносеща съставка; полупроводник; свръхпроводник; нормална проводимост; скала; мащаб; нормални условия; късо съединение

SCC - едночипов компютър; ток на късо съединение

SCD - полупроводников прибор (елемент)

SCFM - честотна модулация на подносещата съставка

SCT - телевизионна тръба с натрупване на заряд

SD - средноквадратично отклонение; стандартно отклонение

SDCS - цифрова сателитна съобщителна система

SE - средноквадратична грешка; системотехника

SEL - избор

SF - селективен филтър; честота на сигнала; ултразвук; коефициент на устойчивост

SHF - свръхвисока честота (3-30 GHz); сантиметров обхват на вълната (0; 01-0; 001 m)

SHLD - екран; щит

SI - комутиращ импулс

S/I - отношение сигнал/шум

SIC - диелектрична константа

SIF - междинна честота на звука

SIFA - междинночестотен усилвател за звука (МЧУЗ)

SL - квадратичен

SLD - твърд

SM - режим на сканиране; комутационна матрица

SMPS - импулсно токозахранващо устройство

SMPT - кинескоп с прорезна маска

S/N - отношение сигнал/шум

SNF - коефициент на шума на системата

SNI - подобряване на отношението сигнал/шум

SNR - отношение сигнал/шум

SO - бавнодействащ

SP - процесор за обработване на сигнали

SPD - устройство за обработване на сигнали; силициев фотодиод

SPKR - високоразговорител

SPL - бързодействаща фазова синхронизация

SPS - импулсно токозахранващо устройство

SS - загуба на синхронизация; едносигнален

S-S - установено състояние (режим)

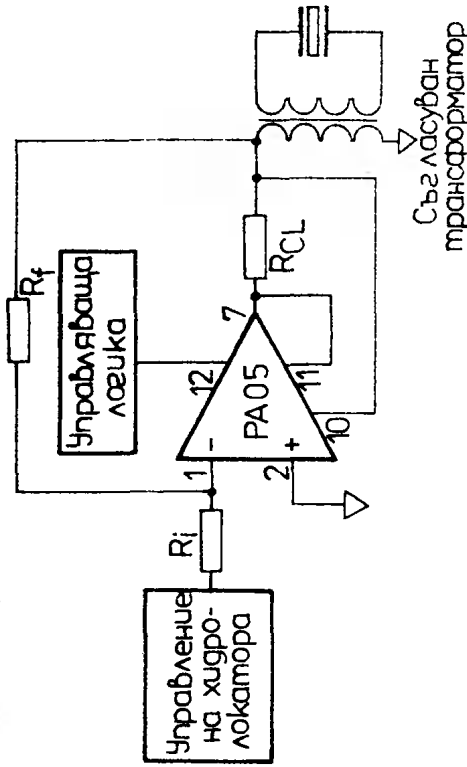
SSA - твърдотелен (полупроводников) усилвател

SSI - ниска степен на интеграция

(Продължава)

Ограничаване на тока в схемата

Операционният усилвател има два извода за ограничаване на тока, които трябва да са свързани в двата края на резистора R_i . За целта извод 11 трябва да се свърже към изхода на усилвателя, а извод 10 - към другия извод на резистора. При реализиране на този начин на свързване съпротивлението на ограничаващия резистор не подлежи на промяна. В случай че ограничаването по ток не се използва, изводи 10 и 11 се свързват към извод 7.



Фиг. 3

ЦИФРОВО ПРОГРАМИРУЕМИ ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ НА ФИРМАТА BURR-BROWN

Операционните усилватели PGA204 и PGA205 са монолитни точни инструментални усилватели с цифрово управление. И двата усилвателя имат цифрово програмируем коефициент на усилване.

Технически характеристики

Цифрово програмируем коефициент на усилване G:

PGA204 G = 1, 10, 100, 1000 V/V

PGA205 G = 1, 2, 4, 8, V/V

Напрежение офсет 50 μ V (макс.)

Дрейф на напрежението на офсета 0.25 μ V/ $^{\circ}$ C (макс.)

Защита по вход ± 40 V (дори при изключено захранване)

Шум (0.1 до 10 Hz) 0.4 μ Vpp

Нелинейност 0.0004%

Температурен работен обхват -40/+85 $^{\circ}$ C

Захранване ± 4.5 V

Корпус 16 извода, DIP

НСМР96850 - ЕДИНИЧЕН БЪРЗОДЕЙСТВАЩ КОМПАРАТОР

Основни технически характеристики:

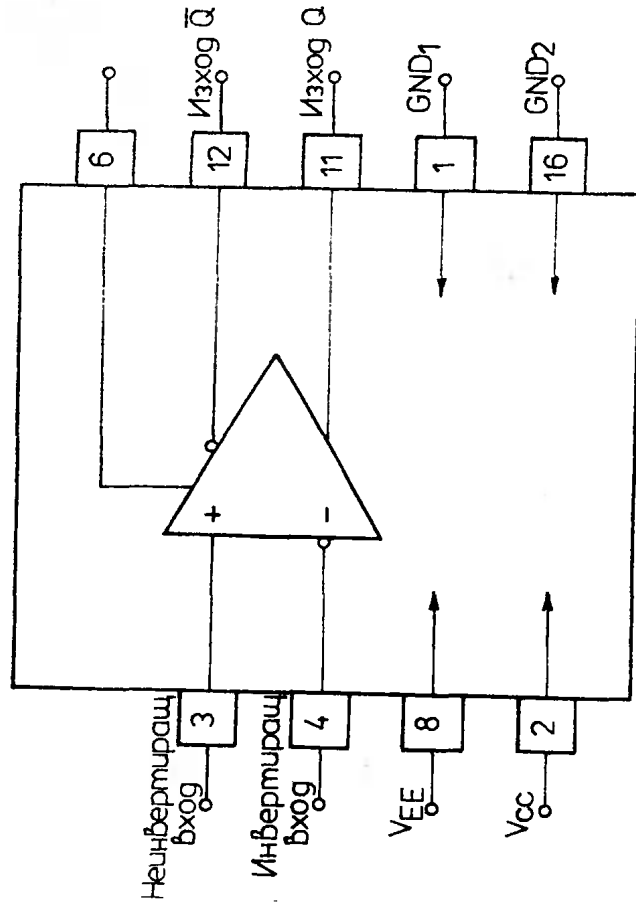
- закъснение на сигнала < 2.5 ns;
- закъснение на сравнението < 300 ps;
- широчина на честотната лента над 100 MHz;
- офсет ± 1 mV (средна стойност).

В най-общ вид блоквата схема и означенията на основните изводи са показани на фиг. 1.

Схемата НСМР96850 е единичен компаратор на напрежение с голямо бързодействие. Тя представлява подобрен вариант на схемите AD96685 и AM6685. Предимствата ѝ са по-малката ѝ консумация, повишеното бързодействие и по-големият входен импеданс.

Произвежда се в корпус с 16 извода.

НСМР96850 е предназначена за въвеждане в специализирано тестово оборудване.



Фиг. 1

SPТ9691-JFET КОМПАРАТОР НА НАПРЕЖЕНИЕ

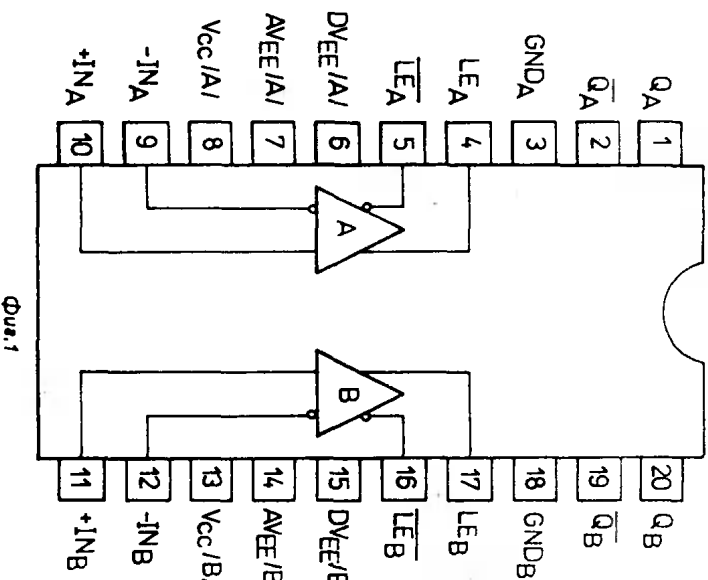
Основни технически характеристики:

- обхват на входния сигнал от -4 до $+8$ V;
- закъснение на сигнала < 3 ns;
- широчина на честотната лента над 300 MHz;
- входен ток < 100 pA.

SPТ9691 е бързодействащ двоен компаратор на напрежение с JFET-вход. Общата блок-схема и означенията на изходите са дадени на фиг. 1. Схемата е подходяща за приложения в уреди и устройства, използвани за измерване на критични времеви параметри в случаи, когато амплитудата на входния сигнал се изменя в граници от -4 до $+8$ V. Закъснението в сравняването на сигналите в постоанно при разлики от порядъка на 200 mV.

Входният ток на схемата е много малък и се измерва в наноампери, което е резултат от наличието на JFET-вход. В резултат в повечето случаи на приложение не се налага включването на входни грайбери и буфери. Схемата има диференциални аналогови входове, а изходите са с комплементарна асиметрия и са ECL-съвместими.

SPТ9691 се произвежда в корпус с 20 извода.



Фиг. 1

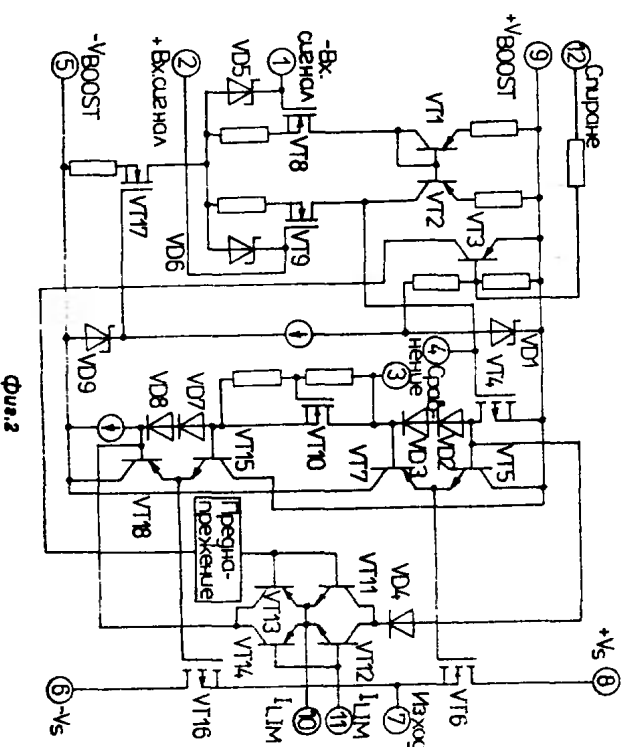
- програмируеми ذخхранващи устройства до ± 45 V;
- акустиченател до 500 W.

Приложение

На фиг. 2 е показан типичен начин за използване на операционния усилвател RA05. Схемата представява резонансна верига, включваща изхода на хидрокомпаратор и съгласуващ трансформатор.

Абсолютни максимални стойности на параметрите:

- захранващо напрежение от $+V_s$ до $-V_s - 100$ V;
- изходен ток 30 A;
- излъчвана мощност (вътрешна) 250 W;
- входно напрежение (диференциално) ± 20 V;
- вътрешно напрежение (нормален режим) $\pm V_s$;
- температура при запояване на краце ($10s$) 300°C ;
- температура на прехода 175°C ;
- температурен обхват при съхранение от -65 до $+150^\circ\text{C}$;
- работна температура на корпуса - от -55 до $+125^\circ\text{C}$.



Фиг. 2

SPT7910 - 12-РАЗРЕДЕН АНАЛОГОВО-ЦИФРОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ

Основни технически характеристики:

- номинална скорост на обработване на данните 10 MSPS;
- вградена функция track/hold;
- двуполярен аналогов вход ± 2 V;
- отношението сигнал/шум SNR 67 dB при входен сигнал 1 MHz;
- входен капацитет 5 pF;
- разсейвана мощност 1,4 W;
- изходни сигнали ECL.

Блоквата схема на аналогово-цифровия преобразувател и означението на изходите му са дадени на фиг. 1.

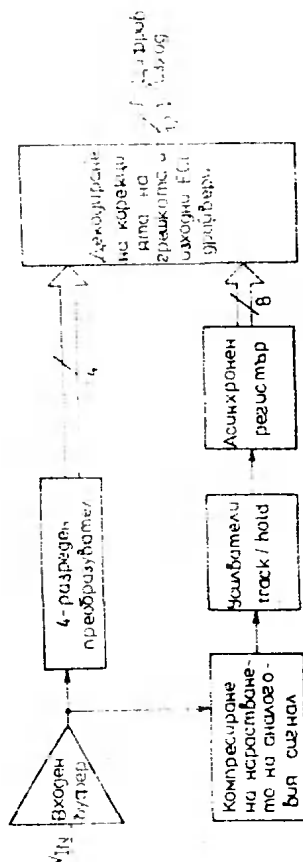
SPT7910 е монолитен аналогово-цифров преобразувател. Всеки отчит от входния аналогов сигнал се представя на изхода като 12-разредна двоична дума. Схемата работи с входни сигнали с честота до 10 MHz.

Схемата е с вградена функция track/hold, в резултат на което при има високи динамични качества и не изисква включването на външни елементи.

Входовете и изходите на схемата са ECL, като по този начин се осигурява по-висока шумоустойчивост.

Схемата има извод за индициране на претъпване. Разсейваната мощност е много малка и не надвишава 1,4 W. Необходими са две захранващи напрежения: +5 V и -5,2 V.

Схемата SPT7910 се произвежда в керамичен корпус с 32 извода. Тя може да работи в температурен обхват от 0 до +70°C.



Фиг. 1

Параметри, дименсия	Условие	РА05 мин. ср. макс.	РА05А мин. ср. макс.
Входни параметри			
Напрежение офсет, mV (начално)	за целя t° обхват	5	10
Напр. офсет/t°, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	"	20	50
Напр. офсет/захранв., $\mu\text{V}/\text{V}$	"	10	30
Напр. офсет/мощност, $\mu\text{V}/\text{W}$	"	30	10
Ток преднапрежение, pA	"	10	50
Ток преднапр./захранв., pA/V	"	0.01	0.01
Начален ток офсет, pA	"	10	50
Входен импеданс (DC), Ω	"	10 ⁴	10 ⁴
Входен капацитет, pF	"	13	13
Входен шум, $\mu\text{V}/\text{ms}$	100 kHz R _s = 1 k Ω	10	10
Коеф. на усилване			
Коеф. на усилване, dB	за целя t° обхват	94	102
Широмина на честотната лента по мощност, kHz	CC = 100 pF R _L = 4 Ω	400	400
Фазово отнесване	IC = 120 Ω за целя t° обхват CC = 470 pF	60	60
Изходни параметри			
Размах на изх. напр., V	I _O = 20 A	$\pm\text{Vs}-9,5$ $\pm\text{Vs}-8,7$	$\pm\text{Vs}-9,5$ $\pm\text{Vs}-8,7$
Размах на изх. напр., V	I _O = 30 A	$\pm\text{Vs}-5,8$ $\pm\text{Vs}-5,0$	$\pm\text{Vs}-5,8$ $\pm\text{Vs}-5,0$
Пиков изходен ток, A		30	30
Време за установяване, μs , до 0,1% при стъпка 10 V	R _L = 4 Ω AV = +1	2,5	2,5
Скорост на нараств., V/ μs	AV = 10 CC = 100 pF	80	100
Капацитивен товар, pF	IC = 120 Ω за целя t° обхват AV = +1	2,2	2,2
Съпротивление, Ω	за целя t° обхват	5	5
(AV = +1; I _O = 0 без товар, 2 MHz; I _O = 1 A, 2 MHz)		2	2
Захранване			
Напрежение, V	за целя t° обхват	± 15 ± 45 ± 50	± 15 ± 45 ± 50
Ток, mA	"	46	56
Ток в изкл. състояние, mA	"	90	120
Термични параметри			
Съпротивление, AC, $^\circ\text{C}/\text{W}$ (преход/корпус)	F > 60 Hz	0,3	0,4
Съпротивление, DC, $^\circ\text{C}/\text{W}$ (преход/корпус)	F < 60 Hz	0,4	0,5
Температурен обхват, $^\circ\text{C}$ за корпуса	за целя t° обхват	-25	85

SPТ7912 - 12-РАЗРЕДЕН АНАЛОГОВО-ЦИФРОВ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ

Основни технически характеристики:

- номинална скорост на обработване на ганиите 30 MSPS;
- вградена функция track/hold;
- външен аналогов вход ± 2 V;
- отношението сигнал/шум SNR 65 dB при входен сигнал 1 MHz;
- входен капацитет 5 pF;
- разсейвана мощност 1.4 W;
- изходни сигнали ECL.

Блокът схема на аналогово-цифровия преобразувател и означението на изходите му са дадени на фиг. 1.

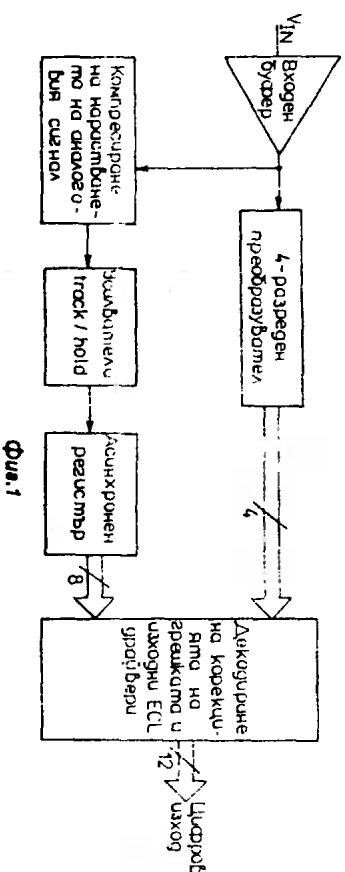
SPТ7912 е първият монолитен 12-разреден аналогово-цифров преобразувател, който може да осъществява преобразуване на оптепите със скорост 30 MSPS.

Схемата е с вградена функция track/hold, в резултат на което тя има високи ганимични качества и не изисква включването на външни елементи.

Входовете и изходите на схемата са ECL, с което се осигурява по-висока шумостойчивост.

Схемата има извод за индициране на претоване. Форматът на изходния сигнал е двоичен. Разсейватата мощност е много малка и не надвишава 1.4 W. Необходимо са две захранващи напрежения: +5 V и -5.2 V.

Схемата SPТ7912 се произвежда в керамичен корпус с 32 извода. Тя може да работи в температурен обхват от 0 до +70°C.



Фиг. 1

МОЩНИ ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ РА05 И РА05А

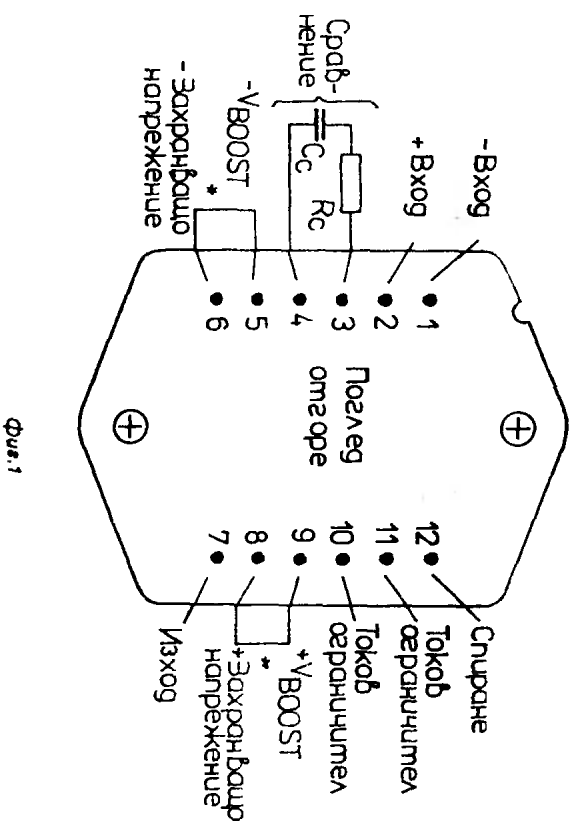
Една от най-новите разработки на фирмата Арех Microtechnology Corporation е мощният операционен усилвател РА05 (РА05А).

На фиг. 1 е показано разположението на изходите на операционния усилвател, а на фиг. 2 - еквивалентната му схема.

По-долу са дадени основните технически характеристики на операционните усилватели РА05 и РА05А, които са от един и същ тип.

Особености в техническите характеристики:

- външна разпръскана мощност 250 W;
 - напрежение и ток 100 V, 30 A;
 - стръмност на характеристиката 100 V/ μ s;
 - четири линии за управление на ограничаването на тока;
 - термично ограничено изходно съдлаво;
 - малки изкривявания на сигнала.
- Области на приложение:
- регулатори за линейни и ротационни двигатели;
 - управляващи схеми за хидролокатори;



Фиг. 1

УСТРОЙСТВО ЗА ПОСЛЕДОВАТЕЛНО ЗАПАЛВАНЕ НА СВЕТЛИНИ

С устройството, чиято схема е показана на фиг. 1, е реализирано последователно запалване на три групи от по две лампи със зададено време между включванията на две съседни групи. След запалване на лампите от всички групи автоматично се осъществява изключване и процесът започва отначало.

Устройството работи по следния начин: при изключена схема всички лампи и тиристори са изключени и кондензаторите C2-C5 са разреждени. Щом се подаде захранващо напрежение, лампите HL1 и HL2 и електронното реле за време, реализирано с еднопребодния транзистор VT1, получават захранване. При това положение кондензаторът C2 започва да се зарежда през резистора R1. След известно време VT1 се насища и посредством резистора R4 отпушва тиристора VS1, което довежда до запалване на втората група лампи (HL3 и HL4). В резултат на това се подава захранващо напрежение на електронното реле за време, осъществено с еднопребодния транзистор VT2. След изтичане на известно време VT2 се насища и отпушва тиристора VS2. Лампите HL5 и HL6 се запалват. На електронното реле за време, реализирано с еднопребодния транзистор VT3, се подава захранващо напрежение. Когато VT3

се насища, в базовата верига (VD5, C5, R13) на съставния транзистор VT4 и VT5 протича токов импулс, който се усилва и задейства релето K1. Неговият нормално затворен контакт K1:1 се отваря и прекъсва захранването на схемата, като с това се изключват всички лампи и електронни релета за време. Малко след това K1 изключва поради липса на базов ток на транзистора VT4. Контактът K1:1 се затваря и процесът се повтаря. Този процес може да продължава неограничено време.

Диодите VD3 и VD4 са свързани последователно с резистора R11 на изхода на електронното реле за време, реализирано с VT3. Целта е да се осигури напрежение в права посока на диода VD5 и емитерния преход на транзистора VT5 и стабилно включване на релето K1. Във всяка група са включени по две паралелно свързани лампи, но може да се включат и повече. Също така е възможно увеличаване на броя на електронните релета, а с това и на групите лампи.

Времето за закъснение, определено от всяко електронно реле за време, зависи от времеопределящите RC-елементи, включени в емитерите на еднопребодните транзистори (напр. R1, C2 за VT1). При така посочените стойности на схемата това време е около 1 s. Времето константи могат да се изменят чрез промяна на

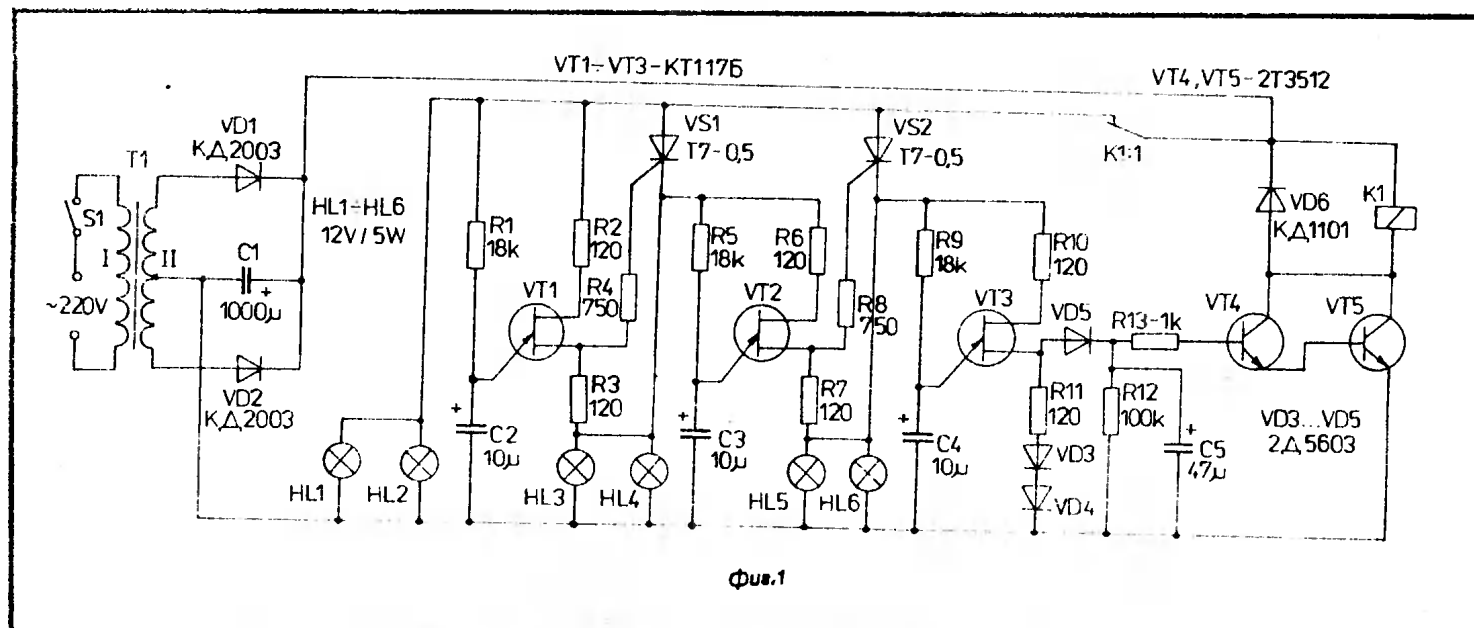
времеопределящите резистори (R1, R5 и R9). Съпротивленията им могат да варират в границите от 7.5 до 470 kΩ. Времето, през което релето K1 ще бъде включено (отговарящо на загасени лампи), се регулира с резистора R12 (защото през него се разрежда кондензаторът C5). За посочената на схемата стойност времето е около 1 s. Това време може да се намали до около 0.3 s, като се намали съпротивлението на R12 на 30 kΩ, или да се увеличи до около 5 s, като се премахне R12.

Намотките на трансформатора T1 са навити на магнитопровод със сечение 9.1 cm². Първичната намотка има 1100 навивки от проводник ПЕЛ - 0.38 mm, а вторичната - 2x70 навивки от ПЕЛ - 1.56 mm. Използваното реле е миниатюрно тип РЭС-6, паспорт РФО.452.115. То има съпротивление на бобината 200 Ω и ток на задействане 55 mA. Това реле е с два нормално затворени контакта, които могат да издържат ток до 6 A при работно напрежение до 30 V.

Тиристорите, посочени на схемата, могат да се заменят с Т7-1, КУ202В, КУ202Г, Т15Н/50Т, ST108/0.5, а еднопребодните транзистори - с 2Т117Б, 2N2646, IR2160, 2N494С.

ЛИТЕРАТУРА

1. Марстън, Р.М. 110 тиристорни схеми. С., Техника, 1979.
2. Кузев, Г.М. Приложни радиоелектронни устройства - V ч. С., Техника, 1988.



ИНТЕРМОДУЛАЦИОННИ СМУЩЕНИЯ

Ако към входа на една линейна верига се подаде напрежение U_1 , на нейния изход се получава напрежение U_2 , което е пропорционално на U_1 . Отношението $U_2/U_1 = K$ се нарича коефициент на предаване. В линейна верига K е постоянно число и не зависи от напрежението U_1 . Ако веригата е нелинейна, зависимостта $U_2 = f(U_1)$ в характеристиката (фиг. 1) не е праволинейна. В общия случай криволинейната характеристика съдържа три участъка: а - участък на бързо нарастване, което по форма твърде често прилича на парабола; тогава за участъка е характерна

феромагнитни сърцевини, полупроводникови диоди и активни елементи. Характеристиката на нелинейната верига се описва като сума от ред на напрежения (или токове):

$$U_2 = a_0 U_0 + a_1 U_1 + a_2 U_1^2 + a_3 U_1^3 + \dots + a_k U_1^k + \dots,$$

където a_k е коефициент, зависим от характера на нелинейност.

В общия случай, ако входното напрежение е синусоидно (хармонично), или

$$u_1 = U_1 \sin(\omega t + \varphi),$$

фазата φ_k , което налага да се съобразяваме със следните съставки:

- постоянната съставка I_{20} , явяваща се резултат от изправяне или детектиране на ВЧ-сигнали;

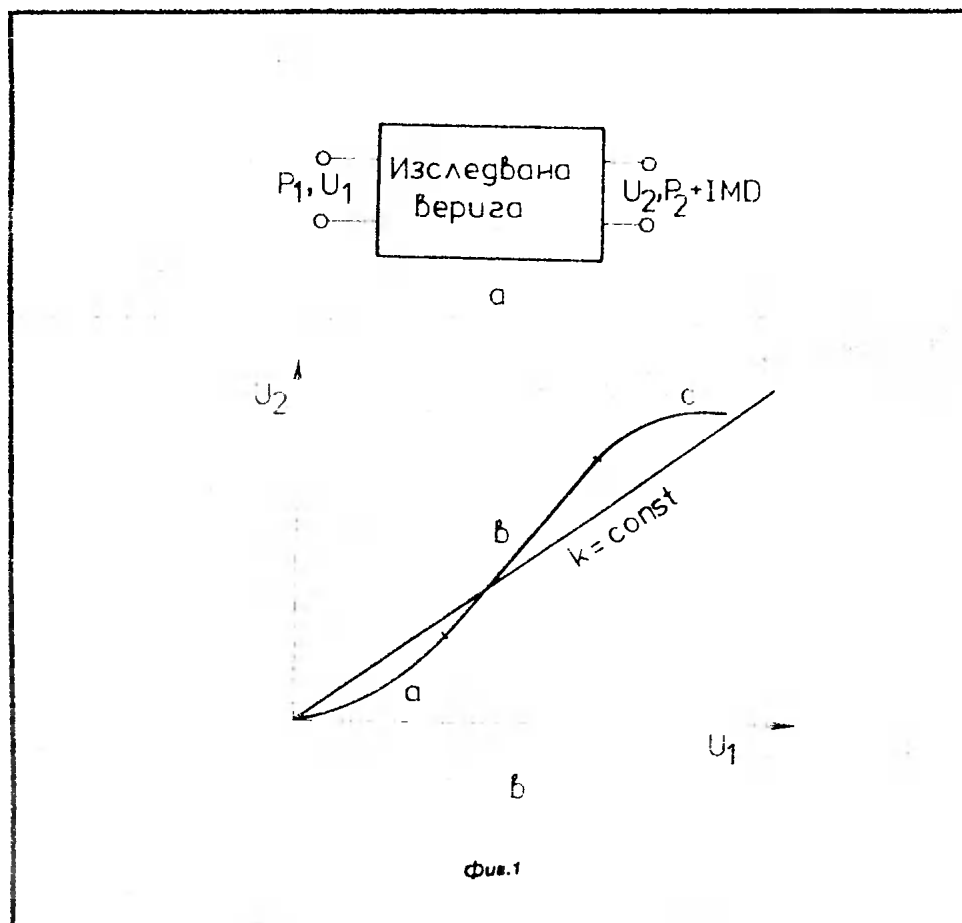
- съставката I_{21} с основна честота f , но с амплитуда, която е нелинейнозависима от входния сигнал U_1 ; съставката се използва при анализа на нелинейността на усилвателите;

- съставки на висши хармоници $I_{22}, I_{23}, \dots, I_{2k}$ с честоти $2f, 3f, \dots, kf$ и амплитуди, зависещи от нивото на входния сигнал U_1 ; тези съставки се използват при анализ на честотните умножители.

На фиг. 2 е представено спектралното изображение на висши хармоници при две нива (малко P_1 и голямо P_1), подавани на входа на нелинейна верига. Амплитудите на отделните хармоници зависят от характера на нелинейност и от нивото на входния сигнал $P_1(U_1)$. Нивото на хармониците на изхода на дадена верига може да се измери с анализатор на спектъра или със селективен волтметър.

Нелинейността на характеристиката на усилвателния елемент е основна причина за изкривяванията в усилвателите. В резултат на нелинейността на усилване формата на изходното напрежение се изкривява в сравнение с формата на входното. А всяко изменение на формата на трептенето предизвиква изменение на неговия спектрален състав. Нелинейното усилване се съпровожда с появяването на нови спектрални съставки. Понеже нелинейността слабо влияе на амплитудата на полезния сигнал, нелинейните изкривявания или интермодулационни изкривявания IMD (англ. intermodulation distortion), внасяни от усилвателя, се оценяват по амплитудата на тези нови трептения. Те се разделят на хармонични и комбинационни. Взети заедно, представляват

интермодулационни продукти, които са вредни за всяка една радиоелектронна апаратура, понеже предизвикват интермодулационни смущения. Устойчивостта на дадена радиоелектронна апаратура към създаването на вредни смущаващи



Фиг. 1

квадратната зависимост $U_2 = kU_1^2$; b - линейен участък, който почти се приближава до права линия; характерна е линейната зависимост $U_2 = KU_1$; c - участък на свободно нарастване, който отразява състояние на насищане; характерна е зависимостта $U_2 = klgU_1$.

Такива характеристики притежават веригите с

тогава за изхода на нелинейната верига е характерен сложен процес:

$$i_2 = I_{20} + I_{21} \cos(\omega t + \varphi) + I_{22} \cos(2\omega t + \varphi) + \dots (*)$$

където стойностите на I_{2k} определят характера на нелинейност, а $\omega = 2\pi f$.

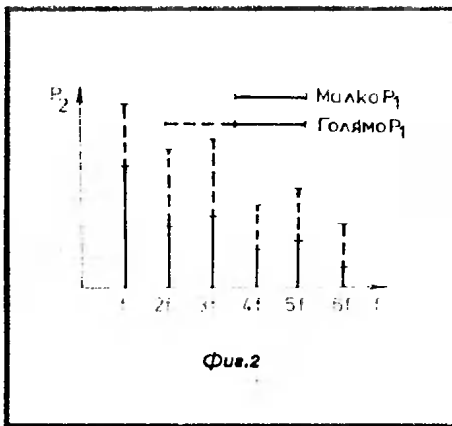
В по-сложните вериги допълнително възниква изменение на

сигнали P_1 (в зависимост от мощността на входния сигнал P_1) може да се определи, ако е известно нивото на интермодуляционните смущения.

На фиг. 3 са представени блоковата схема за измерване и изследване на интермодуляционни смущения по двусигналния метод, а също така и спектралното изображение, получено на екрана на анализатора. Необходимите сигнали са с еднаква амплитуда, а честотите им f_1 и f_2 могат да се различават в зависимост от изследвания обект с 2 - 100 kHz. Сигналът, подаван от генератора G_1 , може да се представи по следния начин:

$$u_1 = U(\cos 2\pi f_1 + \cos 2\pi f_2).$$

На изхода на изследваната радиоелектронна апаратура (или изследвания обект, съгласно фиг. 3) се появяват не само сигналите с честоти f_1 и f_2 , но и техните



хармонични

$$2f_1, 3f_1, \dots, kf_1 \text{ и } 2f_2, 2f_2, \dots, kf_2$$

и комбинационни съставки

$$2f_1 \pm f_2, 2f_2 \pm f_1, 3f_1 \pm 2f_2, 3f_2 \pm 2f_1, \dots,$$

които са от вида

$$mf_1 \pm nf_2,$$

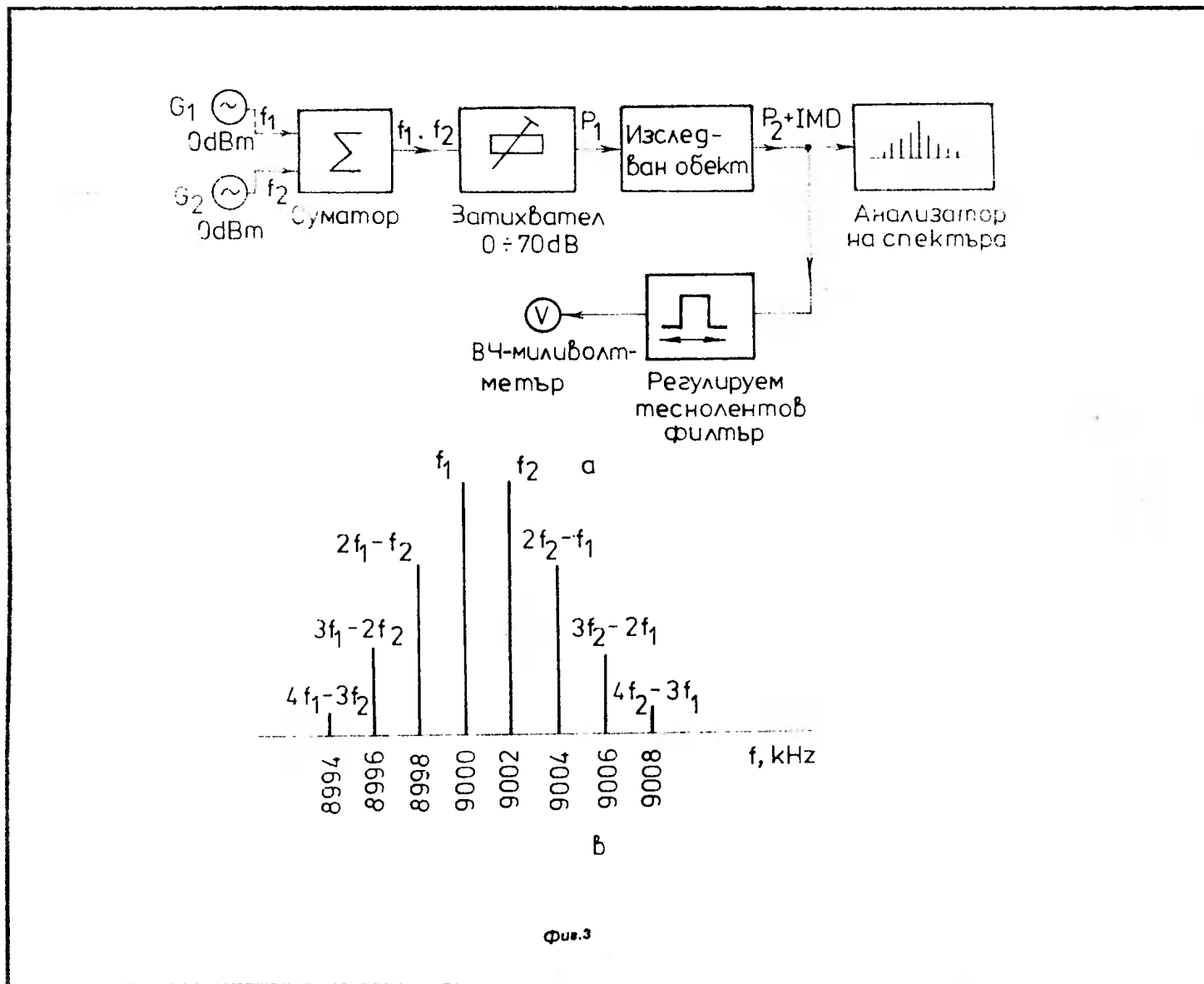
където m и n са цели числа. Ниските комбинационните съставки могат да бъдат ефективно потиснати, но други, които са от нечетен порядък, са твърде опасни със своето паразитно ниво на неосновни излъчвания. Например комбинационните съставки

$$2f_1 - f_2 \text{ и } 2f_2 - f_1$$

са от трети порядък, а

$$3f_1 - 2f_1 \text{ и } 3f_2 - 2f_1$$

са от пети порядък и т.н. Тези интермодуляционни продукти възникват близо до честотите f_1 и f_2 . Комбинационните съставки могат да се наблюдават на екрана на анализатора във вид на подредени вертикални ивици, разположени на разстояние $\Delta f = f_2 - f_1$ под и над честотите f_1 и f_2 . Това са интермодуляционни продукти от трети порядък P_3 и от пети порядък



P_{15} . Продуктите P_{13} се описват чрез следната зависимост:

$$u_{23} = k_3 U_1^3 [\cos(2f_1 - f_2)2\pi t + \cos(2f_2 - f_1)2\pi t].$$

Следователно нивото на смущенията P_{13} зависи от входното напрежение U_1 и силно расте, понеже стойността U_1 е повдигната на трета степен. Още по-бързо нарастват смущенията P_{15} , но техните амплитуди са по-малки, понеже k_5 са много малки, и в някои случаи могат да бъдат пренебрегнати. Смущенията P_{13} и P_{15} са действително опасни, понеже възникват много близо до основния сигнал f_1 или f_2 . При това положение филтърът, поставен след нелинейния усилвателен елемент (лампа, транзистор), не може да се справи с тези вредни интермодулационни смущения, които се усилват заедно с полезния сигнал. Пример: $f_1 = 9000$ kHz, $f_2 = 9002$ kHz. Следователно

$$2f_1 - f_2 = 8998 \text{ kHz},$$

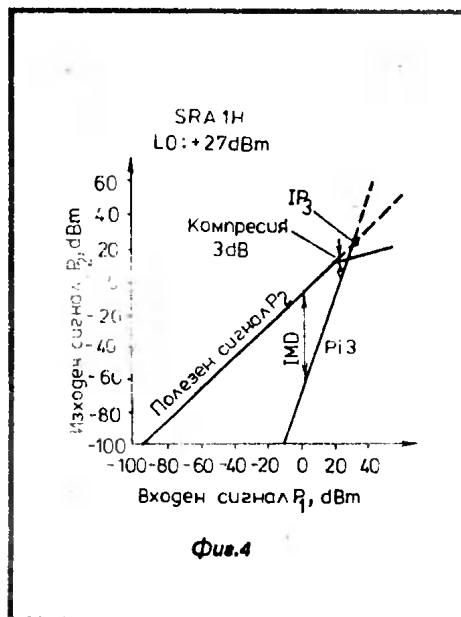
$$2f_2 - f_1 = 9004,$$

$$3f_1 - 2f_2 = 8996 \text{ и}$$

$$3f_2 - 2f_1 = 9006 \text{ kHz (фиг. 36)}.$$

За да се оценят свойствата на една нелинейна верига, необходимо е да се начертае зависимостта на изходната мощност на сигнала P_2 и мощността на смущенията P_{13} от мощността на входния сигнал P_1 (фиг. 4). На начертаната графична зависимост мощностите са представени в стойности на dBm. Пресмятането на мощността във ватове или напрежение не е проблем, особено ако използват удобни таблици. При малко ниво на входния сигнал P_1 мощността на съответния сигнал P_2 на изхода се определя (в децибели) от зависимостта: $P_2 = P_1 + W$, където W е усилване на изследвания елемент (dB). Ако елементът внася затихване, W приема отрицателни стойности. При малък сигнал P_1 интермодулационните смущения са толкова малки, че „изчезват“ сред собствените шумове на схемата. При увеличаване на входния сигнал P_1 в квазилинейната област изходният сигнал P_2 нараства в съответствие със зависимостта (*), докато мощността P_{13} расте трикратно по-бързо. На определена стойност на P_1 отговарят определени стойности

на P_2 и P_{13} . Разликата между нивата на тези две мощности на изхода определя нивото на интермодулационните смущения $\text{IMD} = P_2 - P_{13}$ dB, които възникват при наличието на входния сигнал P_1 . При по-нататъшно увеличаване на P_1 настъпва насищане и P_2 расте по-бавно, отколкото P_{13} . Ако на фиг. 4 се удължат с пунктир правите линии на P_2 и P_{13} , те ще се пресекат в точка, означена като IP_3 (англ.: intercept point). Тази точка е условна, понеже се намира в областта на насищане и реално е недостижима, но при анализа на интермодулационните смущения се оказва твърде полезна. За определянето на IP_3 се подава съответна мощност на входния сигнал P_1 , означавана с IIP_3 , или се използва съответната изходна мощност P_2 , означавана с OIP_3 . В техническата литература много често се срещат стойности на IP_3 , но не всякога става ясно на читателя за какво радиотехническо устройство се отнасят. Примерът, представен на фиг. 4, се отнася за



балансния смесител SRA1H, за който $\text{IIP}_3 = +32.5$ dBm, или $\text{OIP}_3 = +26.5$ dBm. Разликата $\text{OIP}_3 - \text{IIP}_3 = W$, като $W = -6$ dB. Толкова е и затихването при честотното преобразуване с този смесител. Стойността IP_3 характеризира елемента по отношение на неговата устойчивост на интермодулационни смущения. В резултат на проста геометрична зависимост може да се отбележи, че $\text{IIP}_3 = 1/2(P_2 - P_{13}) + P_1 = 1/2 \text{ IMD} + P_1$, а също $\text{IMD} = 2(\text{IIP}_3 - P_1)$. Тази зависимост позволява определянето на IP_3 чрез измерване на IMD за дадена мощност P_1 . В дадения пример, ако $P_1 = 0$ dBm, $P_2 =$

-6 dBm, $P_{13} = -71$ dBm, тогава $\text{IMD} = P_2 - P_{13} = -6 + 71 = 65$ dB, а $\text{IP}_3 = 1/2.65 + 0 = 32.5$ dBm. Интерес представлява фактът, че нарастването на P_1 с 1 dB увеличава нивото на P_{13} с 3 dB и влошава IMD с 2 dB.

Мощността на сигнала P_1 , при която настъпва отслабване на полезния сигнал с 1 dB, се означава с P_{-1} - мощност, при която възниква еднодецибелова компресия на полезния сигнал. Понякога се използва мощността, която отслабва полезния сигнал с 3 dB, или P_{-3} . В дадения пример $P_{-3} = +20$ dBm. Пълната характеристика на схема или устройство трябва да съдържа данни за IP_3 , P_{-1} , нивото на висшите хармоници, изолацията на входа от изхода, коефициента на стоящи вълни. В табл. 1 са поместени стойности на IP_3 за някои смесители, филтри и приемници.

В радиоприемните устройства стойността на IP_3 се отнася за входа на приемника, но се определя най-често от смесителя, който при прекомерно силни сигнали създава интермодулационни продукти, съпътстващи неотклонно полезния сигнал. Следователно тези вредни продукти преминават през отделните филтри, МЧУ и други стъпала на приемника. Източници на паразитни интермодулационни продукти са входните вериги на приемника, напр. защитните диоди на входа на ВЧУ, неговите филтри с феритни сърцевини, активните нелинейни елементи (лампи и транзистори) и др.

Ако усилването на ВЧУ е K (dB), а IIP_3 на смесителя се означава с $\text{IIP}_{3\text{м}}$, тогава стойността на IP_3 на входа на приемника възлиза на $\text{IIP}_{3\text{м}} - K$. Следователно IP_3 може да намалява стойността си в границите на възможното усилване на ВЧУ. Трябва да се добави, че интермодулационните смущения възникват само когато на входа на приемника едновременно постъпват повече от един сигнал.

В SSB-предавателите интермодулационни продукти могат да възникнат във всяко едно усилвателно и смесително стъпало, което не работи в линейния участък на своята амплитудна характеристика. В параметрите на тези предаватели често се посочва нивото на интермодулационни... продукти спрямо върховата изходна... мощност. Например трансивърът ICOM 735: $\text{IMD} = -33$ dB при 100 W PEP (двутонов тестсигнал).

Таблица 1	
Вид, работни условия	IP ₃ , dBm
1. Смесители	
SRA1H, натоварен:	
- с резистор 50 Ω	+30
- с LC-теснолентов кръг	+8
- с LC-кръг (малък Q-фактор)	+17
- с лентов елиптичен филтър	+21
- с усилвател ($Z = 50 \Omega$, $\pm 10\%$, 1-80 MHz)	+23
- с усилвател с мощен FET ($Z = 50 \Omega$, $\pm 5\%$, 1-108 MHz)	+30
Двугентов FET 3N200	+17
Двутапна схема с 2 x 3N200	+21
Двутапна схема с 2 x CP643	+34
Диоден RAY3	+33
2. Филтри	
Входен филтър на Чебишев с феритни сърцевини	+15 до +46
Кварцови диференциални филтри с феритни сърцевини	+30 до +46
3. Приемници	
Astro 102 BX	-5
Astro 150	-3.5
Collins KWM 380	+23.5
Drake R4c	-14
Drake TR7	+23.5
ICOM IC701	-5
ICOM IC720	+13.8
Kenwood TS 120	-11
Kenwood TS 180	-21.5
Kenwood TS 830	-2.8
NEC CQ 110E	-45.5
TFK E863	-26
TFK E1500	+26.5
YAESU FT101 ZD	-12.5
YAESU FT107	-4.3
YAESU FT707	-5.8
YAESU FT902D	-11

Техническа консултация по писма на читатели

Никола Николов иска данни за IC 8038 и за начина на свързване.

ОТГОВОР: Интегралната схема (IC) WG8038 се произвежда от фирмата Datal-Intersil, а IC ICL8038 - от фирмата Harris Semiconductor. И двете IC се предлагат в двурегов корпус с 14 извода. Основните им параметри са относително близки и затова в повечето случаи те биха могли да се считат за взаимозаменяеми.

Сред основните параметри на разглежданите IC могат да се посочат:

- двуполарно захранване $\pm V_{ee}$ от ± 5 до ± 15 V или еднополарно захранване Vs и GND от 10 до 30 V;

- работни честоти от 0.001 Hz до 100 и повече kHz;

- коефициент на нелинейни (хармонични) изкривявания на генерираното синусоидно напрежение (THD при K = 0.5) около 1%;

- възможност за регулиране на коефициента на запълване на генерираното правоъгълно напрежение от 2 до 98%;

- линейност на генерираното триъгълно напрежение, по-добра от 0.1%;

- температурен дрейф на честотата 50 ppm/°C;

- възможност за лесно изграждане на генератори, управлявани с напрежение (VCO), с обхват на изменение на честотата (F_{max}/F_{min}) от порядъка на 1000 пъти;

- възможност за изграждане на (ниско) честотни модулатори;

- напрежението, с което се управлява честотата на генерираните сигнали, се подава на извод 08 и при еднополарно захранване трябва да е между ($2/3 V_s + 2$ V) и Vs; това напрежение може да се сумира чрез резистор с напрежението на извод 07 или да не се сумира с него.

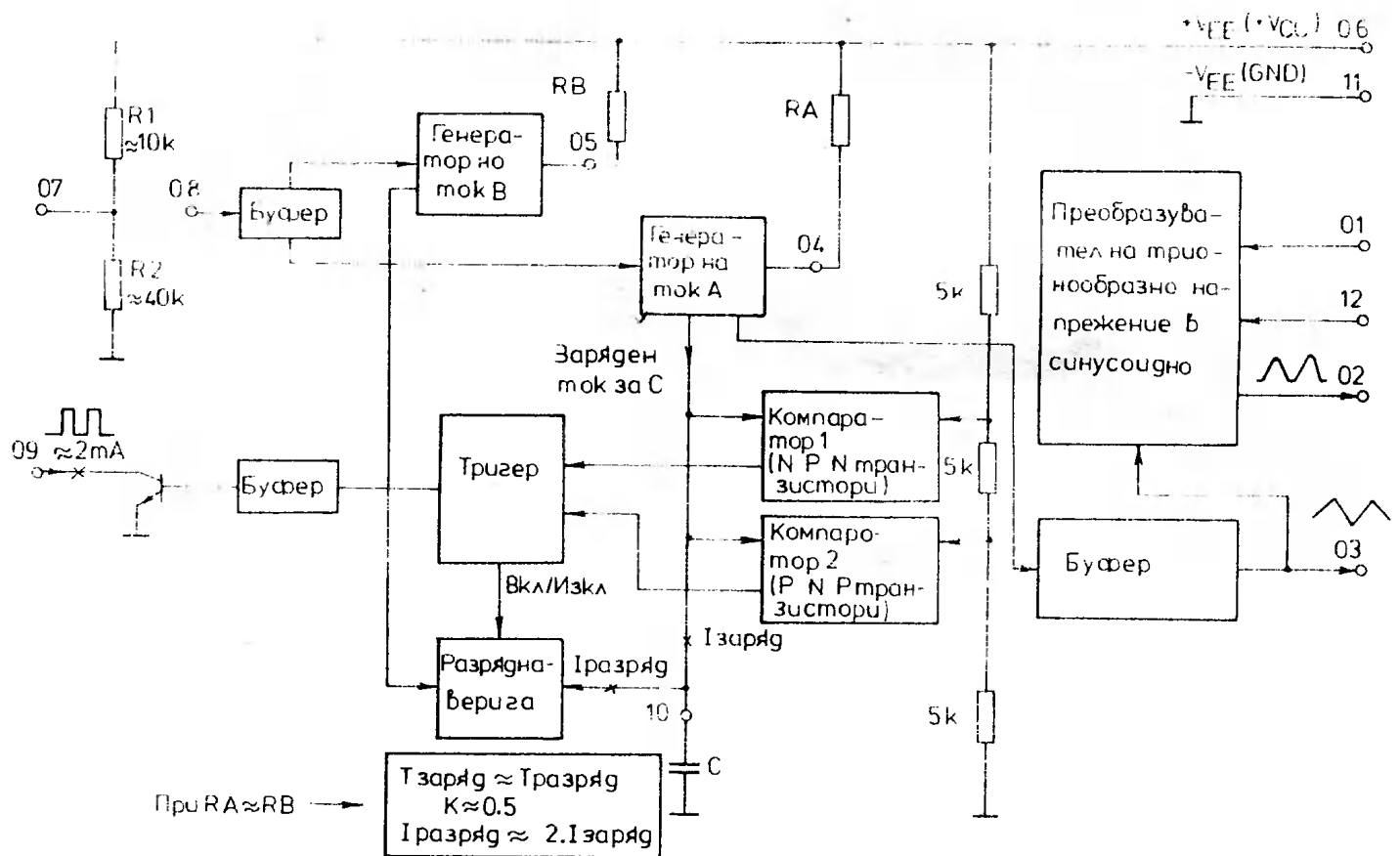
На фиг. 1 е дадена подробна блокова схема на IC 8038. На фиг. 2 са показани три начина за настройка на честотата и коефициента на запълване на генерираните сигнали, а на фиг. 3 - схемата на генератор на честоти от около 20 Hz до около 20 kHz.

Разпределението на изводите на IC 8038 е:

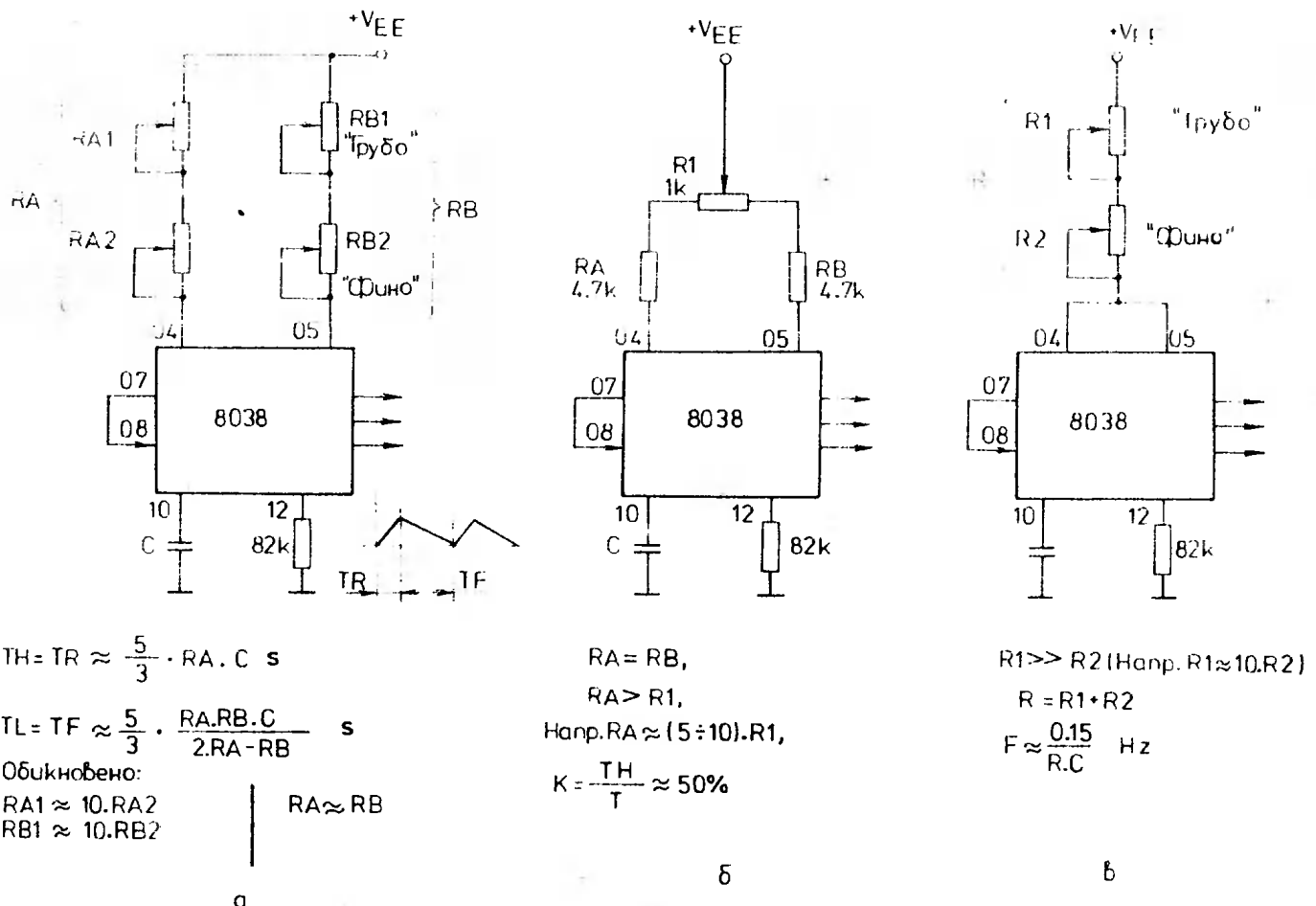
01 (SWA) - настройка на синусоидното напрежение. Обикновено или не се използва, или се свързва към плъзгача на потенциометър със съпротивление около 100 k Ω , свързан между +Vee и -Vee или между Vs и GND.

02 (SWO) - изход за синусоидно напрежение. Вътрешното съпротивление на този изход е сравнително голямо (около 1 k Ω) и би трябвало да се използва външен усилвател-буфер.

03 (TO) - изход за триъгълно напрежение.



Фиг. 1. Подробна блокова схема на ИС тип 8038



Фиг. 2. Три основни схеми на задаване на честотата и коефициента на запълване на генерираните сигнали от ИС 8038 при свързване на изводи 07 и 08 на външо.

04 и 05 - изходи, които се използват за настройка на честотата, когато изводи 07 и 08 са свързани нахъсо, или за настройка на коефициента на запълване (отношението на продължителността на високото ниво TH на генерираното на извод 09 правоъгълно напрежение към продължителността на целия период T), когато честотата се регулира с напрежение, подавано на извод 08.

06 (+V_{ee}, V_s, V_{cc}) - положителният полюс на захранващото напрежение. ИС може да се захранва с двуполарно напрежение от ± 5 до ± 15 V или с еднополарно от 10 до 30 V. Консумираният ток от схемата не превишава 20 mA при захранване ± 10 V.

07 (FM BIAS) - изход, който е свързан вътрешно с резистор със съпротивление около 10 k Ω към +V_{ee} и с резистор със съпротивление около 40 k Ω към -V_{ee}.

08 (FM SWEEP) - вход за управление на вътрешните генератори на ток. Напрежението, подавано на този вход, се буферира вътрешно и се използва за управление (задаване) на честотата на генерираните сигнали посредством двата генератора на ток. За да работи ИС, потенциалът на този вход трябва да се поддържа между V_s и $2/3 V_s + 2$ V, където с V_s е означена потенциалната разлика между изводи 06 и 11.

09 (SWO) - изход за правоъгълно напрежение. Изходът е с отворен колектор и с напрежение на насищане до 0.5 V при ток 2 mA (R_L = 15 k Ω към +V_{ee} = +15 V при двуполарно захранване).

10 (TCAP) - извод, към който се свързва времезадаващият кондензатор.

11 (-V_{ee} или GND) - извод, към който се свързва отрицателният полюс на захранващия токоизточник.

12 (SWA) - извод за настройка на THD на синусоидното напрежение. Ако се свърже с резистор със съпротивление 75 - 100 k Ω към -V_{ee} (GND), се получава THD от порядъка на 1%.

Изводи 13 и 14 не се използват и не се свързват никъде.

ИС 8038 генерира едновременно следните четири напрежения:

1. Напрежението върху кондензатора, свързан към извод 10.
2. Триъгълно напрежение на извод 03.
3. Синусоидно напрежение на извод 02.
4. Правоъгълно напрежение на извод 09 (отворен колектор).

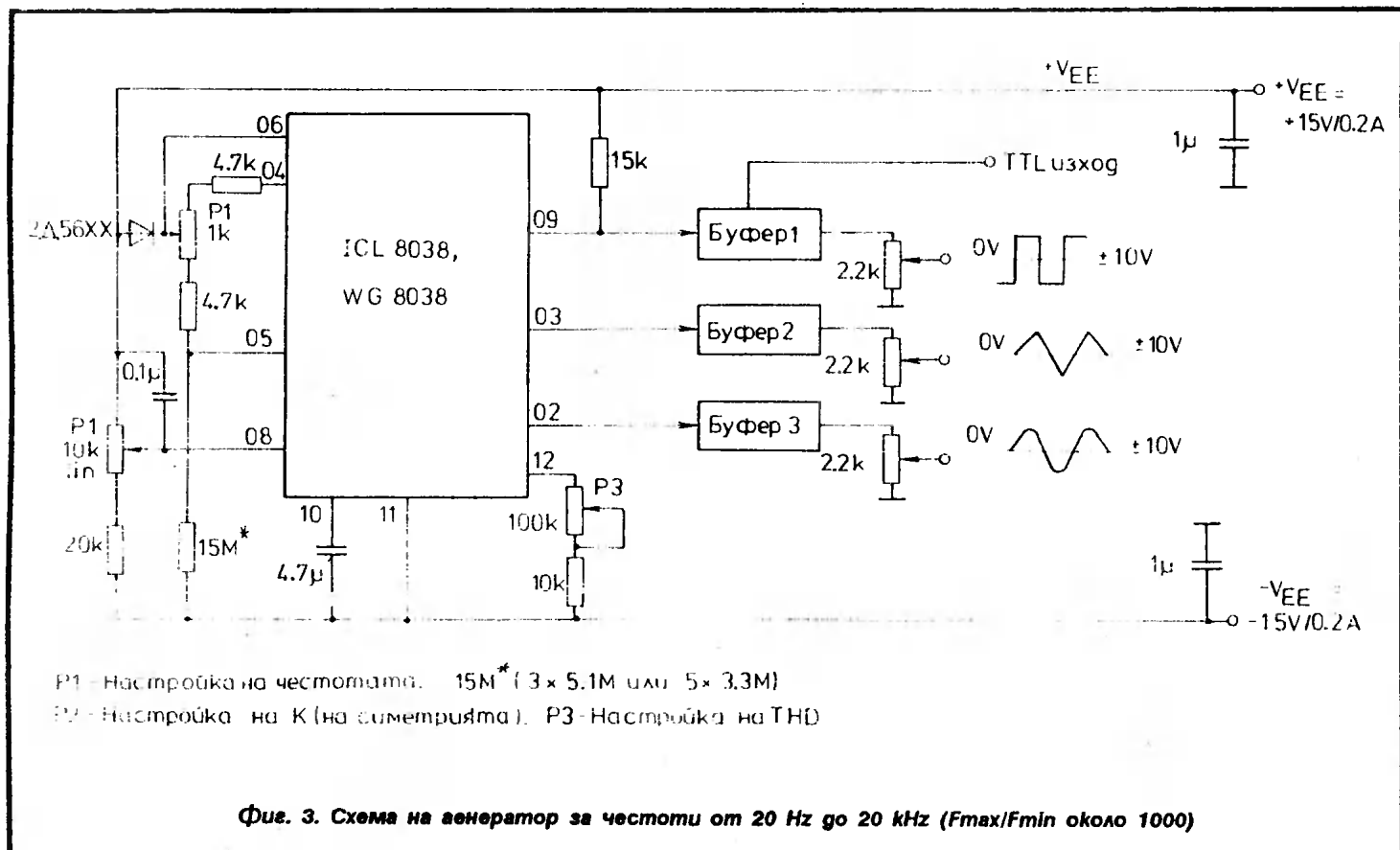
И четирите напрежения могат да се използват, но почти винаги се налага подходящото им буфериране, което е различно при еднополарно и двуполарно захранване.

Изводи 10, 03 и 02 могат да се буферират с операционни усилватели

(ОУ) с минимален коефициент на нелинейни изкривявания (THD), с достатъчно широка честотна лента и по възможност с повишена товароспособност на изхода. В повечето случаи могат да се използват ОУ от типа 5534 (A), LF356, MAB356 (TESLA), TL081/82/84, B082/84D (RFT) и др. Включването на разделителен кондензатор на входа и на изхода на ОУ обикновено се налага само при еднополарно захранване, входното съпротивление се избира около 100 k Ω , коефициентът на усилване е около 1, а изходното напрежение може да се регулира например с потенциометър със съпротивление от 2.2 до 4.7 k Ω между изхода на усилвателя и масата.

Извод 03 е с отворен колектор и може да се буферира с транзистор от типа на 2Т3167, 2Т6551/2, 2Т6541/2 или друг, работещ в ключов режим по схема с общ емитер или като емитерен повторител, а ако е необходим сигнал с TTL-нива, той се формира посредством ограничаващи диоди и/или диодови диоди. За буфериране може да се използват и високоскоростни операционни усилватели от типа на тА318, LM318 или други буфери, като в този случай амплитудата се регулира с потенциометър, както на другите изходи.

Тъй като THD има минимална



стойност при $K = 0.5$, може да се предвиди превключвател за задаване на този коефициент при използване на синусоидно напрежение (да се превключват изводи 04, 05 и евентуално 12 и 01, тъй като едва ли винаги може да се разполага с уред за измерване и минимизиране на THD).

При схемата на свързване от фиг. 2а за периода T , честотата F и коефициента на запълване K (на правоъгълния сигнал) на генерираните сигнали може да се запишат следните зависимости:

$$T = \frac{5 \cdot R_A \cdot C}{3} \left(1 + \frac{R_B}{2 \cdot R_A - R_B}\right) \text{ s,}$$

$$F = \frac{1}{T} = \frac{3}{5 \cdot R_A \cdot C \left(1 + \frac{R_B}{2 \cdot R_A - R_B}\right)} \text{ Hz,}$$

$$K = \frac{T_H (TR)}{T} = \frac{1}{1 + \frac{R_B}{2 \cdot R_A - R_B}}$$

$$K = \frac{T_H (TR)}{T} = \frac{1}{1 + \frac{R_B}{2 \cdot R_A - R_B}}$$

Вижда се, че продължителността на високото ниво (T_H , TR или $T1$) зависи само от R_A , а на ниското ниво - както от R_A , така и от R_B , т.е. раздельно регулиране на периода (честотата), ниското (T_L , TO , TF) и високото (T_H , $T1$, TR) ниво на правоъгълното и трионообразното напрежение не е възможно.

Ако $R_A = R_B = R$, се получава $K = 0.5$ и следните два израза за периода и честотата:

$$T = \frac{10 \cdot R \cdot C}{3} \text{ s,}$$

$$F = \frac{3}{10 \cdot R \cdot C} \text{ Hz.}$$

Ако извод 07 се свърже с извод 08, а извод 04 - с извод 05, и регулировката се извърши само с един времезадаващ резистор, който да може да се състои от два или повече последователно свързани резистори или (пример) потенциометри, за периода и честотата може да се запишат следните зависимости:

$$T = \frac{20 \cdot R \cdot C}{3} \text{ s,}$$

$$F = \frac{3}{20 \cdot R \cdot C} \text{ Hz.}$$

Оптимална работа на ИС 8038 се получава при заряден ток на времезадаващия кондензатор C от $10 \mu A$ до 1 mA . Тогава, ако изводи 07 и 08 са свързани нахъсо, зарядният ток I_{ch} може да се определи по формулата

$$I_{ch} = \frac{+V_{eeV+} | -V_{ee} |}{5 \cdot R_A} = \frac{V_s}{5 \cdot R_A} \text{ A.}$$

Същата формула се отнася и за тока, задаван от R_B (по-точно казано разрядният ток е два пъти по-голям от разрядния при $R_A = R_B$, но той не се превключва, така че еквивалентният разряден ток се получава равен на зарядния). Последната формула се използва и за определяне на обхвата на работните стойности на R_A и R_B . При използване на (пример) потенциометри за регулиране на честотата или на коефициента на запълване може да се наложи

последователно на всеки от тях или само на единия да се свържат постоянни резистори, ограничаващи обхвата на регулиране.

Времезадаващият кондензатор C е желателно да е с капацитет над 1000 pF , като се избира максималната възможна за конкретната реализация стойност. Не се препоръчва използване на електролитни кондензатори или на кондензатори със значителна утечка, големи загуби или силна зависимост на параметрите от работните условия.

В заключение може да се каже, че ИС тип 8038 са подходящи за направа на сравнително евтини и прости за реализиране и използване функционални генератори с честотен обхват от 20 Hz до около 20 kHz , който обикновено се разделя на три обхвата с отношение на минималната към максималната честота около $1:12$ ($20-200-2000-20000 \text{ Hz}$) или на 6 обхвата с отношение на минималната към максималната честота приблизително $1:4$ ($20-67-200-670-2000-6700-20000 \text{ Hz}$), като в повечето случаи припокриване от 10% в краищата на всеки от обхватите е достатъчно. Разделянето на обхватите изисква превключване на времезадаващия кондензатор при фиксирани един или два последователно свързани времезадаващи резистора или потенциометъра.

В наличната литература не е посочена (в явен вид) зависимостта на честотата на генерираните сигнали от напрежението, подавано на извод 08.

ЛИТЕРАТУРА

1. Фирмена литература на Datel-Intersil Inc. 1980 г. и на Harris Semiconductor (Corp.) 1991 г.
2. Конов, К. Приложна импулсна техника. С., Техника, 1983, с. 250 - 255.

Инж. Стоян Младенов

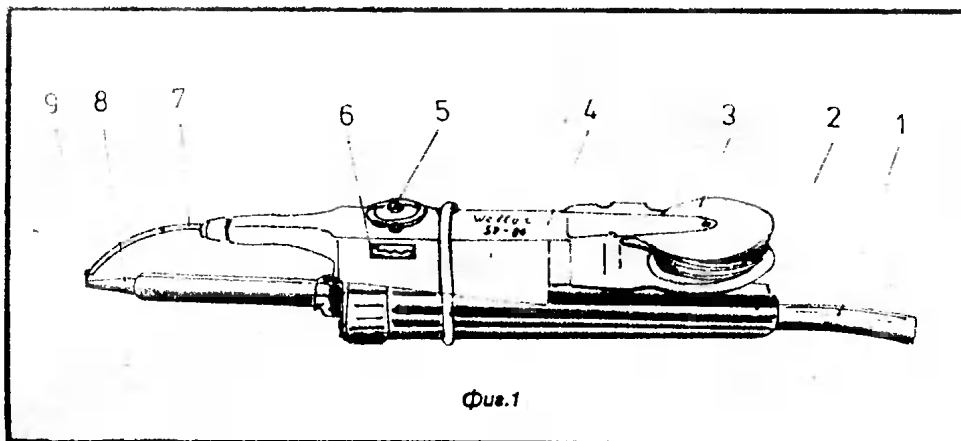
Обмена на опит

ПОЛУАВТОМАТ WELLER ТИП SF-M ЗА РЪЧНО СПОЯВАНЕ

За подобряване качеството на изпълнените спойки, повишаване производителността на труда, намаляване разхода на вложени припой и облекчаване труда на запойчика специализираната фирма Weller - Германия, предлага подходяща конструкция полуавтомат, тип SF-M, за меко спояване. Конструкцията на полуавтомата е показана на

фигурата и се състои от следните възли и детайли: корпус 4, поялник с магнитен регулатор 2, задвижване, макара с навита тел (припой) 3, човка 8, стопен припой 9, водач 7, бутон за задействане 5 и регулатор на скоростта 6. Задвижването и телоподаващите ролки са монтирани във вътрешността на корпуса, като те имат

предназначение да подават телта (навития припой) от макарата през водача към върха на медната човка от пояльника с магнитен регулатор. Така подаденият тръбовиден припой към върха на нагрятата човка се стопява, без да изгаря флюса от подадения припой, с което се осъществява спояването в определеното място от печатната



Фиг. 1

платка. За стопяване на припой могат да се ползват поялници с магнитен регулатор типове TCP, LP-20 и W61C, производство на фирмата Weller.

Полуавтоматът от описаната конструкция тип SF-M изпълнява

функцията на „трета ръка“, с което се преодоляват трудностите през време на спояването. В случай дозирането на протичащия припой през водача става много прецизно само с придвижване на шайбата 6 с пръста на ръката. Монтираният водач е подходящ за водене на

тръбовиден припой с диаметър до 1 mm.

Предимствата на полуавтомата се заключават в повишено качество на изпълнените спойки, което не зависи от квалификацията на запойчика, икономия на време от намаляване на работните движения и облекчаване труда на запойчика. Поради дозиране на припоя като краен резултат се намалява разходът на припой при повишено качество на изпълнените спойки.

С внедряване на полуавтомата се подобрява също така хигиената на работното място, като образуватите газове при изпълнение на спойките се отстраняват с помощта на подходяща аспирация.

По материали на фирмата
Weller, Германия

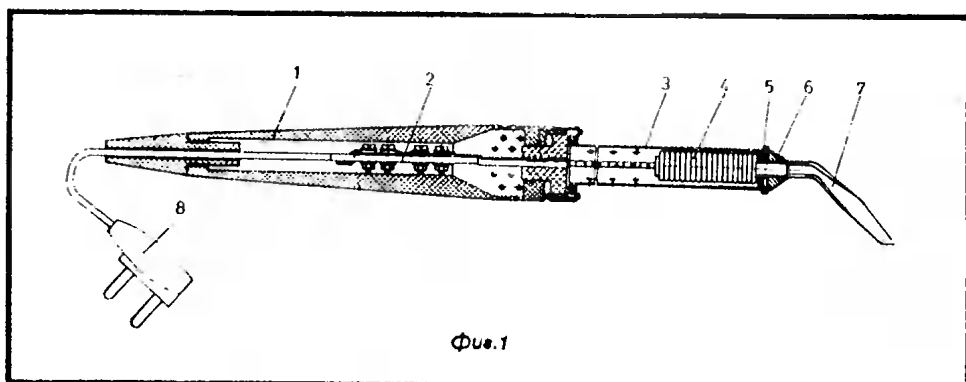
ОБЛАГОРОДЯВАНЕ НА ВЪРХА НА ПОЯЛНИКОВИТЕ МЕДНИ ЧОВКИ

Инж. Стоян Младенов

В зависимост от източника на топлина за загряване на медната човка на поялника се различават два вида поялници - бензинови и електрически. В радиоелектрониката се използват предимно електрически поялници - обикновено изпълнение, импулсни, поялници с магнитен регулатор и вакуумни. На фиг. 1 е показана конструкцията на електрически поялник обикновено изпълнение, изискванията и мощностите на който се регламентират съгласно БДС 259-80. Поялникът се отличава с малки размери и маса и се състои от пластмасова гръжка 1, кожух 3, нагревател (нагревателен елемент) 4, медна човка 7 и щепсел с шнур 8. В случай медната човка се нагрява индиректно от постоянно включения към електрическата мрежа нагревател.

При изпълнение на спойките разтопеният припой е в допир (контакт) с медта от върха на медната човка, в резултат на което тя се разтваря в припоя и по повърхността на върха се явяват хлътнали места (язви). Спояването с такива износени човки води неизбежно до некачествени спойки, по-голям разход на припой и по-често ремонтване на медните човки.

Разтворимостта на медта е в зависимост от съдържанието на калай в припоя и температурата на спояване. На фиг. 2 е показана кривата на разтворителната способност на оловно-калаени припои (ПОК) с различно процентно съдържание на калай. От нея се вижда, че при съдържание на калай над 50% бързо нараства разтвореното

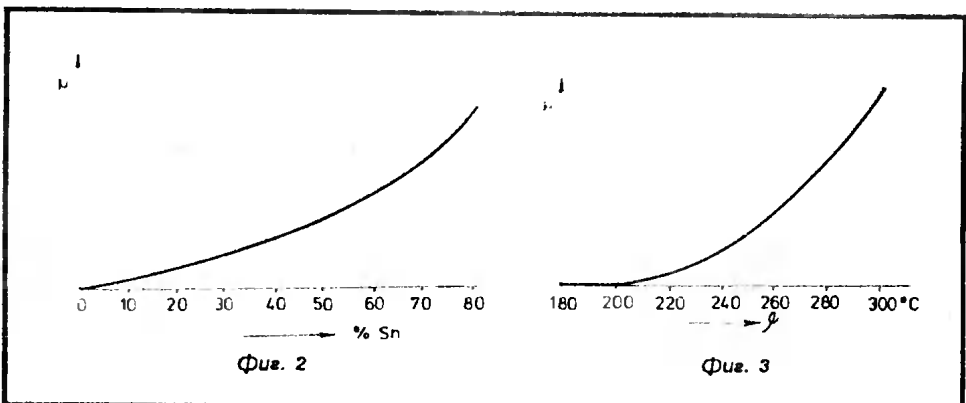


Фиг. 1

количество мед в припоя за единица време (μ). Кривата на разтворимостта е построена на основата на контактуване на чиста мед с еднакви маси стопилки от оловно-калаени припои с различно съдържание на калай, при което са били измерени количествата на медта от припоя (фиг. 3). В случай разтвореното количество мед за единица време (μ) е нанесено по

ординатната ос, а температурата на стопения припой се отчита по абсцисата на диаграмата, като количеството на разтворената мед в припоя рязко се увеличава с повишаване на температурата над 240°C.

За да се избегне разтварянето на медта от върха на медните човки и образуването на хлътнали места, се прибягва до облагородяване на върха



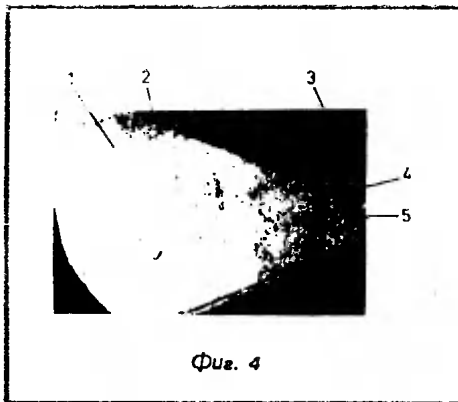
Фиг. 2

Фиг. 3

на медните човки, с което се избягва износването им, получено в резултат на разтварянето на медта от оловно-каленина припой. На фиг. 4 е показан напречен шлиф от върха на медна човка с разтворени повърхности 2, 3 и 4 от припоя 5, които неправилно се считат от запойчиците като прегаряне на медта. Заваряването с такива износени медни човки води неизбежно до некачествени спойки, по-голям разход на припой и по-често ремонтване на медните човки.

За облагородяване на медните човки се прилага галванично нанесено желязно покритие с дебелина 20-25 μm с тънка подложка от никелов слой. В зависимост от характера на производството и дебелината на желязното покритие облагородените върхове имат 3 до 6 пъти по-голяма издръжливост в сравнение с незащитените медни върхове. Освен това облагороденият връх на медната човка възпрепятства до известна степен натрупването на окиси в края на стеблото, с което се създават по-добри условия за топлопредаване на топлоотдаващия елемент към върха при продължителна работа с пояника.

Характерно за облагородените върхове на медните човки е и това, че



Фиг. 4

в зависимост от дебелината на металното галванично покритие се изменя в значителна степен и топлопренасящата способност на върховете. Опитно е установено, че при избор на пояник с облагороден връх на медната човка се взема такъв с мощност, една степен по-голяма от тази, която бихме избрали при условие, че се ползва медна човка с необлагороден връх.

Добри резултати се получават и при облагородяване на върха на медната човка с желязно-хромово покритие. То се отличава с високата си корозионна устойчивост, а дълготрайността му нараства 10-20

пъти в сравнение с незащитените медни върхове. Облагородяването с желязно-хромово покритие на върховете на медните човки има и това предимство, че те не се нуждаят от почистване в процеса на спояването.

Галваничните покрития трябва да са плътни, без пукнатини и пори. При наличие на такива дефекти припоят има достъп до сърцевината. В случая се извършва разтваряне под галваничното метално покритие, което е незабележимо и върхът на медната човка бързо се поврежда. С изменената конфигурация на върха на медната човка се влошава топлопренасянето, понижава се чувствително необходимата температура на спояване и в крайна сметка се получават некачествени (студени) спойки.

В заключение трябва да се отбележи, че изнесенният материал е насочващ и трябва да се има предвид от технолози и запойчици от радиоелектрониката, с което значително ще се подобри качеството на изпълнените меки спойки, ще се удължи междуремонтният срок на експлоатация на пояниците и ще се снижи себестойността на ремонта на медните човки.

НЕПРИБЛИЖИ

Търся крайна лампа за радиотелефон РТ 21-1Б

Ивайло Харачерев, ул. „Вл. Вазов“ 56, бл. 10, вх. Б, ап. 5, тел. 46 59 92, София - 1505

Продавам: ролкови маанетофони AKAI GX265D и GX635D; честотомар с два обхвата (10 kHz-100 MHz и 0.1-12 GHz).
Васил Стоичков, тел. 43 31 48, Пловдив - 4015

Търся срещу заплащане схемата на видеокасетофон AKAI VS-23EDI.

Валери Николов, ул. „Антон Чехов“ 12, Благоевград

Продавам принтер M88, монохроматичен монитор, контролер за HDD и FDD за PC/AT.

Заменям с доплащане гънна платка 286 за 386/486.

Стоян Обретонов, ул. „Варненска“ 16, тел. 0579/60 62, Балчик

Продавам ИС C520 (60 лв.).

Купувам ИС TEA1039.

Ангел Николов, Сливенска община, с. Стара река - 8841

Търся 2 бр. ИС 4M12.

Продавам два талона за получаване на справочници на фирмата „Siliconix“.

Владимир Мирчев, ж.к. „Младост 3“ бл. 353, вх. А, ап. 14, тел. 77 38 05, София

Търся: RGB-платка за телевизор PHILIPS - Type D26C989; ИС TDA2760, 74LS273 (555IP35), 74LS194, 74LS132.

Валентин Аурелов, ул. „Филип Тотю“ бл. 7, ап. 21, тел. 086 7 38 28, Силистра - 7500

Купувам 2 бр. интегрални схеми SM311.

Метин Мехмедов, ул. „Аг. Антонов“ 7, Русенска област, с. Божурово - 7335

Купувам платка за телемеханизатор за телевизор „Кристал“ и 10 бр. транзистори BU323A.

Крум Лисичков, ул. „Девня“ 11А, вх. Б, ап. 39, тел. 052 23 63 00, Варна - 9000

Купувам или заменям за групи електронни елементи ИС TDA1010 и кварцов резонатор 1 MHz.

Орлин Бонев, кв. „Възраждане“ бл. 37, вх. 4, ап. 88, тел. 44 17 75, Варна - 9000.

Anritsu Instruments

The widest range of
Measurement Equipment for Telecommunications

ELSINCO, str. Kottenski Prohod, bl. 96/A6/14, 1408 Sofia, Tel./Fax: 58 16 98

ELSINCO
Electronic Measurement Technology

Аналози на някои градивни елементи

Елемент	Вид	Руски аналог		Български аналог		Други аналози (производител)	Забележка
		пълн	приблизителен	пълн	приблизителен		
Транзистор	2Т3167	-	КТ503Б	2Т3167	-	BC547 (PHILIPS)	общо предназначение
"	2Т3307	-	КТ502Б	2Т3307	-	BC557 (PHILIPS)	" "
"	2Т3168	-	КТ503А	2Т3168	-	BC548 (PHILIPS)	" "
"	2Т3309	-	КТ502А	2Т3309	-	BC559 (PHILIPS)	" "
"	2Т3512	-	КТ503А	2Т3152	-	BC549 (PHILIPS)	" "
"	2Т3841	-	КТ3108В	2Т3841	-	BC179 (PHILIPS)	" "
"	2Т9139	-	КТ815Г	2Т9139	-	BD139 (SGS)	мошен НЧ
"	2Т9140	-	КТ814Г	2Т9140	-	BD140 (SGS)	" "
"	КФ523	-	КП103Е	-	-	-	полев с р-канал
Интегрална схема	723	КР142ЕН1		1КН723СР		μА723 (FAIRCHILD)	регулируем стабилизатор 2-37 V

ДОГОВОР ЗА АБОНАМЕНТ

ИМЕ:.....
 АДРЕС: ГР.(С).....
 КОД.....
 ОБЛАСТ.....
 ОБЩИНА.....
 УЛИЦА..... N.....
 БЛ..... ВХ..... ЕТ..... ТЕЛ.....

С този талон Вие си осигурявате възможност за редовно получаване на описанието при твърдо установена цена и на малки вноски, докато цените за свободна продажба ще бъдат променливи и тази година в зависимост от цените на хартията и производствените разходи. С ВАШИЯ АБОНАМЕНТ Вие ПОДКРЕПЯТЕ ВАШЕТО СПИСАНИЕ!

Сп. "Радио, телевизия, електроника"

ДОГОВОР ЗА ПУБЛИКАЦИЯ

ИМЕ:.....
 АДРЕС: ГР.(С).....
 КОД.....
 ОБЛАСТ.....
 ОБЩИНА.....
 УЛИЦА..... N.....
 БЛ..... ВХ..... АП..... ТЕЛ.....
 ПАСПОРТ: СЕРИЯ..... N.....

Декларирам, че съм съгласен редакцията на сп. "Радио, телевизия, електроника" да публикува предложени от мен материал с направените редакционни поправки и с определения от редакцията хонорар.

ИДЕЯТА Е НАША, А ПОЛЗАТА Е ИЗЦЯЛО ВЪВ ВАШ ИНТЕРЕС! СПИСАНИЕ "РАДИО, ТЕЛЕВИЗИЯ, ЕЛЕКТРОНИКА" Е НА РАЗПОЛОЖЕНИЕ!

С тези два талона, попълнени и изпратени в редакцията, бихте могли да разчитате на:
 - безплатна обява за покупка, продажба или замяна на радиоелектронни уреди, системи и компоненти;
 - получаване на кратка техническа консултация по интересувачи ви въпроси в областта на радиолюбителството, схемотехниката и др.
 Единственото условие е изпратеният от вас текст да е кратък и ясен и да бъде написан в съответната графа на талона. Това се налага поради компютърната подготовка и обработка на материалите в списанието.
 Нашият адрес е: София, ул. "Раковски" 56А, сп. "Радио, телевизия, електроника".

ТАЛОН N 1. БЕЗПЛАТНА ОБЯВА

Име, презиме и фамилия:

Адрес:

Телефон:

Почтис:

Дата:

Текст на обявата: _____

Редакцията ще приема обяви, написани само върху този талон. За достоверността им отговорност носи единствено техният поглед.

Елемент	Вид	Руски аналог		Български аналог		Други аналози (производител)	Забележка
		пълн	приблизителен	пълн	приблизителен		
„	SN7400	K155AA3	-	1АБ00ШМ	-	7400PC (TUNGSRAM)	4x2-входови И-НЕ
„	SN7406	K155AH3	-	-	-	7406PC (TUNGSRAM)	шест елемента НЕ с ОК
„	SN7476	-	-	-	-	7476PC (TUNGSRAM)	четири JK-тригера
„	SN74123	K155AG3	-	-	10И123ШМ	74123PC (TUNGSRAM)	двоен моновибратор
„	CD4011	K561AA7	-	CM14011P	-	HEF4011B (PHILIPS)	4x2 И-НЕ
„	709	K553УД1	-	1У0709СМ	-	μA709 (FAIRCHILD)	универсален ОУ
„	7805	K142ЕН5А	-	1PH7805CP	-	μA7805 (FAIRCHILD)	тризволен стабилизатор 5 V/1 A
„	7915	-	-	1PH7915CP	-	μA7915 (FAIRCHILD)	тризволен стабилизатор -15 V/1 A
Тиристор	T7-4	KY202M	-	T7-4	-	BTW39-400 (THOMSON)	общо предназначение
„	T7-0.5	KY202B	-	T7-0.5	-	BTW39-50 (THOMSON)	„ „

ДОГОВОР ЗА ПУБЛИКАЦИЯ

За осъществяване на публикация в списанието всеки материал, постъпил в редакцията, трябва да бъде придружен от този договор. Авторът получава своя хонорар след публикацията. Редакцията не дължи на автора безплатни екземпляри, както и не връща предадени за публикация материали. Публикацията се осъществява в рамките на десет поредни броя от датата на постъпване на материала в редакцията, освен в случаите, когато е невъзможна поради липса на качества на материала, за което авторът ще бъде уведомен. Редакцията публикува материала в тиража на списанието и го разпространява в страната и в чужбина.

Дата..... Подпис.....

ДОГОВОР ЗА АБОНАМЕНТ

Желя да се абонирам за списание "Радио, телевизия, електроника" през следния период (отбележете желаните квадратчета с X) на 1994 г.

ТРИМЕСЕЧИЯ

първо второ трето четвърто

☐ ☐ ☐ ☐

Можете да се абонирате за произволен брой тримесечия. Цената за едно тримесечие е 60 лв.

Сумата трябва да преведете най-късно месец преди започване на съответното тримесечие на адреса на редакцията 1202-София, бул. "Раковски" N 56 А, оп. "Радио, телевизия, електроника", с пощенски запис - до поискване, изпратен на 199...г.

ТАЛОН N 2. КРАТКА ТЕХНИЧЕСКА КОНСУЛТАЦИЯ

Име, презиме, фамилия:

Адрес:

Интересува ме: _____

Подпис:

Дата:

Редакцията
ще отговаря
на въпроси,
написани
само върху
този талон.

**НИЕ СМЕ ЕДИНСТВЕНИ-
ТЕ В ТАЗИ СТРАНА,
КОИТО РАБОТИМ ЗА ВАС
БЕЗПЛАТНО.**

**И СМЕ ДОВОЛНИ ОТ
ТОВА!**

ПРИЕМНА НА СПИСАНИЕТО

**ПРАКТИЧЕСКИ УКАЗАНИЯ И СЪВЕТИ,
ИНТЕРЕСНИ СХЕМНИ РЕШЕНИЯ,
ТЪРСЕНИ СХЕМИ,
МЕТОДИКИ И НАЧИНИ НА СВЪРЗВАНЕ,
СПРАВОЧНИ ДАННИ ЗА ИС, ТРАНЗИСТОРИ И
ДИОДИ**

ДОБРЕ ДОШЛИ!

**ТЕЛЕФОНИ 87-34-81 И 87-91-58 СА
НА ВАШЕ РАЗПОЛОЖЕНИЕ. КОН-
СУЛТАЦИЯ ЩЕ ПОЛУЧИТЕ ОТ
ВИСОКОКВАЛИФИЦИРАНИ СПЕ-
ЦИАЛИСТИ И ПРАКТИЦИ В ОБ-
ЛАСТТА НА МИКРОПРОЦЕ-
СОРНАТА, НИСКОЧЕСТОТ-
НАТА, HI-FI И РАДИОПРИЕМНАТА
ТЕХНИКА, ТЕЛЕВИЗИЯТА, ПРИЛОЖНАТА
ЕЛЕКТРОНИКА, РАДИОЛЮБИТЕЛСКИ-
ТЕ КОНСТРУКЦИИ И СПОРТОВЕ**

**Всеки първи
четвъртък на месеца,
от 16 до 18 часа,
редакционната приемна
на ул. "Раковски" 56А е
отворена за вас.**

YOUR BEST CHOICE FOR ISDN Protocol Analyzer

EF212A/213A

Bright, easy-to-read color TFT large screen
Three-interface, 4-channel simultaneous monitor
Small and lightweight for long-term observation
Fully intelligent functions



ЕЛСИНКО-СОФИЯ

Ж.К. "СТРЕЛБИЦЕ", УЛ. "КОТЛЕНСКИ ПРОХОД", БЛ. 96, ЕТ. 6, АП 14, СОФИЯ-1408

ТЕЛ: 58 61 31

ТЕЛ./ФАКС: 58 16 98