

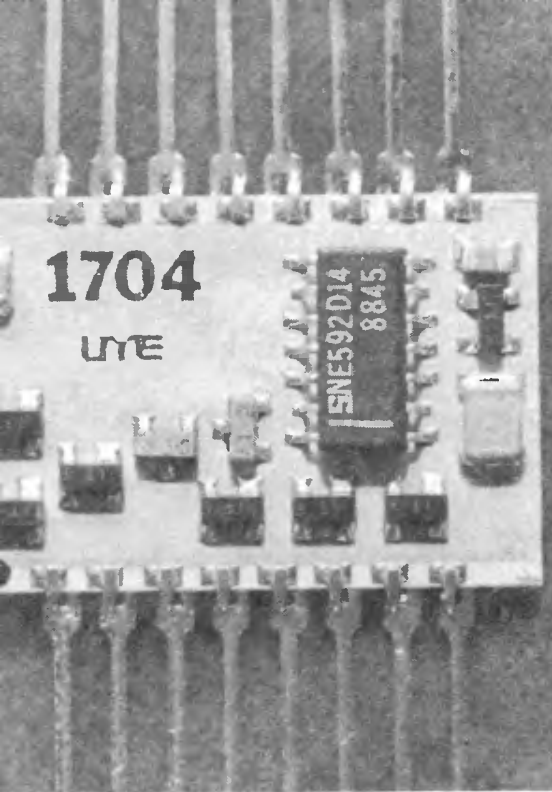
РАДИО

телевизия електроника

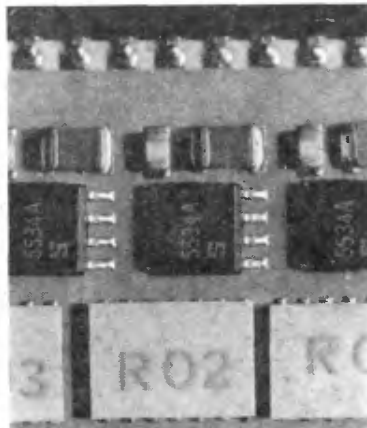
- ФАМИЛИЯ ЕДНОЧИПОВИ МИКРОКОМПЮТРИ CM650
- В ПОМОШ НА ПРИТЕЖАТЕЛИТЕ НА ДОМАШЕН КОМПЮТЪР ПРАВЕЦ—8Д ПРИЛОЖЕНИЕ НА VIA 6522 В МИКРОКОМПЮТРИТЕ
- ПРИЕМНИК ЗА СПЪТНИКОВА ТЕЛЕВИЗИЯ
- СПОРАДИЧЕН ЛИ Е СПОРАДИЧНИЯТ E_s СЛОЙ?



Основните разработки на Института по микроелектроника са в областта на полупроводниковите памети, микропроцесорите и микрокомпютрите, матричните интегрални схеми, стандартните логически и чисто специализирани интегрални схеми, хибридните интегрални схеми

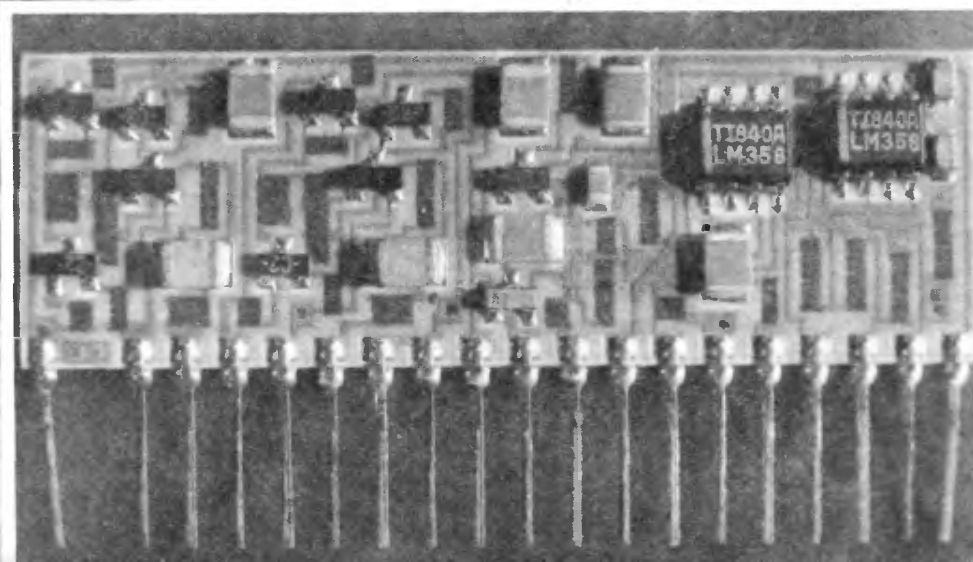


Институт по
микроелектроника
София 1184, бул. „Левин“
7-и км
телефон: номератор 74331
пласмент 779102
Телекс: 22064
Телефакс: 772298

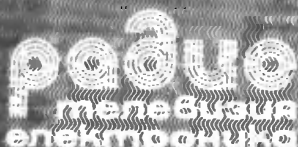


Институтът по микроелектроника разполага с богат опит в разработването на MOS и хибридни интегрални схеми и това е гаранция за високо качество на изпълнението на:

- задания за проектиране на мощности
- верификация на проекти на MOS интегрални схеми
- разработване на производство на стандартни и специализирани MOS и хибридни интегрални схеми



ISSN 0204—4978



Година XXXIX,
брой 6, 1990 г.

ВЪНШЕН БРОЙ

В СЛЕДВАЩИЯ БРОЙ

- ОРАЗМЕРЯВАНЕ НА БОБИНИ ЗА РАЗДЕЛИТЕЛНИ ФИЛТРИ НА ОЗВУЧИТЕЛНИ ТЕЛА
- КОНВЕРТОРНА ПРИСТАВКА
- ЛОГОПЕРИОДИЧНИ АНТЕННИ СИСТЕМИ
- БЕЗЖИЧНИ СЛУШАЛКИ

Издание на Комитета по съобщения и информатика, Централен съвет на Организацията за съдействие на отбраната
Списанието е наградено с орден „Кирил и Методий“, II степен

СЪДЪРЖАНИЕ

РАЗВИТИЕ НА МИКРОЕЛЕКТРОНИКАТА У НАС ... 2
И. Зарков
ФАМИЛИЯ ЕДНОЧИПОВИ МИКРОКОМПЮТРИ CM650..... 5
С. Начев
МОНОЛИТЕН 12-РАЗРЕДЕН АНАЛОГОВО-ЦИФРОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ CM757 6
С. Нейчев и кол.
ГЕНЕРАТОР НА ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЩО СЕ НАПРЕЖЕНИЕ 8
Н. Тодоров, Й. Симеонов
„РАЗУМНИ“ МОЩНИ ИНТЕГРАЛНИ СХЕМИ — ДА ИЛИ НЕ? 9
„ПСАРИ“ — ПЪРВЕЦ НА „ИНТЕРСПЪТНИК“ 11

МИКРОКОМПЮТЪРНА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА РАДИОПРИЕМНИК. ТЪРСЕЩА НАСТРОЙКА 12
Н. Пенчев

ПЛАВЕН ФАЗОИНВЕРТОР 13
В ПОМОЩ НА ПРИТЕЖАТЕЛИТЕ НА ДОМАШЕН КОМПЮТЪР ПРАВЕЦ—8Д. ПРИЛОЖЕНИЕ НА VIA 6522 В МИКРОКОМПЮТРИТЕ..... 14
П. Петров
„ПРАВЕЦ 82“ ПРОГРАМА „ЛИНИЯ“ 16
П. Славов
НОВОСТИ..... 17
СПРАВОЧНИК..... 19
ПРИЕМНИК ЗА СПЪТНИКОВА ТЕЛЕВИЗИЯ — II ЧАСТ..... 23
Д. Добрев, А. Йорданова
СХЕМОТЕХНИКА ЗА МАЛКИ И ГОЛЕМИ 26
РАДИО- И ТЕЛЕВИЗИОННИ РЕМОНТИ 28
АБВ НА РАДИОРЕМОНТИТЕ..... 30
СПОРАДИЧЕН ЛИ Е СПОРАДИЧНИЯТ Е СЛОЙ?... 32
А. Несторов
ИЗ ЧУЖДЕСТРАННИИ ПЕЧАТ..... 35

РАЗВИТИЕ МИКРОЕЛЕКТРОНИКИ У НАС 2
И. Зарков
ФАМИЛИЯ ОДНОКРИСТАЛНИХ МИКРОКОМПЮТЕРОВ CM650..... 5
С. Начев
МОНОЛИТНИЙ 12-РАЗРЯДНЫЙ АНАЛОГОВО-ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ CM757 6
С. Нейчев и кол.
ГЕНЕРАТОР ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ..... 8
Н. Тодоров, Й. Симеонов
„РАЗУМНЫЕ“ МОЩНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ — ДА ИЛИ НЕТ? 9
„ПСАРИ“ — ПЕРВЕЦ „ИНТЕРСПУТНИКА“ 11
МИКРОКОМПЮТЕРНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ РАДИОПРИЕМНИКОМ ИЩУЩАЯ НАСТРОЙКА 12
Н. Пенчев
ПЛАВНИЙ ФАЗОИНВЕРТОР..... 13
В ПОМОЩ НА ПРИТЕЖАТЕЛИТЕ НА ДОМАШЕН КОМПЮТЪР ПРАВЕЦ—8Д. ПРИЛОЖЕНИЕ НА VIA 6522 В МИКРОКОМПЮТРИТЕ..... 14
П. Петров
„ПРАВЕЦ 82“ ПРОГРАММА „ЛИНИЯ“ 16
П. Славов
НОВОСТИ 17
СПРАВОЧНИК..... 19
ПРИЕМНИК ДЯ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ — II ЧАСТ 23
Д. Добрев, А. Йорданова
СХЕМОТЕХНИКА ДЯ МАЛЫШЕЙ И ВЗРОСЛЫХ . 26
РАДИО- И ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ РЕМОНТЫ..... 28
АБВ РАДИОРЕМОНТОВ..... 30
СПОРАДИЧЕН ЛИ СПОРАДИЧНИЙ Е СЛОЙ? 32
А. Несторов
ЗА РУБЕЖОМ..... 35

Главен редактор ПЕТЪР ЛОЛОВ
РЕДАКЦИОННА КОЛЕГИЯ:
инж. ОГНЕМИР ГЕНЧЕВ
ПАНТЕЛЕЙ ГЕОРГИЕВ —
зам.-гл. редактор
полк. МИТКО ПЕТРАНОВ
инж. ИВАЙЛО ИВАНЧЕВ
ст. н. с. к. т. н. инж. КИРИЛ
КОНОВ
СОТИР КОЛАРОВ — LZ1SS
ст. н. с. к. т. н. инж. ЛЮБЕН
ТОНЕВ
к. т. н. инж. ЦАНКО ЦАНЕВ

ПОСТОЯННИ КОНСУЛТАНТИ:
доц. к. т. н. инж. АНГЕЛ АНГЕЛОВ
инж. ХРИСТО ДИМЧЕВ
н. с. к. т. н. инж. ЖИВКО
ЖЕЛЯЗКОВ
н. с. инж. СТЕФАН КАЛОЯНОВ

н. с. инж. ВЛАДИМИР
МИХАЙЛОВ
н. с. к. т. н. инж. БОРИСЛАВ
ОРОЗОВ
ас. инж. ПЕТЪР ПЕТРОВ
ст. н. с. к. т. н. инж. ТИХОМИР
ТАКОВ
инж. ИЛИЯ ЩЪРБАНОВ
ст. н. с. к. т. н. инж. ДИМИТЪР
ПОПЯНЕВ

Редактори:
инж. АЛЕКСАНДЪР САВОВ
БИСТРА КУШЛЕВА
инж. ЕМИЛИЯ ХРИСТОВА
инж. ЮЛИАНА ТИШЕВА
Секретар СТЕФКА НИКОЛОВА
Художник ВЕЛИСЛАВ ВЕЛЕВ
Технически редактор СНЕЖАНА СТАНЕВА
АДРЕС НА РЕДАКЦИЯТА
София, ул. „Граф Игнатиев“ 18.

ког 1000
ТЕЛЕФОНИ:
редактори 87-91-58,
каса В7-60-46,
документация 87-34-81
Брой 6, Година 1990. Формат
60 x 90/8
Тираж 50 300. Дадена за печат на
25.IV.1990 г.
Подписана за печат на 25.VII.1990г.
Годишен абонамент: служебен
10,80 лв.,
личен 8 лв., отделен брой 0,90 лв.
Държавна печатница
„Г. Димитров“ — София

© Комитет по съобщения
и информатика,
Централен съвет на
Организацията
за съдействие на отбраната

РАЗВИТИЕ НА МИКРОЕЛЕКТРОНИКАТА

У НАС

УДК 621.3.049.77

Ст. и. с. к. т. и. инж. Иван Зарков

Институтът по микроелектроника (ИМЕ) — София, е създаден през 1967 г. на основата на секция „Силиций“ на Физическия институт на Българската академия на науките. Още на следващата година се появиха първите български MOS-транзистори и първата българска интегрална схема. В настоящия момент ИМЕ влиза в състава на фирма „МИКРОЕЛЕКТРОНИКА“ — Ботевград.

Първата разработка на ИМЕ с особена важност за българската електроника е серията от ИС УНИМОС, с помощта на която бе реализиран един от първите електронни калкулатори в света — „ЕЛКА—42“. С този калкулатор България участва в Световното изложение в Япония (Осака) през 1972 г. Първите български оперативни и постоянни MOS-памети и 4-битов микропроцесор се появили в началото на 70-те години. Дейността на специалистите от ИМЕ, концентрирана първоначално само върху разработката и внедряването в редовно производство на MOS-интегрални схеми, постепенно се насочи и към други области, от които с особена важност са разработката и производството на хибридни интегрални схеми (ХИС). Компетентни специалисти на института работят и в областта на тестово и технологично оборудване за микроелектрониката, разработка на софтуер за автоматизирано проектиране на ИС, разработка на електронни устройства и т. н.

Основните разработки на ИМЕ в областта на полупроводниковите памети, микропроцесорите и микрокомпютрите, матричните интегрални схеми, стандартните логически и чисто специализирани ИС са показани в табл. 1–5. В настоящия момент нивото на разработките на института се определя от 8- и 16-битовите микропроцесорни интегрални схеми, 8-битовите едночипови микрокомпютри, статичните RAM до 16К и динамичните RAM до 256К. Степента на интеграция за ROM и EPROM е до 64К. Специализираните интегрални схеми са разработени посредством използване на базови матрични кристали (засега до 6000 гейта), библиотека от стандартни клетки и „ръчно“ изготвяне на топологията в случаите, когато първите два подхода са неефективни.

ПАМЕТИ

Таблица 1

Тип	Корпус	Описание	Аналог
Оперативни ЗУ			
CM8102	16	1k(1k × 1) NMOS SRAM	2102 Intel
CM8104	22	1k(256 × 4) NMOS SRAM	2101 Intel
CM8114	18	4k(1k × 4) NMOS SRAM	2114 Intel
CM8501	22	1k(256 × 4) CMOS SRAM	5101 Intel
CM8513/14	18	4k(1k × 4) CMOS SRAM	TC5513/14 Toshiba
CM8516	20	16k(16 × 1) CMOS SRAM	IDT6167 — САЩ
CM8517 18	24	16k(2k × 8) CMOS SRAM	TC5517 Toshiba
CM8601	18	2 × 512 специализиран CMOS SRAM	няма
CM8116	16	16k NMOS DRAM	MK4116—MOSTEK K565PV3—СССР
CM8164	16	64k NMOS DRAM	HM4864—MOSTEK K565PV5—СССР
CM81256	16	256k CMOS DRAM	HUB41257—Siemens
Постоянни ЗУ			
CM7516	24	16k(2k × 8) CMOS ROM	2316—Intel
CM7832	24	32k(4k × 8) NMOS ROM	2332—Intel
CM7864	28	64k(8k × 8) NMOS ROM	2364—Intel
CM7704	28	4k(200 × 16) NMOS PROM ($V_{pp} = 23$ V)	не
CM7716	24	16k(2k × 8) NMOSE PROM	2716—Intel
CM7732—A	24	32k(4k × 8) NMOS EPROM ($V_{pp} = 25$ V)	K573R05—СССР
CM7764	28	64k(8k × 8) NMOSE PROM ($V_{pp} = 21$ V)	2732A—Intel
CM77C64A	28	64k(8k × 8) CMOSE PROM ($V_{pp} = 12,5$ V)	2764—Intel K573P06—СССР
CM77C27	21	4k(512 × 8) CMOS PROM ($V_{pp} = 12,5$ V)	MBM27C64—Fujitsu
CM77C28	21	8k(1k × 8) CMOS PROM ($V_{pp} = 12,5$ V)	Am27C27 AMD (bip) не

МИКРОПРОЦЕСОРИ И МИКРОКОМПЮТРИ

Таблица 2

Тип	Корпус	Описание	Аналог
CM601P	40	8-битов микропроцесор	MC6800 Motorola
CM602P	40	Периферен интерфейс адаптер (PIA)	MC6820 Motorola
CM603	24	Асинхронен последователен интерфейс адаптер	MC6821 Motorola
CM604	24	Синхронен серийен интерфейс адаптер	MC6850 Motorola
CM605	24	Цифров модулатор	MC6862 Motorola
CM606	28	Програмируем таймер	MC6840 Motorola
CM607	40	Контролер за управление на електроннолъчева тръба (CRTC)	MC6845 Motorola
CM608	40	Контролер за директен достъп до паметта (DMAC)	MC6844 Motorola
CM609	40	Контролер за флопи-дисккови устройства (FDC)	8272A, Intel MPD765A NEC
CM610	40	Уинчестер диск-контролер (WDC)	82062, Intel WD1010 Western Digital
CM611	40	Асинхронен комуникационен елемент	INS8250 N—B National Semiconductor
CM621	24	Паралелно-последователен преобразувател на данни	не
CM622	28	Последователно-паралелен преобразувател на данни	не
CM630	40	8-битов микропроцесор	R6502, SY652 — САЩ Rockwell, Synertek
CM631	40	Контролер за управление на паметта	не
CM632	40	Входно-изходен контролер	не
CM633	22	Логическа матрица тип „NAL“	не
CM637	40	Контролер за директен достъп до паметта	8237A —5 Intel
CM650	28	8-битов микрокомпютър	MC6805 P2 Motorola
CM651	48	Чип за развитие на 8-битови микрокомпютри	не
CM652	40	Едночипов 8-битов микрокомпютър	MC6805 U2
CM653	40	Едночипов микрокомпютър	MC6805 U3
CM654	40	Едночипов микрокомпютър с АЦП	MC6805 R2

Стандартните и специализираните интегрални схеми в ИМЕ се произвеждат на база на разновидности на висококачествена N-канална технология със силициев гейт и CMOS-технология. В табл. 6 и 7 са показани най-типичните параметри на схемите, които се произвеждат с тяхна помощ.

Хибридните интегрални схеми се произвеждат посредством няколко варианта на дебелослойна и тънкослойна технология (табл. 8). Прецизните резистори и резисторни групи се реализират основно чрез никелхромова и танталова тънкослойна технология. Освен тези изделия в развойно-производствената програма на института са застъпени ХИС за изчислителната техника, за ЦПУ, за съобщителната техника, за приборостроенето и автомобилната промишленост, за специални цели и т. н.

През последните години усилено се търсят и нови пътища за разширяване на връзките с други предприятия.

В ИМЕ може да бъде организирана проверката на проекти на интегрални схеми, изготвени във външни организации, като за целта се използва технологичната линия на ИМЕ в целия цикъл на „Фотомаски — пластини — измерване — монтаж“. Специалистите от ИМЕ могат да организират и внедряването при клиенти на висококачествени и високоэффективни NMOS, CMOS и хибридни технологии за производство на интегрални схеми.

Качеството на продукцията в ИМЕ се гарантира посредством поредица от контролни дейности, заложи в развойния и производствения цикъл, като контрол при проектирането, технологичен контрол (междооперационен и краен) и динамично-функционално тестване. Надеждността се гарантира допълнително чрез прилагането на различни механични, електрически и климатични въздействия върху 100% от продукцията.

В ИМЕ на този етап са разработени два основни вида тестери — за MOS и за хибридни интегрални схеми, които позволяват измерването на ХИС с брой изводи на схемата до 40, и на цифрови интегрални схеми (памети, микропроцесори, микрокомпютри и други големи интегрални схеми) с брой на изводите до 64. Изготвянето на тестови програми и тестването на интегрални схеми е една от текущите дейности в института, която може да бъде използвана и от външни клиенти.

Натрупаният огромен опит и солидната материална база позволяват на специалистите от ИМЕ да разработват задания за проектиране на производствени и развойни мощности за микроелектрониката и да обучават специалисти за проектиране и производство на интегрални схеми.

По отношение на перспективите през следващия период ще продължи развитието на различните типове полупроводникови памети. В областта на мик-

Тип	Корпус	Описание	Аналог
CM655	40	Едночипов 8-битов микрокомпютър	MC6805 R3
CM656	28	Едночипов 8-битов микрокомпютър с EPROM	MC68705 P3/P5
CM657	40	Едночипов 8-битов микрокомпютър с EPROM	MC68705
CM674	40	Коммуникационен контролер	8274 Intel
CM688	40	8/16-битов NMOS-микропроцесор	8088 Intel
CM688—2	40	8/16-битов NMOS-микропроцесор с повишено бързодействие	8088—2 Intel
CM6HC18	28	Часовник за реално време	146818A Motorola
CM6HC51	40	Едночипов CMOS-микрокомпютър	MC146805 E2

ЛОГИЧЕСКИ ИС — СЕРИЯ 14

Таблица 3

CM14001	14	4 двувходови схеми „ИЛИ—НЕ“	CD4001—RCA
CM14007	14	2 комплементарни двойки и инвертор	CD4007—RCA
CM14011	14	4 двувходови схеми „И—НЕ“	CD4011—RCA
CM14013	14	2 D-тригера	CD4013—RCA
CM14027	16	2 Z—K-тригера	CD4027—RCA
CM14029	16	Двоично-десетичен реверсивен брояч с паралелен запис	CD4029—RCA
CM14052	16	2×4 входа аналогов мултиплексор	CD4052—RCA
CM14066	14	4 независими аналогови ключа	CD4066—RCA
CM14511	16	7-сегментен дешифратор с памет и драйвери	CD4511—RCA
CM14517—1	16	128-битов статичен преместващ регистър	не
CM14517	16	Два независими 64-битови статични преместващи регистъра	HEF4517B—Philips

ЧИСТО СПЕЦИАЛИЗИРАНИ ИС

Таблица 4

CM902	42	Схеми за крайни телефонни апарати	не	
CM918	18	Автоматичен номеронабирател	не	
CM925	16	Импулсен номеронабирател	STC2560 AMI	
CM926	24	Схеми за телефонни централи	не	
CM927	16	2×8 комутационна матрица	MO99—SGS	
CM928	24	16-входов мултиплексор с 4 адресни входа	не	
CM940D—C	16	16-битова памет — демултиплексор	не	
CM942D	28	Разделител на временни интервали	MC14418—Motorola	
CM944D	28	Схеми за селективно повикване	не	
CM945D—C	16	CMOS процесор за селективно повикване	FX003 „CML“—Англия	
CM710	28	CMOS адресен декодер за селективно повикване	FX103 „CML“—Англия	
CM711	28	CMOS адресен декодер/кодер за селективно повикване	FX403 „CML“—Англия	
CM712	42	CMOS тонов кодер за селективно повикване	FX503 „CML“—Англия	
CM757	24	Схеми за ЦПУ	не	
CM758—1	28	Интерполатор	H6501—Hitachi	
CM758—2	24	Схема за управление за позициониране	MB8702—Fujitsu	
CM759	20	Позиционен контролер и интерполатор	MB8739—Fujitsu	
CM757	24	АЦП и ЦАП	не	
CM758—1	28	12-разреден монолитен АЦП	не	
CM758—2	24	12-разреден ЦАП с побайтово въвеждане	не	
CM759	20	8-разреден CMOS АЦП	ADC6801	National Semiconductor
CM208	22	Други специализирани ИС	не	
CM305	16	Универсален програмируем брояч	не	
CM309	24; 18	CMOS преобразувател на паралелен в последователен код	не	
CM801	40	ИС за информационни управляващи системи с разпределени структури	не	
CM1630	28	MOS ИС за управление заалването на автомобил	не	
CM1642	28	MOS ИС за програмируем синтезатор на честота	S187	
CM1650	28	Синтезатор на честота	TDD1742T	
CM1651	28	MOS ИС за синтезатор на честота	HEF4750	
		Универсален делител	HEF4751	

МАТРИЧНИ ИС — CMOS-ТЕХНОЛОГИИ

Таблица 5

		200 гейта	
CMM02C001/PULSE/714	16	Импулсен генератор	MB14234
CMM02C005/DEC/ICM1	16	Транскодер HDB3	не

Тип	Корпус	Описание	Аналог
CMMH2C138/HC/ CMMH2C373/HC/	16 20	Аналози на серия 74 HCMOS 400 гейта	
CMM04C001/BIT/ CMM04C002/FDMA- 717/	24 28	МИС бит — контролер МИС DMA — контролер	MB14233 MB14231
CMM04C003/SLC— 715/	20	МИС подчинен входно-изходен конт- ролер	MB14235
CMM04C004/GEN— 718/	20	МИС адресен генератор	MB 14232
CMM04C005P/DISC/	24	МИС серводекодер за управление на Уинчестер диск	не
CMM04C006/MSC— 716/	18	МИС основен входно-изходен конт- ролер	MB14236
CMM04C007/	14	МИС контролер за флопи-диск 800 гейта	не
CMM08C001/ECC	48	МИС за корекция на грешка	DC631
CMM08C002/DMT/	28	МИС декодер за ЗУМЛ	не
CMM08C003/PLOT1/	40	МИС честотен генератор за плотер „Микроника“	не
CMM08C004/PLOT2/	40	МИС адресен декодер за плотер „Микроника“	не
CMM08C005/ICM2/	24	МИС за съпосочен стик	не
CMM08C006/ICM3/	28	МИС приемник на адреси	не
CMM08C007	40	МИС генератор предаване 1000 гейта	не
CMM10C001/WCONTR/	40	МИС контролер за Уинчестер диск	XEBEC3198—0045
CMM10C003/TBM/	40	МИС периферен контролер	не
CMM10C004/WD— ECC/	40	МИС за корекция на грешка	WD1014
CMM10C005/HCS/	40	МИС специализиран CRT контролер за домашен компютър	HCS1007
CMM10C006	28	МИС стик противосочен	не
CMM10C007	40	МИС генератор за сигнализиционно оборудване 1500 гейта	не
CMM15C001/PLOTTERS/	40	МИС сервоконтролер за плотер „Микроника“ 297	не
CMM15C002	40	МИС генератор приемане	не

ропроцесорните ИС се очертава появата на нови типове 16-битови микропроцесорни ИС. За едночиповите микрокомпютри ще бъде характерно вграждането на аналого-цифрови преобразователи, на сериен канал и на електрически програмируема памет. Очаква се появата на микрокомпютри с използването на CMOS-технология. В групата на специалните ИС главно ще се развият схемите на базата на БМК с повишена степен на интеграция (10—20 хил. вентила) и с използването на стандартни клетки.

В настоящия момент се разглежда възможността за разработка на специализирани ИС и с помощта на т. нар. електрически програмируема логическа ИС (EPLD). Започната е разработката на стандартни ИС от серията 74 HC, на ИС със смесени аналогови и цифрови функции и т. н. В областта на технологиите главно внимание ще бъде отделено на създаването на смесени биполярни и CMOS (VICMOS)-технологии.

При хибридните ИС ще продължи развитието на тенденцията за създаване на все по-сложни хибридни модули, използващи съвременни многослойни и двустранни технологии.

Таблица 6

N-КАНАЛ, СИЛИЦИЕВ ГЕЙТ, NMOS-ТЕХНОЛОГИЯ

NMOS-технология	Правила за проектиране	Захранващо напрежение	Предназначение
HMOS I	3,5 μm	5 V	MOS ИС от 8-битова микропроцесорна фамилия, едночипови микрокомпютри, специализирани ИС, памети със средна степен на интеграция
HMOS II	2,5 μm	5 V	16 бита микропроцесорна фамилия, специализирани ИС, динамични памети с обем 64К и електрически програмируеми памети
HMOS III	1,5 μm	5 V	Микропроцесори, специализирани ИС с повишено бързодействие и повишена степен на интеграция

Таблица 7

CMOS-ТЕХНОЛОГИЯ

Вид CMOS-технология	Технологични особености	Правила за проектиране	Захранващо напрежение	Предназначение
p-дjob	1 ниво поликристален силиций 1 ниво метал	4 μm	5 V 15 V	Логически и специализирани CMOS ИС
HCMOS I	1 ниво поликристален силиций 1 ниво метал	3,5 μm	5 V 10 V	Базови матрични кристали с обем 2500 логически гейта, статични памети с обем до 16К, постоянни памети до 1М, специализирани интегрални схеми
HCMOS II	1 ниво поликристалеи силиций 1 ниво метал	2,5 μm	5 V	
HCMOS III	2 нива поликристален силиций 1 ниво метал	1,5 μm	5 V	Динамични памети и електрически програмируеми постоянни памети с обем до 256К, статични памети до 64К
	1 ниво полнкристален силиций			Базови матрични кристали с обем до 20 000 логически гейта, специализирани CMOS ИС
Двоен дjob HCMOS III	2 нива поликристален силиций 1 ниво метал	1,5 μm	5 V	Памети
p-дjob	1 ниво поликристален силиций 2 нива метал			Специализирани ИС

ТЕХНОЛОГИИ ЗА ХИС

Тънкослойна технология

1. Прецизни резистори и резисторни схеми
Повърхностно относително съпротивление: от 10 Ω/□ до 450 Ω/□
Точност: до 0,1%
Граници на допустими стойности: 10 Ω ÷ 15 МΩ
Температурен коефициент на съпротивление: до 20 ppm
2. Никелови терморезистори
Стойност: до 1000 Ω
Температурен коефициент на съпротивление: 4000 ÷ 5000 ppm
Допуск: до 2%

Таблица 8

Линейност: ±0,3% в 20 ÷ 150°C-обхват

3. Високофреkwентни резисторни товари с разсейвана мощност до 50 W

Дебелиослойна технология

1. Резисторни схеми по поръчка
Граници на допустимите стойности: 1 Ω ÷ 10 МΩ
Разсейвана мощност: 0,125 W на резистор
Точност: до 2%
2. Хибридни интегрални схеми с голям брой SMD-компоненти с приложение в съобщителната техника, автомобилната електроника, медицината, електронноизчислителната техника и др.
3. Резистори за високо напрежение

ФАМИЛИЯ ЕДНОЧИПОВИ МИКРОКОМПЮТРИ

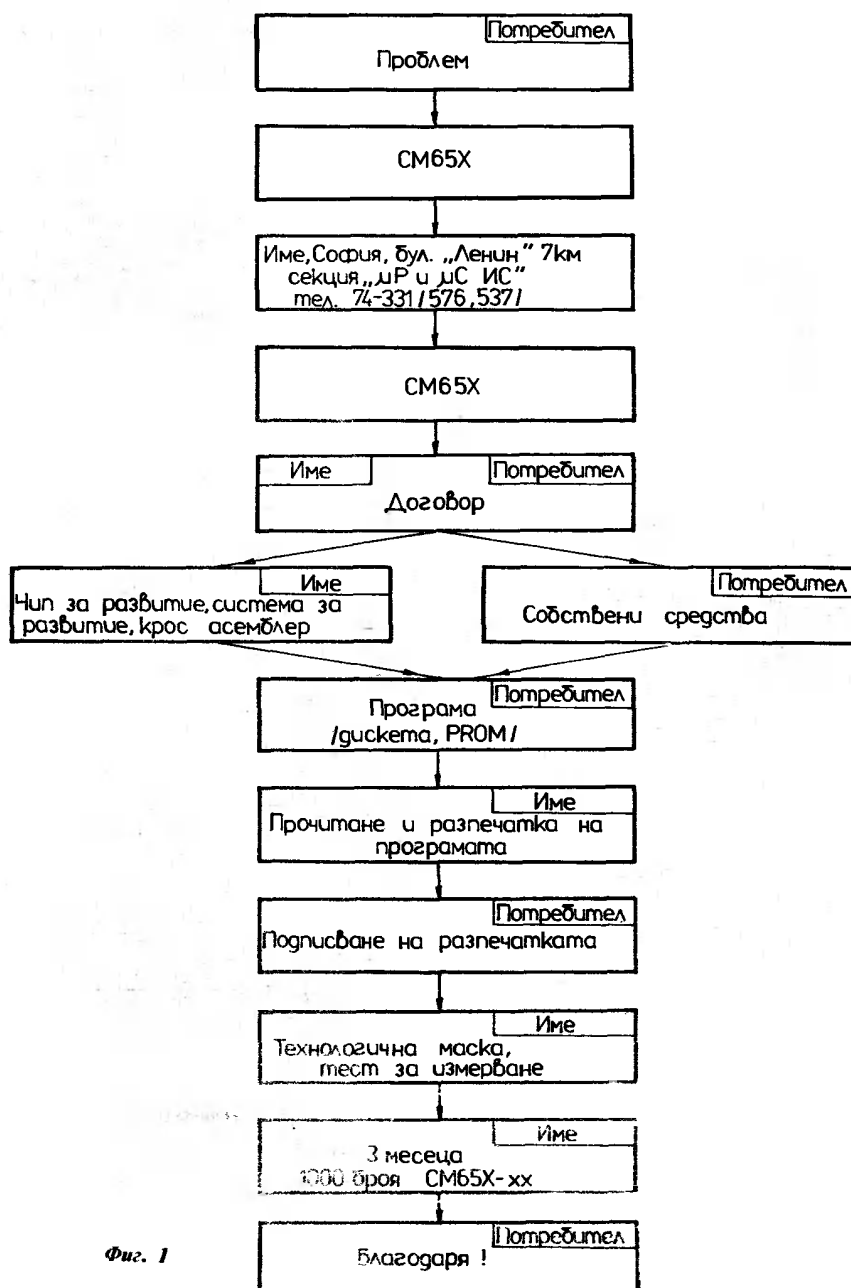
CM650

Светослав Начев, ИМЕ—София

Независимо от непрекъснатото повишаване на разредността и бързодействието на предлаганите микропроцесорни интегрални схеми, популярността на 8-битовите и даже на 4-битовите едночипови микрокомпютри не намалява. Това се дължи на факта, че за голям брой изделия изчислителните им възможности са достатъчни, а ниската им цена ги прави без конкуренти на пазара на елементи за евтини и масови управляващи устройства.

В ИМЕ—София, е разработена фамилия едночипови микрокомпютри CM650, която е пълен аналог на част от най-популярната в света фамилия MC6805 на фирмата MOTOROLA, САЩ. Тя се състои от 6 големи MOS-интегрални схеми (вж. табл. 1), които заедно с разработваните в момента едночипови микрокомпютри с вграден EPROM CM656 и CM657 (аналози съответно на MC68705P5 и MC68705U5) и CMOS-микрокомпютъра MC6HC51 (аналог на MC146805E2) ще задоволят до голяма степен потребностите у нас от евтина и високопроизводителна микроелектронна елементна база.

Фамилията CM650 е изградена около процесор, чиято система инструкции е много близка до тази на CM601 (аналог на MC6800). Едновременно с това този процесор има голям брой нови инструкции, ориентирани към входно-изходни и управляващи функции. Различните микрокомпютри от фамилията се различават по обема на постоянната и оперативната памет, по броя на входно-изходните линии, по това, дали има вградено аналогово-цифров преобразувател, и по вида на вградения таймер. Всеки потребител може да избере най-подходящия за неговите нужди микрокомпютър, като допълнително може да специ-



Фиг. 1

Схема	Аналог	Вх/изх. линии	ROM. байта	RAM, байта	АЦП	EPROM, байта	Външно адресно пространс- тво	Изводи	Технология
CM650	MC6805 P2	20	1100	64	—	—	—	28	NMOS
CM651	—	20 ¹ /16 ²	—	112	—	—	2 кВ ¹ 16 кВ ²	48	NMOS
CM652	MC6805 U2	32	2048	64	—	—	—	40	NMOS
CM653	MC6805 U3	32	3776	112	—	—	—	40	NMOS
CM654	MC6805 R2	28	2048	64	8 бита 4 канала	—	—	40	NMOS
CM655	MC6805 R3	28	3776	112	8 бита 4 канала	—	—	40	NMOS
CM656*	MC68705 R5	20	—	112	—	1796	—	40	NMOS FAMOS
CM657*	MC68705 U5	32	—	112	—	3776	—	40	NMOS FAMOS
CM6HC51*	146805 E2	16	—	112	—	—	8 кВ	40	CMOS

Забележка: * — в разработка

¹ — микрокомпютърен режим

² — микропроцесорен режим

фицира товароспособността на част от изходите (CMOS или TTL), вида на тактовия генератор (RC-верига, кварцов резонатор, външен такт), коефициента на деление на предварителния делител на таймера и източника на тактови сигнали към него. Всички тези разнообразни възможности се специфицират и поръчват от потребителя заедно с управляващата му програма и се реализират само с една технологична маска. Подробно техническите възможности на фамилията са описани в бр. 12/1985 г. на сп. „Радио, телевизия, електроника“, където е разгледан базовият микрокомпютър CM650. В следващите броеве ще бъдат разгледани новите представители на фамилията. Тев. са микрокомпютрите с външен АЦП CM654 и CM655 и едночиповият микрокомпютър за развитие

CM651, който няма чужд аналог.

За приложения в маломощни и преносими изделия в ИМЕ се разработва CMOS-микрокомпютърът CM6HC51 (аналог на MC146805E2). Заедно с часовника за реално време CM6HC18 (аналог на популярния и използван в персоналните компютри MC146818A) той ще обогати допълнително възможностите на фамилията.

Фамилията е в редовно производство и интересът към нея непрекъснато се увеличава. Вече са произведени 19 различни версии на микрокомпютрите със заци на потребителски програми. На фиг. 1 е показан алгоритъмът, по който с помощта на ИМЕ разработчикът може бързо и на съвременно ниво да конструира разнообразни интелигентни управляващи устройства. За допълни-

телна информация и техническа помощ потърсете специалистите от секция „Микропроцесорни и микрокомпютърни интегрални схеми“ към ИМЕ на посочения на фиг. 1 адрес. Ние разполагаме с необходимите апаратни и програмни средства, които облекчават и автоматизират процеса на разработка и настройка на потребителските програми.

В заключение трябва да се каже, че разработката на българската фамилия 8-битови едночипови микрокомпютри CM650 е обусловена от растящите потребности на изчислителната техника, електрониката, машиностроенето и битовата техника и отговаря на световните тенденции за създаването на мощни и интелигентни микрокомпютърни системи върху силициев кристал.

МОНОЛИТЕН 12-РАЗРЕДЕН АНАЛОГОВО-ЦИФРОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ CM757

Димитър Нейков, Владимир Христов,
Томислав Пеев, Николай Гишля,
ИМЕ—София

В статията е описан разработеният и внедрен в редовно производство в Института по микроелектроника монолитен 12-разреден аналогово-цифров преобразувател (АЦП) CM757. Този АЦП е резултат от натрупаният опит и знания при разработването и внедряването на редица 8- и 10-разредни модулни, хибридни и хибридни със специализиран MOS-чип ЦАП и АЦП, а така също и някои наши схемотехнични и технологични експерименти, изследвания и патенти [1,2]. В момента на внедряване-

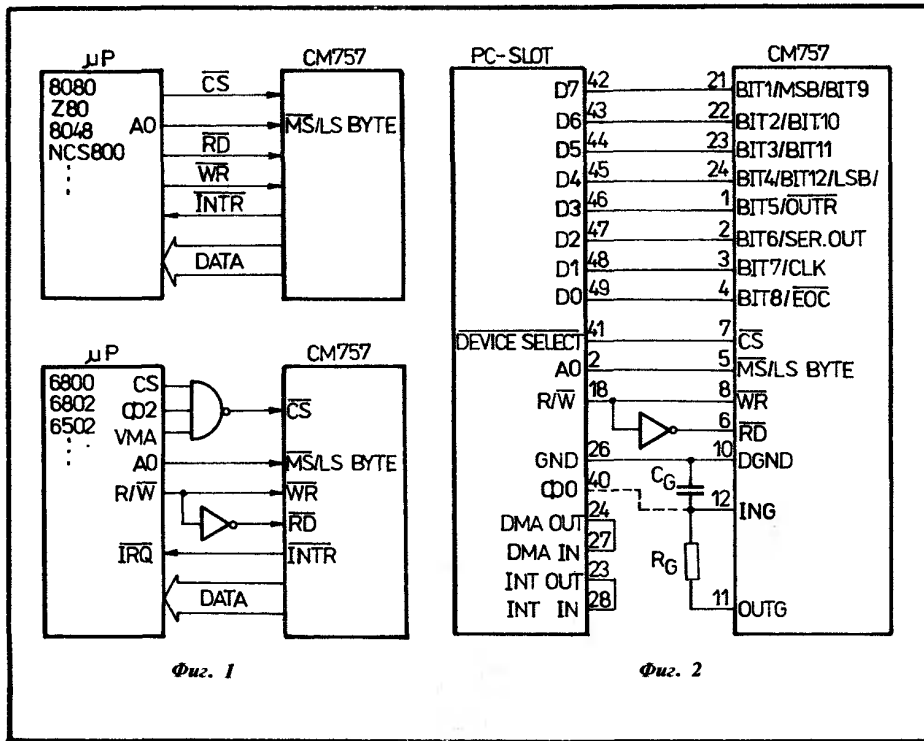
то на CM757 в редовно производство в края на 1986 г. според [3] монолитни 12- и повече разредни АЦП се произвеждаха от осем фирми в САЩ, като се използват специални технологии, съчетаващи технологични процеси от MOS, биполярни и хибридни ИС (за отлагане на прецизни резистивни слоеве) и функционална лазерна настройка. Въпреки голямата автоматизация цените на прецизните монолитни АЦП са твърде високи.

Монолитният АЦП CM757 има изход с три състояния и входове за управле-

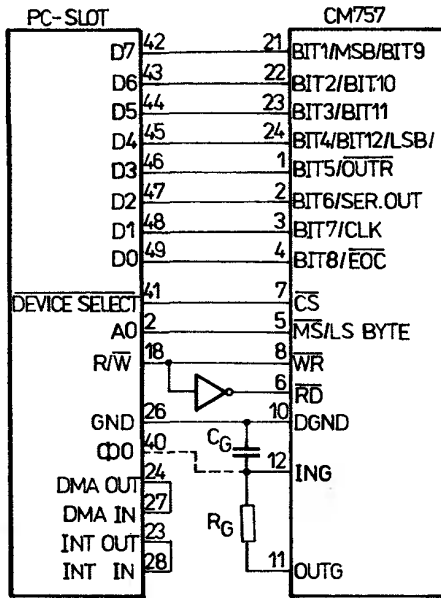
ние, позволяващи директното му свързване към 8- и 16-разредни микропроцесори и персонални компютри (фиг. 1 и 2), и се характеризира със следните параметри и възможности:

- висока точност: от 0,012% до 0,2% (в пет категории);
- време на преобразуване 100 μs (допуска приложения до 25 μs);
- преобразува отношение на напрежения;
- външен източник на опорно напрежение;

УДК 681.326—181.4



Фиг. 1



Фиг. 2

Приложенията на CM757 в микрокомпютърни системи са известни. Ето защо тук публикуваме само свързването на CM757 към слота на 8-разреден микрокомпютър, аналог на APPLE II (фиг. 1), илюстриращо простотата на интерфейса.

Когато микропроцесорната система е твърде отдалечена от източника на аналогов сигнал, в много случаи е целесъобразно АЦП да се изнесе при него. Ето защо пренасянето на данните от преобразувача се улеснява от последователния изход, който осигурява и големи улеснения при галваничното изолване.

За идеален 12-разреден АЦП дискретните стойности U_{INK} на входното напрежение, при които на изхода двоичният код на числото $(K-1)$ се сменя с кода на числото K , се описват с израза:

$$U_{INK} = \frac{K}{2^{12}} U_{IFS} + U_{RS}$$

$$\text{за } K = 1 \div (2^{12} - 1).$$

При CM757 се приема, че пълната скала на обхвата U_{IFS} е точно равна на подаденото между входовете U_{RH} и U_{RL} опорно напрежение U_{REF} , т. е.

$$U_{IFS} = U_{REF} = U_{RH} - U_{RL}.$$

Поради това не се налага донастройване на обхвата. Освен стандартното използване на CM757 за преобразуване на еднополярни сигнали на фиг. 3 е показано схемно решение на АЦП с двуполярен обхват на входното напрежение (от $-U_{REF}$ до U_{REF} при минимален брой външни елементи). Настройката с потенциометъра PI се извършва при входно напрежение $U_{IN} = 0$ V до получаване на изходен код 100 00. Пълната скала на обхвата може да се регулира чрез стойността на подаденото опорно напрежение U_{ref} .

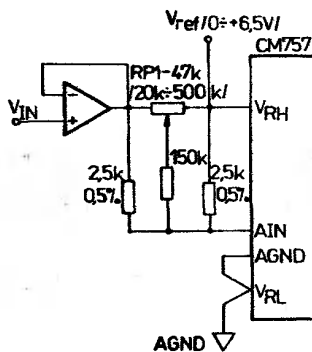
При реализиране на АЦП с един захранващ източник +5 V напреженията, подавани на входовете U_{RH} и U_{RL} , не бива да надвишават $(2 \div 2,5)V$ за запазване на приемлива точност на преобразуването за схемата на фиг. 4.

Пълната скала на обхвата се регулира посредством PI , а остатъчното входно напрежение се компенсира при нужда с

- еднополярно захранване (допуска работа само с +5 V);
 - ниска консумирана мощност — типично 30 mW;
 - байтово организирани паралелни изходи с три състояния;
 - последователен изход;
 - генерира сигнал при входно напрежение извън обхвата;
 - старт-стопен или непрекъснат режим на преобразуване;
 - стандартен корпус DIP с 24 извода;
 - работен температурен обхват $-40 \div +85^\circ C$ (за керамичен корпус) и $-25 \div +85^\circ C$ (за пластмасов корпус).
- АЦП CM757 има типична консумация 30 mW и максимална 70 mW или типично 5 mA и максимално 11 mA при

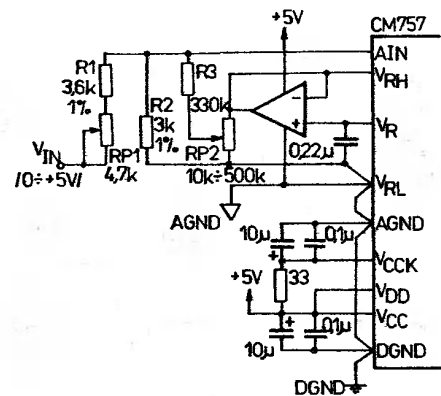
+5 V и съответно -0,5 и 1,2 mA при +12 V. За сравнение може да се посочи, че 12-разредният монолитен АЦП AD7578 на фирмата Analog Devices консумира 1 mA при +5 V, 1 mA при -5 V и 7,5 mA при +15 V или сумарно 125 mW. CMOS АЦП ADC1205 и ADC1225 на фирмата National Semiconductor изискват захранване +5 V при преобразуване на еднополярни напрежения и още едно захранване -5 V при двуполярни сигнали, като консумират по 6 mA или съответно 30 mW и 60 mW.

В бр. 3/1988 г. на списанието бяха публикувани блоковата схема и времедиаграмата на работа на АЦП CM757 и беше обяснен принципът на действие на модула.



Фиг. 3

Input Voltage V_{IN}	k	Digital Output Code
$-V_{ref}$	0	0000 0000 0000
$\frac{2047}{2048} V_{ref}$	1	0000 0000 0001
$\frac{1}{2048} V_{ref}$	2047	0111 1111 1111
0V	2048	1000 0000 0000
$\frac{1}{2048} V_{ref}$	2049	1000 0000 0001
$\frac{2047}{2048} V_{ref}$	4095	1111 1111 1111



Фиг. 4

P2 и *P3*. Използваният ОУ трябва да работи с едно захранване +5 V. Чрез промяна на делителя *R1*, *R1*, *R2* може да се получат различни обхвати на входното напрежение.

Наред с разработването на АЦП *CM757* в Института по микроелектроника са създадени необходимата методика, както и специализиран аналогово-цифров блок, позволяващ бързото тестване на *CM757* при серийното ѝ производство да се извършва на стандартни автоматизирани тестови системи за цифрови големи ИС.

Монолитният 12-разреден АЦП *CM757* създава възможности за по-широка компютризация и автоматизация на производствените процеси, научните изследвания, обучението и други области.

Монолитният 12-разреден АЦП *CM757* създава възможности за по-широка компютризация и автоматизация на производствените процеси, научните изследвания, обучението и други области.

ЛИТЕРАТУРА

1. Нейчев, Сл., Р. Христов. Авторско свидетелство: Цифрово-аналогов преобразувател, рег. №43044/1979 г.
2. Нейчев, Сл. и др. Авторско свидетелство: Цифрово-аналогов преобразувател, рег. №77065/1986 г.
3. ADC Chips Leap Ahead Both in Speed and Accuracy, *Electronic Design*, 20/1986, p. 90.

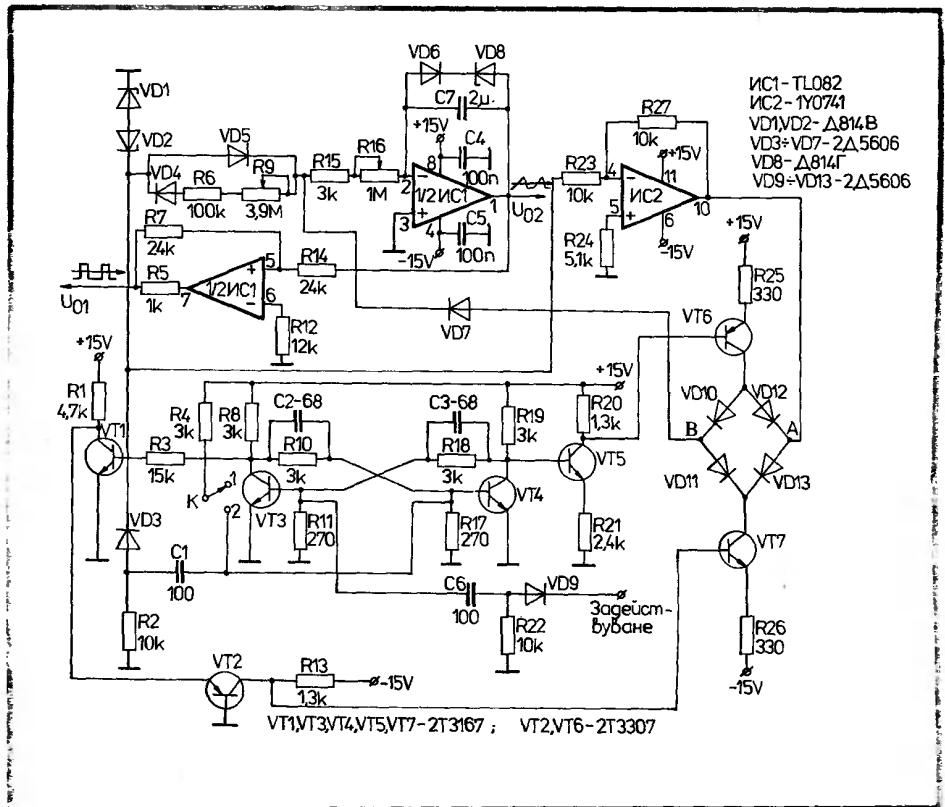
ГЕНЕРАТОР НА ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЩО СЕ НАПРЕЖЕНИЕ

Нанко Тодоров, Йордан Симеонов,
ИМЕ — София

УДК 621.373

Най-добра линейност на линейно изменящо се напрежение се постига, когато генериращият го източник е реализиран с операционни усилватели. Една от разпространените схеми е функционален генератор на правоъгълно и линейно изменящо се напрежение, изпълнен с два операционни усилвателя [1]. Единият служи като интегратор на Милер, а другият — като прагово устройство (тригер на Шмит). От изхода на интегратора се взема линейно изменящо се напрежение, а от изхода на праговото устройство — правоъгълни импулси. Схемата е много удобна и функционална. При това качествата на линейно изменящото се напрежение зависят единствено от качествата на използваните кондензатор и операционен усилвател в интегратора. В практиката се срещат операционни усилватели с много голямо входно съпротивление (гигаоми) и голямо усилване ($2,5 \cdot 10^4 \div 10^6$) на усилвателя и кондензатори с много малки загуби, притежаващи независимост на капацитета от приложеното напрежение.

Съществен недостатък на този генератор е, че не може да работи в чакащ режим. Предлаганата схема използва предимствата на гореизложената, но работи в чакащ режим. За целта е използван *RS* тригер като управляващо устройство, а диоден мост (аналогов ключ) — като блокиращо устройство [2]. Схемата функционира, като по време на правия ход блокиращото устройство изключва всякакви външни вериги от входа на интегратора и не влияе на зарядния ток на интегриращия кондензатор. Постигнато е преимущество, че при използвания операционен усилвател с полеви транзистори на входа *TL082* и качествен кондензатор *C7* с капацитет 2 μF схемата може да генерира линейно изменящо се напрежение с много висока линейност в чакащ режим при много ниски честоти (по-малки от 0,05 Hz). Тя притежава и допълнително свойство — в чакащ режим е линеен и обратният ход, при това съществува възможност за настройка на продължителността на правия ход чрез *R9*, а на обратния — чрез *R16*. Продължителността на правия ход се влияе от настройката на продължителността на обратния ход, затова най-напред наст-



ройката започва от него. Генераторът може да се изпълни и като хибридна интегрална схема. Удобен е за вграждане в електронноизмервателната техника, при наблюдение на бавни процеси, при схеми за сравнение и съвпадение, както и при схеми за управление на бавни механични, електромеханични и температурни процеси, протичащи с определена скорост в едната посока и с друга скорост в обратната посока, запускани през определено време.

Действието на схемата е следното: Нека *VT3* от *RS* тригера първоначално е в запушено състояние, а *VT4* в наситено. Ще бъде наситен *VT1* и запущени *VT2* и *VT5*, откъдето следва, че ще бъдат запущени и *VT6* и *VT7*. Когато *VT6* и *VT7* са запущени, диодният мост (*VD10*, *VD11*, *VD12*, *VD13*) е изключен и каквито и потенциали да има на входа му (т. А), на изхода му (т. В) те не проникват, т. е. анодът на *VD6* е изключен

от всякакви външни вериги. Нека в същото време на изхода на праговото устройство, изпълнено с 1/2 ИС₁, напрежението е $U_{01} = -10\text{ V}$ (стабилизирано от *VD1*). Тогава с другия операционен усилвател 1/2 ИС₁, представляващ интегратор на Милер, се осъществява процесът на формиране на правия ход на линейно изменящото се напрежение U_{02} . Зареждането на кондензатора *C7* се осъществява от отрицателното напрежение U_{01} през *VD4*, *R6*, *R9*, *R15* и *R16*, от които стойности се определя продължителността на правия ход. Когато U_{02} достигне горния праг на сработване на праговото устройство, то превключва и на изхода му се формира правоъгълнен импулс $U_{01} = +10\text{ V}$ (стабилизиран от *VD2*). От него *RS* тригерът не може да се превключи и диодният мост остава в изключено състояние. Започва презареждане на формиращия кондензатор *C7* и съответно формиране на обратния

ход на линейно изменящото се напрежение. Презареждането се извършва от положителното напрежение U_{01} през $VD5$, $R15$ и $R16$, от чиито стойности се определя продължителността на обратния ход. Когато линейно спадащото напрежение достигне долния праг на задействане на праговото устройство, то се превключва и на изхода му се формира отрицателен импулс $U_{01} = -10$ V. От предния му фронт през $VD3$ се превключва RS тригерът, при което $VT4$ се запущва, а $VT3$ — насища. Съответно през $VT5$ се формира напрежение на базата на $VT6$ по-ниско, отколкото на смитера му, и той се отпущва. Аналогично от ниския потенциал в колектора на $VT3$ през $VT1$ и $VT2$ се включва $VT7$. При включени $VT6$ и $VT7$ се включва и диодният мост, при което подаденото напрежение в т. А се прехвърля в т. В. Отрицателното напрежение U_{01} се инвертира от IC_2 и през включения диоден мост се прилага на анода на $VD7$ напрежение $+10$ V, вследствие на което формиращият кондензатор $C7$ продължава да се презарежда и да формира обратния ход, но вече през $VD7$, $R15$ и $R16$. Т.е. както времеконстантата, така

и приложеното напрежение остават едни и същи по стойност след превключването на праговото устройство, откъдето следва, че наклонът на линейно спадащото напрежение ще се запази постоянен. Ценер-диодът $VD8$ е включен, за да предотврати насищането на операционния усилвател, което би довело до инерционност в запускането на генератора. Презареждането на $C7$ продължава, докато изходното напрежение достигне напрежението на пробив на $VD8$, след което процесите в генератора се преустановяват и той остава в това състояние до момента, в който на вход запуск постъпва отрицателен запускащ импулс с TTL-ниво. Същият ще преобърне RS тригера, което ще доведе до запущване на $VT6$ и $VT7$ и съответно изключване на диодния мост. Започва отново формиране на правия ход от отрицателното напрежение $U_{01} = -10$ V.

Формираното триообразно напрежение е двуполлярно с размах ± 10 V, но при добавяне на суматор към изхода на генератора може да се формира и еднополлярно триообразно напрежение.

Диодът $VD7$ е включен, за да може върху него при формирането на обрат-

ния ход на триообразното напрежение да се получи същият спад на напрежението, както преди върху $VD5$ при презареждането на кондензатора $C7$, с което наклонът на обратния ход остава неизменен. Допълнително условие за постоянен наклон на обратния ход е $VD1$ и $VD2$ да са подбрани с максимално близки ценерови напрежения, както и $R23$ и $R27$ да са с точност $1 \pm 2\%$. Точността на останалите резистори в схемата е $\pm 5\%$, а мощността им е $0,250$ W.

Праговото устройство може да бъде и с операционен усилвател $1UO741$, но операционният усилвател в интегратора на Милер е задължително да бъде с поледи транзистори на входа. Когато ключът K е в положение 1, схемата работи в чакащ режим, а в положение 2 — в автоколебателен режим.

ЛИТЕРАТУРА

1. Конов, К., М. Чимитрова, А. Попов. Интегрални схеми. Техника, София, 1984 г.
2. Петров, Н., Е. Венкова, И. Симеонов, Н. Шушков. Генератор на линейно изменящо се напрежение в чакащ режим — изобретение, пат. № 86737/24.97.1987 г.

„РАЗУМНИ“ МОЩНИ ИНТЕГРАЛНИ СХЕМИ — ДА ИЛИ НЕ?

Преди пет години световноизвестни учени и разработчици на полупроводникови прибори представиха нови многообещаващи изделия — „разумните мощни интегрални схеми“. Новите мощни ИС, съчетаващи на един кристал мощен превключващ елемент и логически управленически схеми, наистина са многообещаващи. В състава на всяко електронно оборудване един от задължителните блокове е този на мощните превключващи елементи, състоящ се от множество дискретни елементи, електромеханични превключватели и релета, управляващи разпределението на мощностите. Замяната на дискретните елементи и превключващите елементи с полупроводников прибор, включващ и логически управляващи схеми, без съмнение ще подобри не само експлоатационните и техническите характеристики на оборудването, но ще доведе и до чувствително намаляване на размерите му.

Едно такова тотално подобряване на характеристиките е в интерес на всички производители на електронно оборудване. Именно този интерес трябваше да обуслови едно бурно развитие на разумните мощни ИС. Но последните години не го потвърдиха. Напротив, и в технологиите за производството им, и в маркетинга се забелязва известно задържане. Какви са причините за това? Какво е бъдещето на разумните мощни интегрални схеми? Отговор на тези въпроси намерихме на страниците на чуждия печат.

Според специалисти от фирмата Dataquest Inc. — САЩ, преобладават на новите ИС са твърде много и твърде разнообразни. Преди всичко те са свър-

зани с повишаване на надеждността на оборудването, с по-ефективно управление и разпределение на мощностите и енергията и намаляване на габаритите. Масовото използване на разумни мощни ИС ще осигури значителна икономия на средства в сравнение със съвременните решения, особено в новата апаратура ще участват по-малък брой комплектующи изделия и елементи.

Областите на приложение на новите ИС са твърде разнообразни: от промишленото оборудване, в което се използват напрежения над 1000 V, до автомобилната електроника, неизискваща по-високи от 100 V напрежения, и устройствата за управление на микропроцесори, работещи с 5 V. Потенциалният пазар на разумни мощни ИС е джолкова огромен и сравнително малко наситен с полупроводникови прибори, че в момента е почти невъзможно неговото обхващане. Една от причините за подобна неопределеност е свързана с факта, че заедно с „истинските“ разумни мощни ИС са приложими и други конструктивни решения — напр. многокристални схеми и хибридни ИС. Повечето от ръководителите на фирмите, занимаващи се с мощни разумни ИС в САЩ (а техният брой е около 20), предполагат, че вече е установен ред в безпорядъка, царувал в техния отрасъл. Действително на пазара се появила ИС, които реално предоставят голяма полза за потребителя. И независимо че днес обемът на производство на мощни разумни ИС достигна „критичната си маса“, през близките години се очаква ежегодният ръст на пазара да надхвърли 30% .

Една от неизвестните в картината на

този пазар са плановете на крупните японски производители на полупроводникови прибори. Благодарение на вертикалната интеграция повечето от най-перспективните японски разработки се израждат в изделия на японски фирми-гиганти, като по този начин образуват „скритата част“ от фонда на пазара. Очаква се някои от тези ИС да бъдат пуснати на пазара, след като са получили известност и признание в утвърдени се устройства.

Доказателство за полем на разумните мощни ИС са появилите се през последните месеци нови типове. А техният брой и разнообразности са твърде големи. Едни от тях са съложните прибори от серията VIPower на фирмата SGS-Thomson, характеризирани се със съчетанието върху един кристал на три типа структури: CMOS, p-MOS и биполарни. Тази серия е предназначена за автомобилната електроника и за устройства за управление на промишлени електродвигатели. Серията Smartmos на фирмата Motorola е резултат от 7-годишни изследвания и около 30 патента. В номенклатурата разумни мощни ИС на тази фирма влизат още MPC1510 (за превключване на мощни микропроцесорни сигнали) и MPM3003 (трифазно мостово устройство за управление на електродвигатели на дискови и лентови устройства). ИС тип IR8200 на фирмата International Rectifier е с широк спектър на приложение, тъй като може да управлява електродвигатели с мощност до 200 W. Първите три икономични разумни мощни прибора на Power Integrations за напрежения 200 , 300 и 400 V са предназначени за всички видове оборудване.

управлявано с логически ИС. Именно при тях е преодолян основният проблем за широкото разпространение на мощни разумни ИС — ЦЕНАТА. При големи партиди стойността на една ИС е около 2 долара, докато на пазара обичайната цена за подобни изделия все още не спада под 10 долара.

Цената — този основен фактор, обусловил задържането в развитието на разумните мощни ИС досега, започва да спада. Действително днес те струват 8—10 пъти по-скъпо, отколкото потребителите са съгласни да платят. Например инженерите, занимаващи се с автомобилна електроника, все още не са готови да заменят 30 А превключващо реле с цена 1 долар, което успешно са използвали дълги години, с мощна ИС на цена 8—10 долара.

Докато промишлеността не започне масово производство на разумни мощни ИС, техните цени ще са сравнително високи, тъй като самото производство е твърде сложно. В зависимост от начина за изработка на кристала такава ИС изисква 10 и повече фотолитографски операции. Но при разработката на свършено нови изделия, при които основната цел е достигането на високи параметри, високите цени не са толкова сериозна бариера.

Възможно е по-важен фактор да представляват трудностите, стоящи в началото пред производителите и свързани

с първоначалното проектиране на приборите. Разработените първи прибори са с възможно най-широко приложение, което не напълно отговаря на целите на отделните потребители. Повечето от индивидуалните изисквания не позволяват леко и без значителни загуби модифициране на отделните разработки. В това отношение разумните мощни ИС напояват специализираните ИС, чието развитие многократно се задържаше от неправилно избрания път. Подходът, който производителите на разумните ИС вече избраха, е създаването на полупроводникови прибори, при което базовият модел може да се приспособи за други потребители.

Препятствията по пътя на мощните разумни ИС включват и неуточнените технологични въпроси. За създаването на балансирана разумна ИС производителите на дискретни елементи трябва да усвоят технологиите за производство на сложни структури, а производителите на ИС да се научат на по-мощни структури. Усвояването на непознати технологии заема повече време и забавя производството на разумните ИС.

Развитието на разумните мощни ИС и въобще на всички мощни ИС през последните години бе препятствувано от редица други фактори. Основни от тях са:

- Липса на опит, натрупван чрез изпитания, проби и грешки при подмяната

на механичните и електромеханичните прибори с мощни разумни ИС.

- Липса на заинтересованост от страна на автомобилната промишленост. В САЩ само в някои от най-скъпите модели се използват такива ИС, Япония също предпазливо ги изпробва и само в Западна Европа автомобилостроителите гиганти са 80% от клиентите на разумни ИС.

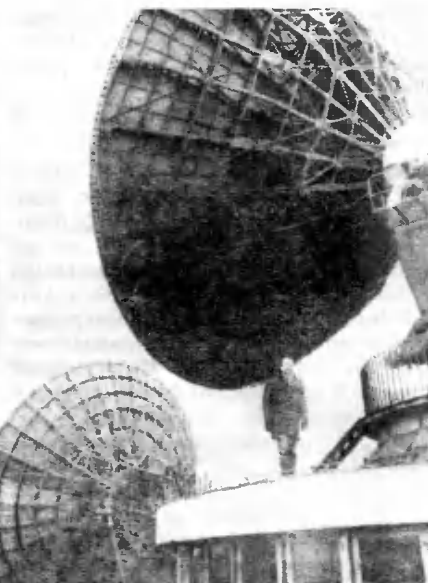
- Митът за монолитния „мошен разумен свръхкристал“ попречи за развитието на други мощни ИС. В редица случаи (напр. управление на електродвигатели, преобразуващи и захранващи източници) двукристалните решения са по-добри както по параметри, така и по цена, с изключение на приложенията, които налагат икономия на място. Красноречив пример тук е фирмата Siemens, която произвежда 6 от 13-те си разумни мощни ИС в двукристален вариант.

Въпреки че разработчиците и производителите на разумни мощни ИС днес не получават печалби, реалните възможности на тези мощни прибори продължават да пораждаят основателни надежди. А перспективите на разумните мощни ИС са такива, че по мнението на авторитетни специалисти те могат да станат едно от най-важните направления на микроселектрониката.



В космическия комплекс „Псари“, недалеч от гр. Келце, има и две приемни станции за спътникова връзка с корабите на полския търговски флот, които пресичат Атлантическия и Индийския океан — „Имарсат“, в която членуват повече от 50 страни.

В края на март 1990 г. в София се състоя дванадесетото съвещание на експерти по техническата експлоатация към Международната организация за космически съобщения „Интерспътник“. Тази система се използва вече в 35 страни на света. Тя прекрачи границите на Европа и сега има станции и в САЩ, Канада, Япония, Китай, Индия и други страни.



В дневния ред на съвещанието бяха включени 12 въпроса, свързани предимно с техническата експлоатация: обсъден бе отчетът за работата на станциите от системата „Интерспътник“ през 1989 г. и въпроси, отнасящи се до използването на техническите параметри на каналите за свързка. Съгласуван бе планът за профилактика на съоръженията на станциите през 1990 г., за раз-

„ПСАРИ“ — ПЪРВЕНЕЦ НА „ИНТЕРСПЪТНИК“

Множат се земните станции за космически връзки в системата „Интерспътник“. Усъвършенствува се качеството и се повишава ефективността на космическите съобщения

пределение на каналите за 1991 г., предложения за усъвършенстване на земните станции, внедряването на нови модули и редица други технически въпроси.

Въз основа на резултатите от дейността на земните станции за космически връзки (ЗСКВ) в системата на „Интерспътник“ през 1989 г. бе определена и станцията-първенец. Това е полската станция „Псари“.

ЙОЗЕФ ДОЛЕЦКИ, завеждащ отдел „Експлоатация“, разказа за космическата станция „Псари“, на която преди това е бил директор:

— Станцията се намира близо до селището Псари и носи неговото име. То пък е на 30 км от гр. Келце и на 170 км южно от Варшава — по средата на пътя за Краков. Първата полска станция в системата „Интерспътник“ бе построена през 1974 г. — три години преди българската „Шипка“, на едно възвишение на 600 м надморска височина, обрасло с най-старата гора в Европа.

През 1981 г. до нея бяха построени и две станции за системата „Интелсат“, а през 1989 г. влезе в действие още една станция към „Интерспътник“. Тя работи в зоната на Индийския океан, докато старата е за зоната над Атлантическия океан. Освен това в оформения вече космически комплекс има и две станции за системата „Инмарсат“ — за връзка с корабите. Едната от тях е за корабите, които се намират в Индийския океан, а другата — в Атлантическия. Така че в комплекса влизат станции от трите системи: „Интерспътник“, „Интелсат“ и „Инмарсат“. Но всички те се обслужват от една техническа смяна. В космическия център работят 50 инженери и техници и 40 души административен персонал. Те осигуряват на държавата около 100 милиона долара печалба годишно. Техническият персонал е много добре

обучен. Голяма част от инженерите са били на специализация в СССР, САЩ, Япония и Италия.

„Шипка“ е по-млада, но два пъти е получавала наградата на „Интерспътник“. След 16 години и „Псари“ завоюва тази висока награда — специалната купа. Тя се дава за най-малко прекъсвания, за най-бърза реакция при създадени ситуации, за най-точно изпълнение на техническите параметри и за високо качество на работата, както и за разработката на технически предложения с обща значимост.

Йозеф Долецки отговори и на няколко наши въпроса:

— Какви спътници използва „Интерспътник“?

— Отначало — спътниците „Мълния“, които се извеждаха на елиптична орбита. Но с увеличаването на обема на информацията и за да могат да участват всички страни, организацията „Интерспътник“ се отказа от използването на спътници „Мълния“ и премина на работа с многостволови спътници от типа „Стационар“, изведени на геостационарна орбита. Сега се използват два такива спътника — „Стационар 4“, който работи над зоната на Атлантическия

океан, и „Стационар 13“ — над Индийския. Всеки от тях има и по един резервен.

— Какви новости се внедряват в системата?

— На първо време извършваме модернизация на оборудването с цел да се повиши качеството на обслужването, както и ефективността на използването на техническите средства. В близко време предстои да внедрим нови модули.

— Кои нови страни са се включили в системата през 1989 г.?

— САЩ, Канада, Китай, Индия и Италия!

— Коя е най-новата земна космическа станция в системата?

— Тази в Китай. Тя беше завършена в края на миналата година и сега е в пробна експлоатация. През март започна да работи и станцията „Мирвич“ в Канада, в САЩ отдавна работи „Атланта“, а през тази година ще влезе в действие нова станция.

Следващото съвещание на експертите по техническата експлоатация ще бъде във Вьетнам.

*Светлана Атанасова,
Ангел Андреевски*

Статична памет с вградени захранващи източник. Новата CMOS статична RAM-памет от типа МК48Т02В-20 се отличава с оригинална конструкция — в нея е вградена миниатюрна литиева батерийка, която ѝ осигурява дълготрайно „запомняне“, не по-малко от 3,3 години. Организацията на паметта е 2048×8, а времето за достъп е 200 ns. Работното напрежение е 5 V, при което консумираният ток не превишава 80 mA. Външно новата памет не се отличава от останалите и е оформена в стандартния корпус с 24 извода. Може да работи при температура от 0°C до +70°C. (Италия—Франция)

Коректор на амплитудни изкривявания. Линейният амплитуден коректор SC11309 с цифрово управление от типа 309В е предназначен за корекции на амплитудни изкривявания в разговорната лента на телефонния канал. В него е вграден филтър тип 309В с управляваща логика за декодиране на коефициента на амплитудни корекции, въвеждани чрез последователен или паралелен интерфейс.

Основното предназначение на прибора е за амплитудни корекции на двупроводни абонатни телефонни линии. Произвежда се в 24-изводен DIP-корпус или 28-изводен пластмасов корпус. (САЩ)

Монитор с разрешаваща способност 2560×2048 елемента. 48-см черен-бял

монитор с честота на смяна на кадрите 72 Hz притежава разрешаваща способност 2560×2048 елемента на изображението и може да възпроизвежда 256 оттенъка на сивия цвят. Това дава възможност наблюдаващият да възприема лесно и най-незначителните изменения на яркостта. Една от сферите на приложението на новия монитор е рентгенологията (както е известно, да се работи с електронни изображения е много по-удобно, отколкото с рентгенови снимки). В комплект към монитора се предлагат всички апаратни средства, необходими за включването му към компютър за обработка на изображения. (САЩ)

Генератор на трионообразно напрежение с лента 2 MHz. Моделът 3012 на Maxtec International Corp. генерира трионообразно и други напрежения и е предназначен за използване като точен източник на сигнали с правоъгълна, триъгълна и синусоидална форма. Генерираният синусоидален сигнал са с изкривявания под 1%, симетрията на правоъгълните сигнали е над 98%, а линейността на триъгълните сигнали е над 98%. Приборът покрива обхвата от 0,2 Hz до 2 MHz.

Освен описаните сигнали приборът 3012 може да генерира и импулси с TTL и CMOS-нива. (САЩ)

Система за копиране на дискети с производителност 480 копии/ч. Високо-

производителната система за копиране на дискети за компютрите PC/XT/AT на фирмата IBM и съвместими с тях дава възможност потребителят да форматира, копира и проверява съдържанието на дискети. Производителността ѝ е 480 копия/ч. Моделът 4D представлява пълна конфигурация с 8 дискови устройства. Предлага се в комплект със система от програмни средства и осигурява възможност за едновременно изпълнение на 8 различни операции. Притежава възможност за работа с дискети с различни формати. (САЩ)

Импулсни захранващи източници с изходна мощност от 40 до 150 W. Разработена е серия от 15 изпълнени на открито шаси импулсни захранващи източници, наименована Gold Line. Изходната мощност на източниците е от 40 до 150 W при минимален КПД 60%, а наличните изходи — от 3 до 5. Захранващите източници са предназначени за маломощни устройства (напр. персонални и универсални компютри), роботехнически устройства и системи, изпитателно оборудване и за различни микропроцесорни системи.

Импулсните захранващи източници имат два работни обхвата на променливо напрежение: 90÷132 и 180÷262 V. В тях са вградени шумопотискащи филтри, защита от претоварване по ток и късо съединение и претоварване на изхода. (САЩ)

МИКРОКОМПЮТЪРНА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА РАДИОПРИЕМНИК

ТЪРСЕЩА НАСТРОЙКА

За осъществяване на търсещата настройка на фиг. 10 е показана интерфейсна схема, която формира импулсите *СТОП 0* и *СТОП 1* при симетричен изход на честотния детектор. Сигналите в т. *A* и *B* се подават през филтриращите групи R_1, C_1 и R_3, C_2 към входовете на операционните усилватели *OY1* и *OY2* (точки *C* и *D*). Времеконстантата на филтриращите групи се избира така, че на изхода да се получи информация само от разстройката (без МЧ и модулиращия сигнал) и да не се влоши динамичната характеристика на търсещата настройка. Резисторите R_2 и R_4 служат за симетриране на схемата.

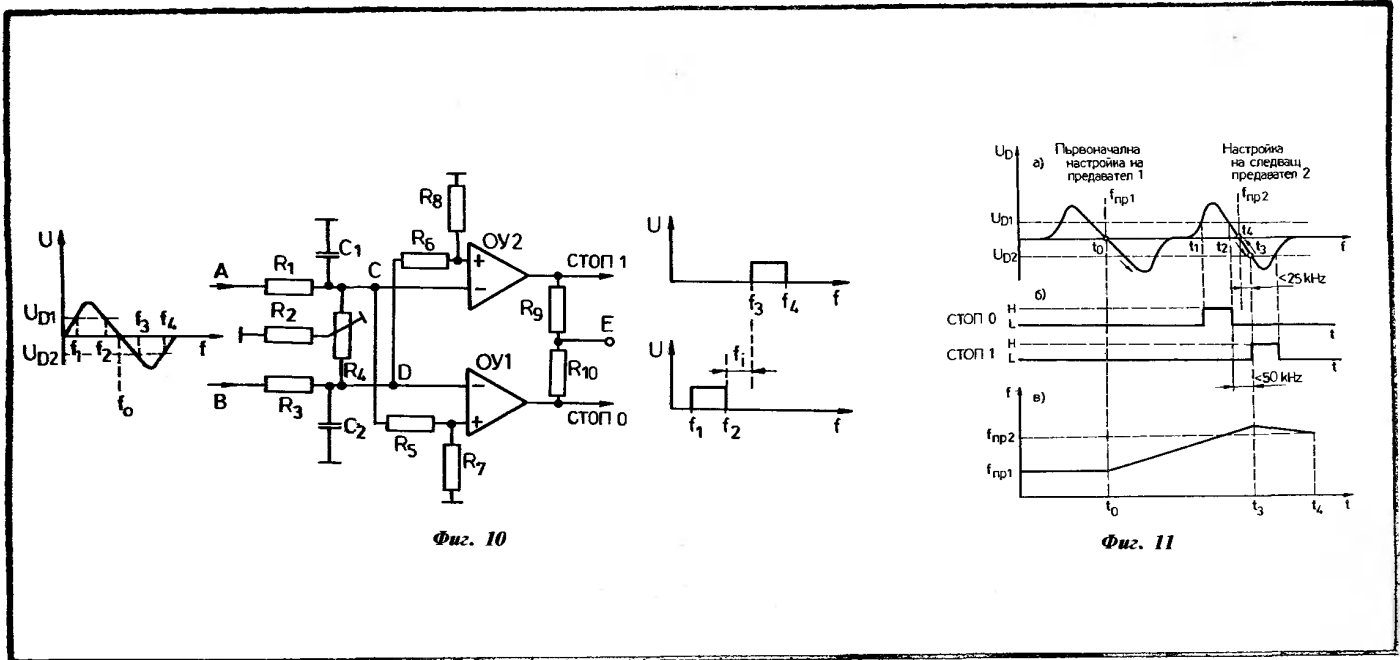
лите на неинвертиращите входове на *OY1* и *OY2* са отрицателни спрямо тези на инвертиращите, тъй като сигналите на неинвертиращите входове се подават през делителите R_6, R_8 и R_5, R_7 . Следователно сигналите *СТОП 0* и *СТОП 1* са в състояние *L*.

Когато честотата на настройката f се доближи до предавател, потенциалът в т. *C* става по-положителен спрямо този в т. *D*. В момента, когато $f=f_1$, напрежението между неинвертиращия и инвертиращия вход на *OY1* става положително. Потенциалът на изхода му и следователно сигналът *СТОП 0* преминава в

от честотното отстояние между предавателите.

На фиг. 11а е дадено напрежението на изхода на честотния детектор в зависимост от честотата. На фиг. 11б и в са дадени съответно напреженията на стоп-импулсите и честотата на настройка в зависимост от времето.

Търсещата настройка започва от момента t_0 , след който чрез последователни стъпки за настройка честотата започва да се увеличава до момента t_3 (*СТОП 1* става *H*). От момента t_3 до момента t_4 настройката се извършва в об-



Фиг. 10

Фиг. 11

Сигналът *СТОП 0* се формира от положителния участък на детекторната характеристика (*S*-кривата), а сигналът *СТОП 1* — от отрицателния. Честотата на точната настройка f_0 се намира приблизително на средата между двата импулса. Като пример ще се разгледа търсещата настройка по посока нарастване на честотата, тъй като процесите на търсещата настройка в обратна посока са идентични. Когато честотата на настройката е отдалечена от предавател, потенциалите в т. *A* и *B* са еднакви и напрежението между тях е нула. В такъв случай потенциа-

състояние *H*. В близост до честотата на точна настройка $f_0 (f=f_2)$ потенциалите в т. *C* и *D* се изравняват и сигналите *СТОП 0* и *СТОП 1* са наново в състояние *L*.

За отрицателния участък на *S*-кривата потенциалната разлика между т. *C* и *D* е с обратна полярност и в честотния интервал f_3, f_4 изходът на *OY2* и следователно сигналът *СТОП 1* са в състояние *H*. Делителите R_6, R_8 и R_5, R_7 определят праговете на задействане U_{D1} и U_{D2} на *OY1* и *OY2*. Те са оразмерени така, че честотното разстояние между двата стоп-импулса $f_1=f_3-f_2$ да бъде по-малко

ратна посока до установяване честотата на настройка на честотата на предавател 2 (f_{np2}). Установяването на честотата f_{np2} се извършва въз основа на информацията, получена от микрокомпютъра при възникване на импулсите *СТОП 0* и *СТОП 1*, а именно когато тази честота се намира на средата на честотното отстояние между двата стоп-импулса. Тъй като честотите на предавателите са строго определени, обратната настройка се извършва на точната честота на предавател

При изследване и настройка на различни фазови схеми и устройства, работещи в областта на стандартните междинни честоти (МЧ), възниква необходимост от относително прост, но с високи технически характеристики плавен фазоинвертор. Той може да се използва за изследване и настройка на различни схеми — квадрокорелатори, схеми на Костас, синхронни детектори, фазови детектори и др. Той е особено необходим при оценка на загубите, внасяни от фазови устройства, предизвикани от грешки при настройка на фазова разлика от 90° ($-45^\circ/+45^\circ$) в квадроканалите.

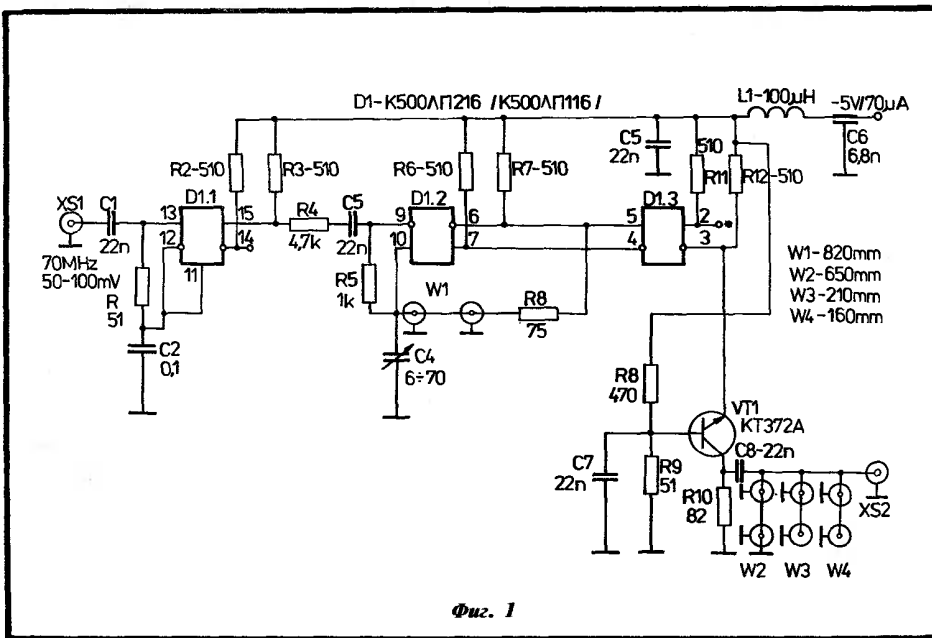
Предлагаме несложен плавен фазоинвертор със следните основни технически характеристики:

Обхват на работните честоти, MHz	70 ± 5
Обхват на изменение на фазата, °	± 90
Вид на входните сигнали	синусоидални фазоманипулирани (ОФМ—2, ОФМ—4)
Входно съпротивление, Ω	50
Изходно съпротивление, Ω	75
Обхват на входните сигнали, mV	$50 \div 100$

Принципната схема на предлагания плавен фазоинвертор е показана на фиг. 1. В основата на неговата работа е принципът на обхващане на честотата на генератора от външни електрически колебания. След захвата на честотата на генератора опитите за промяна на параметрите на неговия кръг (схема) ще предизвикват изменения на фазите на външните трептения.

Фазоинверторът е изграден на базата на интегралната схема $D1-K500ЛП216$. С първия логически елемент $D1.1$ е изграден усилвател-формировател, осигуряващ необходимото усилване на външния управляващ сигнал. С втория елемент $D1.2$ е изграден генератор на дълга линия $W1$ — полувълнов разтворен накрая коаксиален кабел от типа РК 75—3—12 и променлив кондензатор $C4$. Дългата линия $W1$ е съгласувана на изхода с товарния резистор $R8$ — 75 Ω . Обхватът на пренастройка на генератора в „необхваианото“ състояние е 70 ± 6 MHz.

С третия логически елемент $D1-3$ е изградено буферно стъпало, за товар на което служи транзисторът $VT1-KT372A$, включен по схема с обща база. Тази схема на свързване дава възможност за получаване на максимална гранична честота на усилване на транзисто-



Фиг. 1

ра, което на свой ред позволява минимални фазовочестотни изкривявания на входния сигнал. Товар на транзистора $VT1$ е филтърът за високи честоти (ВЧ-филтър), изграден от три дълги линии $W2$, $W3$ и $W4$. $W2$ е четвъртвълнова, дадена на късо накрая, $W3$ и $W4$ са полувълнови с отворени краища и позволяват потискането на странични съставлящи и висши хармоници с повече от 40 dB.

Работата с фазоинвертора е изключително лека. Преди подаване на входната клемма XSI на входен сигнал, фазата на който трябва да се промени, с помощта на честотомер честотата на генератора трябва да се настрои на около 70 MHz. След това на входната клемма се подава входен сигнал и се постига режим на захват на този сигнал от честотата на генератора. Обхващането на честотата и фазовото изместване се контролира с помощта на двугъчев осцилоскоп, например С1—75. За целта първият вход на осцилоскопа се свързва към входа на фазоинвертора, а вторият — към неговия изход. Въртейки оста на променливия кондензатор $C4$ наляво и надясно докрай, се достига или до пропадане, или до захващане на честотата. Продължителната изпитателна работа с фазоинвертора показва, че при синусоидални входни сигнали обхватът на фазовите измествания е значително по-широк от $\pm 90^\circ$. Ограничаването на амплитудата на входния сигнал се регулира от стойността на входното ниво.

Конструктивно фазоинверторът е монтиран в екранирана кутия, запоеана

от двустранно фолиран стъклотекстолит с дебелина 1,5 mm с линейни размери $140 \times 60 \times 16$ mm. В тази кутия е запоеана печатна платка, направена по ВЧ-метод, горното фолио на която е с фрезенковни отвори и се използва за „земя“. Коаксиалните кабели на дългите линии $W1$, $W2$, $W3$ и $W4$ са свити в компактни кръгови снопове и са разположени от страната на „земята“ на платката. За товарните резистори $R2$, $R3$, $R6$, $R7$, $R11$ и $R12$ може да се използва матрицата от резистори на интегралната схема $K500HP400$. Оста на настройка на кондензатора $C4$ е изведена на дългата страна на кутията, където са нанесени съответните деления за фазово изместване.

Ако кондензаторът $C4$ се замени с вариакп от типа $KB101Г$, работното напрежение на който е в границите $3 \div 18$ V, предлаганият плавен фазоинвертор може лесно да се преобразува в аналогов или цифров фазов модулатор. При това управляващото напрежение на вариакпа трябва да е подходящо по форма и големина. На входа на устройството се подава сигнал с опорна честота f_0 , например от кварцов генератор. Посоченият фазов модулатор може да се използва за теснолентов аналогова или цифрова ФМ-връзка.

Настройката на предлагания плавен фазоинвертор се свежда до избор на дължината на коаксиалните кабели на линиите $W1$, $W2$, $W3$ и $W4$.

Инж. С. Будяк — СССР

В ПОМОЩ НА ПРИТЕЖАТЕЛИТЕ НА ДОМАШЕН КОМПЮТЪР ПРАВЕЦ-8Д

ПРИЛОЖЕНИЕ НА VIA 6522 В МИКРОКОМПЮТРИТЕ

УДК 681.326.32

В бр. 1 от 1989 г. със статията „Работа на входно-изходните канали на VIA 6522“ започнахме една тема, която ще продължаваме в няколко последователни броя. Работата на таймерите на 6522 и управлението на прекъсванията ще разгледаме в бр. 6 и 7, след което ще продължим с описание на режимите на работа на преместващия регистър и с някои практически приложения на VIA 6522.

РАБОТА НА ТАЙМЕРИТЕ НА 6522

VIA 6522 има два независими 16-битови брояч-таймера, които ще наричаме

само таймери. Работните режими на таймер 1 (T1) се управляват от битове 6 и 7 на допълнителния управляващ регистър R11 (ACR), а режимите на работа на таймер 2 (T2) — от бит 5 на същия регистър. На фиг. 5 (номерацията на фигурите продължава от бр. 1/89 г.) е показано значението на битовете на този регистър. Вижда се, че T1 има четири режими на работа, а T2 — само два.

Работни режими на таймер 1

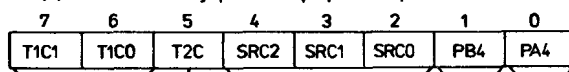
T1 има два осембитови буферни регистъра, означавани с R6 (младши байт) и R7 (старши байт), и 16-битов брояч, съставен от регистрите R4 (младши байт) и R5 (старши байт). В R6 и R7 се

записват даините, които трябва да се прехвърлят в брояча. Прехвърлянето се извършва в следните два случая:

- операция на запис в R5 (TICM);
- съдържанието на брояча е станало 0000H, т. е. настъпил е тайм-аут.

След зареждане на брояча той започва да намалява съдържанието си с 1 при всеки отрицателен фронт на системния синхронизиращ сигнал $\Phi 2$ (E). След като съдържанието на брояча стане 0000H (т. е. в момент тайм-аут), се установява бит 6 на R13 (IER) и изходът IRQ става с ниско ниво при условие, че бит 6 на R14 (IER) е разрешил заявката на прекъсване от таймер 1 да активира изхода IRQ. След това съдържанието на

R11 - Допълнителен управляващ регистър /ACR/



0	Забрана на стробирането на състоянието на PA0÷PA7 при активния фронт на CA1
1	Разрешение на стробирането на състоянието на PA0÷PA7 при активния фронт на CA1

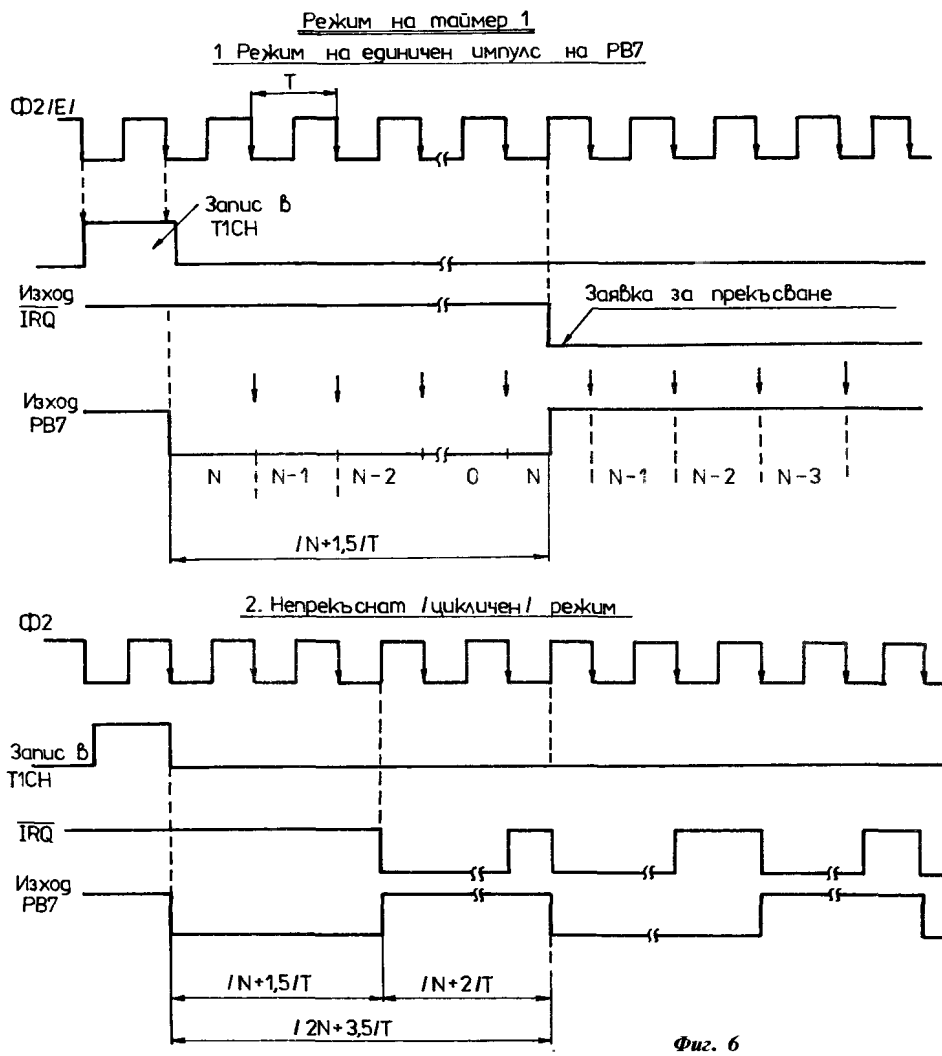
0	Забрана на стробиране на състоянието на PB0÷PB7 в IRA при активния фронт на CB1
1	Разрешение на стробирането на състоянието на PB0÷PB7 в IRA при активния фронт на CB1

Управление на таймер 1			
TIC1	TIC0	Режим	Шина PB7
0	0	Заявка за прекъсване след всяко зареждане на таймер 1	Не се използва
0	1	Непрекъснати /циклични/ заявки за прекъсване	Не се използва
1	0	Единична заявка за прекъсване след всяко зареждане на таймер 1	Единичен отрицателен импулс
1	1	Непрекъснати /циклични/ заявки за прекъсване	Периодичен сигнал

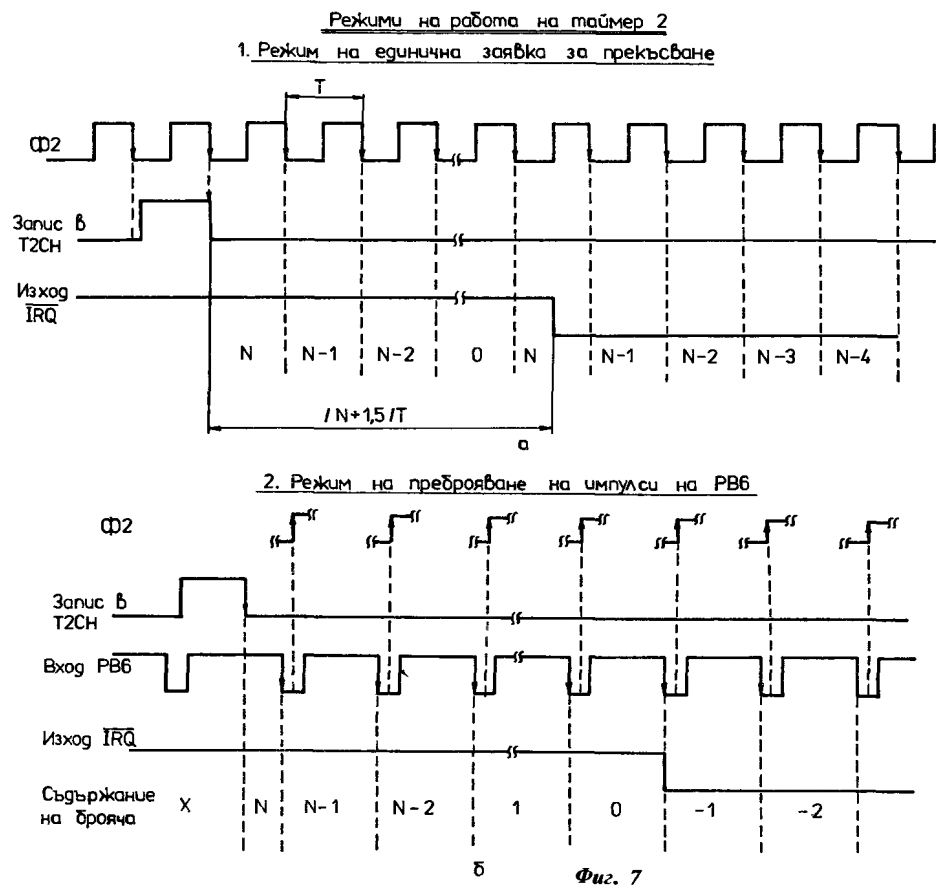
Управление на таймер 2	
T2C	Режим
0	Заявка за прекъсване от таймера
1	Намалява съдържанието си при всеки отрицателен фронт на PB6

Управление на преместващия регистър SR				
SRC2	SRC1	SRC0	Работен режим	Посока на CB2/CB1
0	0	0	Работата на SR е забранена	Свободни шини
0	0	1	Въвеждане на данни от CB2 пог управлението на таймер 2	Вход / Изход
0	1	0	Въвеждане на данни от CB2 пог управлението на $\Phi 2$ /E1	Вход / Изход
0	1	1	Въвеждане на данни от CB2 при положителния фронт на тактов сигнал, подаден на CB1	Вход / Изход
1	0	0	Извеждане на данни на CB2 пог управлението на таймер 2, в цикличен режим	Изход / Изход
1	0	1	Извеждане на данни на CB2 пог управлението на таймер 2	Изход / Изход
1	1	0	Извеждане на данни на CB2 пог управлението на $\Phi 2$	Изход / Изход
1	1	1	Извеждане на данни на CB2 пог управлението на тактов сигнал, подаден на CB1	Изход / Вход

Фиг. 5



Фиг. 6



Фиг. 7

буферните регистри $R6$ и $R7$ отново се прехвърля в регистрите на брояча (съответно в $R4$ и $R5$) и броячът продължава да намалява съдържанието си с 1 при всеки отрицателен фронт на $\Phi 2$. Освен това $T1$ може да се програмира да инвертира състоянието на изхода $PB7$ всеки път, когато съдържанието му стане 0000H (т. е. при всеки тайм-аут).

Важно е да се знае, че микропроцесорът (МП) не може да записва данни направо в младшия байт на брояча — т. е. в $R4$ ($T1CL$). $R4$ се зарежда със съдържанието на $R6$ ($T1LL$), когато МП записва данни в старшия байт на брояча — т. е. $R5$ ($T1CM$).

Работа на таймер 1 в режим на генериране на единичен импулс

В този режим $T1$ работи като чакащ мултивибратор, който се пуска чрез запис в $R5$. Ако числото, заредено в $R6$ и $R7$, преди тази операция е N , заявка за прекъсване (ако бит 6 от $R14$ я разрешава) ще се генерира след $N+1.5$ периода на системния синхронизиращ сигнал $\Phi 2$. Освен да генерира заявка за прекъсване, $T1$ може да генерира и единичен отрицателен импулс на изхода $PB7$, ако бит 7 на $R11$ (ACR) е 1. Изходът става с ниско ниво след операция $запис$ в $R5$ и се връща във високо ниво след тайм-аута (фиг. 6a). Изходът IRQ става с ниско ниво едновременно с връщането на $PB7$ във високо ниво. Забележете, че в този момент съдържанието на $R6/R7$ се прехвърля в $R4/R5$ и таймерът продължава да намалява съдържанието си с 1 на всеки тактов цикъл на $\Phi 2$. Това позволява на МП, след като е получил заявката за прекъсване, да определи времето, изтекло от нейното подаване, чрез прочитане на съдържанието на $R4/R5$ и изваждането му от началната стойност N . Флагът на прекъсване на $T1$ и изходът $PB7$ не променят състоянието си дори $T1$ да премине отново през нулата, освен ако флагът не се нулира, а броячът не се инициализира.

В режим на единичен импулс записването на нови данни в $T1LL$ или $T1LM$ не променя работата на $T1$. При запис в $R5$ ($T1CM$) се извършват следните действия:

1. Съдържанието на $R6$ се прехвърля в $R4$.
2. Флагът за прекъсване на $T1$ се нулира.
3. $T1$ започва да намалява с 1 съдържанието си при всеки отрицателен фронт на $\Phi 2$.

Операциите за запис в $R7$ и $R5$ трябва да имат един и същ операнд.

Работа на таймер 1 в непрекъснат (циклически) режим

В този режим $T1$ може да генерира циклически заявки за прекъсване или да извежда периодичен сигнал от изхода $PB7$. Параметрите на този сигнал не зависят от времето на реакция на МП на заявките за прекъсване. Когато $T1$ достигне 0000H, едновременно с инвертирането на сигнала на изхода $PB7$ се извежда и ниско ниво на входа IRQ , т. е. генерира се заявка за прекъсване. След

като $T1$ достигне 0000H, съдържанието на регистрите $R6/R7$ се прехвърля в броячите $R4/R5$ и таймерът продължава да намалява съдържанието си.

Флагът за заявката за прекъсване от $T1$ може да се нулира по един от следните три начина:

1. Инструкция за запис в $R5$ ($TICM$).
2. Инструкцията за четене от $R4$ ($TICL$).

3. Запис на 1 в бит 6 на регистъра на флаговете $R13$ (IFR).

И двата таймера на VIA 6522 позво-

ляват промяна на съдържанието им, преди да е настъпил тайм-аутът. Щом

като МП запише нови данни в $R6$ и $R5$, таймер 1 се инициализира веднага с новите данни. На практика, ако МП непрекъснато записва данни, преди таймерът да е достигнал до 0000H, до тайм-аут няма да се стигне. За тази цел е достатъчно МП да записва данни само в $R5$ ($TICM$). Ако обаче МП запише данни само в буферните регистри $R6$ и $R7$, тези данни ще определят продължителността

на следващия времеинтервал, генериран от таймера, а текущият интервал няма да се прекъсне и ще се определи от предишното съдържание на $R6$ и $R7$. Тази възможност е особено ценна, когато на изхода $PB7$ трябва да се генерират не само сигнали с различни честоти, но и с различни коефициенти на запълване.

За да се използва $PB7$ като изход на таймера, едновременно бит 7 на $R11$ (ACR) и бит 7 на $R2$ ($DDR2$) трябва да бъдат единици.

Продължава в бр. 7,1990 г.

**УВАЖАЕМИ
ЧИТАТЕЛИ**

От този брой започваме публикуването на кратки приложни програми, написани на БЕЙСИК, които ще облекчат конструкторската и практичката ви радиолюбителска дейност.

Молим тези от вас, които са разработили подобни програми, да споделят опита си с многобройните ни читатели.

Очакваме вашите програми.
Сп. „Радио, телевизия, електроника“



„ПРАВЕЦ 82“ ПРОГРАМА „ЛИНИЯ“

Пламен Славов

Програмата „Линия“ изчислява геометричните размери на несиметрични линии с разпределени параметри. Реализирани върху фолиран стъклотекстолит или друг материал, тези линии се използват като елементи за настройка в УКВ-апаратури.

В програмата са въведени данни за стандартни дебелини на изолационни материали и фолия.

В резултат от работата на програмата при указани импеданс, дебелина на фолиото и диелектрика се получават широчината на линията в mm и горната гранична честота, до която тя може да работи.

```

3LIST10-190
10 DNERR:GOTO 390
20 A = 3.14159266 * D = - 95B: F =
  - B6B: DEF FN A(G) = 60 /
  SDR (I) * LOG (B / J + .25
  * J)
30 DEF FN B(G) = 120 * A / SDR
  (I) / (J + 1.393 + .667 * LOG
  (J + 1.444))
40 TEXT : HOME
50 PRINT "ИЗчисляване на несимет
  рична двупроводна
  линия"
60 FOR B = 1 TO 39: PRINT "": NEXT
  : POKE 34,4
70 HTAB 1: VTAB 5: CALL D: INPUT
  "ВЪВЕДЪТЕ СЪПРОТИВЛЕНИЕ (ОМ): "
  : "K: IF K < = 0 THEN 70
80 L = K * .05: PRINT "DE
  БЕЛИНА НА ФОЛИОТО (MM.): "
  : PRINT : DATA 4.,.01.,.025.,.03
  5.,.05
90 READ M: FOR B = 1 TO M: READ
  C(B): NEXT : FOR B = 1 TO M:
  PRINT "<:B:": "C(B): NEXT
  : PRINT "<:B:": ДРУГА"
100 HTAB 1: VTAB 11: CALL D:
  INPUT "ИЗБЕРЕТЕ : "N: IF N
  < 1 OR N > M + 1 THEN 100
110 IF N < M + 1 THEN O = C(N): HTAB
  1: VTAB 7: CALL D: PRINT "DE
  БЕЛИНА НА ФОЛИОТО "O: MM."
  : GOTO 130
120 HTAB 1: VTAB 7: CALL D: INPUT
  "ДЕБЕЛИНА НА ФОЛИОТО (MM.): "
  : "D: IF D < = 0 THEN 120
130 PRINT : PRINT "ДЕБЕЛИНА НА Д
  ИЕЛЕКТРИКА (MM.): " : PRINT
  : DATA 5.,.5,1.,1.5,2.,2.5
140 READ M: FOR B = 1 TO M: READ
  C(B): NEXT : FOR B = 1 TO M:
  PRINT "<:B:": "C(B): NEXT
  : PRINT "<:B:": ДРУГА"
150 HTAB 1: VTAB M + 13: CALL D:
  INPUT "ИЗБЕРЕТЕ : "N: IF N
  < 1 OR N > M + 1 THEN 150
160 IF N < M + 1 THEN H = C(N): HTAB
  1: VTAB 9: CALL D: PRINT "DE
  БЕЛИНА НА ДИЕЛЕКТРИКА "H: MM."
  : GOTO 180
170 HTAB 1: VTAB 9: CALL D: INPUT
  "ДЕБЕЛИНА НА ДИЕЛЕКТРИКА (MM
  ): " : "H: IF H < = 0 THEN 1
  70
180 PRINT : PRINT "ДИЕЛЕКТРИК : "
  : PRINT : DATA 3.,7,5,2.,5,1.
  001,СТЪКЛОТЕКСТОЛИТ,СТЪКЛОТЕ
  ФОЛИИ,ВЪЗДУХ
190 READ M: FOR B = 1 TO M: READ
  C(B): NEXT : FOR B = 1 TO M:
  READ A$: PRINT "<:B:": "A
  $: NEXT : PRINT "<:B:": ДРУ
  ГА"
3LIST200-370
200 HTAB 1: VTAB M + 15: CALL D:
  INPUT "ИЗБЕРЕТЕ : "N: IF N
  < 1 OR N > M + 1 THEN 200
210 IF N < M + 1 THEN E = C(N): HTAB
  1: VTAB 11: CALL D: PRINT "O
  TH, ДИЕЛЕКТРИЧНА ПРОНИЦАЕМОС
  Т : "E: GOTO 230
220 HTAB 1: VTAB 11: CALL D: INPUT
  "ОТН. ДИЕЛЕКТРИЧНА ПРОНИЦАЕМО
  СТ : "E: IF E < 1 THEN 220
230 HTAB 12: VTAB 23: PRINT "МОД
  Я, ИЗЧАКАЙТЕ.: "G = 0
240 G = G + .1: J = G / H: C = (E -
  1) / 4.6 * (O / H) / SDR (J
  ): IF J < = 1 / 2 / A THEN
  J = J + 1.25 * D / A / H * (
  1 + LOG (A * A * B / D))
250 IF J < 1 THEN I = (E + 1) /
  2 + (E - 1) / 2 * ((1 + 12 /
  J) ^ (- .5) + .04 * (1 - J)
  * (1 - J)) - C
260 IF J < 1 THEN P = FN A(.1):
  IF P < K THEN 330
270 IF J < 1 THEN P = FN A(G): P
  = INT (P + .5): O = P - L: R
  = P + L: IF K > O AND K < R
  THEN 310
280 IF J > = 1 THEN I = (E + 1)
  / 2 + (E - 1) / 2 * ((1 + 12
  / J) ^ (- .5) - C
290 IF J > = 1 THEN P = FN B(G
  ): P = INT (P + .5): O = P -
  L: R = P + L: IF K > O AND K <
  R THEN 310
300 HTAB 1: VTAB 13: CALL F: PRINT
  "ШИРОЧИНА НА ЛИНИЯТА " : INT
  (G * 10 + .5) / 10: MM.: GOTO
  240
310 HTAB 1: VTAB 13: CALL D: PRINT
  "ШИРОЧИНА НА ЛИНИЯТА " : INT
  (B * 10 + .5) / 10: MM."
320 S = 75 / (H * SDR (E - 1)): S
  = INT (S + .5): PRINT : PRINT
  "РАБОТНА ЧЕСТОТА ДО "S: GH
  Z.: GOTO 360
330 HTAB 1: VTAB 13: CALL D: PRINT
  "ИЗПЪЛНЕНИЕТО Е НЕВЪЗМОЖНО."
  : PRINT
340 PRINT "НАМАЛЕТЕ ДЕБЕЛИНАТА И
  ЛА ФОЛИОТО, ОТНОСИТЕЛНА Д
  ИЕЛЕКТРИЧНА ПРОНИЦАЕМОСТ ИЛИ
  "
350 PRINT "УВЕЛИЧЕТЕ ДЕБЕЛИНАТА
  НА ДИЕЛЕКТРИКА."
360 HTAB 1: VTAB 22: CALL D: INPUT
  "ДРУГА ЛИНИЯ (D/H) : " : AS: IF
  AS < > "D" AND AS < > "H" AND
  AS < > "N" AND AS < > "H" THEN
  360
370 IF AS = "D" OR AS = "H" THEN
  RESTORE : GOTO 40
3LIST300-
380 POKE 34,0: END
390 VTAB PEEK (37): RESUME

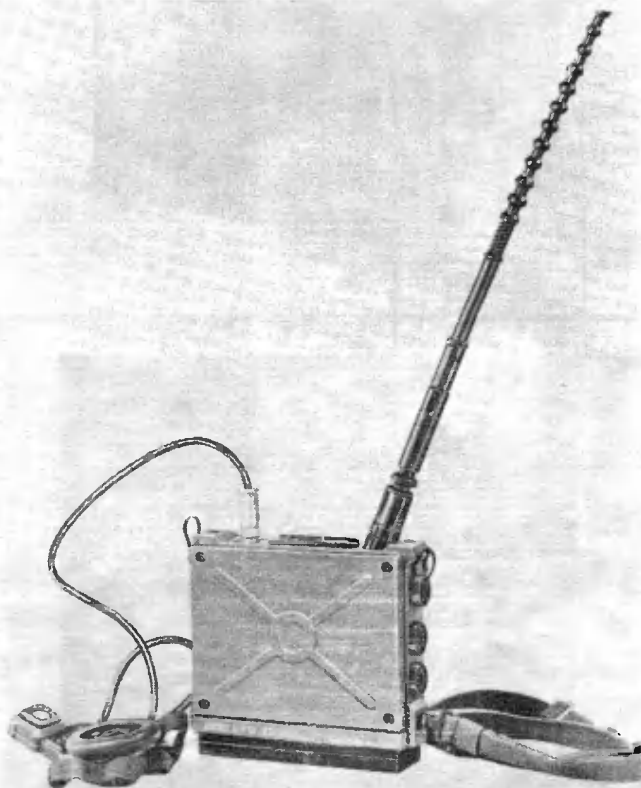
```

Новости

НОВИ РАЗРАБОТКИ НА RFT KOMBINAT NACHRICHTENELEKTRONIK

МНОГОКАНАЛЕН УКВ-ПРИЕМО-ПРЕДАВАТЕЛ

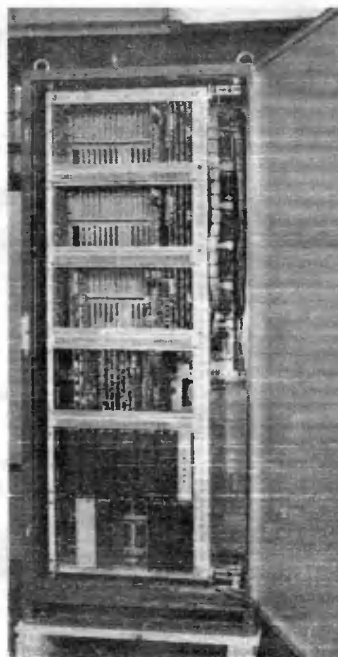
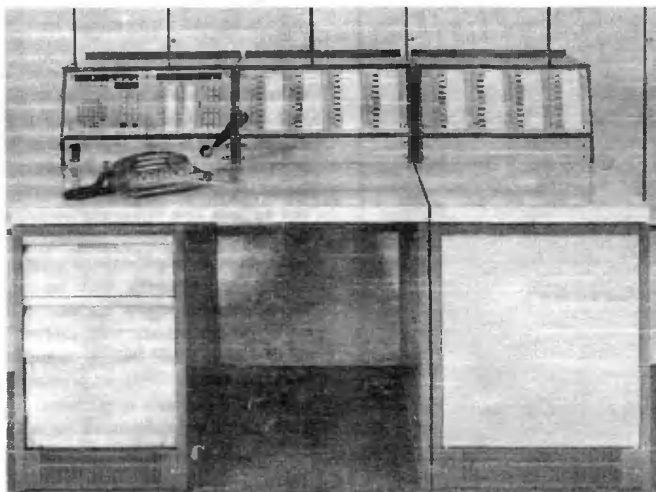
Многоканалният УКВ-приемо-предавател UFG2000 се отличава със семпла конструкция, простота при обслужването, а също и издръжливост при екстремни условия на експлоатация. Посредством него може да се реализира радиовръзка на разстояние от 1 до 10 km в зависимост от териториално-климатичните условия. Приемо-предавателят може да се комплектува с различни крепежни приспособления, преобразувател на захранващото напрежение, антени адаптер, мрежов захранващ блок. По този начин устройството може да се монтира в транспортни средства или да работи при стационарни условия. Честотният му обхват е $30 \div 79,975$ MHz и съответствува на 2000 канала с обхват 25 kHz, като десет от тях могат да се програмират по желание. Мощността на предавателя е 0,4 W при съпротивление 50 Ω , чувствителността — 0,6 μ V/12 dB, мощността на НЧ-изхода — 0,5 W/8 Ω , работният температурен обхват — $-30 \div +50^\circ\text{C}$, граничният температурен обхват — $-40 \div +65^\circ\text{C}$. Захранването е реализирано с NiCd-батерии или от електрическата мрежа.



ЦИФРОВА ТЕЛЕФОННА ЦЕНТРАЛА DFZ

За организация на учрежденско-производствена връзка е пусната в производство цифрова

диспечерска телефонна централа DFZ, която е разработена на основата на техническото решение на цифровата учрежденска централа NZ400D.



DFZ е предназначена за управление на производствени процеси и е с капацитет 20(DFZ20), 40(DFZ40) и 80(DFZ80) абоната.

Посредством нея се реализира цифрова комутация на радиовръзния тракт и управление на всички процеси в диспечерския център. Процесор по специално написана програма.

На базата на централата DFZ могат да се изградят телефонни мрежи с две/четири проводни линии. При това е възможна и съвместна работа с двупроводни абонатни линии, с четири проводни линии ръчна комутация и двупроводни линии с местна батерия. Обслужването на централата се осъществява от едно или две диспечерски работни места. Те могат да се монтират на разстояние до 150 m от централното комутационно оборудване.

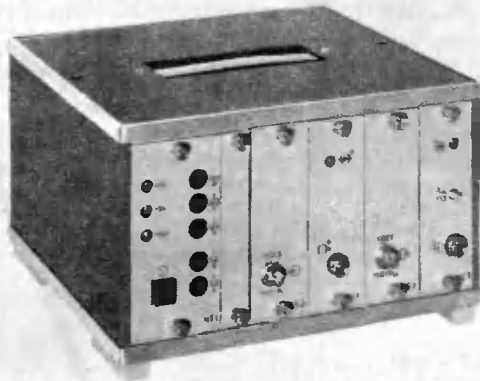
Централата предлага голям брой основни и допълнителни абонатни услуги. Към тях се отнасят: повикване и разговор с диспечера, включване към разговор, многократно извършване на справки по време на разговор, изграждане на некомутируеми връзки с определени абонати, записване на разговорите с диспечера на магнитна лента, конферентен разговор с до 5 абоната, програмиране на абонатите за конферентна връзка, съкратено избиране. Разговорът може да се провежда както от микрофонната гарнитура, така и чрез високоговорител.

Управлението на централата DFZ се извършва чрез микропроцесори, като към централното управление могат да се включат от едно до три периферни управления. Централното управление извършва контрол на работата на включените устройства и изпълнява функциите на самодиагностика. Периферните управления осъществяват работата на комплектите за абонатните и съединителните линии. От своя страна те осъществяват връзка между аналоговата мрежа и устройствата за цифрова обработка на сигналите. В работните места на диспечерите се използват едночипови микропроцесори от типа U8820.

Управлението на цифровата телефонна централа, а също и реализацията на допълнителни абонатни услуги се извършват на базата на програмно осигуряване, състоящо се от системни и потребителски програми.

ПРЕНОСИМ ВИДЕОМОДЕМ

Чрез преносимия видеомодем могат да се предават сигнали по широколентов канал посредством оптичен кабел. Честотната лента на широколентовия канал е 6 MHz. Това универсално малогабаритно крайно устройство може да се използва навсякъде, където е необходимо да се осигури дистанционно наблюдение и контрол. Модеят осигурява също и предаване на акустични сигнали. В зависимост от типа на кабела разстоянието на предаване или приемане може да е до 3 km. (ГДР).



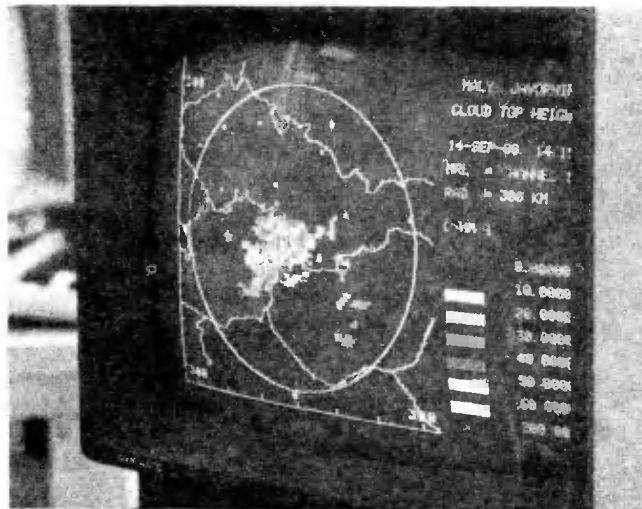
лизация. За протоколиране на действията по обслужването, а също и на всички процеси към комутатора може да се включи печатащо устройство, което да се монтира на разстояние до 25 m от основното устройство. (ГДР)

ПОДВИЖНА РАДИОПРЕДАТЕЛНА СТАНЦИЯ EVM 155

За осигуряване на радиопредаване по телефонен канал и обикновено радиопредаване фирмата TESLA Електроакустика — ЧСФР, произвежда подвижната предавателна радиостанция EVM 155. Станцията е предназначена за предавания с репортажен характер. За гарантиране на висока подвижност станцията е разположена в специално конструиран автомобил, произвеждан в ЧФР, марка AVIA A21 тип

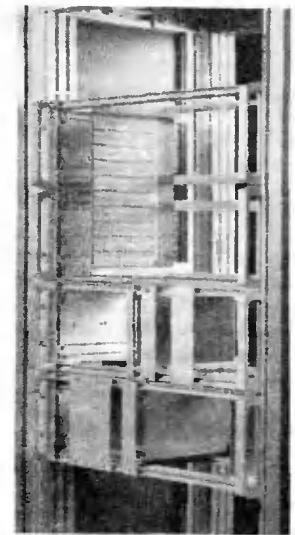
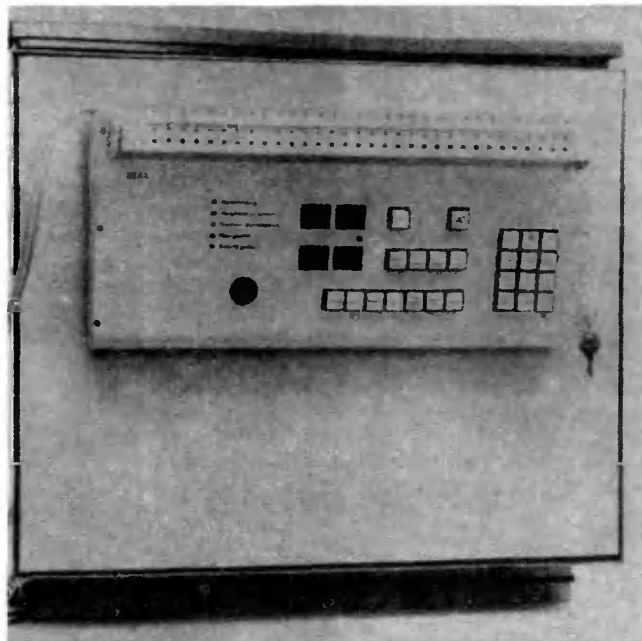
АВТОМАТИЗИРАНА РАДИОЛОКАЦИОННА СИСТЕМА KAZ METEO

Предлаганата от TESLA — ЧСФР, съвременна радиолокационна система способствува за значително повишаване на качеството на метеорологичните прогнози. Преимуществата на тази система се състоят в използването на двуканален метеорологичен радиолокатор, който позволява да се изобразят голям брой сечения на определено пространство. В резултат се получава по-подробна и по-качествена информация (главно за вида, движението и състава на облачността) в сравнение с познатите едноканални системи.



КОМУТАТОР НА ПОСТОЯНЕН ТОК ZEA2 ЗА ОХРАНА И ПОЖАРНА СИГНАЛИЗАЦИЯ

За осигуряване на безопасност е разработен нов модел комутатор, който осигурява наблюдение за охрана и пожарна сигнализация по 32 канала. Управлението на работата му се осъществява посредством микропроцесор. Реализиран е по модулна конструкция. Комутаторът може да работи самостоятелно или като устройство от сигнализационна установка. Пултът за обслужване може да се монтира до 25 m от самия комутатор. Той има вградена визуална индикация и е прост за обслужване. В устройството е предвидена защита от неправилно обслужване посредством защитен код. При изменение на състоянието на датчика се подава оптична и акустична сигнала.

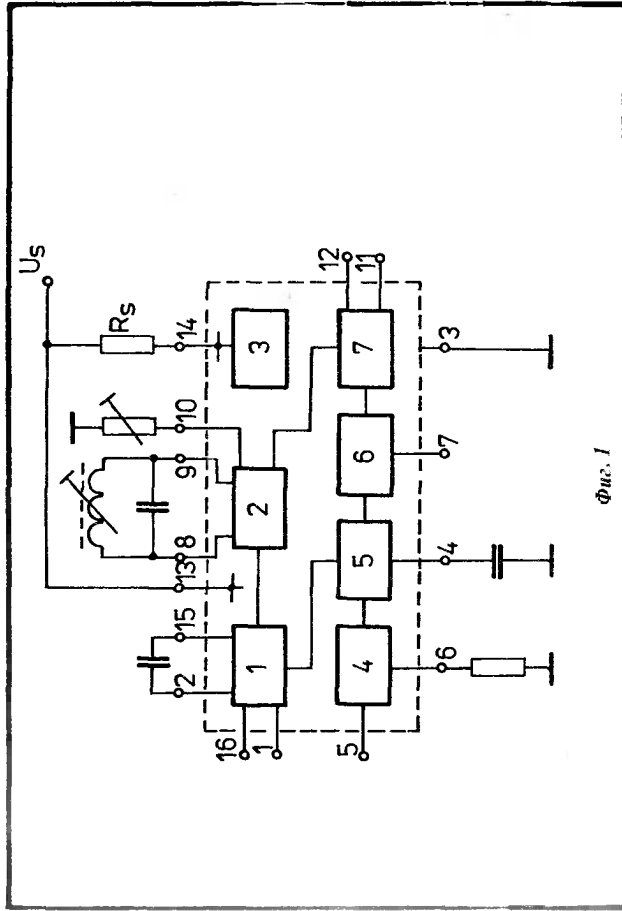


фургон. Вътрешното пространство на автомобила е специално организирано и разделено на три части.

Предната част е предназначена за персонала и в нея освен водачът могат да се разположат още двама души (напр. звукотехник и режисьор). Това пространство може да се използва и за дикторска кабина при кратки и несложни програми. Оборудването за режисьорска обработка е разположено в средната част на автомобила. Основни елементи в него са режисьорските пултове EMP 124 и EMP 062. В задната част на автомобила са вградени кабелни барабани и съединителни панели на кабелната разпределителна мрежа.

ИНТЕГРАЛНА СХЕМА А240D (ТДА440, К147УР2Б)

Интегралната схема А240D се произвежда в ГДР. Тя включва МЧ-видеоусилвател, демодулятор, видеопредусилвател с ключово, регулиращо и прагово съгъвало. Тя намира приложение в черно-бели и цветни телевизионни приемници. На фиг. 1 е представена блоковата схема на А240D, а по-долу са дадени техническите ѝ параметри.



Фиг. 1

1 — МЧ-усилвател, 2 — демодулятор, 3 — стабилизатор, 4 — регулиращо съгъвало за тонер, 5 — регулиращ усилвател АРУ, 6 — ключова схема за АРУ, 7 — видеопредусилвател.

- Минимално входно напрежение (извод 1 ÷ 16) 200 μ V
- Регулиращ ток за тонера 6 mA
- Амплитуда на пълния телевизионен сигнал (извод 11) 3,22 V_с
- (извод 12) 3,5 V_с
- МЧ-обхват на регулиране > 50 dB
- Широчина на видеочестотната лента 8 dB

МОЩНИ ПРЕВКЛЮЧВАЩИ ТРАНЗИСТОРИ НА „MIKROELEKTRONIK—RFT“

Метален корпус ТО—3, вид NPN

Тип	U_{ce} V	U_{ce} V	I_c A	I_{cm} A	P_{tot} W	при T_c $^{\circ}$ C	U_{ce} V	при I_c A	при I_c/I_{cm} A/A	Аналог
За хоризонтално отклонение	1500	800	5	7,5	12,5	95	≤ 5		4,5/2	BU208A
SU160	1500	350	2,5	3	10	90	≤ 5		2/1	BU205
За импулсно токозахранване и електронно запалване	800	325	10	15	100	25	$\leq 3,3$		8/2,5	BU326
SU167	1000	400	10	15	100	25	$\leq 3,3$		8/2,5	BU326A
SU169	850	400	15	30	175	25	$\leq 1,5$		10/2	BUS13
SU189	1000	450	15	30	175	25	$\leq 1,5$		8/1,6	BUS13A
За импулсно токозахранване	800	400	4	6	50	50	$\leq 1,5$		2,5/0,5	BUX46
SU177	800	400	6	8	60	50	$\leq 1,5$		2,5/0,5	BUX82
SU178	1000	450	6	8	60	50	$\leq 1,5$		2,5/0,5	BUX83
SU186	160	125	15	20	150	25	≤ 5		5/0,5	—
SU187	250	200	15	20	150	25	$\leq 1,6$		8/0,8	BUX46
SU188	300	250	20	25	150	25	$\leq 1,5$		10/1,2	BUX12
SU192	160	125	20	25	150	25	$\leq 1,2$		1,5/1,5	BUV51
SU193	300	250	15	20	150	25	$\leq 0,9$		10/1	—
За драйверни схеми	400	400	4	6	50	50	≤ 5		2,5/0,5	BU536
SU180	1200	400	4	6	50	50	≤ 5		2,5/0,5	BU536
За електронно запалване	450	400	+10	± 15	120	25	$\leq 1,8$		7/0,1	BU921
SU111	450	400	-7	± 15	120	25	$\leq 1,8$		7/0,1	BU921

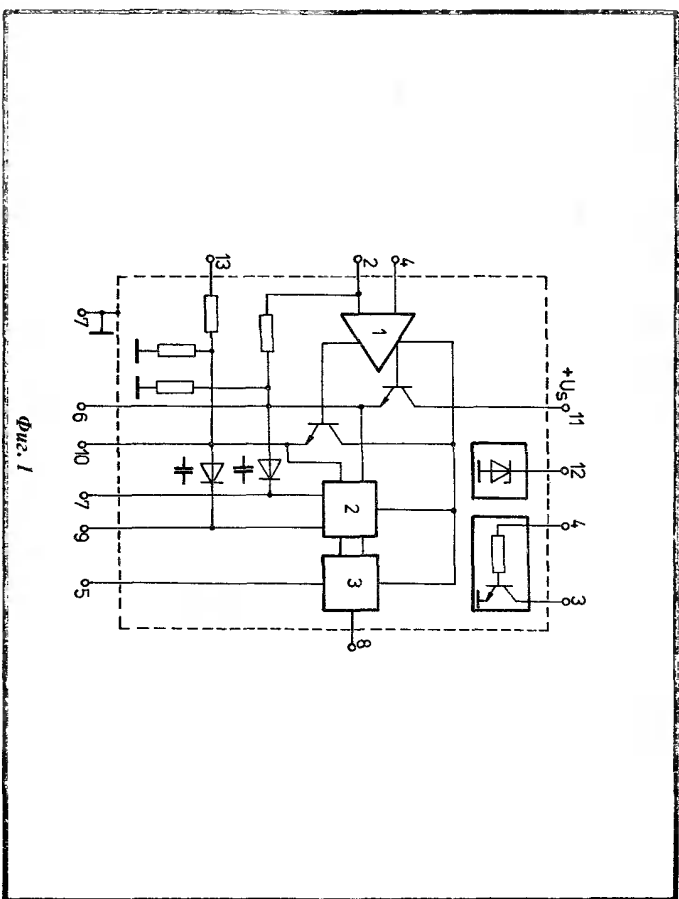
НЧ-ТРАНЗИСТОРИ, ПРОИЗВОДСТВО НА ФИРМАТА „PHILIPS“

Тип	Вид	Корпус	U_{ce} , V	U_{ce} , V	I_c , A	P , W	h_{21e}
BDV64	PNP	SOT—93	60	60	12	125	1000
BDV64A	PNP	SOT—93	80	80	12	125	1000
BDV64B	PNP	SOT—93	100	100	12	125	1000
BDV64C	PNP	SOT—93	120	120	12	125	1000
BDV65	NPN	SOT—93	60	60	12	125	1000
BDV65A	NPN	SOT—93	80	80	12	125	1000
BDV65B	NPN	SOT—93	100	100	12	125	1000
BDV65C	NPN	SOT—93	120	120	12	125	1000
BDV66A	PNP	SOT—93	100	80	16	175	1000
BDV66B	PNP	SOT—93	120	100	16	175	1000
BDV66C	PNP	SOT—93	140	120	16	175	1000
BDV66D	PNP	SOT—93	160	150	16	175	1000
BDV67A	NPN	SOT—93	100	80	16	200	1000
BDV67B	NPN	SOT—93	120	100	16	200	1000
BDV67C	NPN	SOT—93	140	120	16	200	1000
BDV67D	NPN	SOT—93	160	150	16	200	1000
BDV91	NPN	SOT—93	60	60	10	100	20
BDV92	NPN	SOT—93	60	60	10	100	20
BDV93	NPN	SOT—93	80	80	10	100	20



Тип	Вид	Корпус	U_{c60} , В	U_{c65} , В	I_c , А	P , Вт	$f_{гг}$
BDV94	PNP	SOT-93	80	80	10	100	20
BDV95	NPN	SOT-93	100	100	10	100	20
BDV96	PNP	SOT-93	100	100	10	100	20
BDX35	NPN	TO-126	100	60	5	15	45
BDX36	NPN	TO-126	120	60	5	15	45
BDX37	NPN	TO-126	120	80	5	15	45
BDX42	NPN	TO-126	60	—	1	5	2000
BDX43	NPN	TO-126	80	—	1	5	2000
BDX44	NPN	TO-126	100	—	1	5	2000
BDX45	PNP	TO-126	60	—	1	5	2000
BDX46	PNP	TO-126	80	—	1	5	2000
BDX47	PNP	TO-126	100	—	1	5	2000
BDX62	PNP	TO-3	60	60	8	90	1000
BDX62A	PNP	TO-3	80	80	8	90	1000
BDX62B	PNP	TO-3	100	100	8	90	1000
BDX62C	PNP	TO-3	120	120	8	90	1000
BDX63	NPN	TO-3	80	60	8	90	1000
BDX63A	NPN	TO-3	100	80	8	90	1000
BDX63B	NPN	TO-3	120	100	8	90	1000
BDX63C	NPN	TO-3	140	120	8	90	1000
BDX64	NPN	TO-3	60	60	12	117	1000
BDX64A	PNP	TO-3	80	80	12	117	1000
BDX64B	PNP	TO-3	100	100	12	117	1000
BDX64C	PNP	TO-3	120	120	12	117	1000
BDX65	NPN	TO-3	80	60	12	117	1000
BDX65A	NPN	TO-3	100	80	12	117	1000
BDX65B	NPN	TO-3	120	100	12	117	1000
BDX65C	NPN	TO-3	140	120	12	117	1000
BDX66	PNP	TO-3	60	60	16	150	1000
BDX66A	PNP	TO-3	80	80	16	150	1000
BDX66B	PNP	TO-3	100	100	16	150	1000
BDX66C	PNP	TO-3	120	120	16	150	1000
BDX67	NPN	TO-3	80	60	16	150	1000
BDX67A	NPN	TO-3	100	80	16	150	1000
BDX67B	NPN	TO-3	120	100	16	150	1000
BDX67C	NPN	TO-3	140	120	16	150	1000
BDX68	PNP	TO-3	60	60	25	200	1000
BDX68A	PNP	TO-3	80	80	25	200	1000
BDX68B	PNP	TO-3	100	100	25	200	1000
BDX68C	PNP	TO-3	120	120	25	200	1000
BDX69	NPN	TO-3	80	60	25	200	1000
BDX69A	NPN	TO-3	100	80	25	200	1000
BDX69B	NPN	TO-3	120	100	25	200	1000
BDX69C	NPN	TO-3	140	120	25	200	1000
BDX77	NPN	TO-220	100	80	8	60	30
BDX77F	NPN	SOT-186	100	80	8	28	30
BDX78	PNP	TO-220	80	80	8	60	30
BDX78F	PNP	SOT-186	80	80	8	28	30
BDX91	NPN	TO-3	60	60	8	90	20
BDX92	PNP	TO-3	60	60	8	90	20
BDX93	NPN	TO-3	80	80	8	90	20
BDX94	PNP	TO-3	80	80	8	90	20
BDX95	NPN	TO-3	100	100	8	90	20
BDX96	PNP	TO-3	100	100	8	90	20
BDY90	NPN	TO-3	120	100	10	40	30—120
BDY91	NPN	TO-3	100	80	10	40	30—120
BDY92	NPN	TO-3	80	60	10	40	30—120

Дистанционно управление. В същия корпус са включени още отделен транзистор за усилване на слаби сигнали и един диодов диод.
На фиг. 1 е показана блоковата схема на А220D, а по-важните и технически параметри са посочени под нея.



1 — МЧ-усилвател, 2 — МЧ-демулатор на съвпадение, 3 — електронен потенциометър.

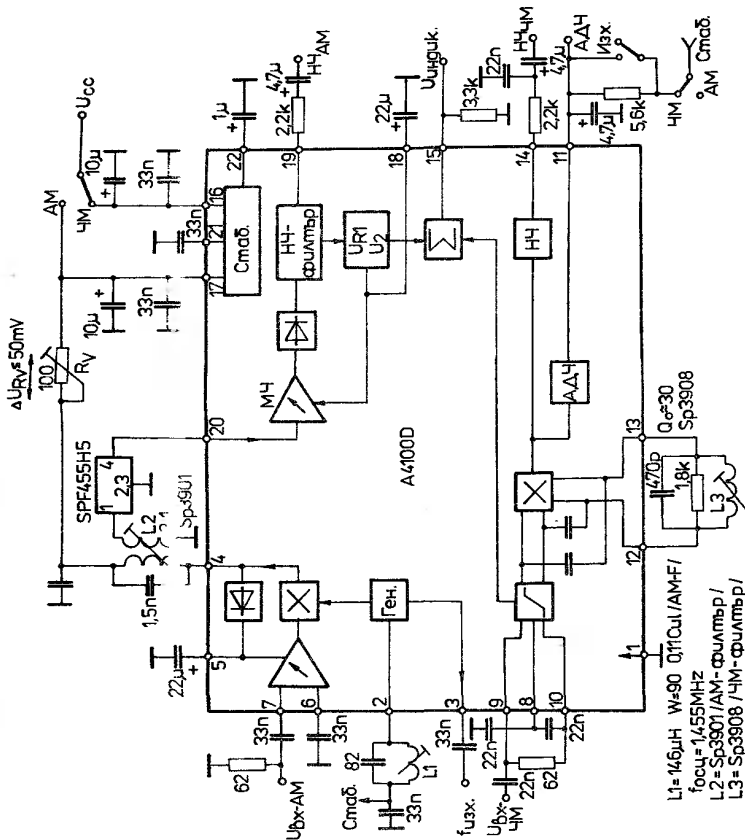
* при $U_{c0} = 10$ mV
** при $U_{c0} = 1$ mV

Минимално входно напрежение за усилвател-ограничителя, μ V	5,5 MHz	6,5 MHz	10,7 MHz
НЧ-изходно напрежение	40	55	125
Коэффициент на нелинейни изкривявания, %	1,1 V	540 mV	280 mV
Регулируем обхват на силата на звука, dB	3,5*	1,3**	0,7**
	73		

Захранващо напрежение, В 6—18
Максимална консумация на ток, mA 15
Работен температурен обхват, °C -10 ... +70

ДИНАМИЧНИ ПАМЕТИ С КАПАЦИТЕТ 1 МБИТ

Фирма	Време избор мин./макс. ns	Време на цикъла мин./макс. ns	Разсейвана мощност при раб./съхран., mW	Тип на пус
<i>Организация 1M x 1 бит</i>				
MSM511002	100/120	190/220	413/11	5, 7, 8
MSM514201	3000	4000	25/0.5	1
<i>Panasonic Industrial Co. (Matsushita Electric Industry Co. Ltd.)</i>				
MN41C1000	80/100	160/220	375/10	4, 5, 8
MN41C1002	80/100	160/220	375/10	4, 5, 8
<i>Samsung Semiconductor Inc.</i>				
KM41C1000A	70/100	130/180	400/10	4, 5, 8
KM41C1001A	70/100	130/180	425/10	4, 5, 8
KM41C1002A	70/100	130/180	400/10	4, 5, 8
<i>Siemens AG</i>				
HYB511000	70/80	130/180	n. o.	4, 8
<i>Texas Instruments Inc.</i>				
TMS4C1024	100/150	190/260	325/15	4, 8
TMS4C1025	100/150	190/260	325/15	4, 8
TMS4C1027	100/150	190/260	325/15	4, 8
<i>Toshiba America Inc.</i>				
TC511000	85/120	165/220	350/10	4, 8, 11
TC511000PL/511000AP	70/120	130/220	440/1.1	4, 8, 11
TC511001/511001AP	70/120	130/180	440/1.1	4, 8, 11
TC511002/511002AP	70/120	130/220	400/10	4, 8, 11
<i>Организация 256K x 4 бит</i>				
<i>Fujitsu Microelectronics Inc.</i>				
MB81C4256	70/120	140/210	375/10	5, 6, 7, 10
MB81C4257	70/120	140/210	375/10	5, 6, 7, 10
MB81C4258	70/120	140/210	375/10	5, 6, 7, 10
<i>Hitachi America Ltd.</i>				
HM514256	80/120	150/220	275/10	2, 3, 4
HM514258	80/120	150/220	275/10	2, 3, 4
<i>Micron Technology Inc.</i>				
MT4C4256	80/150	160/260	250/10	5, 6, 7, 8, 12
TM4C4258	80/150	160/260	250/10	5, 6, 7, 8, 12



Фиг. 1

- Консумация на ток, max, mA: 20
- НЧ-изходно напрежение, max, mV: 30 ($U_{вх} = 20 \mu V$)
- Коефициент на нелинейни изкривявания, %: 4,5 ($U_{вх} = 10 mV$)
- Отношение сигнал/шум, min: 20 dB ($U_{вх} = 20 \mu V$)
- Потискане на АМ-сигнала, min: 55 dB
- Захранващо напрежение: 4,5 ÷ 16 V
- АМ-част: 14
- FM-част: 300

ИНТЕГРАЛНА СХЕМА A220D (TBA120S, K174UR1)

Интегралната схема A220D се произвежда в ГДР в Завода за полупроводници във Франкфурт на Одер. Тя изпълнява функциите на МЧ-услвател на звука в телевизионните приемници, респ. на широколентов симетричен усилвател-ограничител на ЧМ-сигнал по междинна честота. Освен това тази интегрална схема съдържа симетричен демодулатор на съвпадение, както и регулатор на силата на звука за

Фирма	Време избор	на	Време дикъла	на	Разсейвана	Тип	на
	тип/макс,	на	тип/макс,	на	мошност	на	кор-
	ns	ns	ns	ns	при раб.,	пуе	
					сваран,		
					мW		
Mitsubishi	80/120		160/220		350/10	5, 7, 9	
M5M44256	80/120		160/220		350/10	5, 7, 9	
M5M44258	80/120		160/220		350/10	5, 7, 9	
Mosaic Semiconductor Inc.	100/150		200/260		500/10	7, 8, 13	
MDM4256	70/100		130/180		400/10	5, 7, 9	
Motorola Inc.	70/100		130/180		400/10	5, 7, 9	
MCM514256A	70/100		130/180		400/10	5, 7, 9	
MCM514258A	70/100		130/180		400/10	5, 7, 9	
NEC Electronics Inc.	80/120		160/220		350/10	5, 7, 9	
μPD424256	80/120		160/220		350/10	5, 7, 9	

Тип	Вид	f_T , MHz	P , mW	$U_{CE(s)}$, V	I_C , mA	$K_{V,E}$ при	I_C , mA	U_{CE} , V
AF427-III	PNP	<75	50	20	10	40...120	1	6
AF427-IV	PNP	<75	50	20	10	100...300	1	6
AF428-I	PNP	<55	50	20	10	30...60	1	6
AF428-II	PNP	<55	50	20	10	40...120	1	6
AF428-III	PNP	<55	50	20	10	100...300	1	6
AF428-IV	PNP	<55	50	20	10	30...60	1	6
AF429-I	PNP	<50	50	20	10	40...120	1	6
AF429-II	PNP	<50	50	20	10	100...300	1	6
AF429-III	PNP	<50	50	20	10	40...120	1	6
AF429-IV	PNP	<50	50	20	10	100...300	1	6
AF430-I	PNP	<50	50	20	10	20...60	1	6
AF430-II	PNP	<50	50	20	10	40...120	1	6
AF430-III	PNP	<50	50	20	10	100...300	1	6
AF430-IV	PNP	<50	50	20	10	40...120	1	6
AF439	PNP	800	60	16	12	45	2	10
ASY33	PNP	>2	150	10	200	20...200	10	1
ASY34-I	PNP	2...4	150	10	200	20...35	10	0.2
ASY34-IIa	PNP	2...4	150	10	200	30...70	10	0.2
ASY34-III	PNP	2...4	150	10	200	60...90	10	0.2
ASY34-IV	PNP	2...4	150	10	200	70...130	10	0.2
ASY34-V	PNP	2...4	150	10	200	110...170	10	0.2
ASY34-VI	PNP	2...4	150	10	200	150...220	10	0.2
ASY34-VII	PNP	3...6	150	20	200	200...300	10	0.2
ASY34-VIII	PNP	3...6	150	20	200	150...220	10	0.2
ASY35-I	PNP	3...6	150	20	200	30...70	10	1
ASY35-II	PNP	3...6	150	20	200	60...90	10	1
ASY35-III	PNP	3...6	150	20	200	70...130	10	1
ASY35-IV	PNP	3...6	150	20	200	110...170	10	1
ASY35-V	PNP	3...6	150	20	200	150...220	10	1
ASY35-VI	PNP	3...6	150	20	200	200...300	10	1
ASY35-VII	PNP	3...6	150	20	200	150...220	10	1
ASY35-VIII	PNP	3...6	150	20	200	200...300	10	1
ASY36-I	PNP	5...6.5	150	20	200	40...70	10	1
ASY36-II	PNP	5...6.5	150	20	200	60...90	10	1
ASY36-III	PNP	5...6.5	150	20	200	70...130	10	1
ASY36-IV	PNP	5...6.5	150	20	200	110...170	10	1
ASY36-V	PNP	5...6.5	150	20	200	150...220	10	1
ASY36-VI	PNP	5...6.5	150	20	200	200...300	10	1
ASY36-VII	PNP	5...6.5	150	20	200	150...220	10	1
ASY36-VIII	PNP	5...6.5	150	20	200	200...300	10	1
ASY37-I	PNP	10...15	150	20	200	60...90	10	1
ASY37-II	PNP	10...15	150	20	200	70...130	10	1
ASY37-III	PNP	10...15	150	20	200	110...170	10	1
ASY37-IV	PNP	10...15	150	20	200	150...220	10	1
ASY37-V	PNP	10...15	150	20	200	200...300	10	1
ASY37-VI	PNP	10...15	150	20	200	150...220	10	1
ASY37-VII	PNP	10...15	150	20	200	200...250	10	1
BF140R	NPN	180	1000	135	40	40	10	10
BF140S	NPN	180	1000	135	40	40	10	10
BF155R	NPN	180	1000	155	40	40	10	10
BF155S	NPN	180	1000	155	40	40	10	10

ВЧ-ТРАНЗИСТОРИ

Тип	Вид	f_T , MHz	P , mW	$U_{CE(s)}$, V	I_C , mA	$K_{V,E}$ при	I_C , mA	U_{CE} , V
AF279S	PNP	800	60	15	10	45	5	5
AF280S	PNP	800	60	20	10	8...25	2	10
AF289	PNP	950	60	15	10	12...30	2	10
AF306	PNP	280	60	18	15	10...30	1	12
AF339	PNP	750	60	15	12	40	2	10
AF367	PNP	800	60	15	10	>10	2	10
AF369	PNP	550	60	15	10	>10	2	10
AF379	PNP	1250	100	13	20	25...80	8	10
AF426-II	PNP	<75	50	20	10	30...60	1	6
AF426-III	PNP	<75	50	20	10	40...120	1	6
AF426-IV	PNP	<75	50	20	10	100...300	1	6
AF427-II	PNP	<75	50	20	10	30...60	1	6

ИНТЕГРАЛНА СХЕМА А4100D (ТДА4100)

Интегралната схема А4100D се произвежда в ГДР. Тя е предназначена за изграждане на преносими АМ- и ЧМ-радиоприемници и касетфони. Каналите за АМ- и ЧМ-сигналите са напълно разделени. Интегралната схема изработва и сигнал за индикаторна система на интензивността на електромагнитното поле. На фиг. 1 е показана блоквата схема на А4100D, а по-долу са посочени нейните технически параметри.

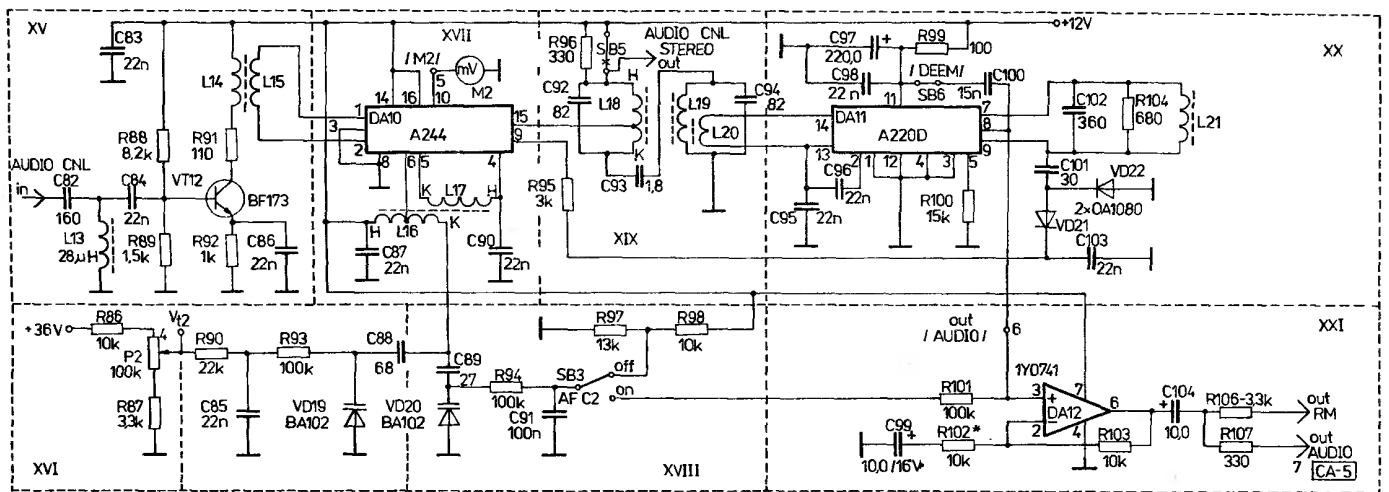
ПРИЕМНИК ЗА СПЪТНИКОВА ТЕЛЕВИЗИЯ

Отделяне на честотната лента, в която се намират подносещите на звуковия съпровод на приеманите канали (5 до 8,5 MHz), се извършва чрез високочестотния филтър *C82* и *L13* (фиг. 8 — *XV*), включен след буферното стъпало *VT11*. Високочестотният усилвател и честотният преобразувател на звуковия канал (фиг. 8 — *XVII*) са реализирани чрез ед-

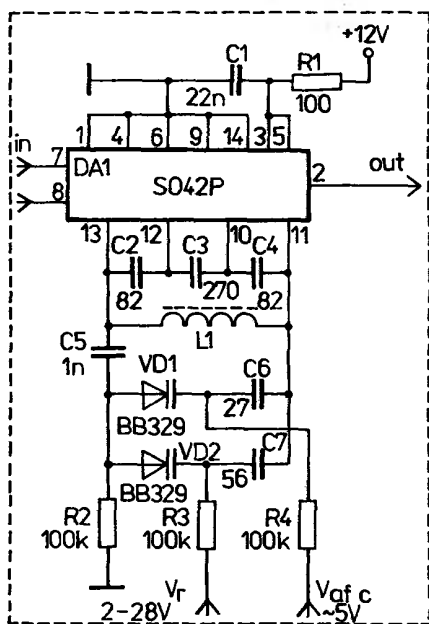
на интегрална схема *DA10*. Тъй като тази схема има симетричен вход, в допълнителното усилвателно стъпало като товар на *VT12* е включен трансформаторът *L14*, *L15*. Подносещата на звука се подава във входа на диференциален усилвател (изводи 1 и 2), изпълняващ функциите на апериодичен ВЧУ. Усиленият сигнал постъпва в единия вход на двойнобалансиран смесител, реализиран чрез аналогов умножител, в другия вход на който се подава хетеродинното напрежение. Хетеродинът е реализиран по трансформаторна схема, чиято активна

капацитивна връзка между кръговете (*C93*). Изборът на междинната честота на звуковия канал — 10,7 MHz, е съобразен преди всичко с изискването тя да е извън обхвата на подносещите на звука.

Вместо интегралната схема *A244* като честотен преобразувател на звуковия канал може да се използва *S042P*, която се включва по начин, показан на фиг. 9. Към единия вход на аналогов умножител, изпълняващ функциите на двойнобалансиран смесител, се подава симетрично сигналното напрежение (изводи 7 и 8), а към другия (изводи 11 и 13) — на-



Фиг. 8



Фиг. 9

част представлява диференциален усилвател. Резонансната му система съдържа елементите *L16*, *C87*, *C88*, *C89*, *VD19* и *VD20* и е включена в колекторната верига на единия транзистор на диференциалната двойка (извод 6), а напрежението на обратната връзка се подава към базите на двата транзистора (изводи 4 и 5) чрез бобината за връзка *L17*. Пренастройка на честотата на хетеродина в обхват от 15 до 20 MHz, който е дефиниран от избраната междинна честота на звуковия канал (10,7 MHz) и честотната лента на подносещите на звука, се постига чрез изменение на управляващото напрежение на варикапа *VD19* *V12* в границите от 2 до 33 V (фиг. 8 — *XVI*). За да се осигури допустимата нестабилност на честотата на хетеродина при въздействие на дестабилизиращи фактори, той е включен към система за АДЧ чрез варикапа *VD20* и управляващото напрежение от изхода на честотния демодулятор (фиг. 8 — *XVIII*). Товар на смесителя е двукръгов лентов филтър (фиг. 8 — *XIX*), реализиран с елементите *C92*, *L18* и *C94*, *L19* с критична външно-

прежението на хетеродина. Необходимата положителна обратна връзка на вътрешния хетеродин се осигурява от капацитивния делител *C2*, *C3* и *C4*, включен към резонансната му система.

Като товар на смесителя на звуковия канал може да се използва и пиезокерамичен филтър за честота 10,7 MHz (фиг. 10). При включване на филтъра трябва да се осигури съгласуване на неговото характеристично съпротивление (за представения филтър SFE 10,7 MA 330 Ω) със съпротивленията на стъпалата в двата му края и да се филтрират сигналите със странични резонансни честоти. В схемата на фиг. 10а като съгласуващо съпротивление на входа на филтъра се използва товарът на смесителя *R1*. За получаване на оптимално съгласуване и избягване на страничните резонанси между изхода на смесителя и пиезокерамичния филтър се включва ширококолов LC-кръг, чиято лента на пропускане е 300—400 kHz (фиг. 10б).

Функциите на междинночестотен усилвател, ограничител и честотен детектор в звуковия канал (фиг. 8 — *XX*)

жения с междинни честоти 10,7 и 10,88 MHz, които са получени след честотно преобразуване на подносещите на двата стереоканала (7,02 и 7,2 MHz). Двата стереоканала (фиг. 12) са предназначени за сигнали с нормална девиация (± 50 kHz) и се различават от ширококолентовия моноканал (позволяващ приемане и на сигнали с голяма девиация на подносещата на звука ± 150 kHz) по това, че включените в изхода на смесителя лентови филтри имат по-тясна пропускана лента, а дефазизиращите групи на фазовите детектори DA14 и DA15 са с по-висок качествен фактор.

Към изхода на дефазизиращата верига на видеоканала е включен ширококолентов диференциален усилвател (до 120 MHz) DA16 (фиг. 13 — XXIV), който изпълнява функциите на видеоусилвател с двуполярен изход и има възможност за установяване на усилването чрез тример-потенциометъра RV6.

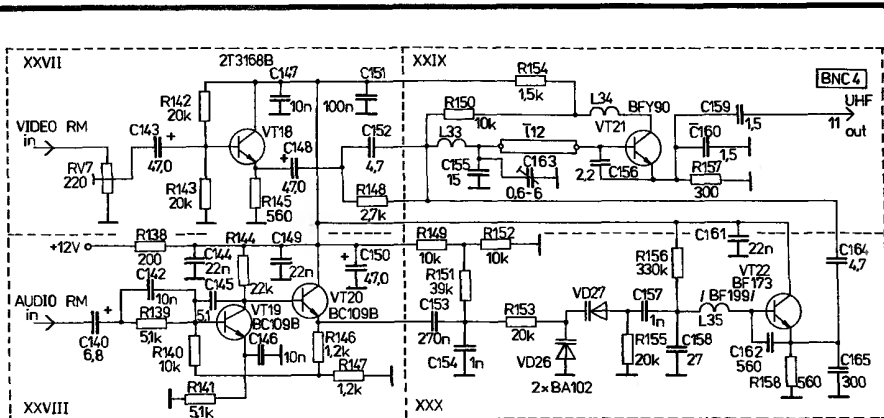
За отстраняване на въведената в предавания сигнал дисперсия, която подобрява електромагнитната съвместимост на телевизионната спътникова система, към изхода на видеоусилвателя е включена чрез буферно стъпало VT15 антидисперсна верига (фиг. 13 — XXV), съдържаща елементите C136, VD24 и VD25.

Крайното съгласуващо стъпало на видеоусилвателя (фиг. 13 — XXVI) е реализирано с транзисторите VT16 и VT17 и полученият в неговия изход сигнал може да се подаде директно към монитор или към ремодулятор за формиране заедно с отделеният звуков сигнал на стандартен телевизионен сигнал в един от каналите на дециметровия обхват.

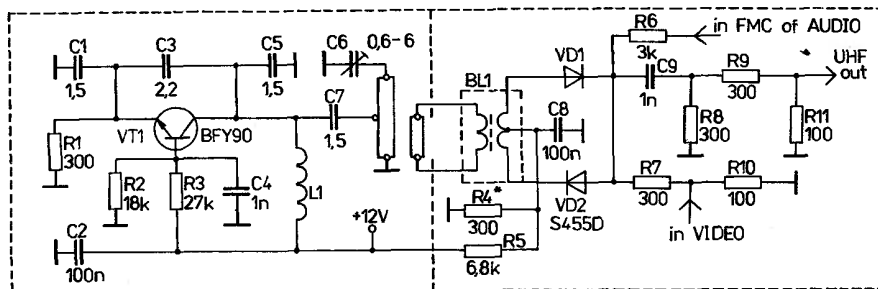
Постъпващият на входа на ремодулатора видеосигнал се използва за амплитудна модулация (колекторно-базова) на носещото трептене на генератор (фиг. 14 — XXIX), който включва VT21 основна честотно определяща резонансна верига (L1, C155, C156, C160 и C163). Честотата на носещото трептене на генератора е подбрана да отговаря на тази на 43-ти канал от дециметровия обхват (около 650 MHz) и може да се изменя в границите на два, три канала чрез тример-кондензатора C163. За регулиране дълбочината на амплитудната модулация е предвиден тример-потенциометърът RV7.

Същевременно този генератор изпълнява ролята на самоосцилиращ смесител за честотно модулираната звукова носеща (в зависимост от използваната система звуковата носеща може да бъде 5,5 или 6,5 MHz), който пренася нейния спектър в обхвата на ирания телевизионен канал.

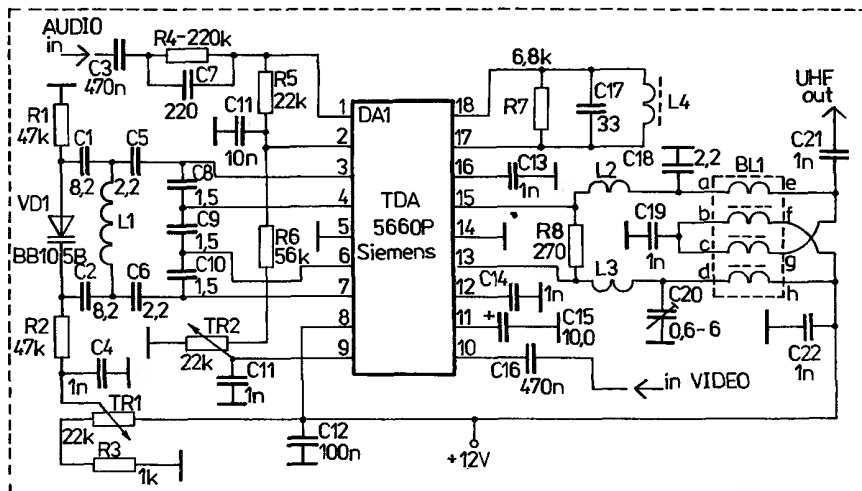
Трептенето на генератора на звуковата носеща (фиг. 14 — XXX), включващ VT22, честотно задаващите елементи L35, C157, C158, C165 и вариациите VD26 и VD27, е честотно модулирано от допълнително обработеният звуков сигнал. За точна донастройка на честотите на звуковите носещи се използва бобината L35. За извършване на споменатата допълнителна обработка на сигнала от изхода на звуковия канал



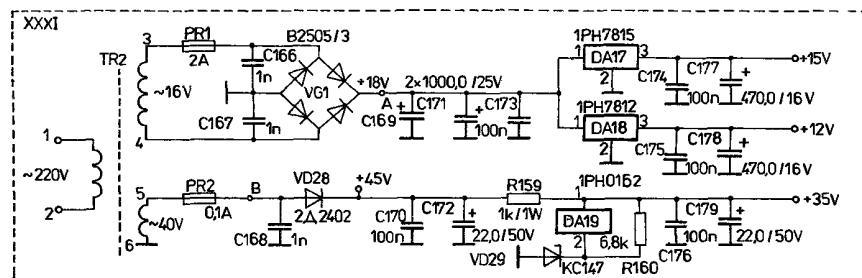
Фиг. 14



Фиг. 15



Фиг. 16



Фиг. 17

в схемата са включени преамфазисните групи $R139$, $C142$ и $R141$, $C146$ и предусилвател, реализиран с транзисторите $VT19$ и $VT20$ (фиг. 14 — XXVIII).

Освен описаната схема на ремодулятор могат да се използват и тези, представени на фиг. 15 и 16. В първата генераторът на носещото трептене на изображението е реализиран чрез $VT1$ по схема обща база. Амплитудна модулация на носещото трептене се извършва чрез използване на регулируем затихвател, включващ диодите $VD1$ и $VD2$, кой-

то се управлява от видеосигнала. По отношение на честотно модулираната звукова носеща (FMC) схемата на включване на диодите представлява балансен смесител.

Най-добро решение представлява реализирането на ремодулятора чрез интегрална схема TDA5660P (фиг. 16). Резонансната система на генератора на носещата на звука включва елементите $L4$ и $C17$, а тази на генератора на носещата на изображението — всички реактивни

елементи, включени между изводи 3 и 4, 6 и 7. Схемата реализира честотна модулация на носещата на звука, амплитудна модулация на носещата на изображението, тяхното смесване и частично потискане на носещата на изображението и едната странична честотна лента, в резултат на което се получава стандартен телевизионен сигнал в обхвата на 36—40-ти канал (каналът може да се променя чрез тример-потенциометъра $TR1$).

На фиг. 17 е дадена електрическата схема на захранващия блок.

Схемотехника за малки и големи

СМЕСИТЕЛЕН ПУЛТ

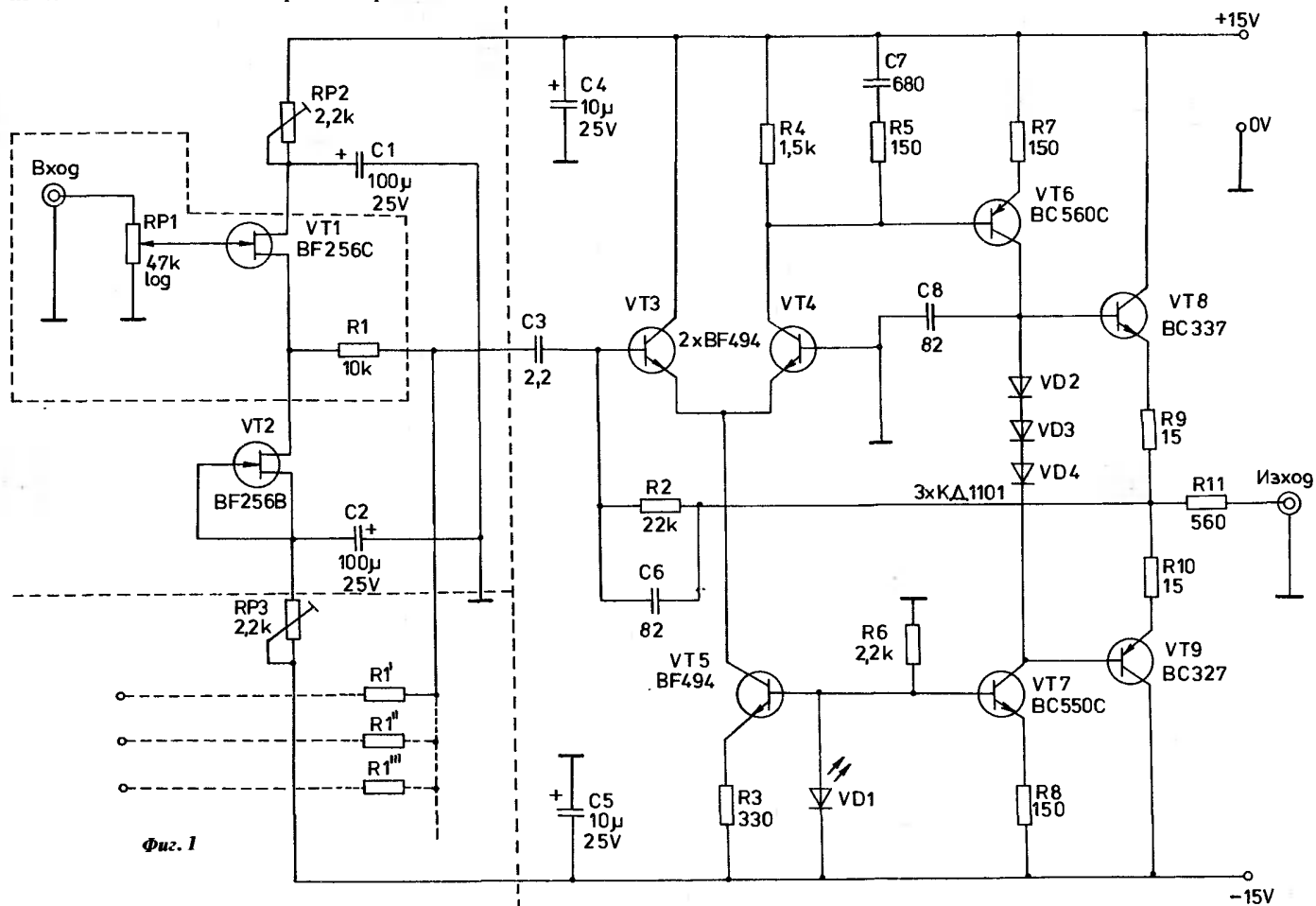
Добрият смесителен пулт притежава голяма динамика и малък шум. Изградените с обикновени операционни усилватели не са от най-качествените, тъй като шумът при тях е голям. Високото входно съпротивление освен че не намалява шума, но намалява също така и полезния сигнал. При използването на дискретни елементи също може да се появи проблем с шума. На фиг. 1 е показана схема на смесителен пулт, реализиран с дискретни елементи. За буфер се използва стъпалото с транзисторите

$VT1$ и $VT2$. Чрез $RP1$ е възможно да се съгласуват импедансите на различни звукоизточници с този на предусилвателя. Дискретно изграденият операционен усилвател се състои от транзисторите $VT1$ ÷ $VT8$. Транзисторите $VT3$, $VT4$ и $VT5$ са високочестотни, тъй като при високите звукови честоти те произвеждат по-малко шум.

Интересна особеност на този предусилвател е, че с него може да се постигне т. нар. „лампово“ звучене. За целта транзисторите $VT1$ и $VT2$ трябва да

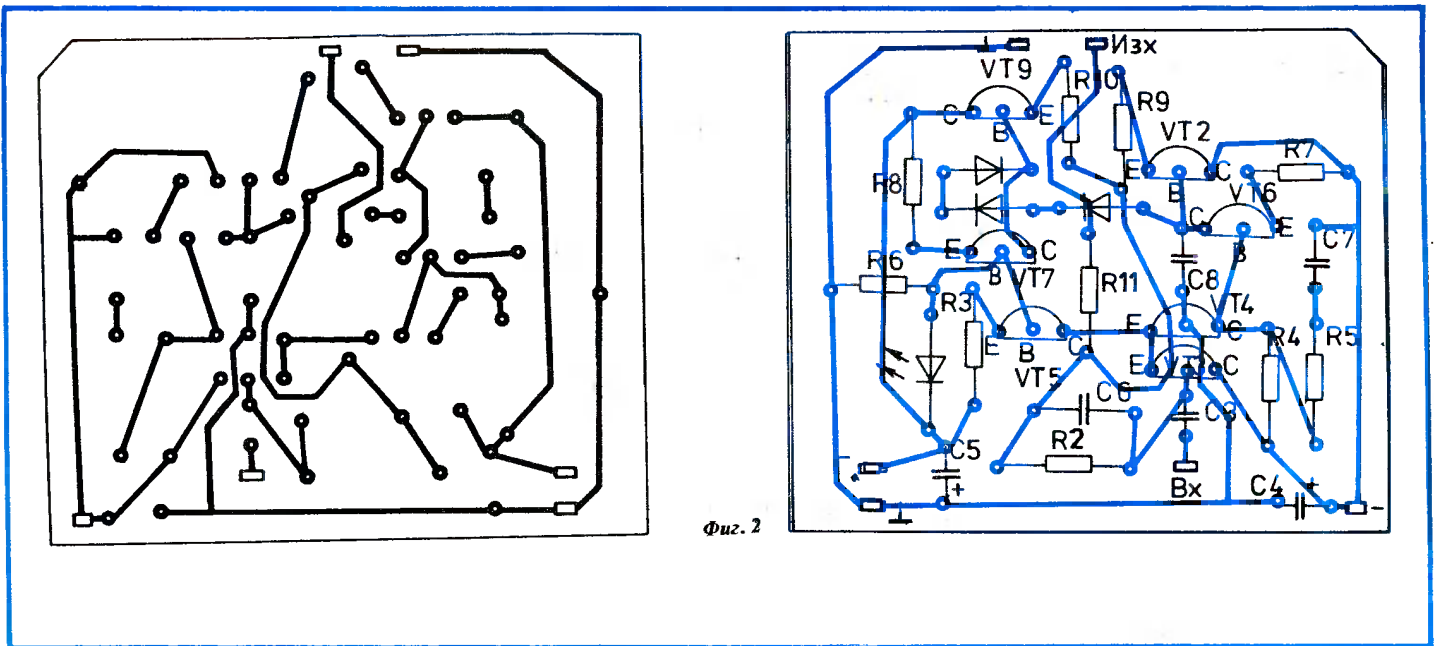
започнат да ограничават по-рано от дискретния усилвател. На практика това означава, че буферното стъпало трябва да започне да ограничава още при входни сигнали под $12 V_{SS}$. Ето защо захранващото напрежение за $VT1$ и $VT2$ трябва да е между 6 и 9 V. Този режим на работа се постига чрез двата тример-потенциометъра $RP2$ и $RP3$. Характерът на ограничаването може да бъде и несиметричен.

Елементите от схемата се монтират на печатна платка с вида, показан на



Фиг. 1

Инж. Александър Савов



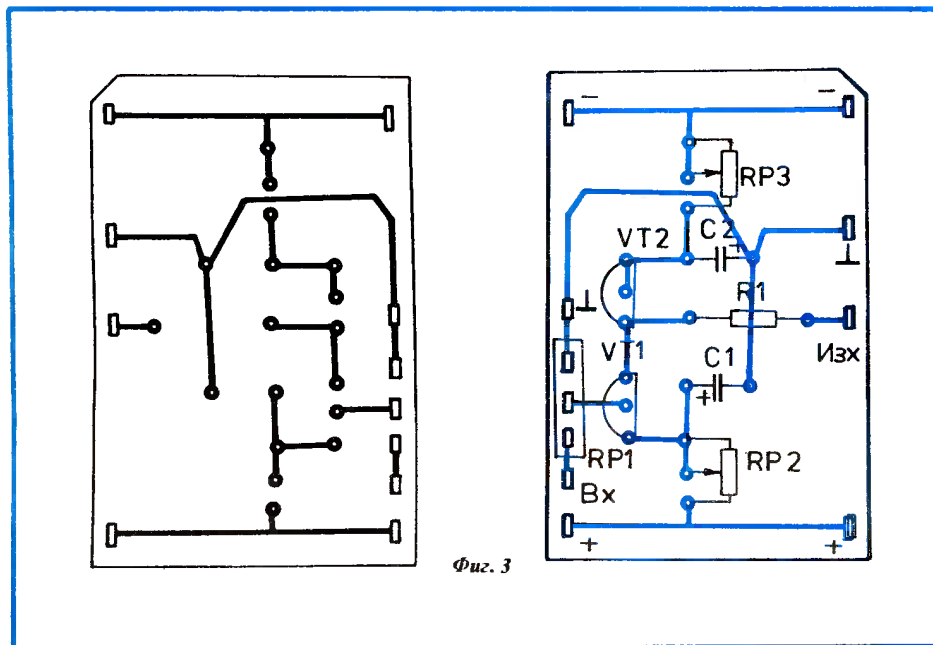
Фиг. 2

фиг. 2. Еwentуално напрежение на несиметрия в изхода се компенсира, като в базовата верига на $VT4$ се включи тример-потенциометър $50\text{ k}\Omega$, „развързан“ с един кондензатор $1\text{ }\mu\text{F}/63\text{ V}$. Платката на едно буферно стъпало е показана на фиг. 3.

Консумацията на ток от дискретния усилвател е около 35 mA , а на всяко от буферните входни стъпала — по 10 mA . За 10 входни стъпала следователно са необходими 100 mA плюс тока на дискретния усилвател. Напрежението е двуполарно $\pm 15\text{ V}$.

Технически параметри:

Максимален изходен сигнал	12 V_{SS}
Честотен обхват (-3 dB)	$10 \div 80\text{ 000 Hz}$
Коефициент на нелинейни изкривявания (10 kHz , $0,05\%$)	$U_{iux} = 9\text{ V}_{SS}$
Отношение сигнал/шум ($U_{iux} = 9\text{ V}_{SS}$, $\Delta f = 10 \div 20\text{ 000 Hz}$)	100 dB



Фиг. 3

АКТИВЕН БРУМ-ФИЛТЪР

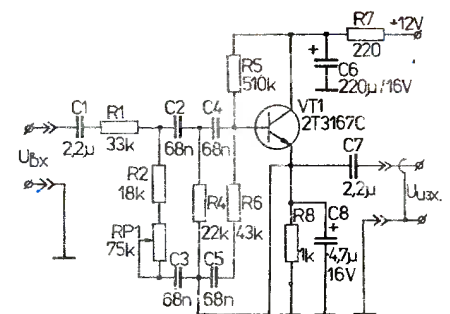
Един от начините да се намали брумът при възпроизвеждане със звукотехническа апаратура е да се включи активен филтър. Показаният на фигурата режекторен филтър е с гранична честота 100 Hz . Ефектът на филтриране се дължи основно на RC -групата ($R2$, $R4$, $R6$, $RP1$, $C2$, $C3$, $C4$, $C5$), включена в базовата верига на транзистора $VT1$. Работната точка на транзистора се задава с резистора $R5$. За да се стабилизира работата на стъпалото, в емитерната му верига е включена паралелна RC -група, образувана от резистора $R8$ и от кондензатора $C8$, която представлява отрицателна обратна връзка. С потенциометъра $RP1$ може да се регулира стръмността на филтъра. Кондензаторът $C7$

спира постоянната съставлява в изходния сигнал U_{iux} .

За захранване на филтъра не е необходимо стабилизирано захранване, но напрежението трябва да е добре филтрирано. Допълнително изглаждане на захранването се постига с интегриращата група, включваща $R7$ и $C6$.

Филтърът се свързва между изхода на предусилвателя и входа на мощния нискочестотен усилвател. Връзката между двата блока става с нискочестотен ширмован (тончестотен) проводник.

Преди възпроизвеждане с потенциометъра $RP1$ се настройва минимален брум. Колкото съпротивлението на $RP1$ е по-малко, толкова повече се понижава брумът, но се губи и известна част от



полезния сигнал, и обратно. При нулево съпротивление на $RP1$ шумът се понижава с -75 dB .

За стерео вариант са необходими две еднотипни устройства.

Инж. Светослав Стефанов

РЕМОНТ НА ТЕЛЕВИЗИОННИТЕ ПРИЕМНИЦИ ЗУСЦТ РЕГУЛИРОВКА

Всеки телевизионен приемник след ремонт, свързан със замяна на модули, субмодули или елементи в тях, се нуждае от регулировка за съгласуване на новоустановените изделия с останалите възли. Освен това за подобряване качеството на изображението е полезно периодично да се донастройва и изправният телевизор, тъй като в процеса на експлоатацията му се изменят параметрите на детайлите и на кинескопа (те стареят).

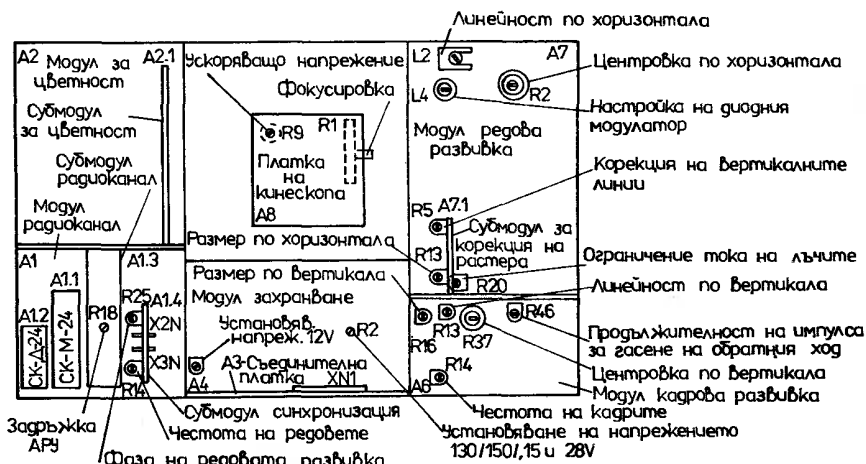
Най-добре е телевизорът да се регулира при приемане на телевизионна изпитвателна таблица и цветни ивици със 75-процентна яркост и наситеност (именно за такъв сигнал са посочени осцилограмите във всички статии на цикъла). Но може да се използва и универсална електронна изпитвателна таблица (УЕИТ), в която има цветни правоъгълници с необходимата яркост и наситеност. Наблюдават се съответните им редове на екрана на осцилоскопа (най-добре е да се използва осцилоскоп с блок за отделяне на телевизионен ред).

Освен осцилоскоп за регулиране на телевизора е нужен волтметър за постоянен ток, даващ възможност да се измерват напрежения от 1 до 200 V. За удобно наблюдаване на изображението на екрана се препоръчва на разстояние 1—2 m пред него да се постави огледало, така че в него да се отразява целият екран.

Препоръчително е преди започване на регулирането телевизорът да се остави да поработи 10—15 min при средна яркост на светене на екрана.

В случай на замяна или ремонт на избиращ на телевизионните канали (A1.1 и A1.2), устройство за избор на програмите (A10) и блок за управление (A9) е необходимо донастройка на устройството за избор на програмите (СВП или УСУ). Това се прави по методиката, описана в ръководството по експлоатация на дадения телевизор. При това стремехът е да се получи най-детайлно изображение и неизкривен звук при изключено устройство за АДЧХ (копчето навън). Ако след неговото включване получената детайлност се запази, това означава, че регулирането е извършено правилно.

На фиг. 1 са показани разположението и предназначението на органите за регулиране в модулите и субмодулите (освен в субмодулите на радиосигнала и цветността, а също така и в модула за цветност) на телевизора ЗУСЦТ, в който е използван кинескоп със самосходимост на лъчите.



Фиг. 1

Регулирането започва с проверка и установяване (при необходимост) на напреженията на изходите на захранващия модул A4. За целта е най-удобно да се използва контролният съединител X1N (XN1) на съединителната платка A3, предназначена за електрическа връзка между всички модули на телевизора. Принципната схема на съединителната платка, на която са указани постоянните напрежения на контактите на съединителя X1N, е показана на фиг. 2, а осцилограмите на импулсните напрежения — на фиг. 3.

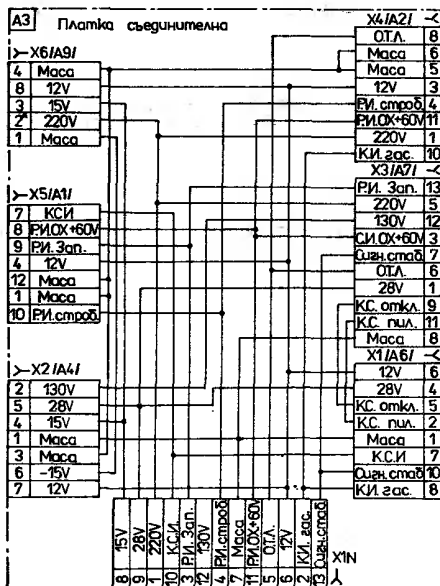
Напрежението 130 V (150 V) се контролира на контакт 12 на съединителя

при максимална яркост и контраст и се установява с донастройващия резистор R2 на захранващия модул (фиг. 1). Напреженията 15 и 28 V се проверяват съответно на контактите 8 и 9. Напрежението 12 V се контролира на контакт 6 на съединителя и се установява с донастройващия резистор R27 на захранващия модул.

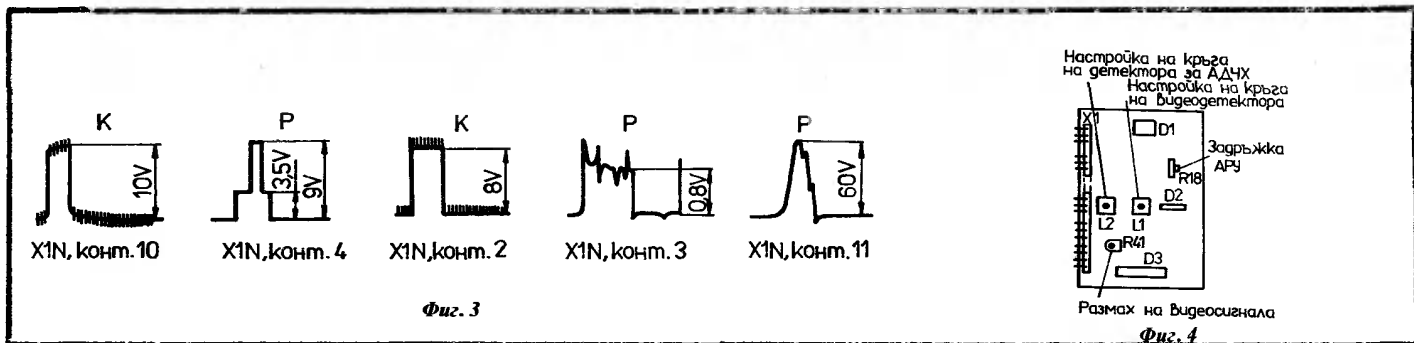
Във връзка с особената конструкция на донастройващите резистори се препоръчва за регулирането им да се използва отвертка с остро заточен връх с ширина 2 mm, а за настройка на болбините — отвертка от изолационен материал с меден или месингов накрайник.

Регулирането на модула на радиоканала МРК—2 (A1) започва с установяването на честотата и фазата на напрежението за редова развивка. За целта се свързват на късо контролните точки X2N и X3N (фиг. 1) на субмодула за синхронизация УСР (A1.4) и въртейки плъзгача на донастройващия резистор R14, се постига изображение без наклонени хоризонтални линии и без движение по хоризонтала. След това се премахва връзката между контролните точки. С това се установява правилна честота на редовете и симетричност на лентата на захващане на устройството за АДЧФ.

За регулиране на фазата на управляващите редови импулси отначало се намалява размерът на изображението по хоризонтала посредством донастройващия резистор R13 на субмодула за корекция на растъра СКР (A7.1). След това плъзгачът на донастройващия резистор R25 на субмодула за синхронизация УСР (A1.4) се установява така, че на левия и на десния край на растъра да има



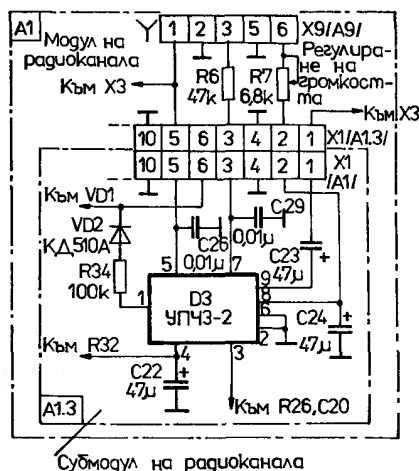
Фиг. 2



подгъване или сбиване на изображението.

Субмодулът на радиоканала СМРК—2 (A1.3) се регулира само в случаите, когато при ремонта е бил заменен самият модул, интегралната схема D2 в него, резисторът R18 и някои други елементи. Разположението на органите за регулиране на субмодула е показано на фиг. 4.

При необходимост с донастройващия резистор R18 напрежението за АРУ на контакт 14 на съединителя на субмодула се установява така, че при приемане на всички обхвати на изображението да липсват шумове, изкривяване на вертикалните линии и затъмняване на горните части на разгъра. Донастройващият резистор R41 е необходим за установяване размаха на видеосигнала на контакт 7 на съединителя на субмодула или на входа на модула за цветност (A2), т. е. на контакт 2 на съединителя X6(A2). Размахът на видеосигнала при цветни ивици трябва да бъде не по-малък от 1,3 V (без отчитане на синхроимпулсите). Този размах е необходим за по-нататъшното правилно регулиране на модула за цветност. Тук и по-нататък следва да се помни, че входът на осцилоскопа



трябва да се включва към контролните точки на модулите през напрежителен делител 1:10.

Ако при ръчната настройка на телевизора по изпитвателната таблица не може да се постигне оптимална детайлност на вертикалните линии при минимална

окантовка и подгъване, трябва да се върти сърцевината на бобината L1 на субмодула на радиоканала A1.3. При това устройството за АДЧ следва да е изключено. Ако след включването му качеството на изображението се влошава, чрез сърцевината на бобината L2 се нагласява такова качество, както при ръчна настройка. Необходимо е да се отбележи, че ако към резисторите R18 и R41 на субмодула СМРК—2 (A1.3) има достъп през отвори на екрана му, то за донастройката на бобините L1 и L2 екранът трябва да се свали, отвинтвайки предварително двата винта от страна на печатните проводници на модула МРК—2.

В по-новите модели на телевизорите ЗУСЦТ в субмодула на радиоканала СМРК—2 хибридната интегрална схема УПЧ3—1М е заменена с УПЧ3—2, чийто начин на включване е даден на фиг. 5. Същевременно във веригата за регулиране на силата на звука е включен резисторът R7. С него се избягва звученето на високоговорителя при положение на експлоатационния регулатор R4 в A9.1 на минимум.

(Продължава в бр. 7/90 г.)

История на радиоелектрониката

НЕЕЛЕКТРОНИЯТ КОМПЮТЪР

Годината е 1642. В търговската кантора на своя баща Блез Паскал създава първия в историята на човечеството компютър. Много метал, цифрови и наборни колела, шифтове, печат механизъм за преноса... и всичко това събира и изважда многоразредни аритметични числа с непостижима за хората скорост. Бързо и безгрешно. Без електронни елементи (те ще се появят два след три столетия). Без познания в теорията на символната и логическата математика (започнала развитието си след повече от 250 години), без разработки на архитектурата, принципа на действие и конструктивен строеж на подобен вид машини (само в края на XIX век човешкият

гений да извършва интелигентни разумни дейности.

Компютърът на Блез Паскал. Дали наистина е първият компютър на човешкия род — първообраз и предшественик на милиардите познати на всички днес компютри? Предполага се, че 20 години по-рано, през 1623—1624 г. в Тюбинген — Германия, Вилхелм Шихард е създал механична сметачна машина, но категорични доказателства за това днес не съществуват. Така че за историята, която отдава предимство на фактите и доказателствата, Блез Паскал и неговият компютър са първите.

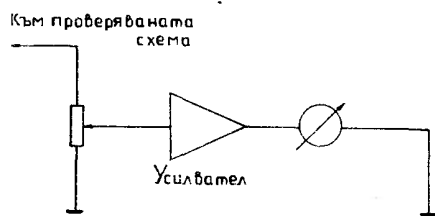
Какво е по-нататъшното развитие на

компютъра? През 1673 г. немският философ и математик Готфрид Вилхелм Лайбниц конструира сметачно устройство, което автоматично изпълнявало не само операциите събиране и изваждане, но и умножение и деление. Сметачни машини на основата на механизъм, известен като „колела на Лайбниц“, широко се използват непосредствено до избухването на Втората световна война. Промишленото производство на компютри с този принцип, изпълняващи четирите аритметични действия, започва едва след 1820 г., след демонстрирания от Чарлз Томас аритмометър, като до края на XIX век те са в крайно малки серии

НА РАДИО РЕМОНТИТЕ

А Б В

ЕЛЕКТРОННИ ИЗМЕРВАТЕЛНИ УРЕДИ



Фиг. 1

В схемите на електронните измервателни уреди в сравнение с обикновените аналогови има много усъвършенствувания, които повишават точността на измерване. Тяхното вътрешно съпротивление за всички обхвати е толкова голямо, че грешката в измерванията при търсенето на повреди винаги е незначителна. Те се оказват извънредно полезни при ремонта на електронни устройства.

Най-обща схема на електронен измервателен уред е показана на фиг. 1. Вижда се, че входният сигнал се усилва, което увеличава значително чувствителността на уреда.

Отначало в електронните измервателни уреди за усилвател се е използвала електронна лампа. Днес ламповият усилвател е заменен с транзисторен. Той е независим от променливотоковата мрежа, тъй като токозахранването се осигурява от вградени батерии. Обикновено се използват полени транзистори, тъй като те имат много високо входно съпротивление. През уреда протича много малък ток, като по този начин влиянието на уреда върху работата на измерваната схема е минимално.

Принципната схема на волтметъра за постоянни напрежения е показана на фиг. 2. Обхватите са от 1 V до 1000 V и се избират чрез превключвател. Входното съпротивление на уреда е от порядъка на мегаомове. Усилвателят е изграден от два полени транзистора, включени в мостова схема. През измервателната система не протича ток, докато мостът не се разбалансира чрез подаване на някакво входно напрежение. Както се вижда от фиг. 2, уредът е свързан паралелно на измерваната схема или елемент. Поради високото входно съпротивление на уреда през него се отклонява много малък ток и не се нарушава работата на измерваната схема. Неонната лампа не е включена, за да предпазва транзистора VT1 от претоварване. Ако по невнимание допрем накрайника

на уреда до точка в схемата с високо напрежение, неонната лампа се запалва и щунтира полевия транзистор по отношение на входното напрежение. Интересно е, че диодът VD1 не е изправител, а е включен за температурна компенсация на коефициента на усилване на транзистора VT2. Равновесието на моста се установява с помощта на регулатора за установяване на нулата — потенциометъра RP1. При смяна на обхвата се налага допълнително нулиране чрез леко завъртане на този потенциометър. Потенциометрите RP2 и RP3 са за калибриране, което се прави при ремонт и сервизен преглед на уреда.

Електронен измервателен уред може да се правят точни измервания и на променливи напрежения. На фиг. 3 е показана принципна схема на волтметър за променливи напрежения. Всеки резистор от превключвателя на обхватите е свързан паралелно с кондензатор. Тези кондензатори осигуряват точно деление на напрежението както при ниски, така и при високи честоти. Мостовата схема за измерване на променливо напрежение е почти същата, както тази за измерване на постоянно напрежение с изключение на включения между транзисторите VT1 и VT2 изправител. Входното променливо напрежение минава първо през VT1, работещ като импедансен преобразувател и имащ за задача да съгласува голямото входно съпротивление на уреда с малкото съпротивление на измервателната система. На изхода на VT1 има променливо напрежение, което през кондензатора C11 се подава на изправителните диоди VD1 и VD2. След изправителя се получава постоянно напрежение, чиято стойност е пропорционална на амплитудата на входното променливо напрежение. Диодът VD4 служи за температурна компенсация на характеристиките на транзистора VT2. Постоянното напрежение след изправителя се подава на потенциометъра RP, който служи за калибриране по променливо напрежение. През RP напрежение-

то се подава на гейта на VT2, като по този начин мостовата схема се изважда от състояние на равновесие и измервателната система се отклонява пропорционално на гейтовото напрежение на VT2.

Измерването на постоянни и променливи напрежения се прави по следния начин:

1. Обхватът на уреда се избира, като винаги се използва обхват, който е по-висок от предполагаемото напрежение.

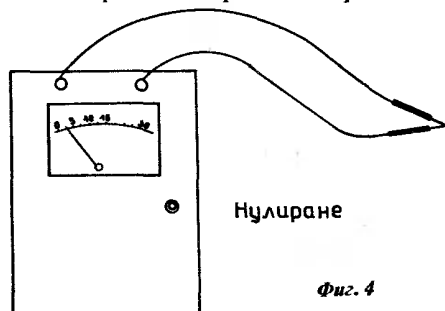
2. През превключателя се поставя за режим на измерване в положение, съответно за променливо или постоянно напрежение.

3. Уредът се нулира. Ако местата на първите две операции могат да се разменят, нулирането се прави след като са избрани обхватът и режимът. Нулирането се извършва, като изводите на уреда се допират и посредством регулатора за нулиране стрелката се установява в положението „0“ (фиг. 4).

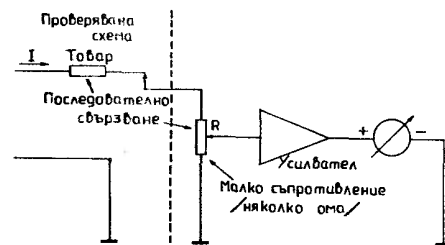
Съществува и електронни амперметри. При това измерване съпротивлението на резистора R е с малка стойност (няколко ома, дори по-малко) и е свързано последователно на измерваната верига, както е показано на фиг. 5. Поради малкото съпротивление стойността на общия ток на веригата се променя съвсем малко и работата на схемата не се нарушава. Принципът на работа на електронния уред като амперметър е следният: протичането на ток през резистора R предизвиква спад на напрежение върху него, нивото на входа на усилвателя се повишава над нулата и стрелката на измервателната система се отклонява пропорционално на протичащия ток.

Измерването на съпротивление с електрически уред се извършва по същия начин, както с обикновен комбиниран уред. Не забравяйте преди самото измерване да нулирате електронния уред!

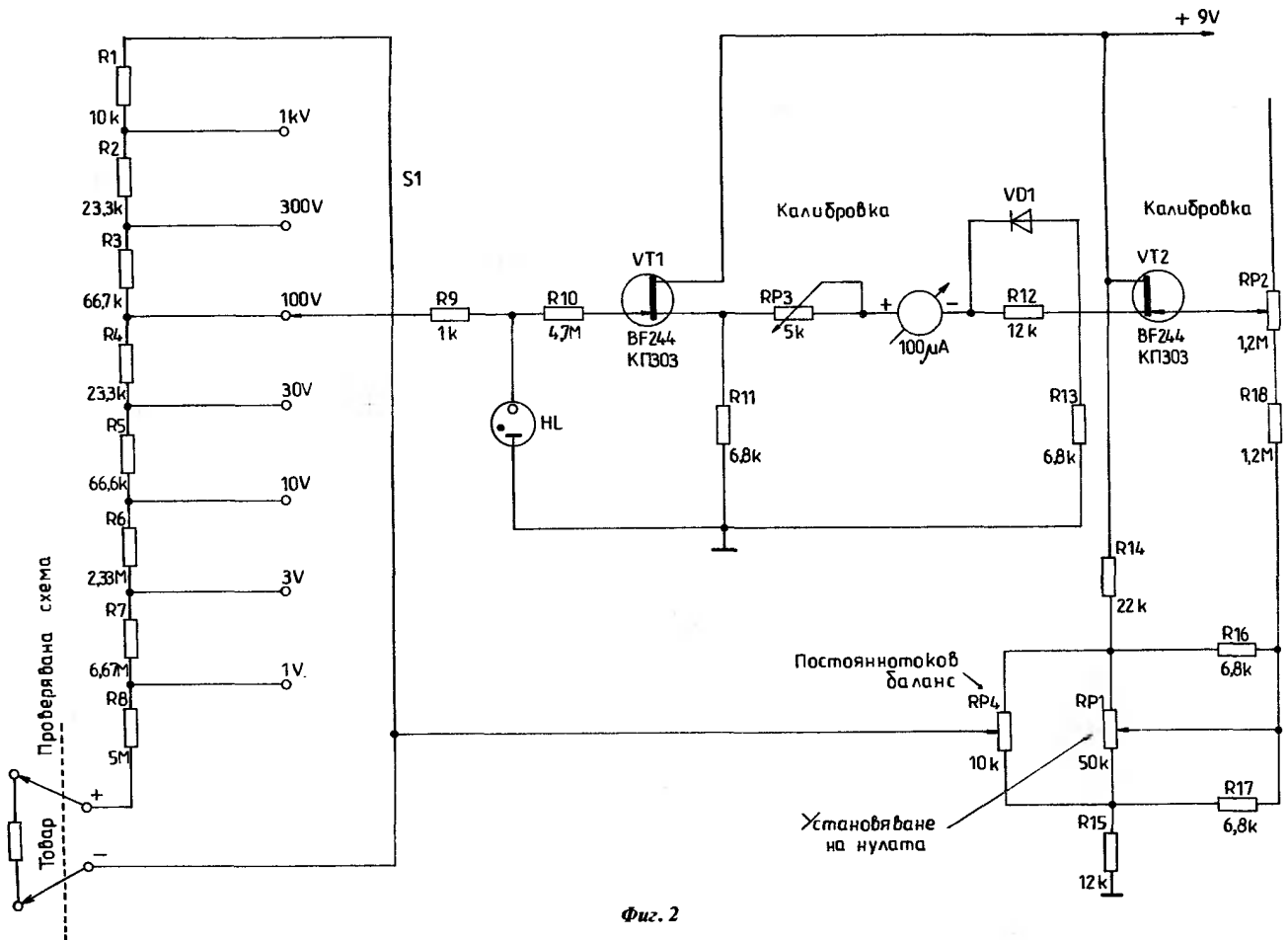
Инж. Пеню Георгиев



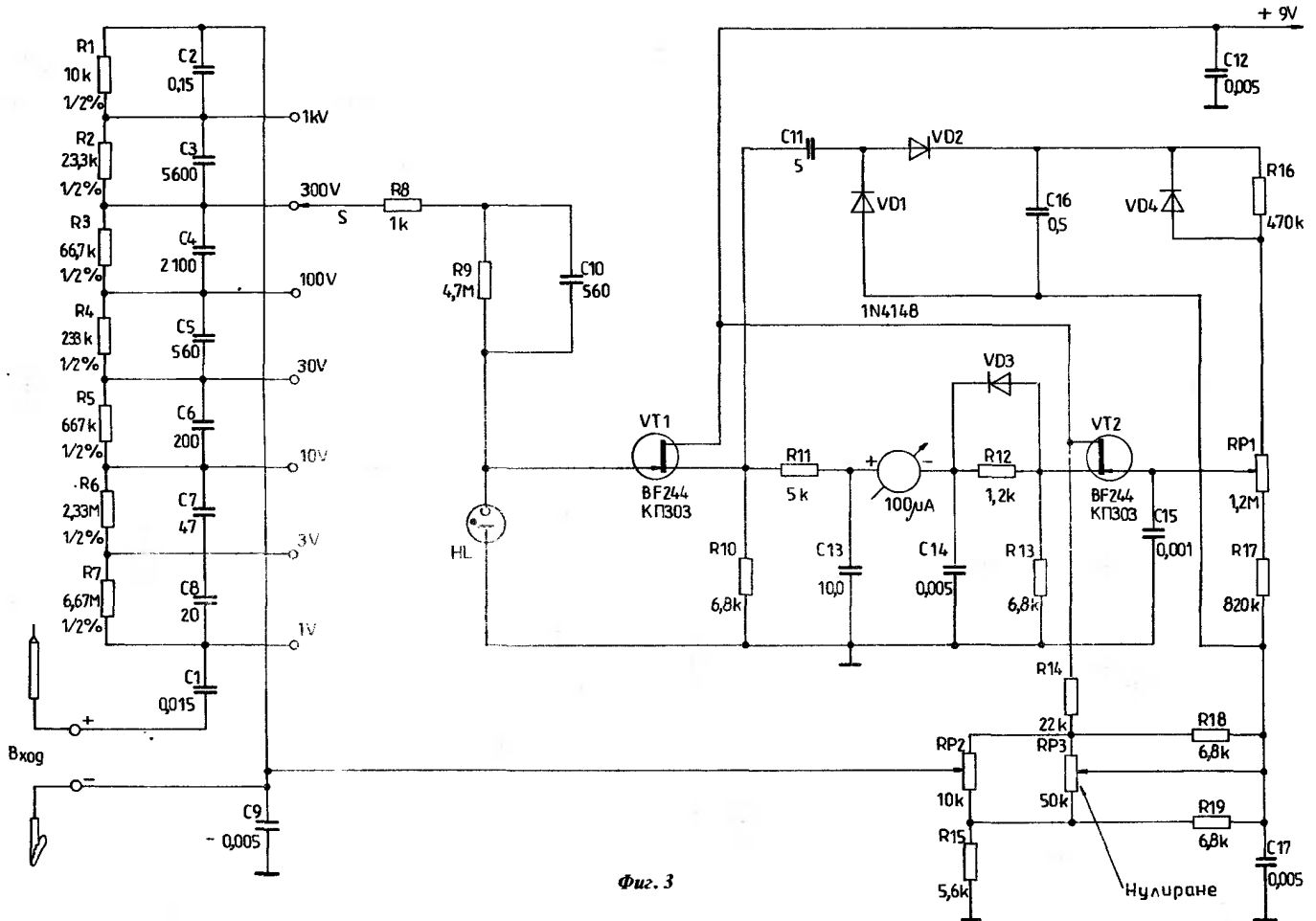
Фиг. 4



Фиг. 5



Фиг. 2



Фиг. 3

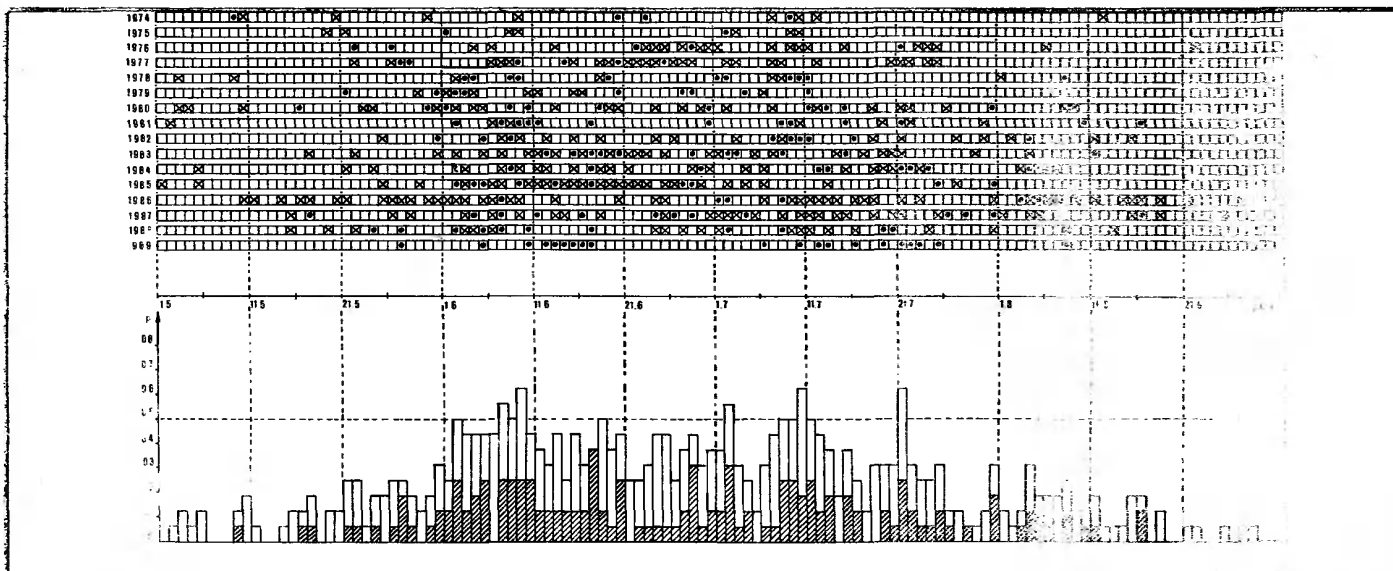
СПОРАДИЧЕН ЛИ Е СПОРАДИЧНИЯТ Е СЛОЙ?

Доцент к. т. н. Ангел Несторов,
LZ1AB

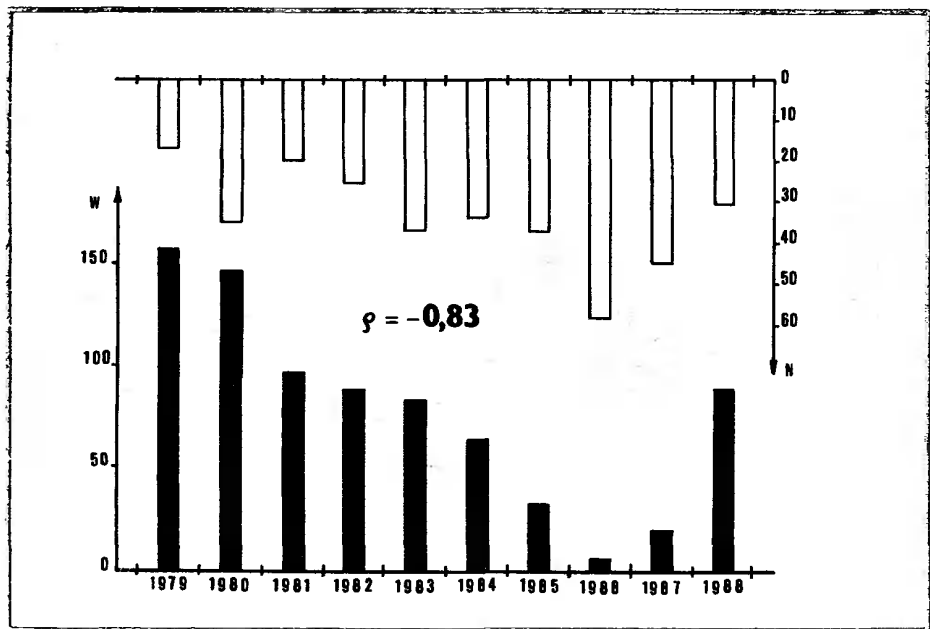
Установяването на радиовръзки на УКВ-обхвата 144 ÷ 146 MHz по време на възникване на спорадично E_s прохождение е вълнуващо събитие за радиолобителите. Вълнуващо е, защото предоставя възможност за далечни радиовръзки, но също така, защото възникването на прохождението настъпва в един неопределен момент, не се знае колко дълго ще

продължи и е истински късмет да си седнал точно тогава пред включената радиостанция. Повечето радиолобителите, които имат вече опит в тази област, се ориентират по различни признаци, но за да не пропуснат евентуалното „отваряне“, обикновено се заседяват дълго време пред радиостанциите си, като периодично правят кратки общи повиквания и

внимателно слушат. Тази процедура в емоционален план много прилича на очакването на рибаря-вълчар за богат улов, но както рибарското кошче понякога остава празно, така и страницата в дневника на радиостанцията може да остане чиста. Защото спорадичното E_s прохождение е просто спорадично, което, преведено от древногръцкия корен



Фиг. 1. Справка за датите, на които е регистрирано E_s прохождение на 144 MHz в Европа през периода 1974—1989 г. (горе), и хистограма на честотата на появяването му (долу). С x са отбелязани датите, на които са установени радиовръзки между радиолобителите от други страни, а с пълтна черна точка — между български и чужди радиолобителите. В хистограмата с контурна линия са показани общо честотите за Европа, а със змийска линия — за България.

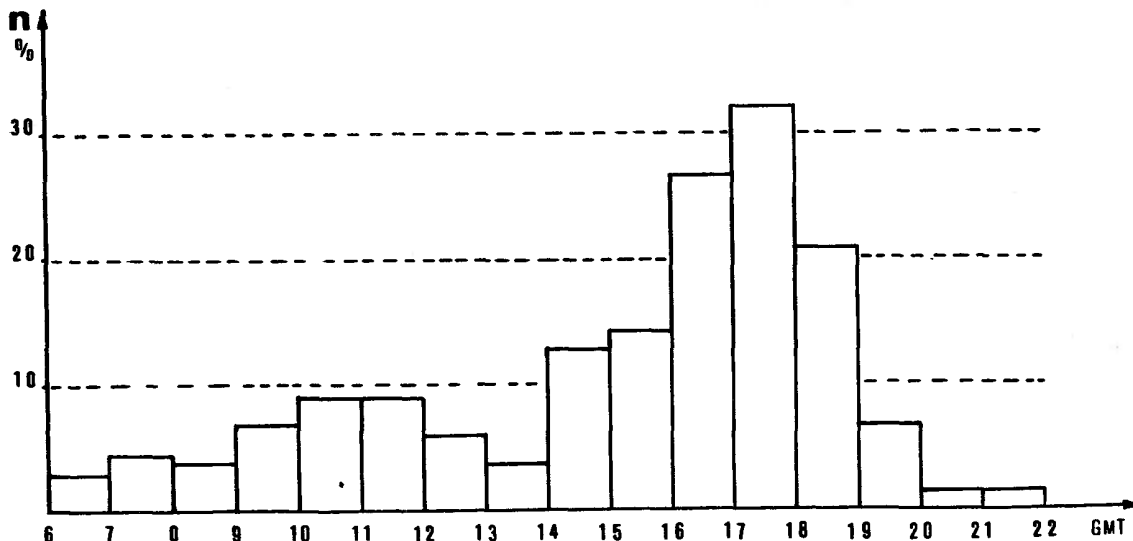


Фиг. 2. Диаграми на изменението на слънчевата активност, изразена чрез числото на Волф (W), и броя на дните с регистрирано E_s прохождение на 144 MHz в Европа през последния слънчев цикъл.

на думата, означава появяването в неопределено време. И все пак...

Аз съм един от ентузиастите за установяване на E_s радиовръзки, като освен собственото удовлетворение от всяка DX-радиовръзка събирам информация за възникването на E_s прохождение у нас и в Европа. Много от активните български радиолобителите ми помагат в това направление и аз съм благодарен както на тези, които не са вече между нас (LZ1BW и LZ1AB), така и на всички, които продължават да ми съдействат. За възникването на E_s прохождение в Европа информацията събирах от достъпните ми списания и най-вече от информационния бюлетин на западноберлинските радиолобителите DUBUS. Не мога да твърдя, че събраната информация е абсолютно пълна, но считам, че се доближава до онази пълнота, която би позволила да се направят някои обобщения.

Датите, на които е имало E_s прохождение на 144 MHz в Европа през периода 1974—1989 г., са показани на фиг. 1 (горе). За всяка година е използван периодът от 1 май до 31 август, тъй като само през 1986 г. е регистрирано E_s прохождение извън този период — на 6, 7 и 20 септември. С пълтна точка са отбелязани датите, на които прохождението е регистрирано в България. За 1989 г. са показани датите само за България, тъй като все още не разполагам с пълна информация от чужбина. Освен това не са разграничени няколко от случаите на E_s прохождение, които през предшлящите години много от радиолобителите не съмвааха за възникват. Като



Фиг. 3. Хистограма на разпределението на наблюдаваните в България случаи (n) на възникване на E₅ прохождение по часови интервали

правило обаче FAI проходите в повечето случаи се наблюдава в едни и същи дни с E₅ проходите. На фиг. 1 (долу) е представена хистограма на честотите на появяване на E₅ прохождение по дати сумарно за периода на наблюденията. Плътната заштриховка се отнася за България, а контурната — за Европа.

От фиг. 1 се вижда, че възникването на E₅ прохождение на 144 MHz в Европа през всяка от наблюдаваните години е било различно по броя на дните и по разпределението им в периода. Общото е, че има съсредоточаване на повече случаи през месеците юни и юли, което се потвърждава и от хистограмата за честотата на появяване на E₅ проходите по дати. Тази хистограма показва тенденция за нормално разпределение на случаите за възникване на E₅ прохождение около датата на лятното противостоене на слънцето (22 юни), но вероятно периодът от 16 години все още е кратък, за да се получи съвсем точно описание на разпределението. В този си вид хистограмата на фиг. 1 може да се ползва като прогноза за очакването да се появи E₅ прохождение през настоящата и следващите години. През първите 10 дни на м. юни вероятността за възникване на E₅ прохождение е най-голяма (0,5) и се запазва значително голяма (около 0,4) почти до 15 юли.

Датите с регистрирано E₅ прохождение на 144 MHz в Европа през наблюдаваните години са групирани по различен начин — от отделни дни, разделени един от друг с продължителни периоди, до групи от по над 10 дни или от няколко дни, но разделени само с 1 ден, и други. В този смисъл може да се направи предположението, че продължителността на въздействията, които са причина за появяване на E₅ прохождение, е различна, както е различен и интервалът между които и да са две поредни въздействия. За съжаление само чрез регистрирането на възникналите E₅ прохождение на 144 MHz не сме в състояние дори да класифицираме причинните фактори по продължителност на въздействието им. Лично аз съм наб. подавал много дни в които е имало E₅ прохождение, но понякога само до 80 MHz, друг път само до 100 MHz. Трябва да се има предвид, че по-голямата обхват на 144 MHz по отношение на честотна грани-

ца, до която достига т. нар. MUF — максимална честота, при която отразените от E₅ слоя радиовълни се връщат на земята. Засега от публикацията на Emil Pospelov, W3EP, в QST от април 1988 г. ми е известно само за една QSO, установена на 220 MHz на 14 юни 1987 г. между K5UGM и W5HUK/4. В Европа освен на 144 MHz може да се очаква поява на E₅ прохождение на следващия по честота обхват 432 MHz, но досега никой не е съобщавал за подобна радост.

Когато се разглежда по години броят на дните, през които е възниквало E₅ прохождение на 144 MHz в Европа, трябва да се има предвид, че в началните години на наблюдавания период все още активността на радиолобителите в много страни беше малка, а и популярността на E₅ радиовръзките не бе голяма. Поради това сметох за разумно да разгледам изменението на броя на дните с регистрирано E₅ прохождение само за годините на последния слънчев цикъл след максимума през 1979 г., като потърся връзка със слънчевата активност. В това отношение също сметох, че е важно да се използва онази стойност на числото на Волф, която е присъща на сезона на възникване на E₅ прохождение в северната хемисфера, а не за годината. На фиг. 2 са показани, обрнати една към друга, диаграми за изменението на числото на Волф (W) през периода 1979—1988 г. и броят на дните (N) с E₅ прохождение на 144 MHz в Европа през същите години.

Сравнението на двете диаграми от фиг. 2 показва видимо обратна зависимост: на годината с най-голяма слънчева активност (1979) съответствуват най-малък брой дни с E₅ прохождение на 144 MHz и обратно — в годината на спокойното слънце (1986) е имало най-голям брой дни с E₅ прохождение, а и продължителността на сезона е най-голяма.

За статистическа оценка на зависимостта между слънчевата активност и броя на дните с E₅ прохождение на 144 MHz в Европа използвах коефициента на рангова корелация

$$r = 1 - \frac{6\sum d^2}{n(n^2 - 1)},$$

където d е разликата в ранговете (поредните места, които заема дадена година при низходящ ред на подреждане по

W и N),

n — брой на случаите.

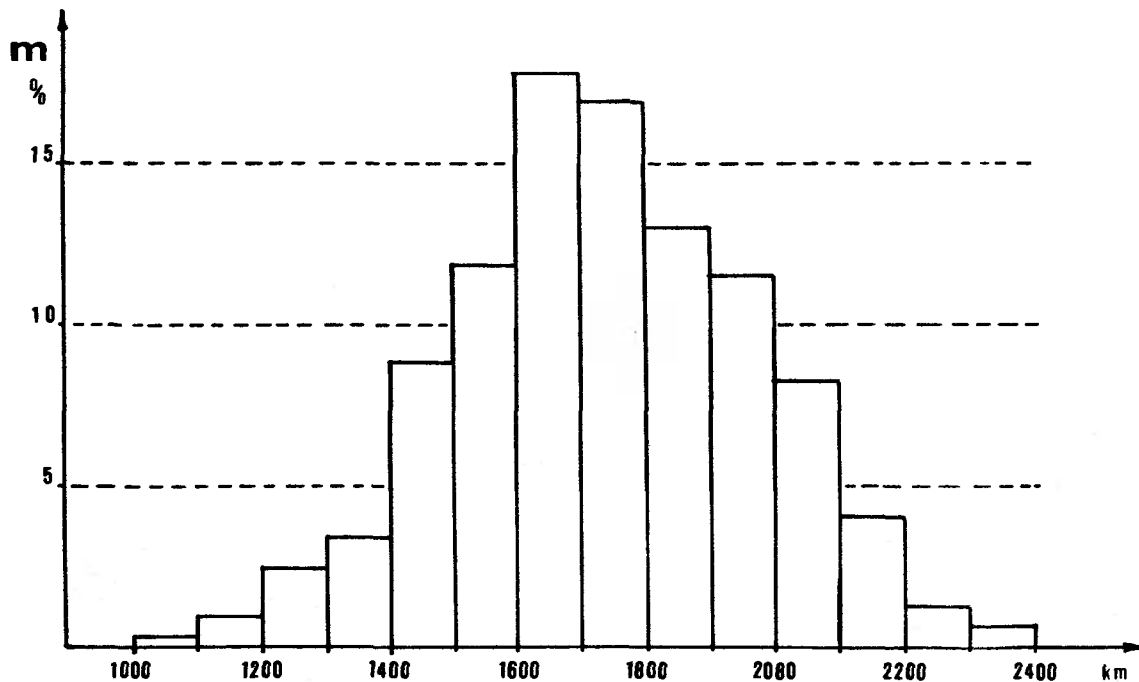
Този коефициент има преимущество, че не зависи от начина, по който се променят двата реда.

За първите 9 години на слънчевия цикъл 22 бе получена стойност на коефициента на рангова корелация $r = -0,83$. Тази стойност е значимо голяма и показва, че между слънчевата активност и броя на дните с E₅ прохождение на 144 MHz има отрицателна корелация. Сега сме вече отново в максимум на слънчева активност и би следвало през 1990 г. и следващите една-две години да има понижен брой дни с E₅ прохождение в сравнение с периода 1985—1987 г. А може би освен слънчевата активност има друг, по-мощен фактор?

Освен разпределението по дати, предполагам, че за българските радиолобителите ще бъде интересно и разпределението на възникването на E₅ прохождение по часове на денонощието. На фиг. 3 е показана хистограма, която включва случаите на E₅ прохождение в България, разпределени според часовите интервали, в които са наблюдавани. Случаите, когато проходите се е вместило в два или повече часови интервали, са отразени във всеки от тях и затова сумата от всички часови интервали надхвърля 100%.

От фиг. 3 се вижда, че най-често E₅ прохождение на 144 MHz в България е възниквало привечер 16—19 GMT. Има още един максимум около 10—12 GMT, но той включва почти три пъти по-малък брой случаи. Твърде е възможно някои случаи на възникване на E₅ прохождение през сутрешните периоди да не са забелязани поради понижена активност на радиолобителите, но през последните години тази причина би се отразила само на броя на установените радиовръзки, тъй като има вече достатъчно много ентузиасти на E₅ радиовръзките.

На фиг. 4 е представена хистограма на разпределението на радиовръзките, установени от LZ1AG според разстоянието до кореспондентите. Най-често са установявани радиовръзки на разстояние 1600—1800 km. Установяването на радиовръзки на разстояние, по-голямо от 2400 km, е възможно при едновремен-



Фиг. 4. Хистограма на разпределението на пробегените от LZ1AG радиовръзки (m) според разстоянието до кореспондентите.

менно възникване на повече от един йонизирани центрове или както е прието да се наричат „облаци“, но за съжаление досега не съм имал щастието да използвам подобна ситуация. Установяването на радиовръзки на разстояние, по-къси от 1000 km, може да стане

само в случай на възникване на силна йонизация в E_s слой. Това също е рядко явление. Няколкото радиовръзки, установени на разстояние 1000—1200 km, са били по време на много кратки „отваряния“. Ако някога възникне SHORT SKIP на 144 MHz под 400 km,

това ще означава, че е възможна E_s радиовръзка и на 432 MHz, но евентуалното й установяване ще стане не от самите участници в SHORT SKIP QSO, а от други раднолюбители, които се намират на подходящо разстояние от силно йонизирания облак в E_s слой.

Продължава в бр. 7, 1990 г.

ЦИФРОВИЗАЦИЯ НА БИТОВАТА ЗВУКОВЪЗПРОИЗВЕЖДАЩА АПАРАТУРА

Обединяваща експозициите на битова звукова техника през последната година е цифровата обработка на сигналите. Вгражданите в апаратурите компоненти за цифрова обработка днес са в състояние да изпълняват цялата обработка на звуковите сигнали до подаването им към високоговорителите, благодарение на което се създава възможност да се избегнат много видове амплитудни и фазови изкривявания, а също така и всички трудности при възпроизвеждането, свързани с аналоговата схемотехника. В новите усилватели и предусилватели с цифрова обработка се вграждат цифрови каскади, осигуряващи и създаването на звукови „специфекти“. Тези каскади могат да изпълняват операциите по об-

работка на сигнала в режим на закъснение или „обемно звучене“, позволяващи създаването на пространствена акустична обстановка. Освен това те осъществяват цифрово „свиване“ на динамичния обхват, филтрация, управление на тембъра и сквилайзия.

Благодарение на съчетанието на този вид компоненти с бързодействащи памети пред битовата звукова апаратура се разкриват широки възможности. С едно натискане на бутон новите апаратури осигуряват установяване на предварително зададена стойност на всички параметри при избора на музикален стил или вид на обкръжаващата обстановка (било то в дома, в автомобила или на открито).

Пазарът на компакт-диските устройства е в подем. Това е особено важно за САЩ, където 20—25% от се-

мействата притежават компакт-дисквени устройства, а по сведения на Американската асоциация по звукозаписна промишленост през 1989 г. са продадени над 200 милиона компакт-дискове на общата сума около 3 милиарда долара. Производителите са постигнали този успех благодарение на посветяването на компакт-дисквите устройства, основащо се на „хитри“ патентни нововъведения. Фирмите Denon и Yamaha например предлагат и новите си модели компакт-дисквени устройства с 20-битови аналогово-цифрови преобразуватели на цена под 400 долара. В новите модели на NEC, Pioneer, Sansui и Sony е използван полученият широко признание напоследък метод на супердискретизация, при който цифровата информация се прочита от диска с честота над 40 kHz и се използват сложни методи за откриване на грешки, осигуряващи свърхточното звуково възпроизвеждане.

Из чуждестранния печат

УНИВЕРСАЛЕН ИЗМЕРВАТЕЛЕН ПРИБОР

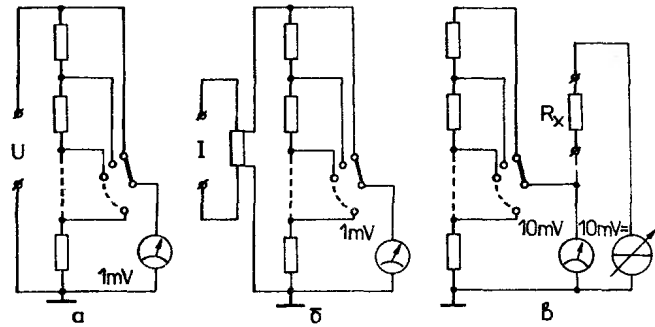
Изработката на един измервателен уред започва с въпроса: колко точен трябва да бъде той? Този въпрос винаги е свързан с това, какви компромиси могат да се направят.

В схемата има и стари неща, извоювали вече доверие, а именно: нормални галетни превключватели, познати интегрални схеми, стрелкова измервателна система. Всичко заедно дава един аналогов измервател с над 80 обхвата и отлични технически данни.

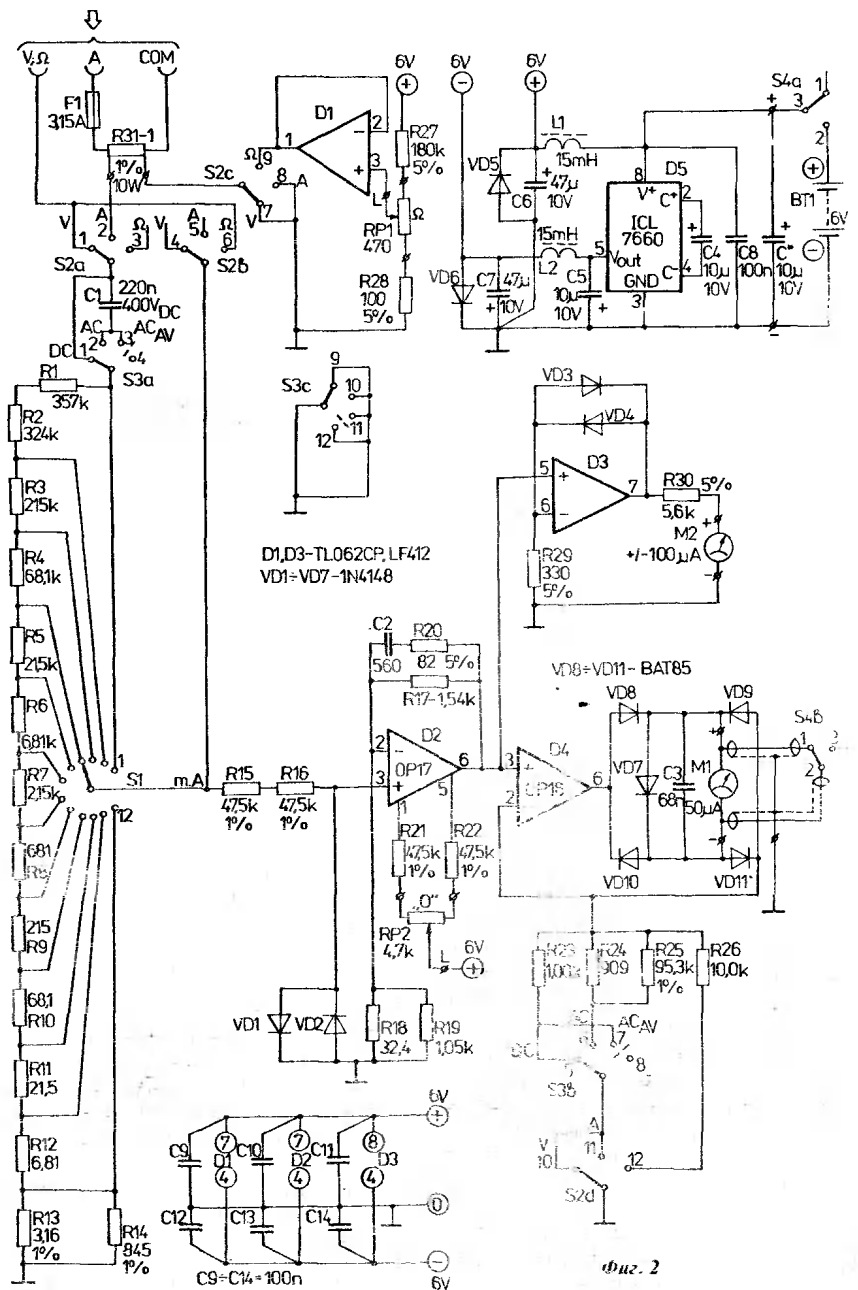
Тук е избрана аналогова индикация, която позволява по-добро качествено възприемане на измерваната величина. Изменението на сигнала може да бъде отчетено много по-добре, отколкото при една цифрова индикация, където цифрите се променят бързо и „препускат“ по дисплея.

Принципно има две възможности стрелката на измервателната система при входно напрежение 1 mV да бъде отклонена докрай. Или пред входните букси се включва специален усилвател за обхват 1 mV, или входното напрежение се дели във всеки обхват от 1 mV надолу.

Напрежението 1 mV не е високо и на пръв поглед първото решение изглежда по-добре, но това изисква допълнителна настройка. Второто е по-естествено и да се предвиди второто решение за по-голяво напрежение (1 mV и по-голямо напрежение се дели на деветте на напрежения (фиг. 1а), който се превключва в дванадесет (10 dB) по-ниския, т.е. приблизително с коефициент на превключване 3. Общо това прави 120 dB (коефициентът е равен на 100 000), така че минималният напрежителен обхват от 1 mV и максималният от 300 V могат да бъдат измервани с пълно отклонение



Фиг. 1



Фиг. 2

на стрелката. Противно на „класическия“ пасивен волт-метър, при който делителят на напрежение се състои само от два превключваеми резистора, тук входното съпротивление е постоянно във всички измервателни обхвати, т. е. това е едно предимство, което не може да се пренебрегне. Същият признак се отнася и за скалата в dB. Възможно е също нивото 775 mV да бъде равно на 0 dB и тогава измерваната величина да се изразява директно в dB.

Измерванията на токове става посредством шунтово съпротивление (фиг. 16). Стойността 1Ω е близка до идеалната при един мост, като общата резултатна грешка е не по-голяма от 1,5%. При измерването на по-големи стойности на тока е необходим шунт с охлаждащи ребра.

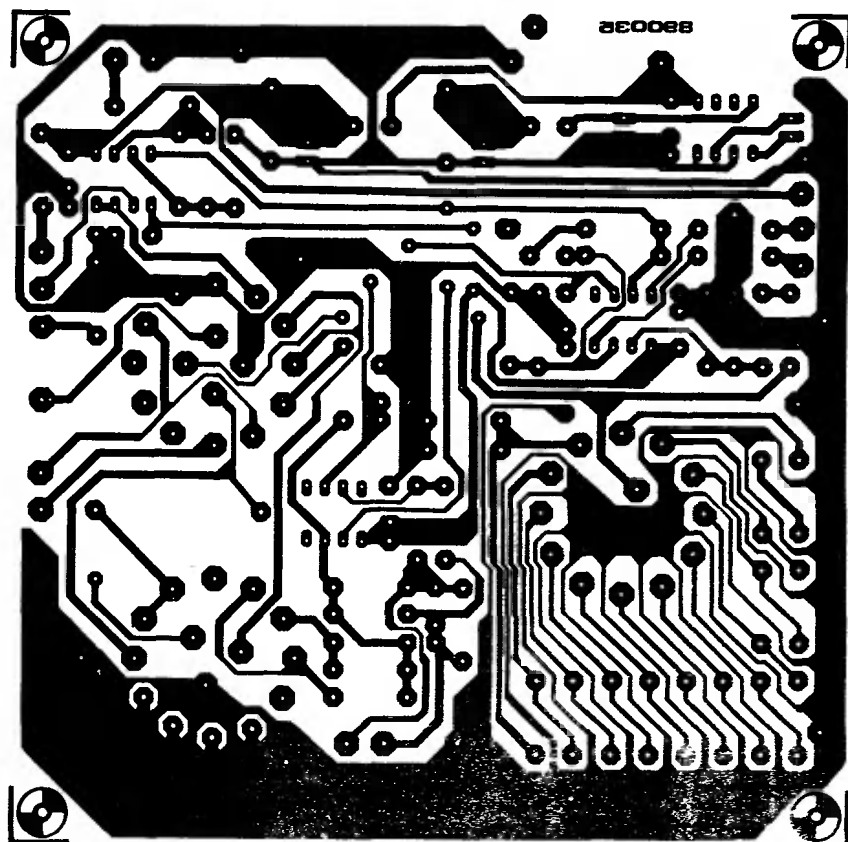
Съпротивления се измерват чрез включването на R_x (фиг. 1в) към делителя на напрежение.

Електрическата схема на уреда е дадена на фиг. 2. Галетният превключвател S_2 служи за избор на режима — измерване на напрежение, ток и съпротивление. Най-отляво на схемата са делителят на напрежение $R_1 \div R_{14}$ и превключвателят S_1 . Тези резистори изпълняват ролята както на делител на напрежение, така и на регулируемо еталонно съпротивление в омовите обхвати. Всички резистори, без указания, са с точност 0,1%.

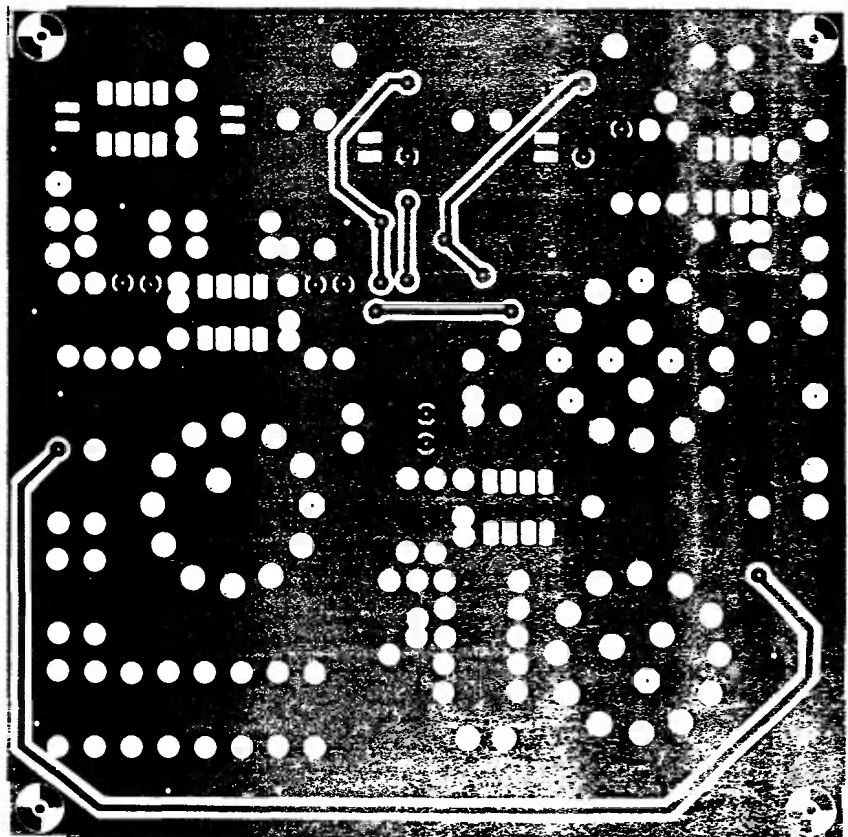
При измерване на съпротивление еталонното (опорно) напрежение от фиг. 1в се осигурява от D_1 и елементите около нея. Посредством RP_1 при дадени на късо входни клеми стрелката на измервателната система се настройва на 0. Чрез тази схема се реализира и „индикатор за изтошена батерия“. Ако за настройка на нулата потенциометърът трябва да се завърти в крайно ляво положение, това е признак, че има нужда от нова батерия.

Предвидената схема D_5 с напрежителен инвертор.

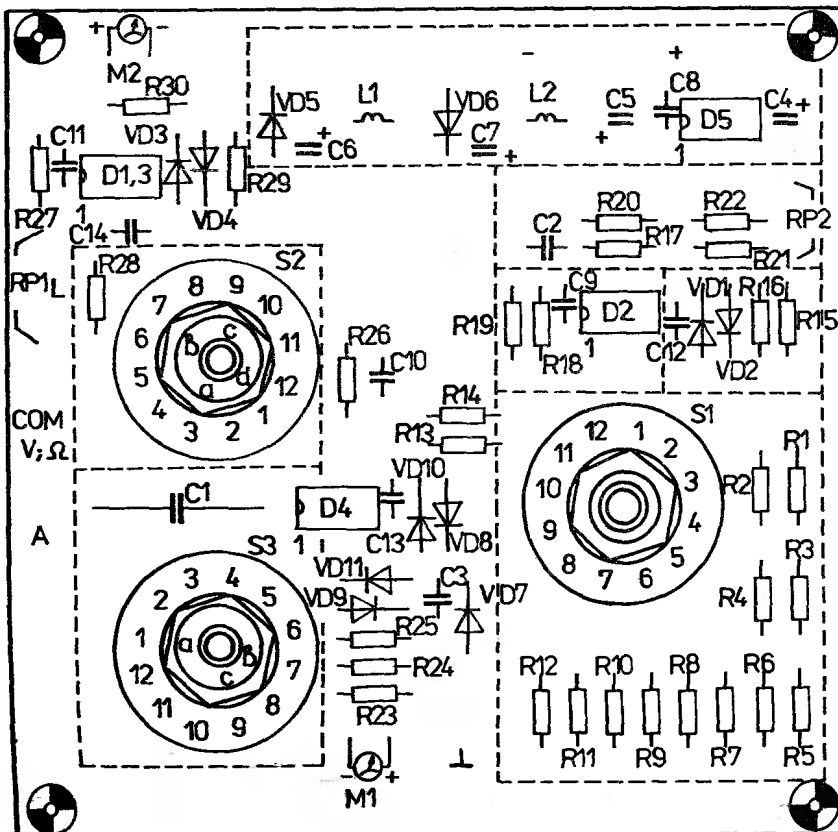
Напрежението във входа A трябва да се превърне в съответен ток чрез измервателна-



Фиг. 3а



Фиг. 3б



Фиг. 3б

та система $M1$. Съпротивлението на резисторите $R17 \div R19$ определя точността на усилването, която в нашия случай е около 0,2%.

Усиленият сигнал се подава от изхода на $D1$ към двата операционни усилвателя $D3$ и $D4$. $D4$ — втората част на измервателния усилвател, има за задача да пре-

образува измерваното напрежение в съответен за стрелковата система $M1$ ток, и то по възможност по-точно.

Токът, който протича през нея, е зависим само от два фактора: от напрежението на неинвертирания вход 3 и от съпротивлението на веригата за обратна връзка, която включва $VD7 \div VD11$, $C3$,

R_{M1} , $R23 \div R26$ и превключвателя S_{2d} и S_{3b} . При показаното положение на превключвателите се получава $I_{изм. с-мо} = U_{изм.} / R_{23}$. Това значи, че точността на преобразувателя напрежение/ток се определя само от толеранса на съпротивленията.

Измервателната система $M1$ е включена в изправител-

ния мост $VD8 \div VD11$. Независимо от посоката на тока в изхода на $D4$ отклонението от стрелката винаги е в една посока.

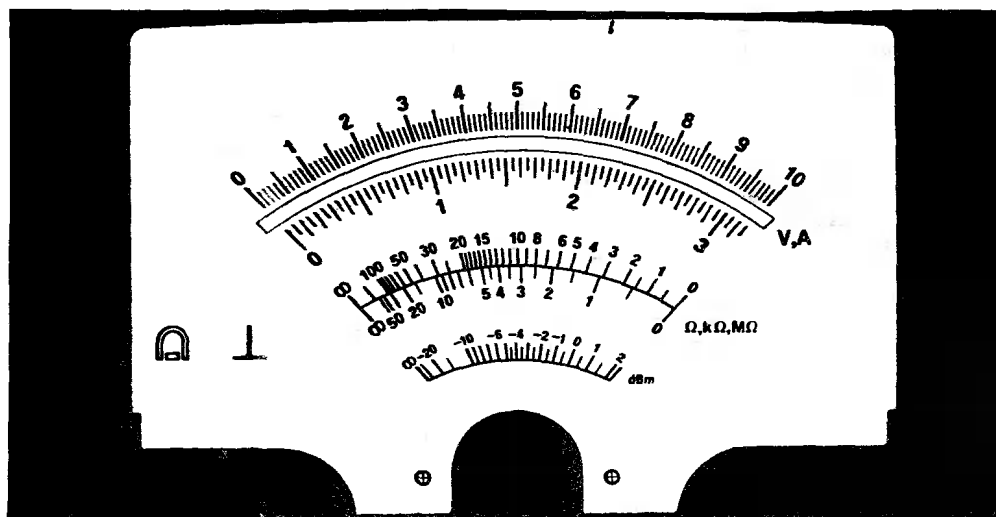
По този начин, дори и при малки напрежения в изхода на $D4$, нелинейният спад на напрежение върху диодите не играе важна роля. Необходимо е да се използват непременно Шотки-диоди с много ниско вътрешно съпротивление в права посока.

Паралелно към стрелковата система е включен защитният диод $VD7$, а $C3$ придава на движението на стрелката подходяща инертност. Превключвателят S_{4b} , който е част от превключвателя за включване и изключване, окъсява системата и демпфира евентуални силни удари на стрелката при транспорт и преместване. S_{2d} и S_{3b} определят коефициента на усилване на $D4$ в зависимост от обхвата и вида на измерване.

Частта от схемата с $D3$ служи за управление на втори стрелкови индикатор, който дава информация за поляритета на измервания сигнал. Когато стрелката се отклонява надясно, „плюс“-клемата е положителна, а при отклонение наляво — отрицателна спрямо клемата „COM“. Ако стрелката сочи средата, ако имаме работа с променливо напрежение или пък се касае за нулево напрежение, операционният усилвател $D3$ е с усилване, зависимо от нивото на сигнала (колкото по-високо е входното напрежение, толкова по-малко е усилването).

Елементите от схемата се монтират върху платка от двустранно фолиран текстолит. Опроводяването е показано на фиг. 3а и б, а разположението на елементите — на фиг. 3в. Резисторите от входния атенуатор се монтират на около 2 mm от повърхността на платката, така че паразитните кондензатори спрямо масата да са по възможност по-малки.

Операционният усилвател $D2$ трябва да се запое директно върху платката. Другите интегрални схеми могат също да се запоят директно, но е по-добре да се използват



Фиг. 4

цокли. След като всички елементи се монтират, трябва да се вземат мерки против шумовете. За целта откъм страната на спойки се запоява парче бяло тенекче. За да не окъсва пътеките, то се разполага на не повече от 1÷2 mm от повърхността на платката. Ширмованата ламаринка трябва да се запои в една точка към „масата“.

Екраниращите пластинки откъм страна елементи не трябва да са по-високи от височината на корпуса на преключвателите.

Всички връзки към елементите, които не са на платката, изискват ширмован кабел. Изключение представлява кабелът от вход А до предпазителя и шунта. Тъй като по тази верига текат токове до 3 А, кабелът трябва да е със сечение поне 1,5 mm². Връзките от шунта до схемата трябва да се ширмоват.

Примерен вид на лицевия

панел на прибора е показан на фиг. 4. Скалата за индикатора на поляритета може да се изработи от всеки без проблеми: върху едно парче хартия отляво се написва „-“, отлясно „+“, а в средата — „0“. Вндът на скалата за *M1* е показан на фиг. 5.

Посочената скала е за измервателна система с ъгъл на пълно отклонение 86°. Ако използвате такава с друг ъгъл, трябва да се промени съответно коефициентът на усилване по формулата:

$$R18//R19 = \frac{R17 \cdot \text{ъгъл на пълното отклонение}}{30.86^\circ - \text{ъгъл на пълното отклонение}}$$

При изчисляването и комбинирането във всеки случай толерансът от 0,1% трябва да се поддържа, иначе точността на делителя на напрежение губи смисъла си.

След като уредът се включи за пръв път и той „загрее“, за настройката може да се използва цифров волтметър,

включен паралелно на измервателната система, и посредством *RP2* се нулира офсетовото напрежение. След това стрелката се регулира — установява се на 0 посредством регулиращия винт.

Превключвателят *S3* има голямо значение: тук трябва много точно да помислим какво всъщност искаме да мерим и какво всъщност мерим. В положение *DC* на *S3* не се измерват само постоянни напрежения, но и променливи със или без постоянна съставка. Показаните стой-

ности съответствуват на осреднената стойност на двустранно изправено напрежение (респ. ток).

В положение *AC* се измерват само компоненти на променливо напрежение. Постояннотоковите съставки се отстраняват от *C1*. Отклонението на стрелката съответствува на осреднената стойност на двустранно изправено напрежение. Това означава, че за синусоидални напрежения се индицира ефективната стойност.

По материали на *сп. „Elektror“*, бр. 4, 1989 г.

Технически данни

ИЗМЕРВАНЕ НА НАПРЕЖЕНИЕ

Постоянно напрежение (DC)

Променливо напрежение, ефективна стойност (AC_{eff})

Променливо напрежение, средна стойност (AC_{AV})

Входен импеданс 1 MΩ

Честотен обхват 0...20 kHz (-0,08 dB)

0...185 kHz (-3 dB)

Всички обхвати са защитени до

Измервателни обхвати:

300 V_{eff}

1 mV, 3 mV, 10 mV, 30 mV, 100 mV, 300 mV, 1 V, 3 V, 10 V, 30 V, 100 V, 300 V

ИЗМЕРВАНЕ НА ТОК

Постоянен ток (DC)

Променлив ток, ефективна стойност (AC_{eff})

Променлив ток, средна стойност (AC_{AV})

Входен импеданс 1 Ω

Вътрешно съпротивление 1 MΩ

Честотен обхват 0...20 kHz

Всички обхвати са защитени до

Измервателни обхвати:

3,15 A_{eff}

1 mA, 3 mA, 10 mA, 30 mA, 100 mA, 300 mA, 1 A, 3 A

ИЗМЕРВАНЕ НА СЪПРОТИВЛЕНИЕ

Измервано съпротивление 10 mV

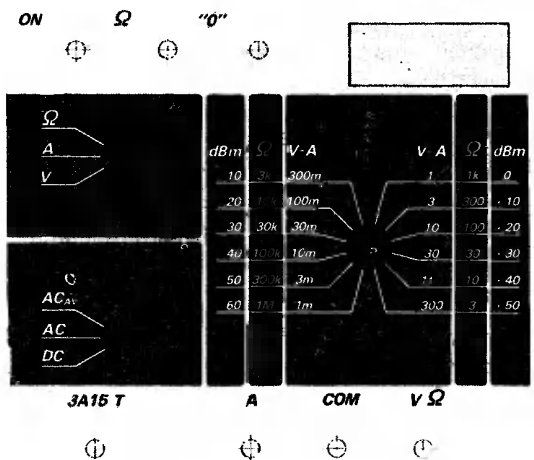
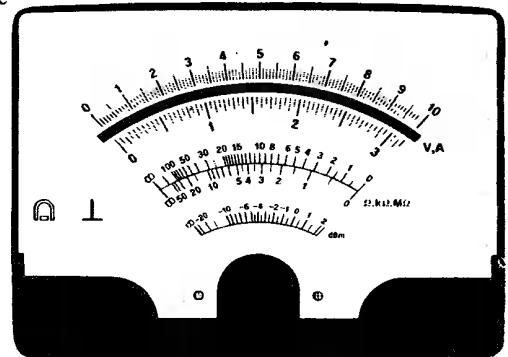
Измервателни обхвати: 3 Ω, 10 Ω, 30 Ω, 100 Ω, 300 Ω, 1 kΩ, 3 kΩ, 10 kΩ, 30 kΩ, 100 kΩ, 300 kΩ, 1 MΩ

ИЗМЕРВАНЕ НА dB

Измервателни обхвати:

-60...+50 dB в декадн

0 dB съответствува на 775 mV и 1 mW на 600 Ω



Фиг. 5

ТОЧНОСТ

За напрежение: ±(2% за пълно отклонение + 0,5% от измерваната стойност)

За ток: ±(2% за пълно отклонение + 1,5% от измерваната стойност)

За съпротивление: 10 Ω ÷ 1 MΩ

±(2%·(2+X+1/X)+0,4%·(1+X))

3 Ω — обхват

±(2%·(2+X+1/X)+1,3%·(1+X))

(X — средната стойност на скалата)

За dB: ±(0,18 dB пълно отклонение + 0,002 dB измерваната стойност)

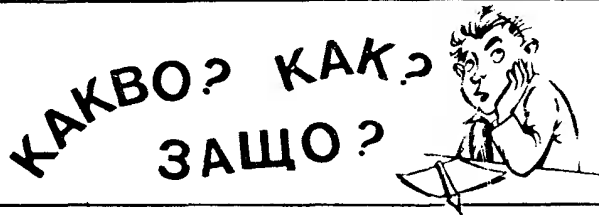
ЗАХРАНВАНЕ

Захранващо напрежение:

6 V

Консумация:

25 mA



УСЛОВИЯ ЗА УЧАСТИЕ

1. В състезанието може да се включите всеки момент, като отговорите трябва да бъдат изпратени не по-късно от 2 месеца след излизане на въпросите в последния брой (зачита се датата на пощенското клеймо).

2. Всеки участник трябва ясно и точно да отбележи трите си имена, адрес, възраст и професия.

3. На пощенския плик изрично да е написано: „За „Какво? Как? Защо?“

4. Получаваните точки се натрупват в продължение на 1 година, считано от получаването на първото писмо. При натрупване на 100 т. получавате награда.

5. Прекъсване на участието за 3 и повече месеци отнема натрупаните от вас точки и при следващо участие започвате от 0.

6. Премия от 10 точки ще носи и всеки интересен въпрос, зададен от вас, който трябва да е придружен от верния отговор. Молим ви новите въпроси и отговорите им да бъдат написани на отделен лист.

ОТГОВОР НА ВЪПРОС 25

Въпросът ни беше какво се намира в две „черни кутии“. Повечето от вас правилно са се ориентирали, което означава, че „черните кутии“ в електрониката са значително по-ясни от тези в икономиката.

Първата „черна кутия“ съдържа диференцираща верига и диоден ограничител (фиг. 1).

Във втората „черна кутия“ има чакащ мултивибратор (фиг. 2), като $\tau_{из} > \tau_{ин}$. Отговорите ви на тази част от въпроса са разнообразни по отношение на схемата на чакащия мултивибратор: с интегрална схема 74121, таймер 555 и др.

ОТГОВОР НА ВЪПРОС 26

Питахме ви за показанията на волтметър, включен в три схеми. Верните отговори са:

- а) 0,7 V
- б) 0,3 V
- в) 7,5 V

Разбира се, поради производствените толеранси на тези полупроводникови елементи посочените стойности са приблизителни.

ВЪПРОС 35

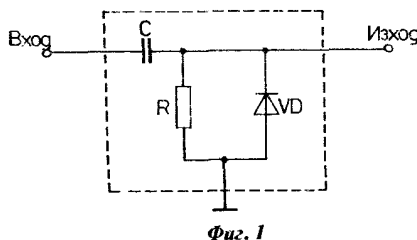
— Чувал ли си за интегралния таймер 555?

— Не само съм чувал, но и за доста негови приложения знам.

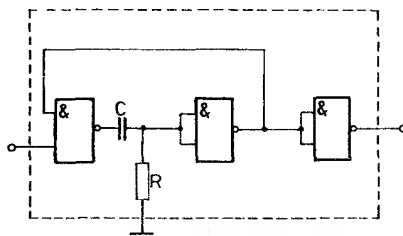
— Тогава според теб какво представлява схемата от фиг. 3?

— Мултивибратор, но схемата е доста „обрулена“! Липсват стойностите на R1, R2 и C2.

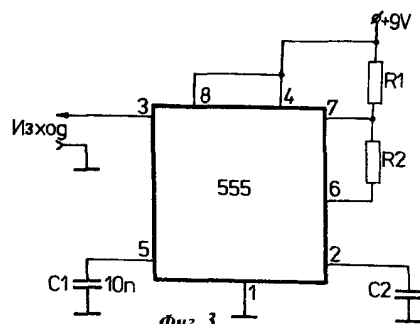
— Относно тези елементи е и въпросът ми. **Какво е предназначението им и**



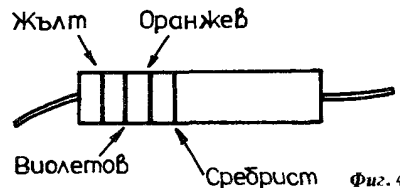
Фиг. 1



Фиг. 2



Фиг. 3



Фиг. 4

как техните стойности влияят върху работата на схемата?

ВЪПРОС 36

— Каква е стойността на този резистор (фиг. 4)?

— Но върху него нищо не пише!

— Явно не знаеш, че стойностите на резисторите се маркират и чрез цветен код. Прочети ето това и определи стойността на резистора.

— Вече ми е ясно — 510 Ω с точност ± 10%.

— ?

Каква е стойността на резистора?

КЛАСАЦИЯ за бр. 6/90 г.

1. Стефан Тончев, гр. София 98 т.
2. Петър Димитров, гр. София 97 т.
3. Александр Бокарёв, СССР — Ростов на Дону 96 т.
4. Красимир Костов, гр. Балчик 84 т.
5. Гунчо Гунчев, с. Росен, обл. Бургаска 71 т.

ЗА НАГРАДА

1. Найден Георгиев Найденов — 103 точки
гр. Средногорие
ул. „Гео Милев“ 16
2. Валентин Георгиев — 108 точки
гр. София
ЖК „Сердика“ бл. 16—А вх. В ст. 5
ап. 53

АНКЕТА • АНКЕТА • АНКЕТА • АНКЕТА • АНКЕТА •

1. Кой от материалите, публикувани в бр. 6, 1990 г. е най-полезен за Вас?

.....

2. Какви материали желаете да прочетете в някой от бъдещите броеве на списанието?

.....

3. Какви справочни данни са Ви необходими най-много?

.....

ПРИБЛИЗИТЕЛНИ СЪВЕТСКИ И БЪЛГАРСКИ АНАЛОЗИ НА НЯКОИ ГРАДИВНИ ЕЛЕМЕНТИ, ИЗПОЛЗВАНИ В СХЕМИТЕ НА ТОЗИ БРОЙ

Елемент	Вид	Съветски аналог		Български аналог		Забележка
		пълн	приблизителен	пълн	приблизителен	
Транзистор	2Т3167	—	КТ342В	2Т3167	—	малошумящ усилвател
—“—	2Т3168	—	КТ342Б	2Т3168	—	—“—“—
—“—	2Т3307	—	КТ361А	2Т3307	—	общо предназначение
—“—	2Т3308	—	КТ361Г	2Т3308	—	—“—“—
—“—	ВС199В	—	КТ342В	—	2Т3167С	—“—“—
Диод	2Д5606	—	КД504А	2Д5606	—	импулсен
—“—	1N4446	—	Д226А	—	КД1101	общо предназначение
Интегрална схема	A220D	К174УР4	—	—	—	МЧУ за FM-сигнали
—“—	A244	—	К174ХА2	—	—	приемник АМ-сигнали
—“—	МС6800	—	—	СМ601	—	микропроцесор, 8-битов
—“—	Z80	—	—	—	—	UV880 микропроцесор (ГДР)
—“—	8048	—	КМ1816БЕ48	—	—	едночипов микрокомпютър
—“—	TL062	—	К574УД2А	—	—	два опер. усилв., VIFET
—“—	TL082	—	К574УД2А	—	—	—“—“—
—“—	1РН7812	К142ЕН8Б	—	1РН7812	—	стабилизатор напрежение 12 V
—“—	1РН7815	К142ЕН8В	—	1РН7815	—	—“—“—
—“—	К500ЛП116	—	—	—	—	15 V
—“—	К500ЛП216	—	—	—	—	МС10116, Motorola — ECL
—“—	—	—	—	—	—	МС10216, Motorola — ECL

МАЛКИ ОБЯВИ

Търся универсална феритна или стъклоферитна глава за касетен дек.

Илко Христов
кв. Мусаченица, бл. 95, вх. Г,
ап. 52 (сем. Помадови)

Мездра
тел.: 0910-43-01 (в Мездра) и 71-97-75 (в София)

Търся конвертор за спътникова телевизия на фирмата Fuba DEK 877 или друг, подобен на него.

СССР, 662800
Красноярский край
г. Минусинск, 59, кв. 16

Болотову Владимиру Михайловичу

Търся следните броеве от списание „Радио, телевизия, електроника“: от 1976 г. — 7, 8, 9, 10 и 11; от 1977 г. — 1, 2, 3, 6, 7, 8 и 9; пълни течения от 1980 г., 1981 г., 1983 г., 1984 г., 1985 г.; цяло течение от 1978 г. без бр. 1; цяло течение от 1979 г. без бр. 10; цяло течение от 1982 г. без броеве 2, 3 и 6.

Инж. Румен Станоев
ж. к. Стрелбище, бл. 21

София
тел.: 58-75-00 (домашен) и 59-01-76 (служебен).

Търся интегрална схема AN7105
тел.: 52-36-85

Заменям схема и документация на съветска система за спътникова телевизия за сп. „Amatérské Radio“— ЧФР, броеве 5, 6 и 7 от 1989 г.

БССР, 222160
г. Жадино, ул. 50 лет Октября,
8А—34

Подскребкин, А. Н.

МАЛКИ ОБЯВИ

4. Коя от публикациите не одобрявате?

.....

5. Кое друго списание бихте предпочели пред „Радио, телевизия, електроника“?

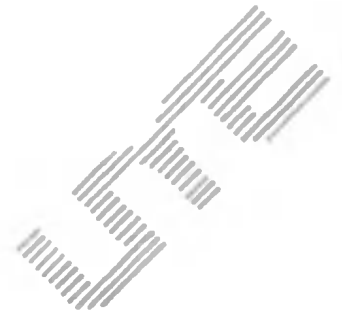
.....

Име

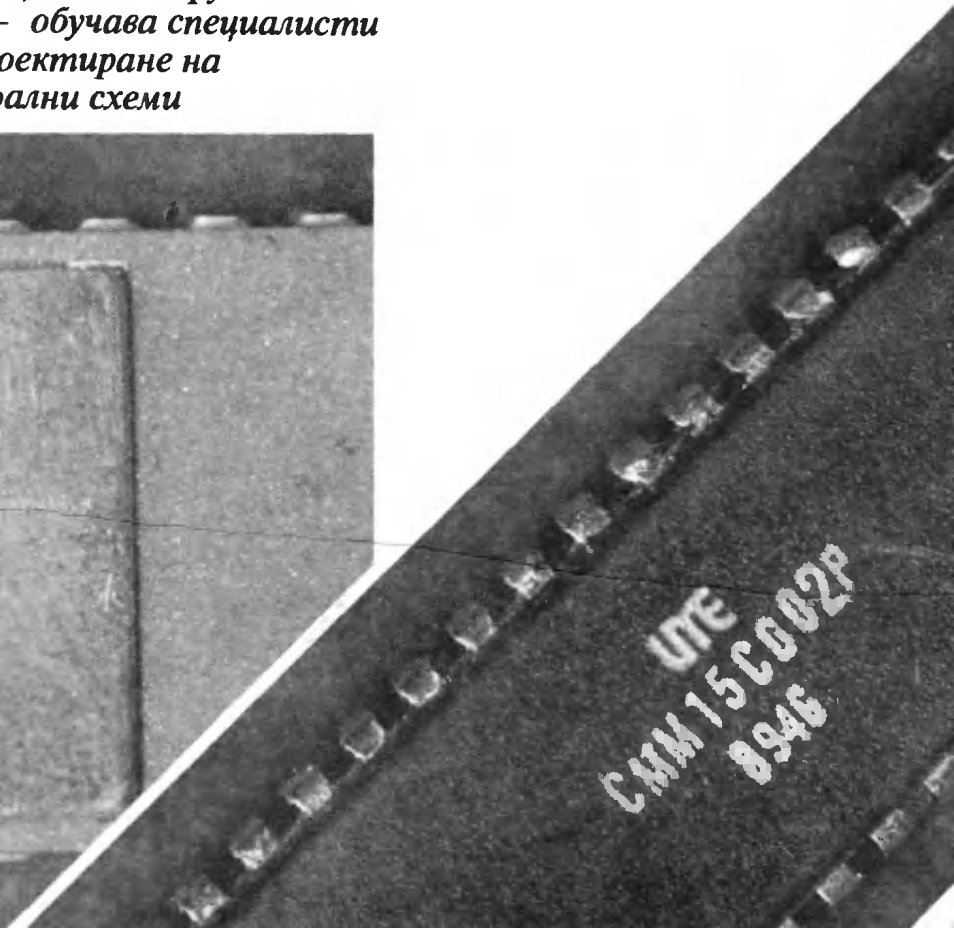
Адрес

Образование професия възраст

Петима от участниците в анкетата, определени чрез жребий, ще получат безплатен абонамент за 1991 г.

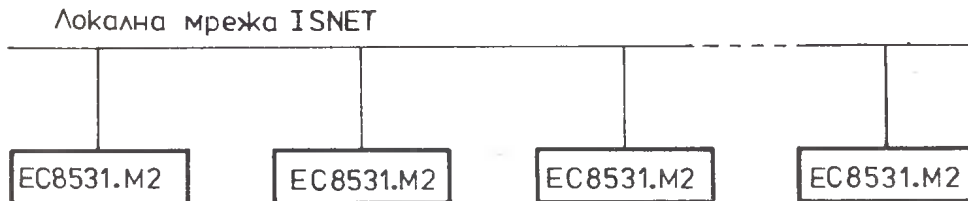


**Институтът по
микроелектроника**
— разработва
интерфейсни модули
между системи за
автоматизирано
проектиране и
специализирана
периферия
— внедрява NMOS,
CMOS и хибридни
технологии и интегрални
схеми
— проверява проекти на
интегрални схеми
— разработва
електронни устройства и
специално оборудване
— обучава специалисти
по проектиране на
интегрални схеми



ЗАВОД „СИСТЕМИ ЗА ТЕЛЕОБРАБОТКА“ — ВЕЛИКО ТЪРНОВО

ЛОКАЛНА МРЕЖА ISNET



ЛОКАЛНАТА МРЕЖА ISNET СВЪРЗВА ИЗВЕСТЕН БРОЙ ИНТЕЛИГЕНТНИ ТЕРМИНАЛИ ИЛИ ПЕРСОНАЛНИ КОМПЮТРИ, КАТО ДАВА ВЪЗМОЖНОСТ НА ГОЛЯМ БРОЙ ПОТРЕБИТЕЛИ ДА ПОЛЗВАТ ЕДНИ И СЪЩИ ПРОГРАМИ И ДА ОБМЕНЯТ ИНФОРМАЦИЯ. ПОТРЕБИТЕЛИТЕ ИМАТ ДОСТЪП ДО ОБЩИ ФАЙЛОВЕ, МОГАТ ДА РАЗПЕЧАТВАТ ДОКУМЕНТИ НА НЯКОИ ОТ МРЕЖОВИТЕ ПЕЧАТАЩИ УСТРОЙСТВА И ДА ПРЕДАВАТ СЪОБЩЕНИЯ ДИРЕКТНО МЕЖДУ ОТДЕЛНИТЕ РАБОТНИ СТАНЦИИ (ЕЛЕКТРОННА ПОЩА). ОСИГУРЕНА Е СИГУРНА ЗАЩИТА НА ИНФОРМАЦИЯТА И НА ДОСТЪПА ДО СЕКРЕТНИ ФАЙЛОВЕ.

(IBM PC/XT/AT)

ТЕХНИЧЕСКИ ХАРАКТЕРИСТИКИ:

СКОРОСТ НА ПРЕДАВАНЕ НА ДАННИТЕ — 1 МБИТ/С
МЕТОД НА ДОСТЪП — CSMA/CD (МНОЖЕСТВЕН ДОСТЪП С ОТКРИВАНЕ НА НОСЕЩА И РАЗПОЗНАВАНЕ НА КОНФЛИКТИ)
ТОПОЛОГИЯ — МАГИСТРАЛНА
СЪОБЩИТЕЛНА СРЕДА — КООКСИАЛЕН КАБЕЛ 75 Ω
МАКСИМАЛНА ДЪЛЖИНА — 1 km
МАКСИМАЛЕН БРОЙ СТАНЦИИ — 255
ЛОКАЛНАТА МРЕЖА ISNET СЕ ИЗГРАЖДА НА БАЗАТА НА ИНТЕЛИГЕНТНИТЕ ТЕРМИНАЛИ EC 8531.M2. УНИВЕРСАЛНОСТТА ИМ ПОЗВОЛЯВА ОСВЕН ЗА РАБОТА В ЛОКАЛНАТА МРЕЖА ДА БЪДАТ ИЗПОЛЗВАНИ И ЗА ИЗГРАЖДАНЕТО НА АРМ И САПР, КАКТО И ЗА РАБОТА В СИСТЕМАТА ЗА ТЕЛЕОБРАБОТКА НА ДАННИ
ЕСТЕЛ



ЗА ДЕЛОВИ КОНТАКТИ
ТЕЛЕФОНИ: 4-39-88 и 4-38-51
ТЕЛЕКС 68625
ТЕЛЕФАКС 4-59-35 С КОД 062