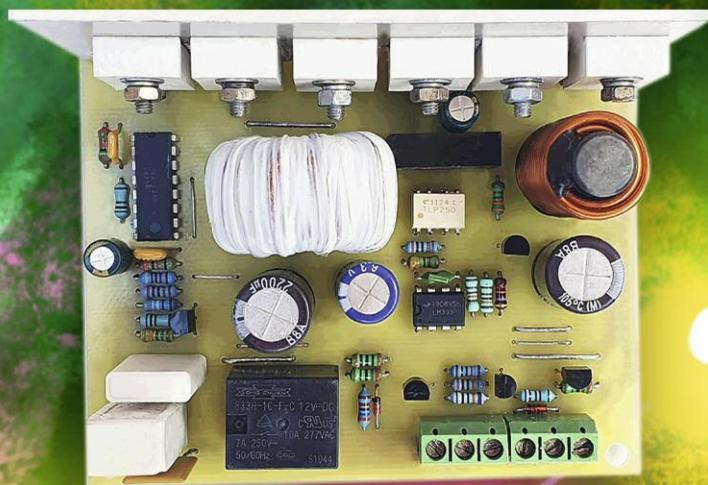


1•2025 РАДИО

АУДИО • ВИДЕО • СВЯЗЬ • ЭЛЕКТРОНИКА • КОМПЬЮТЕРЫ

С НОВЫМ 2025 ГОДОМ!

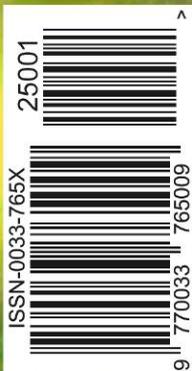
БЛОК ГАРАНТИРОВАННОГО ПИТАНИЯ



ИНДИКАТОР КОДА

- TP4056 заряжает разные аккумуляторы
- Драйвер MOSFET/IGBT для ИИП
- Бесконтактный щуп для VNA
- Доработки настольного вольтметра

...и ещё 5 конструкций



1
2025

Итоги Russian "RADIO" WW RTTY Contest 2024

(см. статью на с. 43)



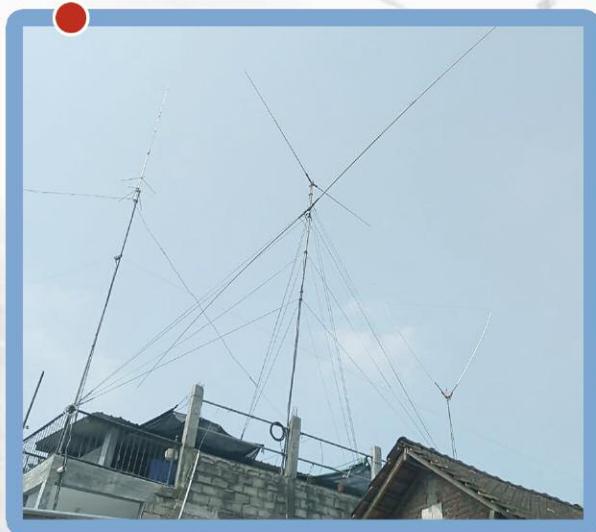
Первое место на диапазоне 21 МГц (группа SINGLE-OP 15M Oceania) занял Леонардо Ганован (Leonardo Gunawan, YB8MJG).

Лучшим на диапазоне 7 МГц (группа SINGLE-OP 40M Eu-Russia) стал Владимир Ченцов (RC7KH).



В группе SINGLE-OP ALL HIGH Oceania был один участник — Тоток Приянто (Totok Priyanto, YF3AQV).

Антенны YF3AQV.



"Рабочее" место YF3AQV.





В группе SINGLE-OP ALL LOW Oceania лучший результат показала Эко Шри Вахюни (Eko Sri Wahyuni, YB9ELS).

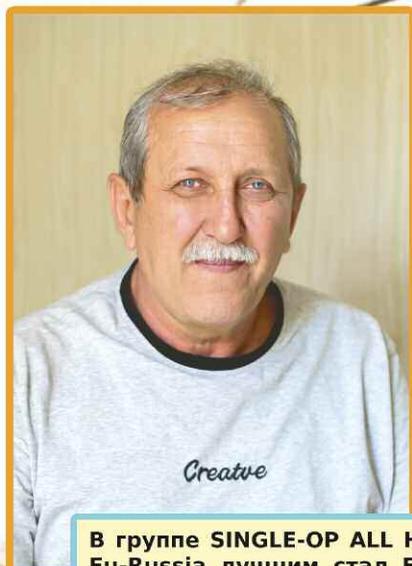
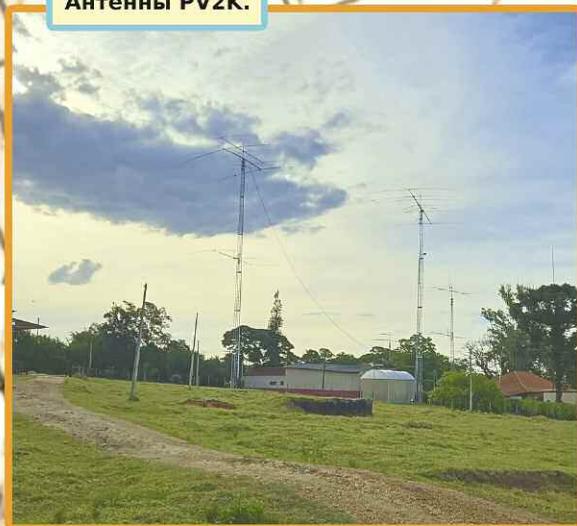
Амелио Алвес де Маринс Филью (Amelio Alves de Marins Filho, PY5AMF) — лучший результат в группе SINGLE-OP ALL LOW S. America.



В группе SINGLE-OP ALL LOW Asia лучший результат показал Юрий Мельников (UN8PT).



Антенны PV2K.



В группе SINGLE-OP ALL HIGH Eu-Russia лучшим стал Евгений Блощицын (R6DM).



Первое место на диапазоне 21 МГц (группа SINGLE-OP 15M Asia) занял Алексей Мироедов (UN7CN).

	Уважаемые читатели!	4
НАУКА И ТЕХНИКА 5	А. ГОЛЫШКО. ПЛИС как начало	5
РАДИОПРИЁМ 8	В. ШЕПТУХИН. Новости вещания	8
	Х. ЛОХНИ. Электронные компоненты для доработки и обновления полупроводниковых радиоприёмников выпуска 1970—1990 гг. Часть 3. Высокочастотные диоды.	10
ИЗМЕРЕНИЯ 25	И. НЕЧАЕВ. Бесконтактный щуп векторного анализатора цепей для проверки LC-контуров и катушек индуктивности	25
	С. БИРЮКОВ. Доработки настольного вольтметра 4½ разряда	29
	А. ГРЕЗНЕВ. О генераторе на модуле AD9833	32
РЕМОНТ 33	И. ПОДУШКИН. Опыт ремонта ЖК-телевизора Supra STV-LC2715F	33
РАДИОЛЮБИТЕЛЮ-КОНСТРУКТОРУ 35	А. ЮДИН. Трансформаторный драйвер MOSFET/IGBT для больших коэффициентов заполнения периода импульсом и широкого диапазона частот.	35
ПРИКЛАДНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА 39	В. КРАВЦОВ. Блок гарантированного питания систем домашней автоматики	39
НАША КОНСУЛЬТАЦИЯ 42	Наша консультация	42
"РАДИО" — О СВЯЗИ 43	Итоги Russian "RADIO" WW RTTY Contest 2024	43
"РАДИО" — НАЧИНАЮЩИМ 53	В. РУБАШКА. Индикатор двоичного кода в шестнадцатеричном и десятичном форматах	53
	Д. МАМИЧЕВ. Электронная фоторамка на основе модуля e-raper 4.2"	56
	И. НЕЧАЕВ. Модуль на микросхеме TP4056 заряжает разные аккумуляторы	60
	Р. СЕРГЕЕНКО. Викторина "Платы расширения Keyestudio"	63

НА КНИЖНОЙ ПОЛКЕ (с. 9, 28).

ДОСКА РЕКЛАМНЫХ ОБЪЯВЛЕНИЙ (с. 3, 4, 32, 41, 52, 3-я и 4-я с. обложки).

- На нашей обложке.**
- Блок гарантированного питания систем домашней автоматики (см. статью на с. 39).
 - Индикатор двоичного кода в шестнадцатеричном и десятичном форматах (см. статью на с. 53).

**ЧИТАЙТЕ
В СЛЕДУЮЩЕМ
НОМЕРЕ:**

**СТАБИЛИЗАТОР ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
ТЕРМОМЕТР-ГИГРОМЕТР-БАРОМЕТР
КРИСС — СЕРВЕРНАЯ ВЕРСИЯ
АКТИВНЫЙ ЩУП ДЛЯ VNA**



22—25 апреля 2025

СВЯЗЬ

37-я международная
выставка «Информационные
и коммуникационные технологии»

Экспозиция «Навитех» —
«Навигационные системы, технологии и услуги»

www.sviaz-expo.ru

Россия, Москва,
ЦВК «ЭКСПОЦЕНТР»



12+
Реклама

Организатор



Под патронатом



В рамках



"Radio" is monthly publication on audio, video, computers, home electronics and telecommunication

12+

УЧРЕДИТЕЛЬ И ИЗДАТЕЛЬ:

АНО «РЕДАКЦИЯ ЖУРНАЛА «РАДИО»

Зарегистрирован Министерством печати и информации РФ 01 июля 1992 г.

Регистрационный ПИ № ФС77-82030

Главный редактор В. К. ЧУДНОВ

Редакционная коллегия:

А. В. ГОЛЫШКО, А. Н. КОРОТОНОШКО, К. В. МУСАТОВ,
И. А. НЕЧАЕВ (зам. гл. редактора), Л. В. МИХАЛЕВСКИЙ,
С. Л. МИШЕНКОВ

Выпускающий редактор: С. Н. ГЛИБИН

Обложка: В. М. МУСИЯКА

Вёрстка: Е. А. ГЕРАСИМОВА

Корректор: Т. А. ВАСИЛЬЕВА

Адрес редакции: 129090, Москва, Протопоповский пер., 25, к. Б

Тел.: (495) 607-31-18.

E-mail: ref@radio.ru

Примём статей — e-mail: mail@radio.ru

Отдел рекламы — (495) 607-31-18; e-mail: advert@radio.ru

Распространение — (495) 607-31-18; e-mail: sale@radio.ru

Подписка и продажа — (495) 607-87-39

Бухгалтерия — (495) 607-87-39

Наши платёжные реквизиты:

получатель — АНО "Редакция журнала "Радио", ИНН 7708187140,
р/сч. 40703810538090108833

Банк получателя — ПАО Сбербанк г. Москва

корр. счёт 3010181040000000225 БИК 044525225

Подписано к печати 24.12.2024 г. Формат 60×84 1/8. Печать офсетная.

Объём 8 физ. печ. л., 4 бум. л., 10,5 уч.-изд. л.

В розницу — цена договорная.

Подписной индекс:

Официальный каталог ПОЧТА РОССИИ — П4014;

КАТАЛОГ РОССИЙСКОЙ ПРЕССЫ — 89032.

За содержание рекламного объявления ответственность несёт
рекламодатель.

За оригинальность и содержание статьи ответственность несёт автор.

Редакция не несёт ответственности за возможные негативные последст-
вия использования опубликованных материалов, но принимает меры по ис-
ключению ошибок и опечаток.

В случае приёма рукописи к публикации редакция ставит об этом в из-
вестность автора. При этом редакция получает исключительное право на
распространение принятого произведения, включая его публикации в жур-
нале "Радио", на интернет-страницах журнала или иным образом.

Авторское вознаграждение (гонорар) выплачивается в течение двух
месяцев после первой публикации в размере, определяемом внутренним
справочником тарифов.

По истечении одного года с момента первой публикации автор имеет
право опубликовать авторский вариант своего произведения в другом мес-
те без предварительного письменного согласия редакции.

В переписку редакция не вступает. Рукописи не рецензируются и не воз-
вращаются.

© Радио[®], 1924—2025. Воспроизведение материалов журнала «Радио»,
их коммерческое использование в любом виде, полностью или частично,
допускается только с письменного разрешения редакции.

Отпечатано в ОАО «Подольская фабрика офсетной печати»

142100, Моск. обл., г. Подольск, Революционный проспект, д. 80/42.

Зак. 04154-24 .

NNUI 4ab2b79174c5e1911e70849ef37fcef



Компьютерная сеть редакции
журнала «Радио» находится под
защитой Dr.Web — антивирусных
продуктов российского разработ-
чика средств информационной
безопасности — компании
«Доктор Веб».

www.drweb.com

Бесплатный номер
службы поддержки
в России:

8-800-333-79-32



Уважаемые читатели!

Поздравляем Вас с Новым 2025 годом!

В прошедшем году журнал "Радио" отметил юбилей — **100 лет** со дня выхода первого номера журнала "Радиолубитель", прародителя журнала "Радио", который вышел в свет 15 августа 1924 г.

В наступившем году тематика журнала останется прежней. На его страницах мы планируем размещать статьи уже известных авторов и новых, впервые публикующих описание своих разработок. Мы постараемся выбрать статьи, которые будут наиболее интересны всем нашим читателям. Вы также можете стать одним из авторов журнала "Радио".

Напоминаем, что с 2012 г. мы организовали подписку на электронную версию журнала "Радио" — копию традиционного "бумажного" издания в виде компьютерного файла формата pdf, который можно читать на персональных и планшетных компьютерах, ноутбуках и нетбуках. Сейчас в электронном виде доступны журналы за 2012—2024 гг. Продолжается подписка и на следующий год. Её стоимость на 12 месяцев — 900 руб. В случае оплаты через банк или какие-либо платёжные системы стоимость может быть больше на величину комиссии. Подписаться на электронную версию можно с любого месяца. Например, если это сделать с января 2025 г. и оплатить 900 руб., Вы получите № 1—12 за 2025 г. Для того чтобы оформить подписку на электронную копию, необходимо на нашем сайте по адресу <https://el.radio.ru> заполнить поля формы, указав в них год и номер, с которого Вы хотите получать журнал, фамилию, имя, отчество, дату рождения, почтовый адрес, адрес электронной почты и контактный телефон. Все эти данные необходимы для однозначной идентификации оплатившего подписку. После нажатия на кнопку "Оформить подписку" будет сформирована квитанция для оплаты подписки на электронную копию журнала на 12 месяцев в отделении Сбербанка России, которую следует распечатать и по ней произвести оплату. Оплатить по нашим реквизитам, указанным в квитанции, можно и через другие банки или платёжные системы. При оплате через платёжные системы обязательно указывайте свои фамилию, имя, отчество, а также год и номер, с которого Вы хотите получать журнал. Подписчикам на электронную копию журнала "Радио" необходимо ознакомиться с договором по адресу <https://el.radio.ru/oferta.pdf> на нашем сайте. После поступления денег на наш расчётный счёт Вы получите уведомление и будете получать номера по мере их выхода на адрес электронной почты, указанный при регистрации в поле "E-mail". Информацию о дате отправки очередного номера читайте на главной странице нашего сайта (www.radio.ru). Если у Вас появились или появятся вопросы по электронной копии журнала, присылайте на адрес электронной почты zakaz@radio.ru письмо с вопросом.

Желаем всем читателям журнала "Радио" в наступившем году доброго здоровья, удачи и творческих успехов!

Редакция

ИНФОРМАЦИОННАЯ ПОДДЕРЖКА — КОМПАНИЯ «РИНЕТ»

RINET
БЛИЖЕ К ЛЮДЯМ

Телефон:
+7(495)981-4571

E-mail:
info@rinet.ru

Сайт:
www.rinet.ru

ПЛИС как начало

А. ГОЛЫШКО, канд. техн. наук, г. Москва

"Секрет того, чтобы добиться чего-то, — начать."

Марк Твен

FPGA или Field-Programmable Gate Array — программируемые пользователем вентильные матрицы или ППВМ. В более общем случае у нас их называют ПЛИС или программируемые логические интегральные схемы, которые состоят из большого числа простых логических элементов. Между этими элементами, как следует из названия, программным путём устанавливаются связи, то есть архитектура возникает не при изготовлении микросхемы на заводе, а позже, когда её создаёт программист с помощью специального ПО и оборудования. Пожалуй, слово программист логично заменить на термин конструктор. Здесь под программируемостью понимается возможность изменения внутренней структуры ИС таким образом, чтобы она обеспечивала реализацию заданных функций алгебры логики (ФАЛ) на аппаратном уровне.

ПЛИС широко применяются в различных устройствах: потребительской электронике, оборудовании телекома, платах-ускорителях для применения в дата-центрах, различной робототехнике, а также при прототипировании микросхем ASIC (Application Specific Integrated Circuit или простыми словами — это просто микросхема, которая выполняет определённый вид работы).

Разумеется, ПЛИС — это не контроллер и не специализированная логическая микросхема, хотя может превратиться в них при правильном программировании. Вообще, использовать термин программирование при проектировании устройства на базе ПЛИС не совсем корректно, и потому официально используется более подходящий термин синтез. И если в память известного нам традиционного контроллера загружается программа, то есть набор последовательно выполняющихся команд, и нужные для работы данные, то у ПЛИС нет ни того, ни другого. Однако при должном умении и прочих сопутствующих факторах микросхема приобретает любую конфигурацию и назначение в рамках своих аппаратных возможностей. Подобная универсальность

позволяет ПЛИС быть вне конкуренции по сравнению с какими-либо специализированными интегральными схемами.

ПЛИС часто используются в качестве частного заменителя интегральной схемы, если таковой не существует в природе или если она обойдётся гораздо дороже, если заняться её проектированием и изготовлением. Микросхемы ПЛИС — это не микропроцессоры, в которых пользовательская программа выполняется последовательно, команда за командой. В ПЛИС реализуется именно электронная схема, состоящая из логики и триггеров, которая может реализовать произвольную логику чего угодно, от микропроцессора до генератора видеосигнала или майнера криптовалюты.

ПЛИС состоит из множества логических блоков CLB (Configurable Logic Block), каждый из которых обычно состоит из триггера и логической функции, а также из сети проводников, соединяющей логические блоки. Собственно, CLB — важнейший аппаратный ресурс ПЛИС. Число CLB в современных кристаллах ПЛИС может быть разным и зависит от типа и его ёмкости. К примеру, сегодня существуют чипы с числом CLB в пределах примерно от четырёх тысяч до трёх миллионов.

Что делает ПЛИС особенной, так это то, что она является программируемым аппаратным обеспечением, в котором можно сконфигурировать каждый логический блок и соединения между ними. В результате можно построить сложное цифровое устройство без физического соединения каждого логического элемента и триггера, что обошлось бы в стоимость разработки заказной интегральной схемы. Проект синтеза в ПЛИС может быть представлен, например, в виде специальной схемы. Ещё существуют специальные языки описания аппаратуры на базе ПЛИС, например Verilog или VHDL. В любом случае и графическое и текстовое описание проекта реализуют цифровую электронную схему, которая в конечном счёте будет "рождена" в ПЛИС.

Итак, ПЛИС аппаратно конфигурируются под конкретную задачу, а их производительность не определяется тактированием и ограничивается лишь скоростью движения электронов по проводникам и логическим элементам. При этом в одной микросхеме, то есть в одном физическом корпусе, можно даже создать несколько независимых логических схем. Ряд структурных элементов ПЛИС могут использовать тактирование от внешнего источника или внутреннего генератора для привязки к фактору времени или циклическому внешнему воздействию. Это могут быть счётчики, часы, мультиплексоры и так далее. Но и в этом случае скорость работы будет гораздо выше, чем в любой другой программируемой логике. Скорость, близкая к максимально возможной при сохранении некоторой гибкости конструкции, — вот что является основным преимуществом ПЛИС перед контроллерами.

В целом ПЛИС состоит из:

- конфигурируемых CLB, реализующих требуемую логическую функцию;
- программируемых электронных связей между конфигурируемыми CLB;
- программируемых блоков ввода/вывода, обеспечивающих связь внешнего вывода микросхемы с внутренней логикой.

В современных ПЛИС часто также бывают встроены дополнительно блоки памяти, блоки DSP (Digital Signal Processor — цифровые сигнальные процессоры), умножители, элементы ФАПЧ и другие компоненты. Ключевая особенность ПЛИС — возможность реконфигурации. Скажем, сегодня вам нужен контроллер 100G Ethernet, а завтра эта же плата может быть использована для реализации четырёх независимых интерфейсов 25G Ethernet.

ПЛИС состоит из таких же транзисторов, из которых собираются триггеры, регистры, мультиплексоры и другие логические элементы для обычных схем. Изменить порядок соединения этих транзисторов, конечно, нельзя. Однако архитектурно микросхема построена таким образом, что можно изменять коммутацию сигналов между CLB. Также можно изменять логическую функцию, которую выполняет CLB. Достигается это за счёт того, что вся микросхема пронизана ячейками конфигурационной памяти Static RAM. Каждый бит этой памяти либо управляет каким-то ключом коммутации сигналов, либо является частью таблицы истинности логической функции, которую реализует CLB.

Поскольку конфигурационная память построена по технологии Static RAM, то, во-первых, при включении питания микросхему ПЛИС обязательно надо сконфигурировать, а во-вторых, её можно реконфигурировать практически бесконечное число раз.

Структура ПЛИС основана на ФАЛ (булевой алгебры) и содержит следующие логические элементы: логическое И (конъюнкторы); логическое ИЛИ (дизъюнкторы); логическое НЕ (инверторы); — буферные элементы с прямыми, инверсными и тристабильными выходами; исключающее ИЛИ; — триг-



геры D- и T-типа; мультиплексоры конфигурации. Поскольку любая логическая функция может быть представлена в виде суммы произведений дизъюнктивной нормальной формы (ДНФ), базовыми структурными компонентами ПЛИС являются матрицы элементов И и ИЛИ.

Блоки CLB находятся в коммутационной матрице, которая задаёт соединения входов и выходов блоков CLB. На каждом пересечении проводников находятся шесть переключающих ключей, управляемых своими ячейками конфигурационной памяти. Открывая одни и закрывая другие, можно обеспечить разную коммутацию сигналов между CLB.

CLB очень упрощённо состоит из блока, задающего булеву функцию от нескольких аргументов (она называется таблицей соответствия — Look Up Table, LUT), и триггера (flip-flop, FF). В современных ПЛИС LUT имеет шесть входов. Выход LUT подаётся на выход CLB либо асинхронно (напрямя), либо синхронно (через триггер FF), работающий на системной тактовой частоте).

Помимо CLB, внутри ПЛИС есть ещё ряд важных аппаратных ресурсов. Например, аппаратные блоки умножения с накоплением или блоки DSP. Каждый из них может делать операции умножения и сложения 18-битных чисел каждый такт. В топовых кристаллах число блоков DSP может превышать 6000.

Другой ресурс — это блоки внутренней памяти (Block RAM, BRAM). Каждый блок может хранить 2 Кб. Полная ёмкость такой памяти, в зависимости от кристалла, может достигать от 20 Кб до 20 Мб. Как и CLB, BRAM и DSP-блоки связаны коммутационной матрицей и пронизывают весь кристалл. Связывая блоки CLB, DSP и BRAM, можно получить весьма эффективные устройства обработки данных.

Вспомним, что первые интегральные схемы были созданы в 1950-х годах, и в течение следующих двух десятилетий они постоянно увеличивались в сложности и снижались в стоимости. В середине 1970-х годов были разработаны первые программируемые логические устройства (ПЛУ), предшественники современных ПЛИС. ПЛУ предлагали пользователю гибкость в настройке логической схемы после изготовления кристалла, что было ценным свойством для многих разработчиков. В это время появились первые интегральные схемы, такие как микросхемы RTL (Resistor-Transistor Logic) и DTL (Diode-Transistor Logic). Эти микросхемы имели ограниченные возможности и были дорогими. Однако с появлением технологии TTL (Transistor-Transistor Logic) стали возможны более сложные и дешёвые интегральные схемы. Первыми разработанными ПЛУ стали такие микросхемы, как PAL (Programmable Array Logic), GAL (Generic Array Logic) и PLA (Programmable Logic Array).

Технология ПЛИС была изобретена Россом Фрименом, сооснователем компании Xilinx, в 1983 г., а первой микросхемой ПЛИС была XC2064. Она была гораздо проще современных ПЛИС,

содержала всего лишь 64 логических блока, и её создание привело к появлению отрасли стоимостью в миллиарды долларов. Этот чип использовал маскируемую программную матрицу для определения связей между блоками. Устройство предлагало гибкость программирования, а также возможность повторного использования, поскольку его можно было перепрограммировать.

Во время интеграции транзисторов на микросхемах была намного ниже, чем сейчас, и в цифровых устройствах часто использовались микросхемы "рассыпной логики". Отдельно существовали микросхемы регистров, счётчиков, мультиплексоров, умножителей и др. Под конкретное устройство создавалась своя печатная плата, на которой устанавливались эти микросхемы низкой интеграции. Использование ПЛИС позволило отказаться от такого подхода. Даже ПЛИС на 64 CLB значительно экономит место на печатной плате, а доступность реконфигурации добавила возможность обновлять функциональность устройств уже после изготовления во время эксплуатации, как говорят, in the field (отсюда и название — field-programmable gate array).

XC2064 оказалась настолько важна для мировой индустрии микроэлектроники, что вошла в Chip Hall of Fame (Зал славы чипов/микросхем), образованный IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers — Институт инженеров электротехники и электроники) в 2017 г. В Chip Hall of Fame помещаются интегральные схемы, без которых мы всё ещё были бы в эпоху пара или, возможно, вакуумных ламп.

В это же время стали разрабатываться другие архитектуры ПЛИС, такие как Actel с их антифюзными ПЛИС и Altera с ПЛИС архитектуры CPLD (Complex Programmable Logic Device).

Сегодня существуют два крупных производителя FPGA-чипов: Xilinx и Intel, которые контролируют 58 % и 42 % рынка соответственно. Intel пришла на этот рынок в 2015 г., поглотив компанию Altera, которая была основана когда-то практически одновременно с Xilinx. Технологии ПЛИС Xilinx и Altera во многом схожи, как и среды разработки.

С появлением первых ПЛИС стали разрабатываться различные архитектура и технология. Одной из ключевых разработок было появление SRAM-базированных ПЛИС, которые использовали статические запоминающие устройства (SRAM — Static Random Access Memory) для хранения настроек логической схемы. SRAM-базированные ПЛИС имели ряд преимуществ, таких как возможность перепрограммирования без удаления из системы и быстрое время настройки. Примером таких ПЛИС является Xilinx Virtex с встроенным ядром PowerPC.

Технические характеристики ПЛИС продолжали расти по мере развития технологий. В 1990-е годы появились первые ПЛИС со встроенными процессорами, что позволило создавать более интегрированные системы на кристалле (SoC — System on a Chip). Кроме того,

разработчики стали внедрять такие функции, как блоки памяти, цифровые сигнальные процессоры (DSP) и трансиверы для передачи данных на высоких скоростях. Это позволило использовать ПЛИС для решения более сложных задач, таких как обработка видео, цифровой обработки сигналов и высокоскоростной передачи данных. Примером таких продуктов являются Xilinx Virtex-II и Altera Stratix.

С развитием технологий и потребности в более высокой производительности ПЛИС стали использоваться для решения задач высокопроизводительных вычислений и искусственного интеллекта. Современные ПЛИС, такие как Xilinx Virtex UltraScale+ и Intel Stratix 10, содержат миллионы логических элементов, сотни блоков памяти и трансиверов, а также встроенные процессоры и интерфейсы для подключения к внешним устройствам. Эти мощные чипы используются для решения сложных задач, таких как обработка больших объёмов данных, машинное обучение и ускорение работы серверов.

Помимо увеличения производительности, современные ПЛИС также предлагают улучшенные возможности для разработки и отладки. Производители ПЛИС предоставляют разработчикам мощные инструменты, такие как интегрированные среды разработки (IDE — Integrated Development Environment), симуляторы и анализаторы для проектирования и тестирования своих схем. Это позволяет разработчикам быстро создавать и оптимизировать свои проекты, а также упрощает процесс отладки и повышает надёжность решений на базе ПЛИС.

С развитием технологий и появлением новых областей применения ПЛИС, таких как Интернет Вещей (IoT — Internet of Things) или автомобильной промышленности, производители интегральных схем продолжают совершенствовать свои продукты. В последние годы наблюдается рост интереса к низкопотребляющим ПЛИС, таким как Xilinx Artix и Intel Cyclone, которые предлагают оптимальное сочетание производительности и энергоэффективности для малопотребляющих приложений.

Продолжаются исследования и разработка новых материалов и технологий для улучшения характеристик ПЛИС. Например, исследуются возможности использования новых материалов, таких как графен и углеродные нанотрубки, для создания более быстрых и энергоэффективных ПЛИС. Также разрабатываются новые архитектуры и методы программирования, такие как оптическое программирование и квантовые ПЛИС, которые могут открыть новые горизонты для применения программируемых логических устройств.

На сегодня существуют всего два основных вида ПЛИС: CPLD и FPGA.

CPLD (Complex Programmable Logic Device) — классическая ПЛИС, структура которой строится на однородной матрице, состоящей из одинаковых логических блоков числом сотни и тысячи штук. CPLD обычно комплектуется небольшой встроенной энергонезависимой памятью для хранения

прошивки, данных и используется в устройствах, когда нужны высокая скорость и большое число входов-выходов для выполнения относительно простых задач. К плюсам можно добавить сравнительно невысокую цену.

FPGA (Field-Programmable Gate Array) — более развитая и сложная ПЛИС. Содержит большее число элементов, может включать в себя готовые блоки для выполнения стандартных операций, например мультиплексоров, обработки протоколов коммутации, аудио, видео и так далее. Прошивка, как правило, хранится во внешней энерго-независимой памяти. Дороже предыдущего варианта, но предоставляет широкие возможности и позволяет создавать более сложные устройства.

Наиболее распространёнными являются ПЛИС двух производителей: Altera (теперь являющаяся частью Intel) и Xilinx (теперь принадлежащей AMD). У каждого производителя выпускаются несколько серий микросхем, отличающихся размером, числом выводов, дополнительным оснащением и прочими параметрами. Каждая серия содержит в себе несколько конкретных моделей.

У Altera и Xilinx имеются похожие, но собственные среды разработки. Сказать, какая из них лучше, очевидно, может лишь тот, кто в них работал. Говорят, они обе достаточно сложные и непривычные для рядовых программистов контроллеров. К тому же по обеим очень мало информации на русском языке. Более того, на сегодняшний день, в связи с известными событиями, скачивание того и другого для россиян временно закрыто.

За счёт того что внутри FPGA можно реализовать любую аппаратную цифровую схему (главное, чтобы хватило ресурсов), одно из важных применений ПЛИС — это прототипирование микросхем ASIC. Ведь разработка ASIC очень сложна и затратна, цена ошибки очень высока, и вопрос тестирования логики критичен. Поэтому одним из этапов разработки ещё до начала работы над физической топологией схемы стало её прототипирование на одном или нескольких кристаллах ПЛИС. Для разработки ASIC выпускают специальные платы, содержащие много ПЛИС, соединённых между собой. Прототип микросхемы работает на значительно меньших частотах (может быть, десятки мегагерц), но позволяет сэкономить на выявлении проблем и багов.

Гибкая структура ПЛИС позволяет реализовывать аппаратные схемы для высокоскоростной и параллельной обработки данных с возможностью изменить алгоритм. Эта платформа сочетает эффективность ASIC с возможностью менять программу. Конечно, ПЛИС не универсальны, но существует класс алгоритмов и задач, которые на них будут показывать лучшую производительность, чем на CPU и даже на GPU (Graphics Processing Unit — графический процессор). Сложность разработки для FPGA выше, однако новые средства разработки делают этот разрыв меньше.

Решающее преимущество ПЛИС — это способность обрабатывать данные в темпе их поступления с минимальной задержкой реакции. В качестве примера можно представить умный сетевой маршрутизатор с большим числом портов, причём при поступлении пакета Ethernet на один из его портов необходимо проверить множество правил, прежде чем выбрать выходной порт. Возможно, даже потребуется изменение некоторых полей пакета или добавление новых. Использование ПЛИС позволяет решать эту задачу мгновенно. Байты пакета ещё только начали поступать в микросхему из сетевого интерфейса, а его заголовок уже анализируется. Использование процессоров тут может существенно замедлить скорость обработки сетевого трафика, поскольку процессор будет последовательно выполнять все предписанные программой процедуры, находить соответствующие правила и т. п. Поэтому достичь требуемой гибкости в сочетании с высокой производительностью поможет только ПЛИС. Таким образом, ПЛИС используются там, где нужна высокая производительность обработки данных, наименьшее время реакции, а также низкое энергопотребление.

В облачных вычислениях ПЛИС применяются для быстрого счёта, ускорения передачи сетевого трафика и осуществления оперативного доступа к массивам данных. Сюда же можно отнести использование ПЛИС для высокочастотной торговли на биржах. В серверы вставляют платы FPGA с PCI Express и оптическим сетевым интерфейсом производства Intel (Altera) или Xilinx.

На ПЛИС отлично ложатся криптографические алгоритмы, сравнение последовательностей ДНК и научные задачи, вроде молекулярной динамики. В компании Microsoft, например, давно используют ПЛИС для ускорения поискового сервиса Bing, а также для организации программно-определяемых сетей (SDN — Software Defined Networking) внутри облака Azure.

Бум машинного обучения тоже не обошёл стороной ПЛИС. Компании Xilinx и Intel предлагают средства на основе FPGA для работы с глубокими нейросетями. Они позволяют получить прошивки FPGA, которые реализуют ту или иную сеть напрямую из фреймворков, вроде Caffe и TensorFlow.

Причём это всё можно попробовать, буквально не выходя из дома и используя облачные сервисы. Например, в Amazon можно арендовать виртуальную машину с доступом к плате FPGA и любым средствам разработки, в том числе и Machine Learning (машинное обучение).

Традиционно ПЛИС применялись для цифровой обработки одномерных сигналов (и конкурировали с процессорами DSP) в устройствах радиолокации, приёмопередатчиках радиосигналов. С ростом интеграции микросхем и увеличением производительности платформы ПЛИС стали всё чаще применяться для высокопроизводительных вычислений, например для обработки двумерных сигналов "на краю облака"

(Edge Computing).

Это так называемые граничные вычисления, позволяющие экономить облачные ресурсы. Если, к примеру, для анализа автомобильного трафика с функцией распознавания номеров машин использовать камеру с возможностью передачи видео через Интернет и обрабатывать поток на удалённом сервере, то с ростом числа камер будет серьёзно расти и нагрузка на сеть. Вместо этого лучше реализовать распознавание номеров на вычислителе, установленном непосредственно в корпусе видеокмеры, и передавать в облако номера машин просто в формате текста. Для этого даже можно взять сравнительно недорогие ПЛИС с низким энергопотреблением, чтобы хватало питания аккумулятора. При этом остаётся возможность изменять логику работы ПЛИС, например при изменении стандарта автомобильных номеров.

А если взять робототехнику или различные дроны, то в этой сфере также необходимо выполнять два ключевых условия — высокую производительность и низкое энергопотребление. Платформа ПЛИС подходит тут как нельзя лучше и может использоваться, в частности, для создания бортовых контроллеров для БПЛА, которые смогут принимать оперативные решения на лету непосредственно в процессе выполнения различных задач.

С началом технологического прогресса, который связан с появлением первых интегральных схем и развития полупроводниковой промышленности, производители интегральных схем постоянно совершенствовали ПЛИС, предлагая новые архитектуры, технологии и функциональные возможности. В результате ПЛИС стали ключевым компонентом в современных высокотехнологичных системах и продолжают эволюционировать, открывая новые возможности для разработчиков и инженеров по всему миру.

Во многом сегодня ПЛИС — это начало практически любых схемотехнических решений самого широкого применения, начало творчества, начало инноваций в микроэлектронике. Или начало новых мыслей о том, как создать нечто подобное в нашей импортозамещаемой индустрии.

По материалам

<http://we.easyelectronics.ru/plis/plis-zametki-nachinayusche-go.html> 5,

<https://marsohod.org/11-blog/265-fpga-6>,

<https://habrahbr.ru/post/274829>,
<https://habr.com/ru/articles/520420/>,

<https://www.i-programmer.info/news/82-heritage/10905-chip-hall-of-fame.html>,

<https://www.ieee.org/>,
<https://xakep.ru/2018/11/15/fpga/#toc01>,

<https://tellur-el.ru/blog/tehnologii/istoriya-sozdaniya-plis/?ysclid=m15363r13343210750>

Раздел ведёт В. ШЕПТУХИН (R5GF), г. Липецк

РОССИЯ

БАШКОРТОСТАН. 24 октября 2024 г. на частоте 99,6 МГц в Нефтекамске начала вещание радиостанция "ПИ ФМ". Это первый передатчик радиостанции в республике Башкортостан (источник — URL: https://onair.ru/main/enews/view_msg/NMID_90310/ (23.11.24)).

БУРЯТИЯ. Радиостанция "Радио Искатель" 31 октября 2024 г. запустила своё вещание в Улан-Удэ на частоте 99,3 МГц (источник — URL: https://onair.ru/main/enews/view_msg/NMID_90468/ (23.11.24)).

ВОЛОГОДСКАЯ ОБЛ. 1 ноября 2024 г. филиал РТПС Вологодский ОРТПЦ возобновил трансляцию радиостанции "Серебряный дождь" в Вологде на частоте 105,3 МГц. Радиус зоны уверенного приёма сигнала радиостанции составляет 48 км. Мощность передатчика — 1 кВт (источник — URL: <https://vologda.rtrs.ru/tv/radioveshchanie/rtrs-vozobnovil-translyatsiyu-radio-serebryany-dozhd-v-vologde/> (23.11.24)).

ВОРОНЕЖСКАЯ ОБЛ. 11 октября 2024 г. в Борисоглебске на частоте 96,9 МГц началось вещание радиостанции "Маруся ФМ". Мощность передатчика — 200 Вт (источник — URL: <https://voronezh.rtrs.ru/tv/radioveshchanie/rtrs-nachal-fm-translyatsiyu-radiostantsii-marusya-fm-v-borisoglebske/> (23.11.24)).

ЗАПОРОВСКАЯ ОБЛ. На частоте 102,7 МГц в Бердянске стартовала трансляция православного канала радиостанции "Радио Вера". Также радиостанция начала вещание в Энергодаре на частоте 104,5 МГц (источник — URL: <https://tgstat.ru/channel/@orhoresistance/48133> (23.11.24)).

КЕМЕРОВСКАЯ ОБЛ. 1 ноября 2024 г. на частоте 92,3 МГц стартовало вещание Love Radio в г. Новокузнецке (источник — URL: <http://www.krutoymedia.ru/news/13176.htm> (23.11.24)).

С 1 ноября 2024 г. с объекта связи филиала РТПС "Кемеровский ОРТПЦ" в г. Новокузнецке возобновилась трансляция радиостанции "Серебряный дождь". Частота вещания — 96,9 МГц. Мощность передатчика — 100 Вт.

Также с 1 ноября 2024 г. с объекта связи филиала РТПС "Кемеровский ОРТПЦ" в пгт Шерегеше возобновилась трансляция радиостанции "Серебряный дождь". Частота вещания — 105,3 МГц. Мощность передатчика — 100 Вт (источник — URL: <https://kemerovo.rtrs.ru/tv/radioveshchanie/v-g-novokuznetsk-i-pgt-sheregesh-vozobnovilas-translyatsiya-radiokanala-serebryany-dozhd/> (23.11.24)).

Примечание. Время всюду — UTC. Время MSK = UTC + 3 ч.

КИРОВСКАЯ ОБЛ. С 23 ноября 2024 г. радиостанция "Маруся ФМ" начала своё вещание в Кирове на частоте 89,2 МГц (источник — URL: https://vk.com/wall-223246316_1823 (23.11.24)).

КРАСНОДАРСКИЙ КРАЙ. 24 октября 2024 г. филиал РТПС "Краснодарский КРТПЦ" начал трансляцию радиостанции Sputnik в Сочи на частоте 97,2 МГц. Мощность передатчика — 1 кВт, высота подвеса антенны — 172 м (источник — URL: <https://krasnodar.rtrs.ru/tv/radioveshchanie/rtrs-nachal-translyatsiyu-radiokanala-sputnik-v-sochi/> (23.11.24)).

"Авторадио" начало вещание в станции Павловской на частоте 103,9 МГц (источник — URL: https://vk.com/tvfm23?w=wall-206132844_2277 (23.11.24)).

МАГАДАНСКАЯ ОБЛ. В населённых пунктах Палатка и Омчак началось вещание радиостанции "Импульс ФМ" на частотах 101,4 МГц и 102 МГц соответственно (источник — URL: https://vk.com/impulsfm?w=wall-226307082_122%2Fall (23.11.24)).

МОСКОВСКАЯ ОБЛ. Вещание радиостанции "Авторадио" (частота вещания — 91 МГц), "Юмор ФМ" (частота вещания — 104,5 МГц) и "Радио Energy" (частота вещания — 106 МГц) в Волоколамске было переведено на объект вещания в н. п. Тимонино. Ранее их трансляция осуществлялась с объекта РТПС в Шишкино (сейчас вещание осуществляют радиостанции "Дорожное радио" и "Радио России" на частотах 90,1 МГц и 93 МГц соответственно).

НИЖЕГОРОДСКАЯ ОБЛ. На ряде радиостанций Нижнего Новгорода в системе RDS была произведена замена PI-кодов (Programme Identification — это уникальный код радиостанции, состоящий из четырёх символов в шестнадцатеричной системе) в соответствии с новым регламентом Российской Академии Радио:

- 100 МГц — "Радио 7 на Семи Холмах" (было — 7077, стало — 7737);
- 101,4 МГц — Хит ФМ (было — 7000, стало — 7700);
- 102,9 МГц — "Русское Радио" (было — 7071, стало — 7722);
- 104,9 МГц — Love Radio (было — 77C1, стало — 7733);
- 105,4 МГц — "Дорожное Радио" (было — 7827, стало — 7727) (источник — URL: https://vk.com/radionnov?w=wall-24242046_7488 (23.11.24)).

НОВГОРОДСКАЯ ОБЛ. Филиал РТПС "Новгородский ОРТПЦ" перенёс трансляцию радиостанции "Дорожное радио" с 48-метрового антенно-мачтового сооружения на цифровую телебашню высотой 90 м. Заменено устаревшее приёмопередающее оборудование. Радиостанция по-прежнему транслируется на частоте 104,4 МГц (источник — URL:

<https://novgorod.rtrs.ru/tv/radioveshchanie/rtrs-nachal-translyatsiyu-dorozhnogo-radio-v-np-khvoynays-90-metrovoy-tsifrovoy-opory/> (23.11.24)).

ОРЛОВСКАЯ ОБЛ. В Ливнах на частоте 97,8 МГц началось вещание радиостанции "Топ Радио" (источник — URL: https://vk.com/topradio?w=wall-182048098_717 (23.11.24)).

ПЕРМСКИЙ КРАЙ. Радиостанция "Импульс ФМ" расширяет зону вещания и начинает вещание в Большой Соснове и Большесосновском районе на частоте 99,8 МГц (источник — URL: https://vk.com/wall-1503923_22750 (23.11.24)).

РОСТОВСКАЯ ОБЛ. В Ростове-на-Дону 30 октября 2024 г. начала вещание радиостанция Sputnik на частоте 99,2 МГц. Высота подвеса передающей антенны на объекте — 172 м, мощность передатчика — 1 кВт (источник — URL: https://vk.com/wall-220438001_150095 (23.11.24)).

В Ростове-на-Дону 31 октября 2024 г. на частоте 89,4 МГц стартовало вещание "Радио Шансон" (источник — URL: <http://www.krutoymedia.ru/news/13170.htm> (23.11.24)).

САРАТОВСКАЯ ОБЛ. С 1 ноября 2024 г. в Саратове на частоте 104,8 МГц начала вещание радиостанция Like FM.

На частоте 101,5 МГц в эфире Саратова стартовало вещание радиостанции "Маруся ФМ" (источник — URL: <https://saratov24.tv/news/v-saratove-nachala-veshchanie-novaya-radiostantsiya/> (23.11.24)).

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ. С 1 ноября в России, согласно Отраслевому регламенту использования системы RDS на территории Российской Федерации, должен смениться PI-код на некоторых радиостанциях. В Санкт-Петербурге:

- "Дорожное радио" — с 7827 на 7727;
- "Хит ФМ" — с 7000 на 7700;
- "Радио Максимум" — с 7103 на 7703;
- "Маяк" — с 7C98 на 7718;
- "Русское радио" — с 7071 на 7722;
- Love Radio — с 77C3 на 7733;
- "Радио России" — с 7848 на 7741;
- "Вести ФМ" — с 7840 на 7740;
- "Rock ФМ" / "Радио РОКС" — с 78A3 на 7726 (источник — URL: https://vk.com/tvradio47?w=wall-67314840_5519 (23.11.24)).

13 ноября 2024 г. началось вещание радиостанции "Новое радио" в Волкове на частоте 89,5 МГц (источник — URL: https://vk.com/tvradio47?w=wall-67314840_5542 (23.11.24)).

СВЕРДЛОВСКАЯ ОБЛ. В Нижней Туре на частоте 92,7 МГц с 8 ноября 2024 г. стартовало вещание радиостанции "Благодать ФМ". В планах у радиостанции следующий этап — запуск в г. Серове и в Североуральске (источник — URL: https://m.vk.com/wall-20890825_31363 (23.11.24)).

СЕВЕРНАЯ ОСЕТИЯ — АЛАНИЯ. Во Владикавказе на частоте 98,4 МГц начала вещание радиостанция "Детское радио" (источник — URL: <https://detifm.ru/news/id/7322> (23.11.24)).

Во Владикавказе завершено строительство телебашни высотой 210 м. Объект возведён с учётом требований сейсмо- и ветроустойчивости. Новая башня заменит существующую мачту. Следующий этап обновления инфраструктуры РТРС в регионе — строительство технического здания. "Этот масштабный проект позволит обеспечить нашу республику качественным сигналом и новыми цифровыми технологиями. Выражаем благодарность руководству РТРС за огромный вклад в развитие телерадиовещания Северной Осетии", — подчеркнул председатель Правительства Республики Северная Осетия-Алания Борис Джанаев (источник — URL: https://vk.com/rtrs_info?w=wall-26819787_42472 (23.11.24)).

СТАВРОПОЛЬСКИЙ КРАЙ. В Ипатове на частоте 101,6 МГц и в Нефтекумске на частоте 105 МГц началось вещание радиостанции "Маруся ФМ".

С 7 ноября 2024 г. в Минеральных Водах запущено вещание радиостанции "Радио Монте Карло" на частоте 94,6 МГц (источник — URL: https://vk.com/wall-204049665_1724 (23.11.24)).

Вещание радиостанции "Дорожное радио" стартовало на частоте 96,9 МГц в Пятигорске (источник — URL: <https://emg.fm/news/1591> (23.11.24)).

ТАТАРСТАН. В Бугульме начала круглосуточное вещание православная радиостанция "Радио Вера" на частоте 105,9 МГц. Мощность передатчика — 1 кВт (источник — URL: https://vk.com/tatarstan_radiotv?w=wall-14553046_58220%2Fall (23.11.24)).

ЧЕЛЯБИНСКАЯ ОБЛ. С 1 ноября 2024 г. радиостанция "Авторadio" в Златоусте на частоте 106 МГц и Миассе на частоте 98,4 МГц зазвучала под управлением Медиа-траст Урал (источник — URL: https://tigrm.ru/channels/@pro_fm/170 (23.11.24)).

14 ноября 2024 г. начала вещание радиостанция Like FM в Магнитогорске на частоте 101,4 МГц (источник — URL: https://m.onair.ru/main/enews/view_msg/NMID_90518/ (23.11.24)).

Радиостанция "Русская Волна" начала эфирное наземное вещание на частоте 100,1 МГц. Старт состоялся 15 ноября 2024 г. в г. Нязепетровске. Это первый город, в котором началось УКВ вещание этой радиостанции. "Русская Волна" начала вещание в сети Интернет 10 июля 2017 г. (источник — URL: <https://ru.volna.top/russkaya-volna-startuet-na-100-1-fm> (23.11.24)).

ХАБАРОВСКИЙ КРАЙ. С 9 ноября 2024 г. радиостанция Comedy Radio начала вещание в Комсомольске-на-Амуре, втором по величине городе Хабаровского края. Частота вещания — 98,7 МГц (источник — URL: <https://www.gpmradio.ru/news-page/uid/39642> (23.11.24)).

ХЕРСОНСКАЯ ОБЛ. Православная радиостанция "Радио ВЕРА" начала вещание в г. Геническе на частоте

103,1 МГц (источник — URL: https://vk.com/wall-134632126_51822 (23.11.24)).

ЗАРУБЕЖНОЕ ВЕЩАНИЕ

ВЕЛИКОБРИТАНИЯ. BBC World Service увеличат бюджет. Всемирная служба Британской вещательной корпорации BBC (BBC World Service) — иновещание Великобритании, добилась увеличения государственного гранта на 25 % после того, как её руководители предупредили, что из-за ограничений финансирования Великобритании стало (далее цитата) "трудно противостоять росту российской и китайской пропаганды". Британское Казначейство подтвердило, что оно осуществит "увеличение финансирования" международной службы корпорации на 2025 и 2026 гг., но не озвучило сумму (источник — URL: <https://obob.tv/sobytiya/bbc-world-service-uvelichat-byudzhet/> (23.11.24)).

США. Радиостанция 820 WNYC(AM) планировала провести полностью цифровое тестирование MA3 AM HD Radio в декабре 2024 г. Её владелец, New York Public Radio (NYPR), рассчитывает получить одобрение Федеральной комиссии по связи США (FCC). NAB (National Association of Broadcasters) поддерживает усилия NYPR, а её вице-президент по передовым разработкам Дэвид Лейер говорит, что полностью цифровое вещание на средних волнах становится всё более жизнеспособной технологией для вещателей. Он сослался на возросшее присутствие HD Radio на рынке. По данным Xperi, 58 процентов новых автомобилей в Северной Америке поставляются с этой технологией. В день теста Стив Шульцис, Джим Стагнитто и Дэнни Рагхунат из инженерной группы NYPR планировали проехать по периметру Нью-Йорка по маршруту, который Шульцис описал как штурм. Они оценят производительность цифрового сигнала во внешних районах города, а затем повернут вглубь, в такие районы, как центр Бруклина, Уолл-стрит и Нижний Бродвей на Манхэттене. Поездка завершится прохождением прямо на север через Мидтаун. Представители Xperi также будут присутствовать, а разработчик HD Radio предоставит транспортное средство и оборудование для измерения и записи наблюдений во время теста (источник — URL: <https://www.radioworld.com/news-and-business/headlines/wyncam-820-set-to-test-all-digital-am-in-december> (23.11.24)).

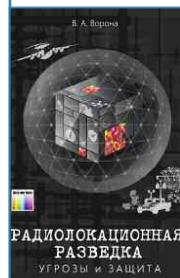
ФИНЛЯНДИЯ. Финское агентство транспорта и связи Traficom выдало компании Alfa Media Group лицензию на радиовещание на частоте 963 кГц в Пори, заявка на которую была подана прошлым летом. Средневолновое вещание в Финляндии в настоящее время очень ограничено, и за последние годы в Тампере долгое время работала только одна радиостанция, вещающая на СВ. В Финляндии, благодаря влиянию ионосферы, можно слушать дальние радиостанции, особенно восточноев-

ропейские или российские, в вечернее и ночное время. В Восточной Европе прослушивание средневолнового радио по-прежнему распространено. Поэтому компания Alfa Media Group стремится открыть радиостанцию, предлагающую актуальные, дискуссионные и новостные программы на разных языках в странах ЕС и Восточной Европы.

ШВЕЦИЯ. 1 декабря 1924 г. передатчик с позывным SAQ на радиостанции Граймтон был введён в коммерческую эксплуатацию с передачей через Атлантический океан на приёмную станцию в Риверхеде и ответную передающую станцию в Роки-Пойнте, обе на Лонг-Айленде, штат Нью-Йорк, США. 1 декабря 2024 г., сто лет спустя, SAQ вышла в эфир в ознаменование этого события. Уникальный генератор Alexanderson 1924 г. с позывным SAQ запланирован на одну передачу через антенну на частоте 17,2 кГц кодом Морзе (источник — URL: <https://grimeton.org/en/2024/11/12/saq-to-air-on-dec-1st-100-years-of-communication/> (23.11.24)).

Хорошего приёма и 73!

Вышла в свет новая книга



Ворона В. А.
Радиолокационная разведка. Угрозы и защита. — М.: Горячая линия — Телеком, 2024. — 160 с.: ил. ISBN 978-5-9912-1031-7.

Книга посвящена радиолокационной разведке (РЛР) — активной разведыватель-

ности разведки радиоэлектронной. В первой части рассмотрены цели, задачи и возможности РЛР, ее особенности и основные этапы. Приведены физические основы РЛР, маскирующие признаки объектов, модели каналов утечки информации, и, применительно к данному виду технической разведки, дана их математическая интерпретация.

Во второй части рассмотрены активные и пассивные методы и средства защиты объектов (информации) от данного вида технической разведки. Дана классификация средств защиты и приведены особенности их применения для защиты объектов (информации) от РЛР.

Для широкого круга читателей. Будет полезна специалистам, занимающимся защитой информации от РЛР на объектах различного назначения, а также студентам, обучающимся по специальности 10.05.02 — "Информационная безопасность телекоммуникационных систем".

Адрес издательства в Интернет
WWW.TECHBOOK.RU

Электронные компоненты для доработки и обновления полупроводниковых радиоприёмников выпуска 1970–1990 гг.

Часть 3

Высокочастотные диоды

ХАЙО ЛОХНИ, Германия/Россия, г. Гай Оренбургской обл.

В этом разделе обсуждаются основные параметры часто встречающихся в бытовой и гражданской РЭА ВЧ-диодов прошлого века. В справочниках обычно приведены предельно допустимые параметры или параметры без разъяснения условий измерения. Для радиолюбителя сложно оценить поведение диодов, глядя на упрощённую документацию, так как параметры приведены крайне абстрактно либо вырваны из контекста более содержательной, но закрытой документации. Это обстоятельство привело к множеству мифов, завышенным ожиданиям, недооценке возможностей, неправильному выбору изделия для решения конкретной задачи, и в итоге отечественная РЭА оставалась далеко от возможно достигаемого качества. В гражданской и тем более в бытовой аппаратуре не нужно учитывать полный температурный диапазон, в котором полупроводниковые диоды могут изменять свои параметры на несколько порядков. Вместо этого можно сконцентрироваться на преимуществах того или иного изделия и использовать их в рамках разумных пределов внешних воздействий. В предложенном материале акцент сделан на динамические свойства ВЧ-диодов при малых токах, о чём мало сведений в публикациях последних десятилетий.

1. Введение

Первое успешное применение полупроводниковых ВЧ-диодов в бытовой радиоприёмной аппаратуре с результатом не только удешевления изготовления, а ещё и с получением отличного качества звучания можно датировать второй половиной 1950-х годов, когда диоды серии Д2 с проверенной надёжностью появились в элитных ламповых приёмниках, например "Беларусь-57". Диоды этой серии уникальным образом сочетали быстрдействие, малую ёмкость, относительно малый обратный ток, большое допустимое обратное напряжение. С такими параметрами диоды этой серии смогли полноценно заменить ламповые диоды в АМ-деמודляторах с улучшением качества аппаратуры. Нужно отметить, что диоды этой серии успешно применялись и в военных радиоприёмниках и, на удивление, до сих пор массово доступны на радиорынках.

Если предельные параметры большинства диодов хорошо документированы, то с рабочими и динамическими параметрами дело обстояло не очень хорошо, и это все десятилетия выпуска. Нужно отметить, что в те годы были разные издательские платформы, которые частично смогли выполнять функцию описания параметров электронных компонентов и области их применения, и

журнал "Радио" в этом сыграл не последнюю роль. Однако и авторам журнала была доступна только скупая техническая документация, и публикация проверенных схемных решений смогла этот пробел частично устранить.

При подготовке материалов статьи было проведено множество измерений различных параметров наиболее распространённых и популярных ВЧ-диодов, результаты приведены в сводной таблице, далее эти данные прокомментируются.

2. ВАХ по постоянному току и напряжению

Наверное, за 70 лет уже столько написано по этой теме, что, казалось бы, разъяснять уже нечего. Но дискуссии на форумах среди инженеров со стажем и студентов, обучающихся по радиотехническим направлениям, дали удивительную картину о крайне упрощённом понимании работы диодов, и это мешает разрабатывать продвинутую современную аппаратуру, а также восстанавливать старую технику, когда приходится заменять уже недоступные диоды другими.

Типичный пример представления ВАХ диодов в отечественных справочниках показан на рис. 1. Однако, несмотря на визуальную красоту в стиле учебников, с помощью этих графиков

разрабатывать особо нечего, кроме, например, логических матриц для низковольтных реле или ламп накаливания с токами в десятки миллиампер, но это удастся сделать и без графиков. Для разработки ВЧ-узлов такая ВАХ непригодна в принципе, поскольку ещё при токе 3 мА в кристалле диода Д311 возникают вредные для ВЧ-параметров процессы. Поэтому вся эффективная "ВЧ-жизнь" этого диода будет при токе

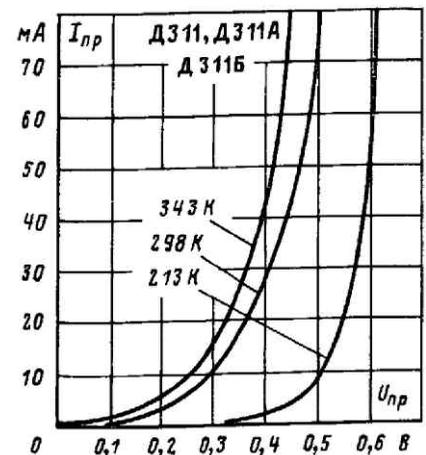


Рис. 1

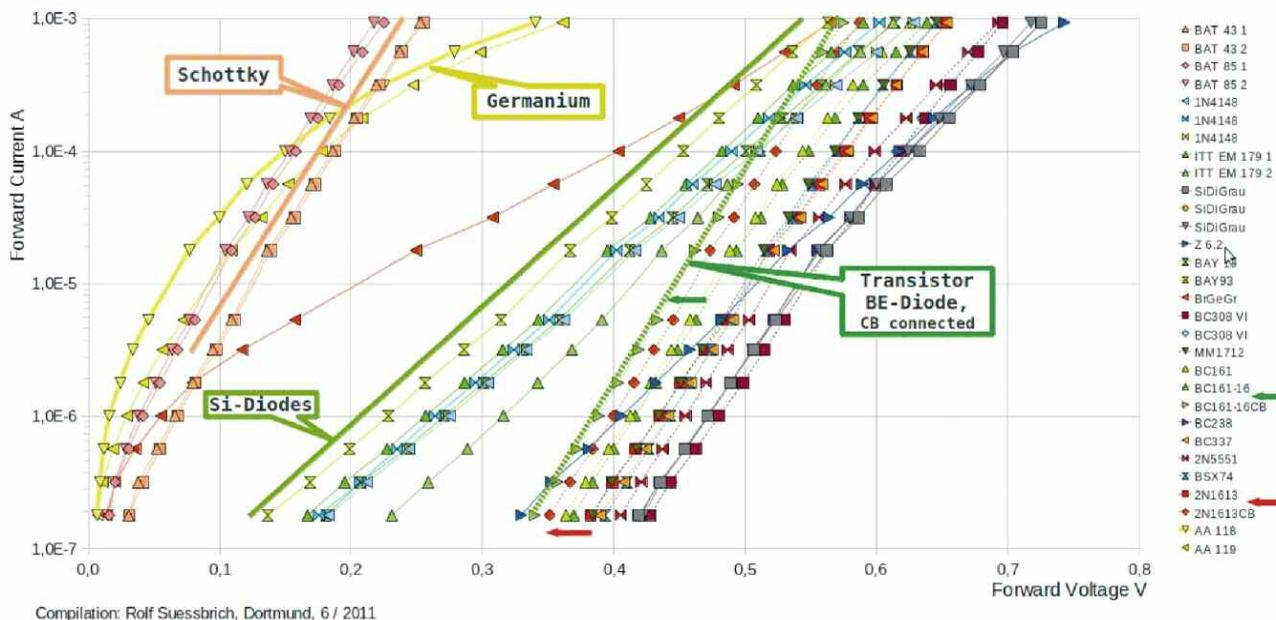
не более 5 мА, но об этой реальности справочники дружно умалчивают.

Наверное, в массовых общеобразовательных публикациях предпочитают приводить ВАХ диодов в линейном масштабе на одну декаду, чтобы закрепить у обучающихся представление о вентильном принципе работы диодов и наглядной демонстрации некоторого порогового напряжения при прохождении

шем прямом напряжении. По обратному току насыщения в публикациях отсутствует чёткое определение, чтобы сделать шаг из теории в практику. Этот ток надо измерять при обратном напряжении диода более 0,2 В, как только обратная ветвь ВАХ переходит в горизонтальный участок, но при напряжении не более 5...10 % от максимально допустимого обратного напряжения.

пильно изменить конфигурацию измерительного стенда для точного измерения и учесть ток утечки при изменении температуры. Получается, что в интервале прямого тока 0,001...20 мА имеется строго логарифмическая характеристика, и только при больших токах (более 100 мА) график ВАХ "загибается" от переполнения кристалла носителями заряда. При этом доминируют

(Measured) Forward Characteristics of Diodes and Transistor-Diodes



Compilation: Rolf Suessbrich, Dortmund, 6 / 2011

Рис. 2

тока. Ещё в начале развития полупроводниковой технологии было известно об экспоненциальном характере ВАХ диодов, которую описывала формула Шокли (Вагнера)

$$I_d \approx I_s(T) e^{U_f/nU_t} \quad (1)$$

где $I_s(T)$ — обратный ток насыщения при малом обратном напряжении ($10^{-6} \dots 10^{-12}$ А при $T = 293$ К); U_f — приложенное к диоду прямое напряжение; n — коэффициент, с помощью которого выражают различные технологические параметры полупроводника; U_t — так называемое тепловое напряжение, оно равно 26 мВ при температуре $T = 293$ К.

Однако формула (1) была разработана на основе простых законов физики твёрдых тел и исследовании полупроводников с простой структурой и образцов в виде больших самодельных диодов. Она не отражает всех параметров реальных диодов, и только с внедрением эпитаксиально-планарной технологии формула стала приближаться к реальности. Для большинства диодов после 1970 г. разработки можно полагать $n = 1$ для коммутационных ВЧ-диодов и $n = 2$ для малосигнальных ВЧ-диодов. Обратный ток насыщения $I_s(T)$ для германиевых диодов и диодов Шоттки заметно больше, чем у кремниевых, поэтому у них протекает ток при мень-

Достаточное соответствие формулы для объяснения простых взаимосвязей наглядно показывают комплексные исследования многочисленных изделий при прямом напряжении, приведённые в немецкой части Википедии (рис. 2).

У германиевых ВЧ-диодов AA118 и AA119, а также германиевого транзистора (переход база—эмиттер) мы видим резкий рост тока при крайне малом напряжении. Именно поэтому они способны детектировать малые ВЧ-сигналы в детекторном приёмнике. Подобное можно сказать и о ВЧ-диодах Шоттки. Кремниевые диоды (и транзисторы) имеют практическую прямую зависимость в логарифмическом по току масштабе.

Лучше бы радиоинженеру навсегда забыть о "характерном пороговом" напряжении, которому ещё умудряются придать в учебниках значение 1,2/0,7/0,4/0,3 В для диодов на основе GaAs/Si/Шоттки/ Ge. Таких порогов нет, это есть обман нашего воображения в картине ВАХ линейного масштаба на одну декаду (см. рис. 1).

На рис. 3, а—рис. 3, в приведена полная ВАХ импортного диода BAV99 (отечественный аналог — 2Д707-А9).

Автор документа разделил ВАХ даже на три графика, хотя при токе менее 1 мкА ВАХ продолжается с тем же наклоном, просто нужно было принци-

активное сопротивление материала кристалла и термические процессы с деградацией общей проводимости. Можно брать любой фрагмент этой длинной ВАХ на одну декаду, и при переводе её в линейный график на эту декаду визуальным получим то самое изображение из учебников с некоторым пороговым напряжением, но на каждую декаду своё значение. Но если смотреть на ВАХ в целом, не сможем найти пороговое напряжение, поскольку его нет.

Вывод: ВАХ диодов в линейном масштабе по току мало информативна, поскольку она иллюстрирует в лучшем случае 1...10 % всех физических процессов в изделии. Также, если ВЧ-параметры диода зависят от тока, нужно проводить измерения при изменении тока в интервале нескольких порядков.

Поскольку ВАХ — это зависимость протекающего тока от приложенного напряжения, наверное, можно судить о сопротивлении диода, ведь с резисторами это получается хорошо.

3. Сколько сопротивлений у диода?

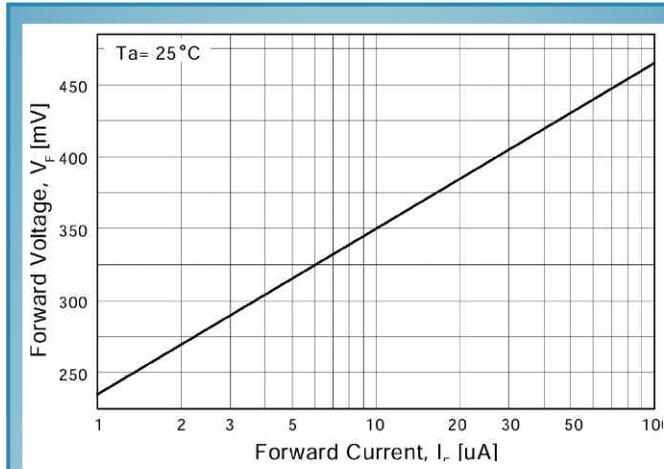
О сопротивлении диода общеобразовательная и простая профессиональная литература любит молчать, хотя при анализе схем оно является чуть ли

Тип диода	2Д408А	2Д503А	2Д514А	2Д922х	1N270	AA113	1Д508А	Д18/Д20	ГД402Б	Д9В	Д2В	Д2Д	Д311	КД419Б	КД512А	КА201	КА109	1N4148	ВАТ48	ВАТ48	ВАТ42	
										Д9В												
хороший																						
критический																						
Ипр, мкА	Ипр, мВ																					
при Т = 298 К																						
30	530	520	410	210	240	120	200	140	130	90	80	65	50	150	500	85	65	423	135	165		
100	600	570	460	240	280	170	230	190	170	140	115	88	210	550	130	110	485	175	205			
300	660	600	510	270	330	220	270	260	220	200	190	180	125	260	180	150	540	205	235			
1 000	700	660	590	310	420	360	320	350	280	300	290	275	170	350	670	230	210	605	235	270		
3 000	760	720	700	360	610	560	380	480	340	410	470	430	215	540	740	315	250	665	270	305		
6 000	780	760	765	400	710	790	430	590	400	500	670	555	255	800	800	410	350	710	290	335		
9 000	810	800	830	430	740	960	470	660	410	580	820	660	280	1 100	850	500	430	735	300	360		
любр. нА при -2 В																						
Т = 298 К	0,2	0,2	2	3	2	150	15	50	350	400	2000	20000	700	15	5	15000	7...150	1	20	7		
буст, нс	<20	<2	<1	<1	<10	<20	<5	2...3	<10	650	<15	<15	8	<1	<2	<<1	<<1	<2	<20	<8		
импл, мА	4	2	2	3	2,5	2,5	4	2,5	3,3	2,5	2,5	3	3,5	2,5	2	3	3	2	3	3		
твост, нс	20	3	<1	<1	3	5	3	3	4	15	5	15	6	<1	<1	<1	<1	3	8	4		
тхвост, нс	60	15	0	0	0	0	0	15/20	>>100	>>100	10	50	5	0	0	0	0	15	10	5		
Ипр, мкА	R дифф, Ом на частоте 1 МГц																					
при Т = 298 К																						
0	>100 к	>100 к	>100 к	>30 к	>20 к	>20 к	>20 к	>20 к	>10 к	>10 к	12 800	3 200	1 428	>30 к	>100 к	10 112	6 080	>100 к	12 800	53 к		
30	738	1 040	1 152	853	1 040	1 152	1 214	1 280	1 040	1 152	1 040	1 280	941	1 040	1 600	1 040	1 040	1 697	941	1 040		
100	227	320	356	312	394	529	337	504	394	504	480	582	320	457	480	394	457	504	356	271		
300	77	151	175	128	187	271	139	241	151	271	256	256	139	200	175	151	162	175	107	96		
1 000	27	53	98	30	119	151	53	107	55	128	162	151	45	128	60	58	58	60	30	30		
3 000	9,3	22,1	42,2	19,6	76,8	101,5	25,3	52,8	25,3	60,9	117,2	86,5	22,1	96,4	32,0	40,5	34,5	20,4	11,6	12,4		
6 000	6,2	13,2	20,4	14,0	20,4	76,8	17,2	35,4	16,4	40,5	96,4	67,4	12,4	96,4	23,7	29,5	32,0	12,4	7,7	9,3		
9 000	3,8	10,8	15,6	12,4	11,6	65,5	14,8	19,6	11,6	32,0	88,5	58,2	9,3	96,4	15,6	29,5	32,0	9,3	4,6	7,7		

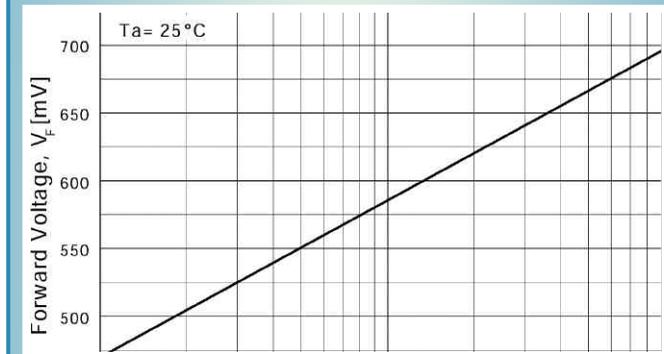
не главным параметром для правдоподобного описания работы узла. С помощью ВАХ в линейном масштабе (см. рис. 1) можно объяснить работу медленной диодной логики и выпрямителя блока питания, всё остальное, "более высокое", останется в тумане, даже объяснение работы простого детекторного приёмника получается не очень убедительным.

Если рассмотреть состояние узла в статике и не допускать воздействия (сигналы, шумы), можно допустить расчёт сопротивления диода в одной отдельно взятой точке на ВАХ. Например, на ВАХ диода Д311 (см. рис. 1) для точки с параметрами $I = 10 \text{ mA}$, $U = 0,3 \text{ V}$ мы найдём статическое сопротивление диода $R_{ст} = 0,3 \text{ V} / 10 \text{ mA} = 30 \text{ Ohm}$ в цепи с последовательным токоограничивающим резистором и мультиметром. Мы это так измеряем, и вроде мир не рухнул. В точке $30 \text{ mA} / 0,4 \text{ V}$ такой расчёт даёт сопротивление 13 Ohm , а в точке $70 \text{ mA} / 0,5 \text{ V}$ сопротивление будет $7,1 \text{ Ohm}$. С помощью этих данных можно рассчитать рассеиваемую мощность по постоянному току, которой диод и резистор нагреются. Но на большее такой подход не годится, как только на диод подадим радиосигналы и перепады напряжения, узел отзывается якобы нарушением закона Ома, и расчёт сопротивления в одной точке ВАХ для оценки работы конкретного узла при различных воздействиях не даст объяснения происходящему.

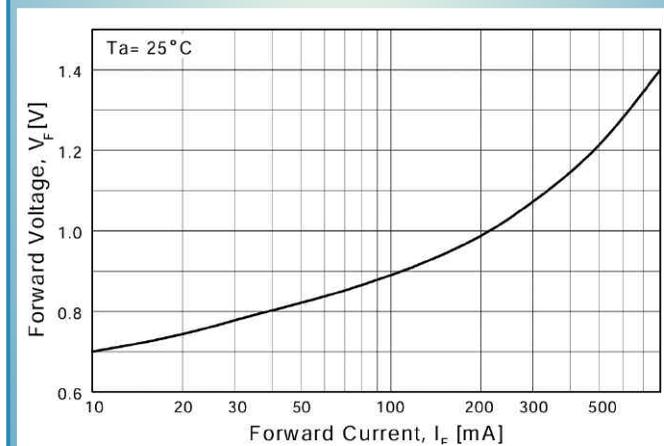
Допустим, мы подаём на диод Д311 в рабочей точке $30 \text{ mA} / 0,4 \text{ V}$ некоторый сигнал с размахом по напряжению $\pm 100 \text{ mV}$. Это вызывает в сторону снижения изменение тока на -20 mA , а в сторону увеличения — изменение тока на $+40 \text{ mA}$. Получается, что диод ведёт себя в одну сторону как резистор с сопротивлением 5 Ohm ($-100 \text{ mV} / -20 \text{ mA}$), а в другую сторону — с сопротивлением $2,5 \text{ Ohm}$ ($+100 \text{ mV} / +40 \text{ mA}$). И какое сопротивление тут указать для точки $30 \text{ mA} / 0,4 \text{ V}$? Наверное, кое-что среднее,



а)



б)



в)

Рис. 3

предполагая арифметическое среднее $(5 + 2,5) / 2 = 3,75 \text{ Ohm}$, и это уже довольно близко к правде. При нелинейных графиках невысокого порядка искривления с хорошей точностью работает среднее геометрическое значение по формуле $R_{дср} = (R_{мин} \times R_{макс})^{1/2} = 3,5 \text{ Ohm}$. То есть в рабочей точке $30 \text{ mA} / 0,4 \text{ V}$ диод Д311 отзывается на небольшое воздействие (сигнал) с усреднённым сопротивлением $3,5 \text{ Ohm}$, но явно не как резистор сопротивлением 13 Ohm из расчёта для статического состояния.

Так как при расчёте сопротивления при динамическом воздействии используется разность напряжений и токов диода в двух точках ВАХ, это сопротивление получило название дифференциальное сопротивление (differential resistance), иногда его называют динамическим сопротивлением. Оно рассчитывается по формуле $R_{дифф} = (U_2 - U_1) / (I_2 - I_1)$, и если брать из примера крайние две точки, то получаем $R_{дифф} = (0,5 \text{ V} - 0,3 \text{ V}) / (70 \text{ mA} - 10 \text{ mA}) = 0,2 \text{ V} / 60 \text{ mA} = 3,3 \text{ Ohm}$. Конечно, результат будет более правдоподобным при уменьшении расстояния между точками, в математике это есть переход к дифференциальному исчислению. В этом случае выражение для $R_{дифф}$ примет вид $R_{дифф} = \Delta U / \Delta I$, и при стремлении Δ к нулю оно принимает вид $R_{дифф} = dU / dI$, и продолжением было бы дифференциальное уравнение (формула Шокли). В соответствии с ним получаем экспоненциальную зависимость сопротивления от напряжения или красивую обратнопропорциональную зависимость сопротивления от тока

$$R_{дифф} = nU_i \cdot e^{-(U_i/nU_i)} / I_s(T),$$

или

$$R_{дифф} = nU_i / I_d. \quad (2)$$

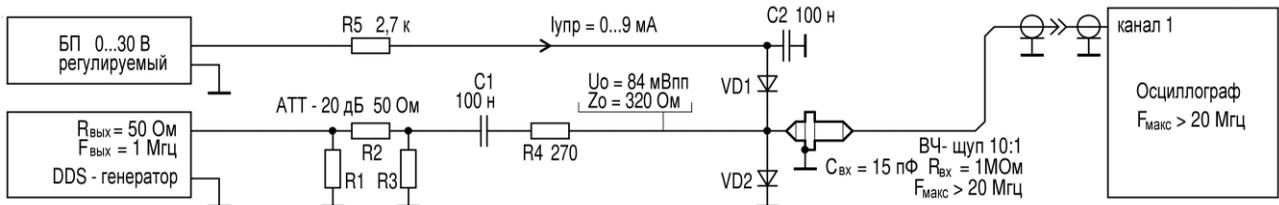


Рис. 4

Если предполагать $n = 1...2$ у диодов при токе 1 мА, следует ожидать $R_{\text{дифф}} = 25...50$ Ом при комнатной температуре. Однако на практике мы видим более широкий интервал, и это связано с тем, что действуют ещё другие факторы, о которых в формуле Шокли при статическом режиме не было речи. Поэтому в литературе не найти "общепринятых" формул для $R_{\text{дифф}}$ в годном для практики виде. К примеру, сам корректирующий коэффициент n может зависеть от тока, напряжения или частоты и интервала времени при воздействии, и получается искажение корректирующего фактора в широких пределах. В отечественной литературе закреплена формула

$$R_{\text{дифф}} = U_i/I_d + R_0 \quad (3)$$

В этой формуле индивидуальные конструктивные и динамические свойства относятся к сопротивлению базы R_0 (обобщённое сопротивление кристалла). К сожалению, такая методика привела к странным выводам о якобы существенном индуктивном импедансе диодов при некотором токе в определённом диапазоне частот, но об этом далее.

На частотах выше 1 МГц, и особенно выше 30 МГц, вступает в силу ещё один существенный механизм проводимости диода при заданном постоянном токе. Диоды, в зависимости от конструкции кристалла и зон проводимости, могут накопить заряд как буферный резерв, и поэтому такие диоды с ростом частоты показывают существенное снижение сопротивления, даже менее $R_{\text{дифф}}$ по прикидочному расчёту. К этим диодам относятся коммутационные диоды серий КД407, КД409, ВА277, 1SS135, а также рпн-диоды серий КД413, КД420, КА517, ВА479 и др. Из-за накопленного заряда эти диоды могут пропускать ВЧ-ток значением в разы больше прямого постоянного тока, ещё без искажений и с малыми потерями, но частота сигнала должна быть достаточно высокой.

Измерения $R_{\text{дифф}}$ проводились по схеме, показанной на рис. 4, на частоте 1 МГц, когда эффект от накопленного заряда ещё не заметен, результаты приведены в размещённой выше таблице.

Током через диоды в интервале 0...9 мА осуществляется управление $R_{\text{дифф}}$, а ВЧ-сигнал поступает на два диода, включённых встречно-параллельно. Это существенно снижает искажения и усредняет результат измерения. Сопротивление было рассчитано исходя из импеданса источника сигнала — 320 Ом, размах напряжения сигнала

без нагрузки — 84 мВ, и измеренного напряжения на диодах при различном значении тока покоя. Размах сигнала 84 мВ был выбран исходя из получения лучшей читабельности на экране осциллографа, но более 100 мВ без нагрузки (диодов) подавать нежелательно. Все

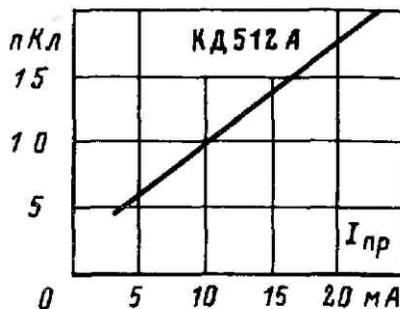


Рис. 5

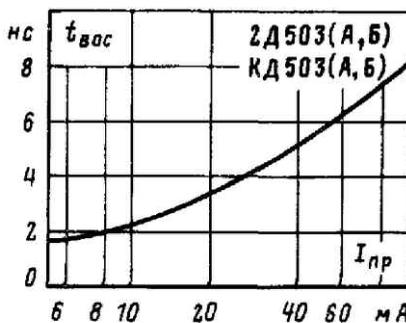


Рис. 6

приборы стенда питались от сети 230 В через синфазный фильтр, что позволило на цифровом осциллографе (АЦП 12 разрядов) шумом 10:1 регистрировать наличие сигнала размахом 500 мкВ без помех.

Кроме измерения $R_{\text{дифф}}$, ещё было подтверждено принципиальное обстоятельство возникновения искажений в управляемых аттенуаторах. Когда общее дифференциальное сопротивление параллельных для сигнала диодов равняется $R_4 + R_0 = 320$ Ом (R_0 — выходное сопротивление источника сигнала), возникает максимум искажений IM_2 и IM_3 . В этом случае это происходит при токе 60...150 мкА для разных ВЧ-диодов, когда коэффициент передачи

–6 дБ. В этом тесте при размахе сигнала 42 мВ на выходе присутствовали максимальные искажения сигнала с АМ 50 % на уровне –43...–37 дБ, в зависимости от типа диода. При токах управления 30 мкА или 300(1000) мкА искажения IM_3 уменьшаются до уровня –60(–80) дБ, и это не зависело от типа диода. Такая схема хороша для использования в управляемом аттенуаторе системы АРУ в солидном приёмнике (так сделано в приёмнике ЕКД300). Так как максимум искажений возникает при коэффициенте передачи –6 дБ, когда сигналы ещё малы, уровень IM_3 остаётся ниже –60 дБ. На частотах выше 30 МГц целесообразно применить рпн-диоды. Их способность накопить заряд и не дать покинуть i -зону в течение нескольких микросекунд минимизирует искажения при любом состоянии аттенуатора.

Дифференциальное сопротивление играет важную роль в коммутаторах сигнала. К примеру, для переключения диапазонных фильтров на входе приёмника на диоды подают ток не менее 1 мА ($R_{\text{дифф}} = 20...50$ Ом), в серьёзной РЭА ток 10...20 мА ($R_{\text{дифф}} = 5...2$ Ом), и коммутатор не уменьшит динамический диапазон приёмника. Аналогично диодный смеситель можно понимать как диодный коммутатор, который в ритме гетеродинного сигнала меняет коммутацию радиосигнала по фазе ($0^\circ/180^\circ$), что образует на выходе новые сигналы, в том числе и на полезной промежуточной частоте. В любом коммутаторе важно, чтобы сопротивление ключа было малым относительно сопротивления источника и нагрузки, не только по вопросу затухания, а ещё по интермодуляции. Поэтому в диодных смесителях нужно применять диоды с малым $R_{\text{дифф}}$ при разумном токе сигнала гетеродина. По данным приведённой выше таблицы станет понятно, что детекторные диоды серий Д2, Д18, Д20, АА113, 1N270, КД419 — не самый удачный выбор для смесителя, а по диодам серии Д9 много вопросов.

4. Ключевой режим

4.1. Время установления прямого тока

Прямой ток считают установившимся, когда дифференциальное сопротивление диода дошло до значения, соответствующего статической ВАХ. Можно считать время установления прямого тока как временной интервал, при котором фактор, мешающий установлению

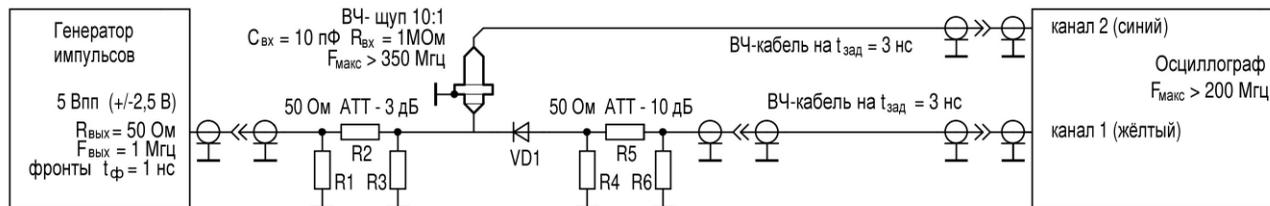


Рис. 7

$R_{\text{дифф}}$, устранён на 70 %. Таким фактором, в первую очередь, является отсутствие носителей заряда в пространстве кристалла при выходе из обесточенного состояния.

Процесс включения диода является прогрессивным, при котором растёт проводимость диода, и это улучшает условия для завершения процесса. Поэтому длительность фронта у быстродействующих ВЧ-диодов ограничена в основном элементами его обвязки. У каждого типа диода есть свой оптимальный ток для получения фронта минимальной длительности. У малосигнальных ВЧ-диодов этот оптимальный ток составляет несколько миллиампер, у детекторных диодов он явно менее 1 мА.

В самом начале процесса включения сопротивление диода ещё высокое, следовательно, ток небольшой и увеличивается со временем. Если через детекторные диоды серий Д18 и Д20 пропускать "ненужный" ток 10...20 мА, то включение будет продолжаться бесполезно долго — 15...20 нс. Когда в 1960-е годы диоды серии Д20 использовались в ЭВМ, это могло представлять интерес. Однако в детекторах таких токов нет, поэтому там эти диоды включаются за 1...2 нс. С подобными параметрами нужно соотносить условия эксперимента и сопоставить с условиями в реальном узле.

У выпрямительных диодов для блоков питания процесс включения может продолжаться в течение микросекунд, и в эту категорию попадают диоды серии Д9. Этот процесс напоминает начало протекания тока через катушку индуктивности, и с неудачным набором измерительной техники можно измерить якобы существенное индуктивное сопротивление диода. Но обратного выброса напряжения при выключении тока, как у индуктивностей, не наблюдается, поэтому такая интерпретация некорректна.

4.2. Время восстановления

Намного сложнее ситуация обстоит со спадом тока (выключением диода). В объёме р-п-перехода во время протекания тока накапливаются носители заряда, и в некоторых диодах этот заряд может быть значительным. Чем больше ток, тем больше накопленный заряд. В документации иногда приводится зависимость накопленного заряда от постоянного тока до момента выключения (рис. 5).

По этому примеру заряд 6 пКл от ранее протекающего тока 5 мА рассеивается (отводится) в упрощённом расчёте током 1 мА за 6 нс, и если напряжение выключения от источника напряжения составляет 1 В, то это про-

зойдёт через резистор 1 кОм, и это — вполне реалистичный сценарий для наших радиолюбительских узлов. У коммутационных диодов серий КД407 и КД409А накопленного заряда в 70 раз больше, чем у диода КД512А, а у рп-диода серии КД413 даже в 700 раз больше.

С отключением постоянного тока стремительно закрывается возможность отводить оставшиеся носители заряда, и они по-прежнему способны передавать переменный ВЧ-сигнал. Рассасывание зарядов замедляется с уменьшением заряда, поэтому это самотормозящийся процесс. Только у

щего тока по примеру, показанному на рис. 6, но редко приводятся условия эксперимента.

Логарифмическая ось по току значительно освещает природу этого параметра. Большой прямой ток увеличивает время восстановления диода после момента отключения тока. Здесь кроется противоречие при желании улучшить диодные смесители по параметру $R_{\text{дифф}}$ (уменьшить затухание и искажения), если для этого предполагается увеличить мощность (ток) гетеродина. Эти зависимости обычно снимают при малых сопротивлениях источников тока и обратного напряжения и нагрузке около 50 Ом, поэтому указанное время восстановления можно считать объективным для большинства практических ВЧ-узлов.

Ещё одним важным моментом является то, как осуществляется переключение диода, однополярным или биполярным напряжением. Если напряжение переключения меняет полярность на диоде, это способствует завершению рассасывания накопленного заряда и восстановлению отсутствия проводимости. Многие практические узлы именно так и работают. В приведённой выше таблице измерения параметров диодов приведены в соответствии со схемой на рис. 7 с управляющим биполярным сигналом ($\pm 2,5$ В).

При разработке таких измерительных стендов нужно учитывать время распространения сигналов в соединительных кабелях и предусмотреть их принудительное согласование, в том числе для случая, когда диод вызывает резкие скачки по импедансу. Источником сигнала в составе ВЧ-генератора в этом стенде являются шесть параллельно соединённых элементов НЕ (микросхема 74АС04 при напряжении питания $\pm 2,5$ В), обеспечивающих длительность фронта сигнала не более 1 нс. Для согласования с кабелем импедансом 50 Ом к обобщённому выходу элементов НЕ последовательно подключён резистор сопротивлением 47 Ом. Для домашней лаборатории это самый простой вариант обеспечить предсказуемый тестовый сигнал из подручных компонентов. В этом случае на диод поступает напряжение размахом ± 880 мВ, что вызывает прямой ток в несколько миллиампер, и это соответствует реальным режимам во многих практических узлах.

В осциллограммах, которые показаны далее для разных диодов, видно, какой сигнал образуется на выходе. Синим показан выключающий сигнал, жёлтым — сигнал на выходе диода, где положительный выброс свидетельству-

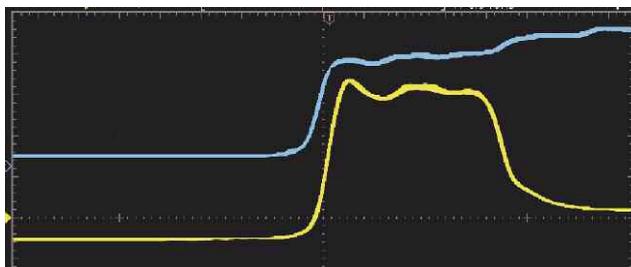


Рис. 8



Рис. 9

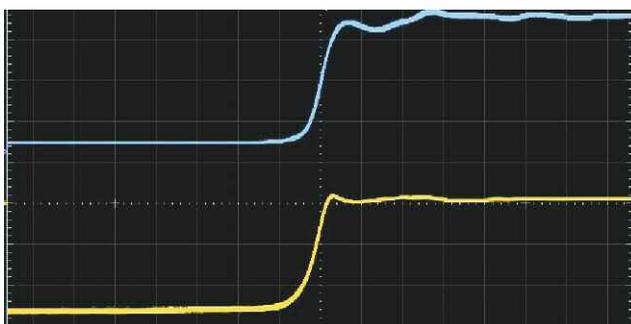


Рис. 10

диодов с узким р-п-переходом он может сработать как качественный конденсатор, и с элементами обвязки можно повлиять на скорость процесса. В зависимости от предназначения диода и накопленного заряда рассасывание накопленных носителей заряда может продолжаться от нескольких микросекунд для низкочастотных выпрямителей и до десятка пикосекунд для детекторов СВЧ-сигналов сантиметрового диапазона. В документации часто найдём графики зависимости времени восстановления от протекаю-

ет о процессе рассасывания накопленного заряда. Все осциллограммы показаны в масштабе 5 нс/дел.

Коммутаторные диоды серии КД409 (и аналогичные) отличаются огромным накоплением заряда (рис. 8), это касается и рpn-диодов, поэтому они не пригодны для быстродействующих коммутаторов (время выключения более 50 нс). У рpn-диодов оно может

время импедансом 200 Ом мало мешает на частотах до 30 МГц. В литературе иногда бывает путаница с диодом ГД507, который более медленный и больше подходит для импульсных узлов среднего быстродействия (до 10 МГц).

Диоды серий Д18 и Д20 (рис. 12) с размазанным пиком закрываются в течение 20...25 нс. При работе в

4.3. Встречно-параллельное включение диодов

Другая группа схем практических узлов предусматривает встречно-параллельное включение диодов, что имеет место в ограничителях и смесителях. Измерение параметров диодов проводилось на стенде, схема которого показана на рис. 15.

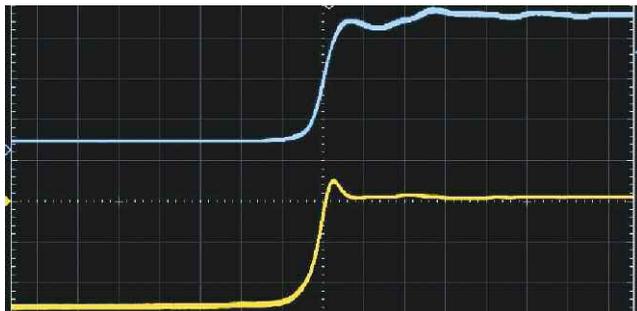


Рис. 11

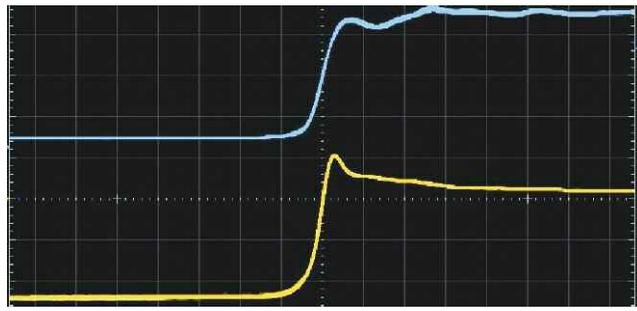


Рис. 12

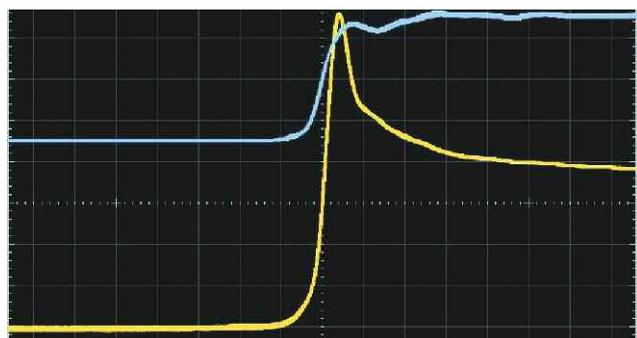


Рис. 13



Рис. 14

достигать 1...10 мкс. Этот интенсивный процесс приводит к заметной просадке напряжения источника сигнала (синий).

Диффузионный диод серии КД503 (рис. 9) по динамике близок к семейству планарных кремниевых диодов общего назначения, таких серий как 1Н914, 1Н4148, КД519—КД522. Доминирующий импульс рассасывания зарядов длится 4 нс, что нам и приводят в документации. Похожую по виду картину найдём для диода Д311, только в два раза более длительную, восстановление завершается на 90 % за 8 нс, полное восстановление достигнуто спустя ещё 12 нс.

ВЧ-диод Шоттки серии 2Д922 (рис. 10) практически не накапливает заряды, чтобы это мешало его работе на частотах до 200 МГц. Подобную динамику ещё найдём у детекторного ВЧ-диода Шоттки серии 2Д419 и у эпитаксиально-планарных диодов с уменьшенным кристаллом и улучшенными контактами с кристаллом (серий КД512, КД514), а также у СВЧ-диодов серий КА201, КА109 и КА104.

Приятным сюрпризом является диод 1Д508А (рис. 11) с малым зарядом накопления и быстрым рассасыванием за 3 нс. Процесс до полного закрытия в течение 10 нс малозаметен, и в смеси-

АМ/ЧМ-детекторах с малыми токами останется только короткий пик длительностью 2...3 нс, что позволит этим диодам работать в видеодемодуляторе на частотах до 50 МГц без особой деградации. Диод Д20 работает на 20 % медленнее диода Д18, и на частотах до 11 МГц они взаимно заменяемы.

Диод ГД402Б (рис. 13) в начале 1970-х годов в справочниках был заявлен как смесительный диод до частоты 60 МГц. Позже эта классификация поменялась на ВЧ-детектор, а потом как универсальный диод, что более соответствует измеренным параметрам. Этот диод только спустя 150 нс закрывается полностью. Узкий пик длительностью 5 нс обеспечивает рассасывание только половины заряда. Поэтому этот диод может качественно работать в импульсном режиме только на частотах до 1 МГц.

Диод Д9В (рис. 14) в своё время стал универсальным изделием в советской бытовом РЭА, и практически все диодные смесители строились с ним, как и АМ-демодуляторы. По времени восстановления этот диод похож на диод ГД402, однако, в отличие от него, в диоде Д9В процесс включения значительно медленнее (об этом далее).

Без диодов на выходе аттенюатора R1—R3 присутствует сигнал размахом ± 700 мВ (рис. 16) от источника импедансом 50 Ом (жёлтый, 200 мВ/дел.), сигнал с частотой 10 МГц от DDS-генератора (рис. 16, синий, 5 В/дел.) синхронизирует изображение (10 нс/дел.). Аттенюатор с затуханием 10 дБ обеспечивает необходимое КСВ для кабеля при низком значении сопротивления при динамической работе диодов. Тест был проведён с помощью импульсного сигнала, чтобы выявить проблемы диодов, которые с синусоидальным сигналом могут "спрятаться" в пологом наклоне. Здесь не стояла задача ограничить синусоидальный сигнал.

С ВЧ-диодом Шоттки 2Д419Б (рис. 17), согласно ожиданиям, получена образцовая картина, на частотах до 100 МГц этот диод ничего "не портит". Размах сигнала ± 570 мВ указывает на ток $\pm 2,6$ мА, и это хорошо совпадает со статической ВАХ, выбросы, пики и провалы не отмечены. Для этого диода такой ток уже предельный для качественной работы, но многие задачи в малосигнальных узлах этим обеспечиваются. Для токов до 15 мА следует применить диод КД922 с тем же качеством.

Приятный сюрприз предоставил диод 1Д508А (рис. 18), который при токе ± 6 мА соответствует своей стати-

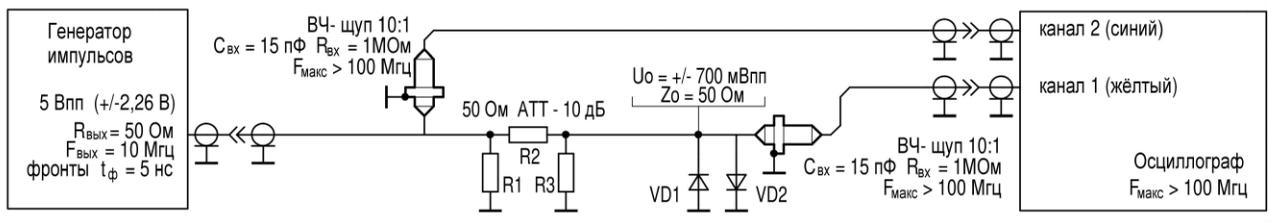


Рис. 15

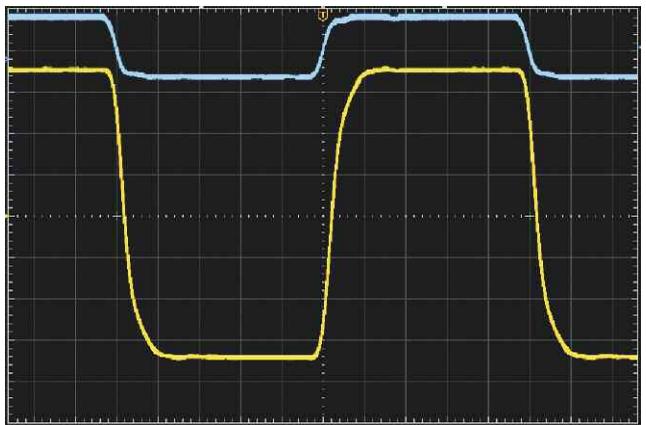


Рис. 16



Рис. 17

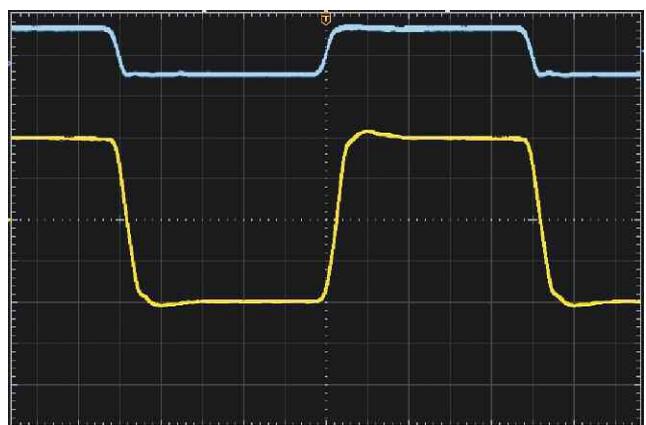


Рис. 18



Рис. 19

ческой ВАХ при напряжении $\pm 400 \text{ мВ}$. Процесс включения для такого тока завершается за 5 нс после окончания фронта. Это указывает на возможность его применения в балансных смесителях до частоты 30 МГц в качественной аппаратуре. Нужно сказать, что сразу после подачи сигнала напряжение составляло $\pm 430 \text{ мВ}$, и, очевидно, усреднённый ток 3 мА вызывает разогрев кристалла на 15...20 °С, при длинных выводах термическое равновесие достигнуто за 30 с.

Из импортных диодов Шоттки для импульсных узлов подойдёт диод BAT42 (рис. 19), который можно отнести уже к ВЧ-диодам, хотя его ёмкость 10 пФ во многих случаях может оказаться ме-

шающей. При напряжении $\pm 310 \text{ мВ}$ протекает ток $\pm 8 \text{ мА}$, и это тоже соответствует статической ВАХ при небольшом разогреве диода. Однако фронт и спад стали более крутыми, чем у тестового сигнала, и также колебательные процессы указывают на резонанс в диоде при длинных выводах по 2,5 см и высокой добротности собственной ёмкости диода. После укорачивания выводов выбросы из-за резонанса исчезли, фронты "округлились". Но незначительный выброс длительностью 5 нс после окончания фронта остался. Этот диод будет хорошо работать как ограничитель на частотах до 30 МГц в узлах с импедансом 50 Ом. В АМ-демодуляторах этот диод работает хорошо, если сгла-

живающий конденсатор будет ёмкостью более 1 нФ, искажения с уровнем -50 дБ получить несложно, но обеспечить меньшие искажения мешает большая ёмкость диода при обратном напряжении.

Диод Д311 (рис. 20) при значительных токах показывает самое малое напряжение — это $\pm 260 \text{ мВ}$ при токе $\pm 8,8 \text{ мА}$, и это чётко совпадает со статической ВАХ с учётом небольшого разогрева кристалла. У этого диода накопленный заряд относительно большой, время установления проводимости и время восстановления у этого диода совпадают (около 8 нс при таком токе). Поэтому эти диоды в паре показывают искривлённые фронт и спад, а при

длинных выводах образуется резонанс на УКВ, когда один диод набирает проводимость, а у другого накопленный заряд рассасывается. В этих обстоятельствах не кажется целесообразным подавать на смеситель на этих диодах импульсный сигнал гетеродина. На рис. 21 показан сигнал на диодах в реальной схеме кольцевого смесителя, где разводка проводников на плате имеет минимальную длину. Исходный сигнал гетеродина — идеальный синусоидальный размахом 1200 мВ, он подаётся через резистор, ток двух диодов в максимуме сигнала гетеродина — по 1,2 мА.

малым ёмкостным импедансом всех диодов, и в этой фазе смеситель имеет низкий импеданс в состоянии короткого замыкания. Поэтому смесители с этим диодом показывают отличный результат только до частоты 15...18 МГц при синусоидальном сигнале гетеродина, с ростом частоты уменьшается импеданс смесителя. С диодами 1Д508А (КД922) этот эффект наблюдается на частотах более 30 (200) МГц.

Диод Д9В (рис. 22,а) показал удивительный сигнал в ограничителе (200 мВ/дел), который очень похож на сигнал с диодом 2Д419Б. Неужели с диодом Д9 всё так хорошо? Напряже-

Только спустя 2 мкс (!) после появления фронта устанавливается малое сопротивление диода, а 650 нс — это и есть время установления 65 % прямого тока и $R_{дифф}$. Поэтому этот диод даже на частоте 465 кГц уже отстаёт от других диодов по эффективности. Он предназначен для рабочей частоты менее 100 кГц, о чём изначально в 1960-х годах было заявлено и указано на "медленное" включение этого диода.

А как же этот диод работает в балансном смесителе в приёмниках "Океан" (и других) даже до частоты 18 МГц в экспортных вариантах? Очевидно, что "медленное" сопротивление

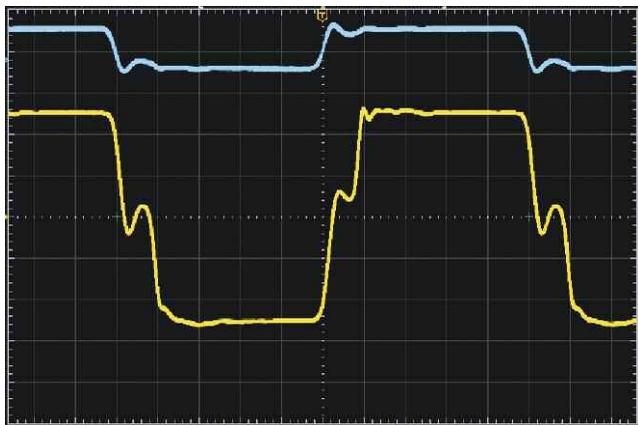


Рис. 20

Хорошо видны ограничение синусоидального сигнала, подавление чётных гармоник из-за симметричности смесителя, но и после каждого фронта виден "лишний" небольшой подъём амплитуды сигнала. Это как раз те 8 нс времени включения диода с небольшим влиянием паразитных индуктивностей в симметричных трансформаторах смесителя. У этого смесителя на каждом фронте "выпадает" 10 нс, как "слепая" фаза с

ние размахом ± 550 мВ указывает на ток ± 3 мА. Но статическая ВАХ показывает напряжение 410 мВ при таком токе. Это превышение на 140 мВ свидетельствует о наличии в диоде некоторого мешающего сопротивления около 46 Ом. При внимательном рассмотрении виден небольшой спад обеих вершин импульса. При уменьшении частоты в 100 раз (до 100 кГц) (рис. 22,б) станет понятно, в чём проблема с этими диодами.

объёма кристалла и контактов присутствует на КВ всё время сигнала и мешает низкоомной коммутации с "подлинным" дифференциальным сопротивлением. За период гетеродинного сигнала выпадает из действия диода около 32 нс из-за ёмкостного короткого замыкания. Поэтому на частоте 18 МГц только 42 % времени имеется стабильная коммутация. Если это перевести в потери, выходное напряжение смесите-

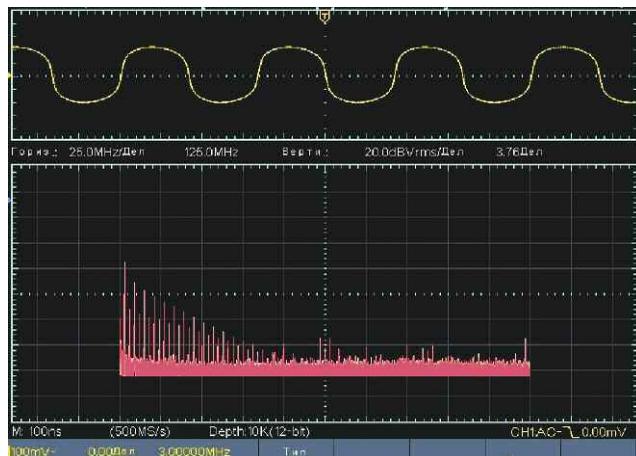
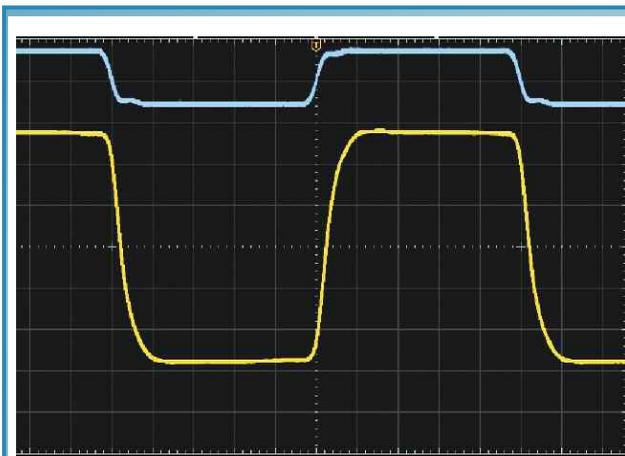
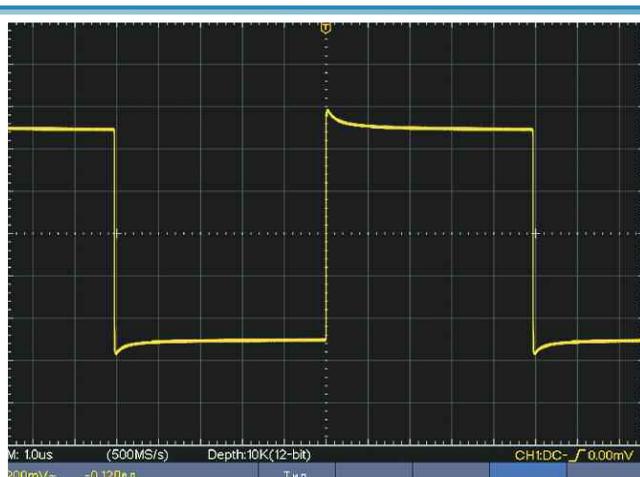


Рис. 21



а)



б)

Рис. 22

ля уменьшается до 42 % (от идеала), и увеличивается затухание смесителя на 7...8 дБ. Это не очень хорошо, но ещё не провально. Но при этом "плохое дополнительное" сопротивление в десятки ом вызывает затухание ещё 2...3 дБ по коммутации, уменьшает ток диодов, что тоже даст затухание на 2...3 дБ. Поэтому на частоте 18 МГц этот смеситель не "додаёт" сигнала на 12...15 дБ по сравнению с правильно "составленным" смесителем. С диодом Д311 на частоте 18 МГц имеем "слепую" фазу по времени коммутации примерно 36 %, а сама коммутация стала в два раза эффективнее, в итоге доработанный на диодах Д311 смеситель имеет на 6...9 дБ меньше затухание, чем смеситель на диодах Д9В.

5. Обобщённые характеристики диодов для их применения в настоящее время

5.1. Диоды серии Д2

Эти диоды имеют в целом отличные параметры для работы на частотах до 15 МГц, а заявленная работа до 150 МГц зависит от многих обстоятельств в конкретном узле. Подведёт обратный ток этого диода при применении в ламповой аппаратуре. При комнатной температуре обратный ток 2 мкА можно считать приемлемым. Эти диоды более позднего выпуска имеют небольшой стеклянный корпус (как у диодов серии Д9), и по результатам проверки можно сказать, что у них и кристалл, и игольчатый контакт другие, да и обратный ток у них в десять раз больше. Поэтому для ремонта старой аппаратуры нужно использовать диоды старого образца и обязательно измерить обратный ток. Замена в ламповой технике на другой тип проблематична, так как германиевые диоды более поздних лет выпуска имеют не столь большое обратное напряжение. В приёмниках с большим усилением тракта ПЧ для замены подходят кремниевые диоды серий Д101—Д106, и при этом следует проверить настройку УПЧ на лучшую АЧХ. В детекторных приёмниках этот диод можно применить, если импеданс контура не крайне высок (малая индуктивность, большая ёмкость, большая антенна).

5.2. Диоды серии Д9

Эти диоды лучше не использовать в ВЧ-узлах, так как не удастся "добраться" до дифференциального сопротивления. Согласно статической ВАХ при токе 3 мА имеемся $R_{\text{дифф}} = 40 \text{ Ом}$, а при измерении на частоте 1...10 МГц получается $R_{\text{б}} + R_{\text{дифф}} = 60...85 \text{ Ом}$ из-за медленного включения. Однако в некоторых случаях это может быть полезным. Это уменьшит начальный бросок тока в маломощных выпрямителях ИБП, если частота преобразования не превышает 100 кГц, что снизит помехи. В детекторных приёмниках этот диод работает вполне удовлетворительно в узлах со средним импедансом входного контура и нагрузкой.

В приёмниках диод серии Д9 целесообразно заменить в смесителе диодами ГД402 (небольшое улучшение) или диодами серий Д311, 1Д508А. При их установке в цепь сигнала гетеродина надо установить резистор сопротивлением 62...120 Ом, чем восстанавливается условие нагрузки для гетеродина. В АМ-демодуляторе диоды серии Д9 можно заменить диодами серии Д311 при проверке на малый обратный ток или диодами серий ГД402, Д18, Д20 в приёмниках с большим усилением и размахом сигнала на входе демодулятора.

5.3. Диоды серии ГД402

Эти диоды можно воспринимать как улучшенный вариант диодов серии Д9, они избавлены от медленного набора проводимости при включении и точно попадают в категорию ВЧ-диодов. По времени восстановления они аналогичны диодам серии Д9, поэтому их применение взамен диодов Д9 в балансном смесителе решит только проблему завышенного общего сопротивления на КВ и даст на 2...3 дБ улучшение по затуханию из-за низкого значения $R_{\text{дифф}}$. Ёмкость диодов серии ГД402 немного меньше, чем у Д9, и этот диод даст полноценный результат в АМ-демодуляторе после УПЧ. Однако обратный ток мешает получению крайне малых искажений. В детекторном приёмнике этот диод работает при среднем и высоком импедансах, если его подобрать по малому обратному току (менее 10 мкА). Этот диод хорошо работает в управляемом аттенуаторе и коммутаторе, так как имеет малое дифференциальное сопротивление.

5.4. Диоды серии Д311

Эти диоды по-своему уникальны и по своим параметрам идеально подходят для применения в устройствах на германиевых транзисторах при малом напряжении питания. Этот диод имеет на 50...100 мВ меньшее прямое напряжение, чем остальные хорошие ВЧ-диоды. При этом и дифференциальное сопротивление небольшое, а быстрействия достаточно для диапазона частот до 18 МГц. Поэтому с этим диодом можно "пробудить" любой вяло работающий АМ-радиоприёмник. В детекторных приёмниках этот диод не особо эффективен, поскольку и при нулевом смещении он обладает относительно малым дифференциальным сопротивлением. Зато в АМ-демодуляторах после УПЧ этот диод ещё при малом размахе сигнала переходит в выраженный выпрямительный режим и "выдаёт" аудиосигнал с малыми искажениями. Однако в большинстве приёмников последний LC-контур тракта ПЧ имеет большой импеданс ради получения максимального усиления, и это мешает диоду Д311 при большом размахе сигнала обеспечить крайне малые искажения. Чтобы при размахе сигнала 10...12 В искажения остались уверенно ниже -60 дБ, нужно снизить импеданс этого LC-контура до 6...8 кОм. По обратному току этот диод, к сожалению, не совсем

хорош (500...800 мкА) и его применение ограничено до температуры +35 °С внутри аппаратуры.

5.5. Диоды серий Д18, Д20

Эти диоды изначально позиционировались как слаботочные импульсные и детекторные, дифференциальное сопротивление у них не на первом месте. Поэтому в смесителях они показывают явно посредственный результат. Зато в ВЧ-выпрямителях они практически вне конкуренции, если размах сигнала не менее 3...4 В. Обратный ток на порядок меньше, чем у диодов серий ГД402, Д9, Д311, и это существенно облегчит получение крайне малого уровня искажений в АМ-демодуляторе. Также эти диоды при малом напряжении сигнала показывают лучший результат по искажениям, если на выходе высокоомная нагрузка (более 100 кОм). К сожалению, малое допустимое обратное напряжение (20 В) не позволит использовать их в ламповых приёмниках, где возможно появление сигнала с большой амплитудой.

В детекторном приёмнике этот диод наравне с диодами серии ВАТ42 показывает хороший результат при высоком импедансе LC-контура и нагрузке. К примеру, при размахе сигнала на диоде 12 мВ (АМ 30 %) в выходном нефильтрованном аудиосигнале получено отношение $C/\text{Ш} = 10 \text{ дБ}$. При радиосигнале размахом 120 мВ искажения опустились ниже -30 дБ. Это в 1,5...2,5 раза лучше, чем у других популярных ВЧ-диодов.

Иногда эти диоды устанавливают в коллекторных LC-контурах для ограничения амплитуды. Это правильное решение с точки зрения малой ёмкости диода, но при токах несколько миллиампер эти диоды не успевают включиться. Хорошей заменой им являются диоды серий КД512, КД514, КД419, КД922.

5.6. Диоды серии 1Д508

Диод 1Д508А стоит на определённой вершине по сочетанию быстрействия и дифференциального сопротивления, но в ущерб допустимому обратному напряжению (всего 8 В). Поэтому этот диод можно применить в ограничителях, смесителях, в быстрействующих логических устройствах. Малый обратный ток позволит работать при повышенной температуре до +60 °С, серия ГД508 ограничена допустимой температурой до +35 °С.

5.7. Диоды серий КА201, 2А109АР

Эти кремниевые точечные диоды предназначены для работы на СВЧ, они в целом идентичны, отличаются немного смещением ВАХ, поэтому диод 2А109 (с меньшим на 20...30 мВ прямым напряжением) заявлен смесительным, а КА201 — детекторным. На частотах менее 1 ГГц разница между ними минимальна. Они не страдают от задержки восстановления, она явно менее 1 нс, как и интервал установки

прямого тока. По дифференциальному сопротивлению при токе 3 мА они выходят за предел около 30 Ом, и дальнейшее увеличение тока уже ничего не меняет. Их можно применить в мало-мощных ограничителях и смесителях, если ограничить ток значением 5 мА в пике сигнала и обратное напряжение значением 3 В.

Эти диоды применялись в детекторных пробниках (детекторных головках) в измерителях АЧХ, и они довольно чувствительные при малом размахе напряжения сигнала. Однако это эффективно только при малом импедансе источника сигнала (не более 150 Ом). В этих пробниках на входе установлен резистор сопротивлением 50(75) Ом, и за диодом установлен накопительный конденсатор, далее следует высокоомный вход самого измерителя. Есть такие пробники с высоким импедансом по схеме удвоения напряжения. Однако эти пробники часто выходили из строя по причине пробоя диодов при большом размахе сигнала либо от воздействия статического электричества.

Несмотря на хороший результат в детекторном приёмнике, эти диоды в нём долго не "проживут", разрушаются от импульсных воздействий. Эти диоды лучше применить в составе аппаратуры, без прямого воздействия извне.

5.8. Диоды серий КД503, 1N4148, КД519—КД522

Несмотря на то что диоды серии КД503 изготовлены по диффузионной технологии, по параметрам они близки к более современным изделиям, а по быстродействию при небольших токах даже опережают их. О диодах серии КД503 можно найти противоречивую информацию по дифференциальному сопротивлению, и по моим измерениям для практического применения их надо вписать в семейство диодов серий 1N914, 1N4148, КД519—522 с учётом их предельно допустимых параметров по постоянному току.

5.9. Диоды серии КД512 (1N4151)

Диодом КД512 открылся полный КВ-диапазон, у него время восстановления не превышает 1 нс, время включения примерно столько же, и можно сделать качественные смесители на частотах до 30 МГц. Этот диод имеет хорошую импульсную стойкость при малой ёмкости, что позволит применить его в узлах защиты цепей со средним и даже высоким импедансом (активные антенны).

5.10. Диод серии КД514

Этот диод, наверное, в своё время запутал всех разработчиков КВ- и УКВ-приёмников. В справочниках 1976 г. он заявлен как планарный диод с контактом металл-полупроводник, но в документации не использовался термин диод Шоттки, хотя к тому времени это было известное понятие и в отечественной литературе. Поэтому этот диод был в ходу (и в странах СЭВ) как ВЧ-диод

Шоттки. Однако статическая ВАХ этого диода это никак не подтверждает, получается, что это "простой" кремниевый диод, но не такой уж и простой.

Этот диод при токах менее 1 мА на самом деле имеет меньшее прямое напряжение, но при токах более 1 мА этот диод "обгоняет" обычные кремниевые диоды по прямому напряжению. При этом дифференциальное сопротивление с хорошей пропорциональностью уменьшается, что указывает на отсутствие перегрузки в маленьком кристалле. Но если сравнить этот диод с диодами серий 1Д508, КД503, КД512, то по дифференциальному сопротивлению он заметно хуже.

Этот диод имеет высокую скорость переключения и время восстановления менее 1 нс. Смесители на этом диоде требовали большого размаха сигнала гетеродина, чтобы получать малое проходное затухание. Увеличенное сопротивление диода облегчает согласование КВ и УКВ-смесителей, что ошибочно интерпретировалось как его качество. В целом с этим диодом получилась печальная история, когда столкнулся ещё 30 лет назад с проблемой доработки анализатора С4-74. После того как заменил диоды КД514 "настоящими" ВЧ-диодами Шоттки от фирмы HP, анализатор стал работать нормально.

Этот диод желательно заменить диодом серии КД922 (приёмники серии ЕКД из ГДР), чтобы аппаратура работала лучше, при этом надо наладить узел подачи сигнала гетеродина во избежание тока более 10 мА (в пике) на один диод. Если всё-таки диоды серии КД514 являются диодами Шоттки, то получились они очень посредственными, без пользы по этой технологии. Но, судя по параметрам, он очень похож на кремниевый диод с кристаллом малого размера и малой ёмкостью, узким р-п-переходом и отличной металлизацией контактов. Применить его можно в сигнальных ограничителях и детекторах при высоком импедансе, но не в смесителях.

5.11. Диоды серии КД419

На фоне непонятного статуса диодов серии КД514 ещё в середине 1980-х годов были доступны диоды серии КД419 как настоящие ВЧ-диоды Шоттки. При анализе его ВАХ регулярный динамический режим ограничен током 3 мА, когда дифференциальное сопротивление выходит на минимум (около 100 Ом). При увеличении тока возникает чрезмерный прирост прямого напряжения до 1100 мВ (при токе 9 мА). Поэтому эти диоды нужно оберегать в качественных узлах от слишком большого тока. Это несложная задача в большинстве детекторов и демодуляторов. Диод имеет достаточный допуск по обратному напряжению, что позволит работать с большим размахом сигнала для получения малых искажений. Допустимое обратное напряжение для диодов КД419А, КД419Б, КД419В, КД419Г и КД419Д — 15, 30, 50, 15 и 10 В соответственно. У реальных изделий обратный ток достигает 15 мкА при комнатной температуре, что допустимо и указывает на воз-

можность работы в детекторном приёмнике при среднем импедансе. Время восстановления менее 1 нс хорошо сочетается с заявленной граничной частотой 400 МГц. На частотах до 30 МГц не замечено снижения эффективности выпрямления. Для диодов КД419Г, КД419Д заявлены увеличенные ёмкости, эти диоды лучше применить в схемах с импедансом 50(75) Ом.

5.12. Диоды серии КД922

Это — "большие братья" диодов серии КД419, и они отличаются более мощным исполнением кристалла. Они настоящие ВЧ-диоды Шоттки, предназначенные для классических кольцевых смесителей на частотах до 200 МГц в качественном исполнении. Допустимое обратное напряжение диодов серии КД922 имеет те же допуски по обратному напряжению, хотя и 10...20 В вполне достаточно для многих демодуляторов. Зато дифференциальное сопротивление при токе 1/3/9 мА имеет рекордно малое значение — 30/20/12 Ом, чем классический диодный смеситель выходит на идеальные параметры. Время восстановления существенно менее 1 нс устраняет "слепые" фазы смесителя, и его качество практически зависит только от фронтов сигнала гетеродина.

Для смесителей часто указывают, какую мощность гетеродина нужно на них подавать. Однако это очень неопределённый параметр, с которым невозможно разработать "правильную" схему, и поэтому часто появляются смесители с наилучшими параметрами, вернее, с плохим гетеродином. Нужно исходить из ВАХ, и при токе 6 мА падение напряжения на диоде — 400 мВ. Если питать смеситель по среднему входу, работают два диода параллельно, и на них потребуется подать 12 мА на пике сигнала гетеродина. Если источник сигнала гетеродина имеет импеданс 50 Ом, то эти 12 мА вызывают падение напряжения 600 мВ, и сигнал (без нагрузки) должен быть размахом ± 1000 мВ. Если вместо диодов (смесителя) подключить нагрузку сопротивлением 50 Ом, на ней будет сигнал размахом ± 500 мВ (импульсный сигнал), что соответствует мощности 5 Вт или 7 дБмВт. Однако в большинстве случаев сигнал гетеродина синусоидальный, и при нагрузке 50 Ом размах должен быть ± 700 мВ, а если хотим получить крутые фронты, то лучше иметь размах ± 1000 мВ. В таком случае мощность будет уже в разы больше — около 10...16 дБмВт. Диоды серии КД922 не предназначены для смесителя с током более 10 мА в максимуме. Но отличные параметры диодов и в смесителе "малой мощности" (около 7 дБмВт) дают отличный результат. Устанавливать эти диоды в отечественные бытовые приёмники с диодными смесителями нет смысла, так как провода и топология печатных плат не позволяют реализовать их потенциальные возможности. Для полной реализации их качества нужна продуманная печатная плата.

5.13. Диоды серий КД407, КД409

Эти диоды предназначены для коммутации ВЧ-сигналов, по параметрам они практически идентичны, но диоды серии КД409 более высокочастотные, с тем же качеством коммутации. При большом токе они могут даже коммутировать узлы импедансом 50(75) Ом. Для качественной коммутации для включенного диода нужно предусмотреть достаточно большое обратное напряжение, превышающее напряжение коммутируемого сигнала. Эти диоды удобно использовать в схемах стабилизации смещения для биполярных транзисторов, так как при малом токе на них падает напряжение 0,6...0,7 В с нужным температурным дрейфом -2 мВ/К.

5.14. Диод AA113

Импортный германиевый диод AA113 (TFK, SIEMENS) (наименование ГДР — GA113) разработан для ЧМ-демодуляторов и часто встречается в европейской аппаратуре. По сути, это ВЧ-детектор для большого сигнала, диоды подбирались в пару. По замерам он не представляет особенного качества. Его даже стоит заменить диодом Д18 или Д20, что улучшит качество аппаратуры.

5.15. Диод 1N270

Этот диод в наше время предлагает как универсальный на все случаи восстановления ретроприёмников. Он является германиевым диодом с позолоченными контактами на кристалле. И если измерить его динамические параметры, то на самом деле получилось кое-что неплохое по всем направлениям, но ничего выдающегося в отдельности, — настоящий универсал. При малых токах по ВАХ он похож на диод 1Д508А с относительно большим напряжением. Применить его можно в детекторном приёмнике при высоком импедансе. Обратный ток очень маленький, как у диода КД514, на который он похож, если бы не было время восстановления 3 нс, что тоже отличное значение для выпрямления в диапазоне частот до 20 МГц. По дифференциальному сопротивлению этот диод годится в коммутаторы. Однако при токе более 1 мА у него начинается стремительный рост напряжения, но дифференциальное сопротивление при этом уменьшается. В целом, если нет доступа к богатым отечественным прилавкам, этот диод выручает во всех случаях жизни и рекомендуется начинающим радиолюбителям для первых экспериментов крайне разного характера. Предельное допустимое обратное напряжение — 100 В и максимальный прямой ток — 0,3 А гарантируют долгую жизнь диода в руках малоопытного начинающего конструктора.

5.16. Диод ВАТ42

Этот диод по трём параметрам падает в ВЧ-диоды. Ёмкость 7 пФ (при обратном напряжении 1 В) на частотах

до 1 МГц мало мешает для узлов среднего качества, время включения и восстановления (5 нс) обеспечивает выпрямление сигнала во всём КВ-диапазоне, если импеданс невысокий. Не зря в документации даётся эффективность выпрямления на 80 % на частоте 45 МГц. Этот диод при нулевом смещении показывает хорошую способность детектировать АМ-сигналов. По дифференциальному сопротивлению диод показывает малые значения, но его ёмкость мешает сделать на нём коммутаторы и смесители высокого качества. В АМ-демодуляторе на частоте 465 кГц этот диод не даст крайне низкие искажения, менее -50 дБ не получится. В целом — это очень хороший диод для простых приёмников, не требовательный к размаху сигнала.

5.17. Диод ВАТ48

Этот диод из-за собственной ёмкости 10...30 пФ сложно использовать в ВЧ-узлах на частотах выше 100 кГц. В остальном он быстродействующий и хорошо коммутирует сигналы. Интересными могут быть его характеристики при малых токах и напряжениях для работы в детекторном приёмнике на частотах ДВ-СВ-диапазонов.

6. АМ-демодуляторы

АМ-демодуляторы обсуждались много раз за целый век применения. Но часто перемешивают отдельно взятые наблюдения и измерения с научными данными, и всё равно на выходе получается очередной "так себе" АМ-демодулятор. Для их описания существуют два разных подхода.

6.1. На выбор: выпрямление или интермодуляционные искажения

Если читать общеобразовательную классику, то АМ-демодуляторы нам преподносятся как ВЧ-выпрямители, прочитали, кивнули головой, всё понятно. А при следующем взгляде на ВАХ диода в линейном масштабе (см. рис. 1) даже начинающий радиолюбитель впадает в замешательство, этот диод не должен работать в детекторном приёмнике с сигналами в десятках милливольт, даже если повезло с антенной. Но работает же приёмник, и почему же работает? В учебнике молчат об этом, если не листать старые учебники про СВЧ-детекторы. Ещё авторы загадочно утверждают о превосходстве того или иного диода, когда другой автор утверждает противоположное, и кто из них прав? Скажем сразу, что оба автора, скорее всего, правы, но каждый в рамках своего эксперимента.

Чтобы понять принцип работы детекторного приёмника, нужно осмыслить суть интермодуляции второго порядка (IM_2) или даже интермодуляции любого чётного порядка. Суть в том, что два ВЧ-сигнала частотами F_1 и F_2 образуют на нелинейном элементе с кривизной второго порядка (парабола) сигналы на частотах $|F_1 - F_2|$ и $F_1 + F_2$. В случае АМ-сигнала разностный сигнал — это разность между модуляционным боковым

спектром и несущей, и он образуется в области аудиочастот. Если нет модуляции ($F_2 = F_1$), согласно математике получается постоянное напряжение с нулевой частотой, да и на практике это так. А это — уже аргумент за выпрямление. Конечно, это не то выпрямление, при котором в течение одной полуволны диод закрыт, а в течение второй имеет хорошую проводимость. При малых сигналах отличный при полуволнах намного меньше, но они есть, и они нам дают реально работающий детекторный приёмник. Но как многие радиолюбители сами установили, что не все диоды работают одинаково хорошо, даже из одной серии и партии. Для работы в разных узлах существуют "свои" оптимальные диоды. Диод лучшим образом взаимодействует с другими элементами, если его дифференциальное сопротивление приблизительно равно активному импедансу элементов обвязки. К примеру, антенна вместе с настроенным колебательным контуром имеет импеданс 20 кОм, а высокоомные головные телефоны имеют импеданс 10 кОм и подключены последовательно с диодом, который имеет дифференциальное сопротивление 30 кОм. Процесс образования IM_2 происходит с лучшей эффективностью, сигнал имеет наибольшую громкость. Любопытно, что на сглаживающем конденсаторе образуется небольшое напряжение, которое смещает рабочую точку диода в сторону обратного напряжения. То есть в классическом детекторном приёмнике диод работает при небольшом обратном постоянном напряжении смещения. Дифференциальное сопротивление зависит от обратного тока насыщения при небольшом отрицательном смещении (0,1...0,2 В), и при этом токе дифференциальное сопротивление разных диодов отличается на порядки. На заре радиотехники поиск рабочей точки (в прямом смысле) графитом на лезвии или иглой на полупроводниковом кристалле, по сути, является настройкой ВАХ под условия обвязки этого нелинейного резистора (слабо выраженного диода).

Если увеличить размах сигнала, разница при полуволнах растёт, и с некоторого момента проще объяснить процесс режимом выпрямления. А если подать сигнал размахом на порядок больше, чем напряжение при токе выпрямления, сам процесс выпрямления станет линейным, когда дифференциальное сопротивление на порядки меньше импеданса обвязки. Тогда получаем крайне линейную АМ-демодуляцию. Этот момент также важен для различных диодных ЧМ-демодуляторов, им тоже нужен существенный размах в несколько вольт на диодах, чтобы получилась линейная демодуляторная характеристика со сложением векторных напряжений. К примеру, при подаче противофазного напряжения размахом 8...12 В на диоды серий Д18, Д20, 1Д508А на выходе дробного ЧМ-приёмника можно получить искажения с уровнем менее -60 дБ.

В режиме демодуляции при малом размахе сигнала напряжения образуются существенные искажения. Это принципиальный недостаток, и с ним

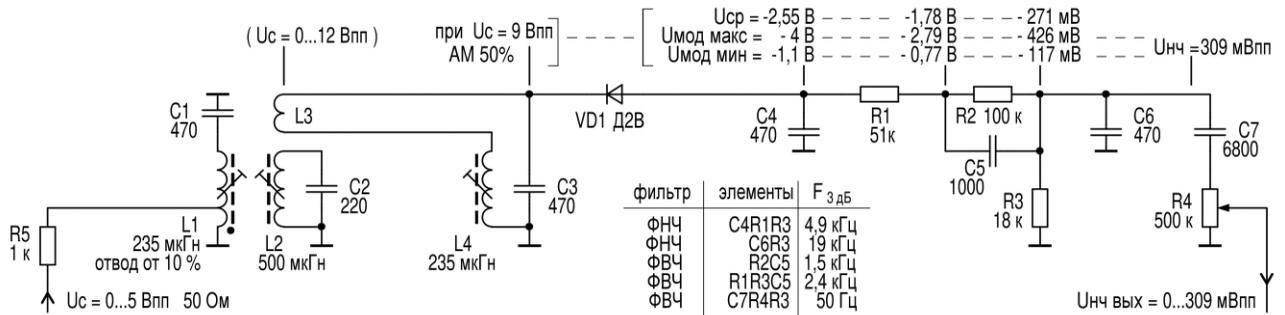


Рис. 23

бороться не получится, искажения составляют $-10 \dots -20 \text{ дБ}$ ($30 \dots 10 \%$) для сигнала с АМ 50 %. Это практически не зависит от типа диода, если установить его рабочую точку на максимум IM_2 (максимальная громкость сигнала НЧ) с помощью вспомогательного узла напряжения или тока смещения. Для детекторных СВЧ-диодов в справочнике часто приводится оптимальный режим по току смещения и волновому сопротивлению тракта источника СВЧ-сигнала. По этому принципу можно и в классический детекторный приёмник добавить узел подачи тока смещения ($0 \dots 10 \text{ мкА}$) и "подстроить" диод под конкретный колебательный контур и антенну для получения наибольшей громкости на выходе.

Вывод: в приёмниках с усилением радиосигнала надо обеспечить уровень сигнала на диодном демодуляторе таким, чтобы уйти от режима демодуляции за счёт IM_2 , а обеспечить режим выраженного выпрямления, при котором обеспечивается уровень искажения не более -40 дБ при АМ 50 %. Для большинства германиевых ВЧ-диодов сигнал размахом 1 В уже даёт неплохой результат (диод серии Д9 не рассматривать).

При качественном налаживании выпрямительного режима интермодуляция исчезнет не только на ПЧ, но ещё и в выходном аудиоспектре. Это не так просто измерить, но современные двухканальные DDS-генераторы выручают. Нужно выдать на оба канала сигнал с АМ 50 % без разницы по фазе и с разными частотами модуляции, сложив их в пассивном сумматоре. Идеальный выпрямительный АМ-демодулятор выдаст на выходе два НЧ-сигнала без интермодуляции между ними, уровни $-60 \dots -70 \text{ дБ}$ вполне реализуемы на ВЧ-диодах с малым обратным током. С таким АМ-демодулятором получаем лёгкое и прозрачное звучание радиовещательного сигнала, и "прогулки" по АМ-диапазонам станут удовольствием.

6.2. АМ-демодулятор в приёмнике "Беларусь-57"

Приёмник первого класса "Беларусь-57" (схема выложена на сайте журнала) и сегодня, спустя 68 лет, даёт впечатляющий радиоприём благодаря своей безупречно разработанной схеме, в том числе в части АМ-демодулятора с диодом серии Д2В.

Нужно отметить, что этот диод разработан для ламповых каскадов, в которых высокого анодного напряжения позволяет получить размах выходного напряжения в десятки вольт. Поэтому в таких приёмниках нужны диоды с большим допустимым обратным напряжением. У диода Д2В допустимое обратное напряжение — 40 В в импульсном режиме. Однако при температуре $70 \text{ }^\circ\text{C}$ обратный ток диода станет большим, и этот диод нужно установить в "прохладной" зоне лампового приёмника, иначе в АМ-демодуляторе хороший результат по искажениям не будет достигнут и "тёплый" ламповый звук испортится искажениями на уровне -20 дБ (10 %).

Этот приёмник имеет УВЧ на пентоде 6Ж4П с двумя LC-контурными и, кроме усиления, обеспечивает ещё отличное подавление зеркального канала, поэтому этот приёмник и сегодня не утонет в помехах. Далее следуют "обычный" смеситель-гетеродин (лампа 6А2П) и два каскада УПЧ на пентодах 6Ж4П. В УПЧ (465 кГц) канальная селективность обеспечивается двумя двухконтурными фильтрами с катушками индуктивности с очень высокой добротностью. В целом у этого приёмника большое усиление получено в четырёх ламповых каскадах, а избирательность по соседнему каналу к выходу УПЧ реализована на четырёх высокодобротных LC-контурах. Это примерно соответствует качеству четырёхрезонаторного пьезофильтра серии CFU или ФП1П1-61 для приёмников простой категории. При таком усилении мощный сигнал смог бы пройти на выход при приёме слабого сигнала или когда при приёме слабого сигнала присутствовал большой уровень белого шума на выходе. Разработчики этого приёмника приняли солидное решение и после УПЧ установили высокодобротный трёхконтурный LC-фильтр, который полностью убирает побочный белый шум, поступающий на АМ-демодулятор, да и приводит соотношение усиления к канальной селективности в равновесие.

Таким образом, в строго регламентированном радиозифире СССР во второй половине 1950-х годов АМ-демодулятор этого приёмника всегда работал в односигнальном режиме, и грех было бы допустить плохое звучание. В те годы глубина модуляции составляла обычно 30 %, и это существенно облегало задачу демодуляции. Так как при-

ёмник имеет запас по усилению, на диод поступает сигнал с размахом в несколько вольт даже при слабом входном сигнале.

Секрет качества этого АМ-демодулятора заключается в разветвлении тракта на систему АРУ с усилителем АРУ на триоде и на оптимизированный АМ-демодулятор, в котором применены согласующие конденсаторы непривычно малой ёмкости — 470 пФ.

При лабораторном повторении этого АМ-демодулятора (рис. 23) с диодом Д2В (выпуск — ноябрь 1961 г.) выяснилось, что ещё при сигнале АМ 30 % с размахом 2 В на диоде искажения останутся ниже -40 дБ при диоде с комнатной температурой, а при нагревом диоде они возрастут до уровня -20 дБ (10 %). При размахе сигнала на диоде $6 \dots 12 \text{ В}$ искажения составляют менее -70 дБ , а при нагревом диоде — не более -40 дБ . Чрезмерный рост обратного тока портит линейность. Замена диода Д2В кремниевым ВЧ-диодом это исправит. К примеру, диоды серий Д101, Д102, Д104, Д105 подходят для доработки такого шикарного приёмника, эти диоды отмечены ещё в 1960 г. в "Справочном листке" журнала "Радио" [1] и не портят исторический контекст такой доработки. С этими диодами искажения останутся малыми при температуре диода до $+60 \text{ }^\circ\text{C}$. Однако при снижении размаха сигнала на диоде до $2(1,3) \text{ В}$ искажения резко растут до уровня $-30(-20) \text{ дБ}$. Следовательно, нужно обеспечить исправность и настройку приёмника, чтобы с антенной шумовое напряжение было размахом не менее 1 В.

Для обеспечения малой интермодуляции были использованы катушки переменной индуктивности большого размера, поэтому искажения в магнитопроводе были меньше искажений в демодуляторе.

Но секрет качества заключался не в новаторском применении полупроводникового диода взамен лампового, а в том, как за диодом формируется аудио-сигнал. Мы увидим довольно сложную схему АМ-демодулятора, и неужели она нужна такой?

Сглаживающий конденсатор С4 нагружен резистором $R1 = 51 \text{ кОм}$ по пульсациям, и с учётом обратного тока диода образуется сопротивление для его разрядки около 40 кОм , с постоянной времени 18 мкс. За период пульсаций сигнала ПЧ ($2,15 \text{ мкс}$) постоянное

напряжение уменьшается менее чем на 0,1 %, и пульсации составляют считанные милливольты. Этот ФНЧ имеет частоту среза 8,8 кГц. А если заменить диод Д2В диодами серий Д101—Д106, ФНЧ будет иметь частоту среза 4,9 кГц, и тогда стоило бы уменьшить ёмкость конденсатора С4 до 220 пФ.

Следующий ФНЧ R3C6 отделён резистором R1 от конденсатора С4 и при частоте среза 19 кГц окончательно убирает пульсацию, но никак не повлияет на аудиоспектр. Конденсатор С5 обеспечивает небольшой подъём сигнала ЗЧ на частоте более 1,5 кГц, что идеально выравнивает сквозную АЧХ по модуляции. Работе диода он не вредит, так как для аудиочастот выше 400 Гц глубина модуляции стремительно уменьшается.

И где тут улучшение? Первое — диод работает на высокоомную активную нагрузку, и в момент выпрямления дифференциальное сопротивление диода оказывается на несколько порядков меньше сопротивления нагрузки. Наличие резистора R1 с большим сопротивлением — это есть тот момент, который обеспечит высокую линейность. В схемах с современными компонентами можно обойтись без конденсатора С5 и уменьшить искажения ещё на 10 дБ.

Но есть момент интереснее, и он кроется в соотношении сопротивлений резисторов $(R1+R2)/R3$ и ёмкости конденсатора С6. Если на входе демодулятора будет сигнал с размахом, например 9 В, при увеличении глубины модуляции до 90 % диод по-прежнему будет работать всё время в режиме выпрямления, и только при глубине модуляции 94 % появятся провалы в сигнале огибающей, даже если конденсатор С6 подобрать большим для фильтрации шума внутри аудиоспектра, но это не рекомендуется. При $C6 = 470$ пФ, даже при АМ 100 %, искажения останутся на уровне $-40...-36$ дБ. А для чего нужно было так "издеваться" над схемой разработки 1957 г.?

Сигналы в ДВ-СВ-КВ-диапазонах могут подвергаться замираниям, при которых уровень несущей может существенно уменьшаться, вплоть до полного исчезновения, а спектр модулирующего сигнала присутствует (избирательный фединг). Это вызывает неприятные для радиослушателя искажения. Если подать тестовый АМ-сигнал с глубиной 30 %, то даже при подавлении несущей на 20 дБ с таким демодулятором уровень искажений аудиосигнала будет не более -40 дБ. Следует отметить, что более глубокое пропадание несущей длится только доли секунды, и для радиослушателя сигнал остаётся достаточно разборчивым, не теряется контекст речи. С таким приёмником не нужен никакой дорогой и сложный синхронный АМ-детектор, о котором в 1957 г. могли мечтать только академики.

Приёмники с распространённой простой схемой АМ-демодулятора, да ещё с со сглаживающим конденсатором большой ёмкости (3...10 нФ), очень капризно отзываются на замирания реальных АМ-сигналов, и КВ-приём становится настоящей пыткой для радиослушателя.

Такого эталонного качества АМ-демодулятора уже не найти в более поздних приёмниках, а позже всё стало ещё проще с появлением микросхем. Искажения на уровне 3...10 % ($-30...-20$ дБ) стали штатными, и позже это стало одним из аргументов за прекращение АМ-радиовещания с якобы плохим качеством звучания.

6.3. АМ-демодулятор в микросхеме К174ХА2

Как показал анализ множества схем АМ-приёмников на основе микросхемы К174ХА2 (и ТСА440), неожиданно слабым местом в них оказался АМ-демодулятор. В документации к ним указаны искажения на аудиовыходе на уровне $-20...-30$ дБ (10...3 %) как целевое значение при налаживании. Однако такой результат никак не стыкуется со

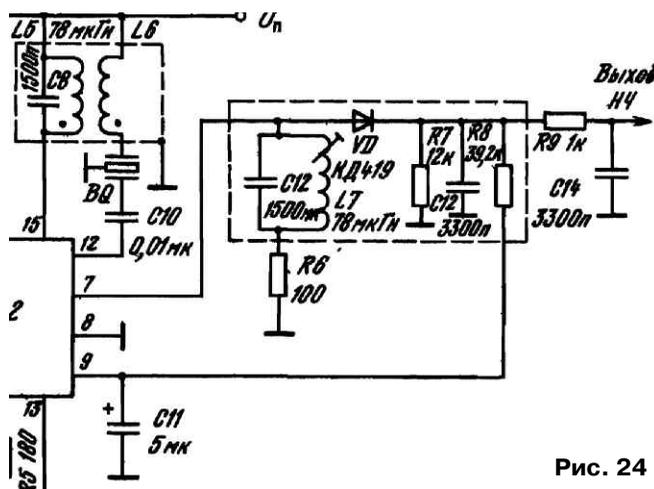


Рис. 24

свойствами этой качественной микросхемы. Получается, что все старания испортили на финишной прямой.

Микросхема К174ХА2 требует выполнения трёх условий при стыковке с АМ-демодулятором. На выходе УПЧ (вывод 7) максимально возможный размах сигнала — 500 мкА с искажениями -30 дБ, и лучше бы не использовать такой размах для приёмников высокой категории. При размахе сигнала 200 мкА искажения останутся ниже -40 дБ, и это есть первое условие для качественной аппаратуры. Вторым условием допускается размах напряжения сигнала до 3 В для того же уровня искажений -40 дБ (АМ 50 %). Поэтому нагрузка на этом выходе должна быть сопротивлением не более 15 кОм (± 100 мкА и 3 В). На резонансной нагрузке можно получить размах сигнала до 5 В, но искажения будут более -20 дБ. Третье условие — это работа системы АРУ "до конца" — до

напряжения 0,65 В на выводе 9. При этом на входе УПЧ (вывод 12) будет допустим сигнал АМ 50 % с размахом 100 мВ, и правильным управлением в АРУ можно оставить искажения ниже -60 дБ. По этим параметрам имеем дело с УПЧ профессионального уровня, и жаль его портить упрощённым диодным детектором.

На рис. 24 приведена схема АМ-демодулятора из [2], в которой автор предлагает решить задачу повышения качества за счёт применения детекторного диода Шоттки серии КД419. Намерение хорошее, но получилось "как всегда".

Чтобы при максимальном уровне сигнала АМ 50 % на выводе 9 получилось среднее напряжение АРУ $+0,65$ В без пульсаций от сигнала ЗЧ, такое же напряжение должно формироваться на конденсаторе С12 при размахе аудиосигнала в 550 мВ. Это означает, что мгновенное напряжение на этом конденсаторе изменяется в интервале 375...925 мВ (размах аудиосигнала). Позже, при проверке этого демодулятора, столкнулся с тем, что в таком выпрямителе импульсный ток составляет несколько миллиампер, что для диода КД419 слишком много, и постоянное напряжение на диоде может достигать 600...800 мВ, и никакой пользы нет от его применения, в этих условиях он не лучше других ВЧ-диодов. Поэтому на выводе 7 должно присутствовать напряжение размахом не менее 2900 мВ, что ещё соответствует второму вышеуказанному условию. Колебательный контур имеет резонансное сопротивление не более 15 кОм, и детектор нагрузит выход УПЧ нагрузкой 15...20 кОм, итого нагрузка на выводе 7 составит 7...10 кОм. Сигнальный ток для получения размаха 2,9 В должен составить не менее 290...415 мкА, и это не выполняет первое вышеуказанное условие. Поэтому такой АМ-демодулятор не может обеспечить искажения ниже -36 дБ для мощного сигнала с АМ 50 %. Для слабых сигналов и среднего уровня микросхема выдаст более качественный сигнал, но демодулятору уже не хватит размаха для достижения низкого уровня искажений. Так как сопротивление резистора R7 значительно больше сопротивления резистора R9, можно условно считать, что конденсаторы С12 и С14 совместно с резистором R7 образуют ФНЧ с частотой среза около 2 кГц. Даже для частоты модуляции 400 Гц этот конденсатор внесёт 1 % ошибку при выпрямлении, а это — искажения с уровнем -40 дБ. Но уменьшать ёмкость сглаживающего конденсатора зачастую нельзя, поскольку неподдавленные пульсации сигнала ПЧ могут попасть на вход УПЧ или УВЧ. Частота среза ФНЧ 15...20 кГц на выходе АМ-демодулятора для АМ-приёмника с полосой

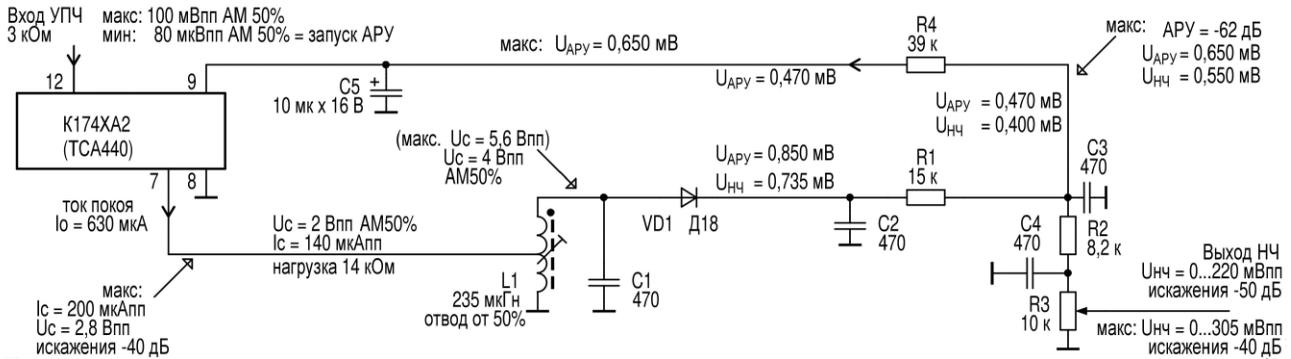


Рис. 25

пропускания УПЧ около 9 кГц может быть вполне приемлемой. Для этого демодулятора это означало бы выбор небольшой ёмкости конденсаторов С12 и С14 (150...330 пФ). Для такой компоновки нужно существенно улучшить экранировку УПЧ и у входа последующего УНЧ предусмотреть дополнительный НЧ-фильтр.

В отечественной аппаратуре диод серии Д9 на этом месте стал иконой, видимо, на волне его огромной популярности и доступности при массовом производстве. Но это решение не самое хорошее из-за его малого быстродействия, и на нём в динамическом режиме на частоте 465 кГц падает на 100 мВ больше, чем ожидается по статической ВАХ. Сомнительной пригодностью диодов серии Д9 в АМ-демодуляторах были испорчены целые поколения отечественной аппаратуры. В этом демодуляторе лучше применить диоды серий КД922, Д311, ГД402, 1Д508А, ВАТ42, у которых достаточное быстродействие при малом падении напряжения во время выпрямления сигнала. Тогда можно получить искажения уровнем $-40...-30$ дБ, полную глубину в работе АРУ, что уже в три раза лучше общепринятых решений. Однако искажения на таком уровне ещё определяются на слух, и хотелось бы их уменьшить ещё в три раза.

В традициях приёмника "Беларусь-57" была разработана схема АМ-демодулятора, которая показана на рис. 25, обеспечивающая большой размах напряжения сигнала на диоде, что позволит на выходе применить "заветный" делитель напряжения.

При допустимом размахе сигнала до 3 В на выходе микросхемы и трансформации "вверх" в LC-контуре L1C1 на диод поступит напряжение с двойным размахом, и при этом получается хорошая фильтрация пульсаций сигнала ПЧ на аудиовыходе R2C3C4. К выбору ВЧ-диола демодулятор не очень критичен, если отказаться от диодов серий КД419 и Д9, а также от

серии Д2 по причине большого обратного тока. Диод Д311 создаст в этой схеме проблемы при температурах более $+35$ °С из-за стремительного роста обратного тока.

На схеме указаны максимально допустимые напряжения для обеспечения искажений аудиосигнала не более -40 дБ, а также напряжения для сигнала с АМ 50 % размахом 4 В на диоде, при котором обеспечивается уровень искажений на аудиовыходе -50 дБ (0,3 %). Этому соответствуют сигналы, показанные на рис. 26. ПЧ-сигнал (жёлтый) показан на LC-контуре, а на конденсаторе С2 синим показано

торами на его выходе. Частота среза ФНЧ на конденсаторе С2 и всего узла за ним составляет примерно 20 кГц, и ошибка при демодуляции сигнала частотой 5 кГц составляет менее 2 %, но такие частоты уже не модулируются глубиной более 50 %, и в реальности искажения по этому поводу можно считать отсутствующими даже для требовательного слушателя. При необходимости ёмкость конденсатора С4 можно значительно увеличить (до 10 нФ), и это уже никак не повлияет на работу диода и АРУ, но уменьшит высокочастотный шум на ЗЧ.

Ветка АРУ (цепь R4C5) также подключается к выходу делителя напряжения, чтобы ток разрядки конденсатора С5 не мешал работе диода при стремительно убывающем уровне радиосигнала. Усреднённое постоянное напряжение на конденсаторе С2 — около $+0,85$ В, а на выходе делителя R1R2 — около $+0,47$ В. Искажения составляют не более -50 дБ. Это типичная ситуация при приёме мощного сигнала. При максимальном уровне радиосигнала на конденсаторе С5 присутствует напряжение $+0,65$ В, что полностью уменьшит усиление УПЧ до штатного минимума, искажения составляют не более -40 дБ. Таким образом, такой приёмник уже не будет нас напрягать мрачным тембром, если полосовой фильтр до входа УПЧ настроен надлежащим образом.

Устойчивость этого демодулятора к замираниям не достигает качества приёмника "Беларусь-57", но улучшена примерно на 10 дБ в реальных условиях по сравнению со стандартным вариантом из документации на микросхему.

Демодулятор нагружает выход УПЧ нагрузкой сопротивлением 14 кОм на отводе катушки индуктивности L1 (50 % витков), и при полном размахе сигнала ток 200 мкА присутствует размах напряжения сигнала 2,8 В (вывод 7). На горячем конце LC-контура напряжение достигает размаха 5,6 В при пиках модуляции. Импеданс составляет 56 кОм, если применить

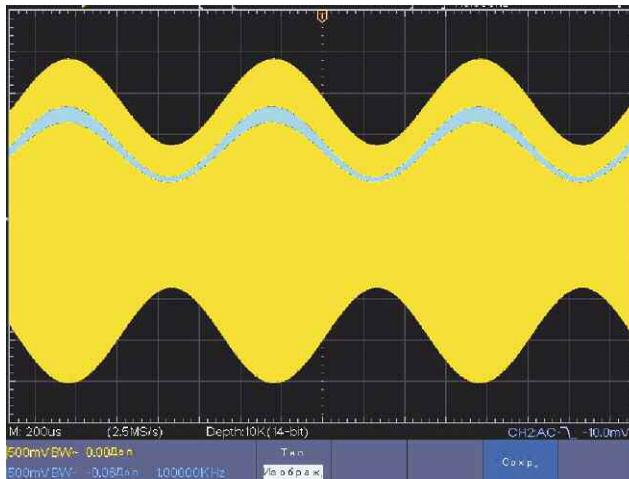


Рис. 26

выпрямленное напряжение, масштабы одинаковые — 500 мВ/дел.

Выпрямленный сигнал смещён вниз от входной огнивающей ровно на напряжение на диоде в моменты выпрямления. Хорошо видно, что напряжение на диоде меняется тоже в ритме модуляции, так как импульсный ток на пике модуляции в 2...3 раза больше, чем на минимуме модуляции. Ширина синей дорожки в изображении указывает на пульсацию с частотой 465 кГц. Пульсация не прекращается, и в минимуме модуляции — это важный момент, и достигается это за счёт делителя напряжения с фильтрующими конденса-

ВЧ-диоды с малым обратным током (Д18, Д20, 1Д508А, КД922, ВАТ42), диод 1Д508А нужно подобрать по малому обратному току при обратном напряжении 11 В.

При рассмотрении рис. 26 внимательный читатель сможет разглядеть слегка "приплюснутые" верхние пики огибающей сигнала. Это обусловлено ограничением синусоидального сигнала от импульсной нагрузки на пике и вызывает появление гармоник сигнала ПЧ. Если не экранировать АМ-демодулятор, эти гармоники могут попасть на вход приёмника. К примеру, многие СВ-приёмники по этой причине имеют поражённые точки на частотах 930 кГц и 1395 кГц.

Во многих УПЧ на микросхеме К174ХА2 последовательно с колебательным контуром установлен резистор сопротивлением 100 Ом (R6 на

рис. 24). Это обеспечивает небольшое прямое напряжение смещения (около 60 мВ) на диоде. Особенно "плохим" диодам это нужно, чтобы при слабом сигнале ПЧ был хоть какой-то аудиосигнал, в таком режиме работает демодуляция по режиму IM₂. Однако при большом размахе сигнала это смещение не даст получать очень низкий уровень искажений. Лучше бы увеличить напряжение на демодуляторе и получить ярко выраженное выпрямление без такого смещения.

7. Заключение

Автор надеется, что разъяснение специфики работы ВЧ-диодов поможет "вытащить" старые любимые приёмники из посредственного состояния. А почему бы не повторить романтические эксперименты из прошлого века на

детекторных приёмниках? Эксперимент провести при выезде на природу, где антенна длинный провод не забывает детектор местными помехами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Полупроводниковые диоды. — Радио, 1960, № 9, с. 59—61.

2. Нефёдов А. В. Элементы схем бытовой радиоаппаратуры (микросхемы). Часть 2. Справочник. — МРБ, вып. 1207, 1995, с. 154.

От редакции. Схема радиоприёмника "Беларусь-57" и другие дополнительные справочные материалы находятся по адресу <http://ftp.radio.ru/pub/2025/01/rpu-3.zip> на нашем FTP-сервере.

Бесконтактный щуп векторного анализатора цепей для проверки LC-контуров и катушек индуктивности

И. НЕЧАЕВ, г. Москва

В настоящее время радиолюбителям стали доступны различные ком-

пактные измерители параметров радиотехнических цепей и элементов,

так называемые векторные анализаторы цепей. С их помощью можно опре-

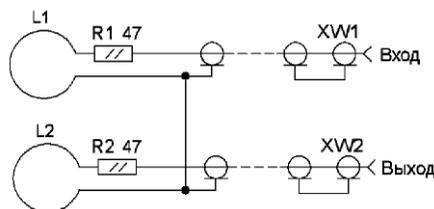


Рис. 1

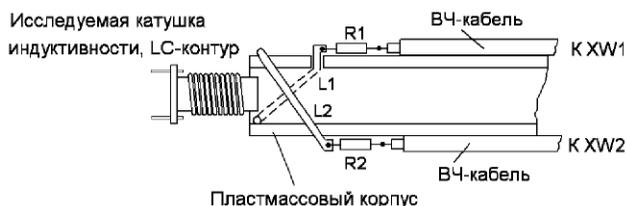


Рис. 2



Рис. 3

делить множество различных параметров и провести налаживание. При этом такие измерения, как правило, требуют подключения анализатора к контролируемым цепям или элементам, что может быть не всегда удобно или возможно. В некоторых случаях удобнее использовать бесконтактный щуп, который не требует подключения к измеряемому элементу. Принцип работы такого щупа может быть основан на индуктивной связи между анализатором и контролируемым элементом. Поэтому с помощью такого щупа

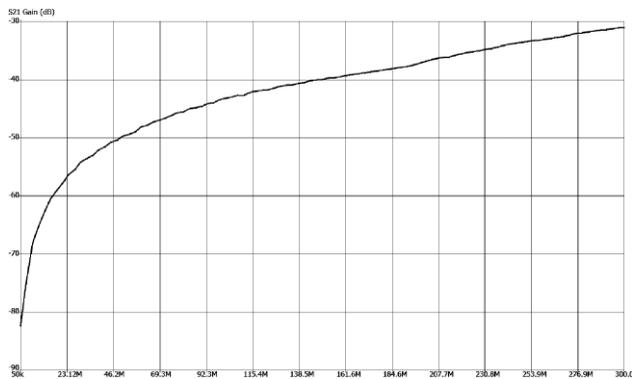


Рис. 4



Рис. 7

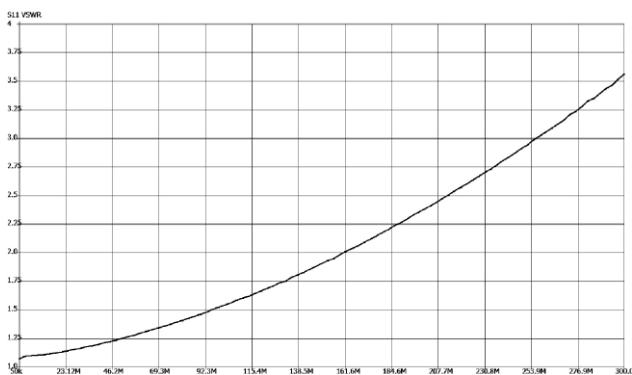


Рис. 5

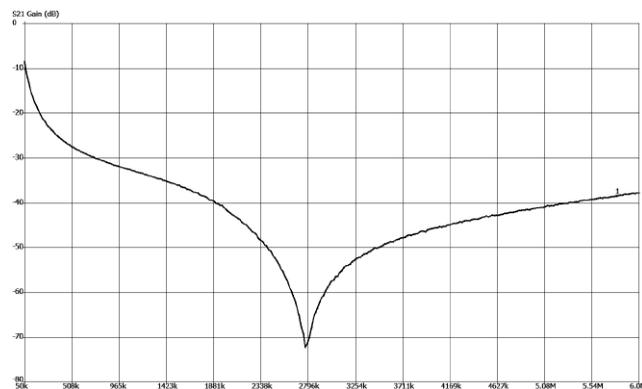


Рис. 8



Рис. 6

можно проверять и измерять некоторые параметры индуктивных элементов.

Бесконтактный щуп имеет простую схему, которая показана на рис. 1. Он содержит две катушки индуктивности (петли связи по одному витку) L1 и L2, которые через согласующие резисторы R1, R2 подключены с помощью отрезков коаксиального кабеля и разъёмов XW1, XW2 к выходу и входу измерителя АЧХ. Экраны обоих кабелей соединены отрезком провода. При этом не имеет значения, какой из разъёмов щупа подключать к входу или выходу анализатора. Щуп адаптирован для работы совместно с векторным анализатором цепей NanoVNA-F V2 [1], но может быть использован и с другими аналогичными анализаторами, выбор которых большой.

Конструкцию и принцип работы щупа поясняет рис. 2. Его основа — пластмассовый корпус от фломастера. На его открытом конце размещают катушки L1 и L2 из медного провода толщиной 0,6...0,8 мм. Одна из катушек размещена внутри корпуса, другая — снаружи, при этом они расположены ортогонально. Выводы внутренней катушки выведены наружу через отверстия.

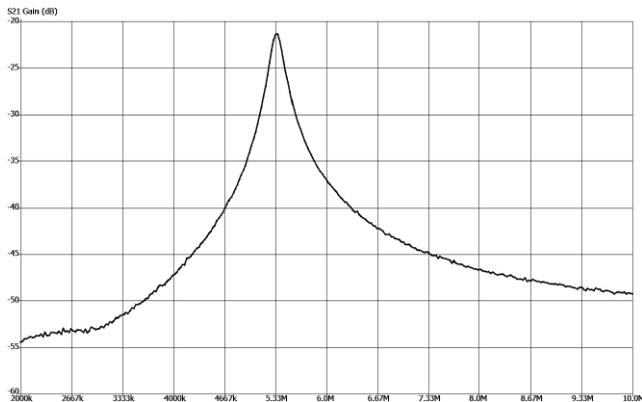


Рис. 9

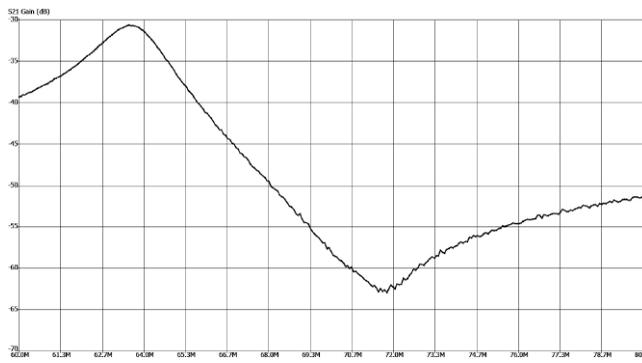


Рис. 12

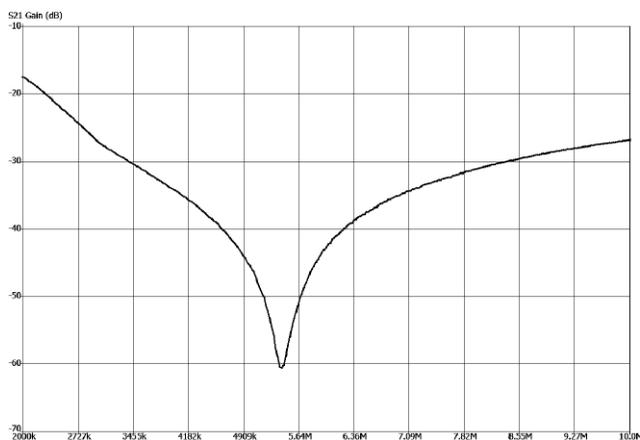


Рис. 10

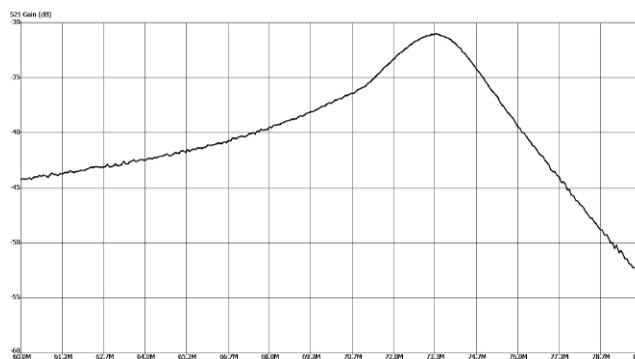
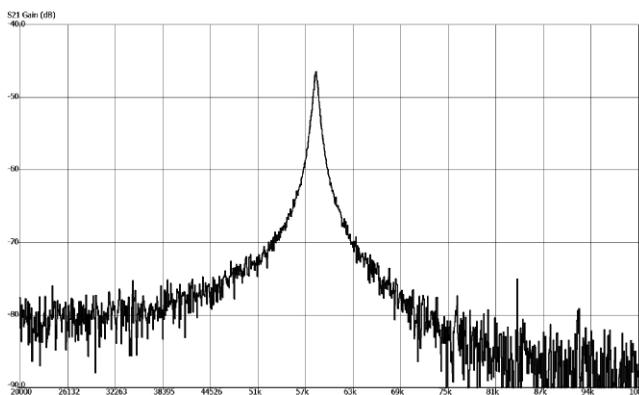


Рис. 13

К выводам катушек припаяны резисторы, а к ним и другим выводам припаивают коаксиальный кабель, который фиксируют на корпусе сначала с помощью ниток, а затем термоусаживаемой трубкой. Желательно применить тонкий коаксиальный ВЧ-кабель, длина которого может быть произвольной, но предварительно на одном из концов монтируют ВЧ-разъём требуемого типа. После проверки работоспособности и налаживания все элементы фиксируют с помощью термоусаживаемой трубки. Внешний вид щупа показан на **рис. 3**.

Рис. 11



С этим щупом работают так. Его подключают к выходу и входу векторного анализатора цепей NanoVNA-F V2 и устанавливают режим измерения коэффициента передачи (S21), это и есть АЧХ. За счёт ортогонального расположения катушек L1 и L2 связь между ними, особенно на частоте

менее 50 МГц, мала. Зависимость коэффициента передачи собственно щупа от частоты показана на **рис. 4**. КСВ (S11 VSWR) в этом диапазоне сильно зависит от частоты (**рис. 5**), но для работы щупа это не имеет существенного значения.

Если в области между катушками щупа разместить катушку индуктивности или LC-контур (см. **рис. 2**), он будет взаимодействовать одновременно с обеими катушками щупа. В результате энергия из катушки L1, на которую поступает сигнал от анализатора цепей, поступает в LC-контур, а из него — в катушку L2 щупа. Максимальное взаимодействие будет на резонансной частоте LC-контра или на резонансной частоте катушки индуктивности (или дросселя), получающейся за счёт наличия паразитной ёмкости обмотки катушки. В результате на этой частоте коэффициент передачи увеличится и появится так называемый резонансный пик. Так можно определить частоту настройки LC-контра или частоту паразитного резонанса катушки индуктивности.

Для примера были проведены такие измерения для элементов, показанных на **рис. 6**. У дросселя 1 (серия EC24, измеренная индуктивность — 860 мкГн) частота собственного параллельного резонанса (максимум АЧХ) оказалась

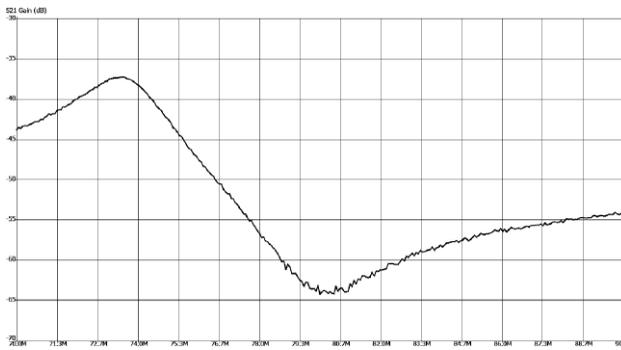


Рис. 14

вблизи частоты 2,68 МГц (рис. 7). Эту же частоту можно измерить, если включить дроссель напрямую между входом и выходом анализатора цепей. Результат показан на рис. 8, здесь частота параллельного резонанса будет в точке минимума АЧХ (около 2,7 МГц). Это означает, что выше этой частоты реактивное сопротивление дросселя будет ёмкостным, т. е. на этих частотах использовать его как индуктивный элемент бесполезно.

Контролируемая катушка индуктивности (дроссель) должна быть без экрана и иметь незамкнутый магнитопровод. Например, можно измерить частоту паразитного параллельного резонанса дросселя с магнитопроводом в виде "гантели" (2 на рис. 6) индуктивностью 11 мкГн. АЧХ этого дросселя, снятая с помощью щупа, показана на рис. 9, а АЧХ при его подключении напрямую — на рис. 10. В обоих случаях частота параллельного резонанса — около 5,35 МГц. По максимуму АЧХ и ширине резонансного пика можно судить о добротности исследуемого дросселя и граничной частоте его применения.

Был аналогично проверен датчик (бирка) антикражный Pencil tag [2] (3 на рис. 6), начинка которого представляет собой LC-контур. Его АЧХ показана на рис. 11, а измеренная резонансная частота — 58,15 кГц. Именно на частоте 58 кГц работают такие датчики.

Поскольку использование этого щупа не требует подключения исследуемого элемента, с его помощью векторным анализатором цепей NanoVNA-F V2 можно быстро проверить исправность LC-контуров на платах различных устройств и измерить частоту их настройки. Следует отметить, что это будет не АЧХ LC-контура как таковая, а его АЧХ совместно с щупом, который вносит в неё искажения. Это надо учитывать.

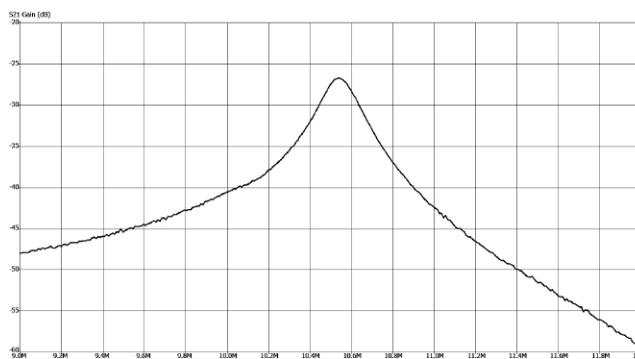


Рис. 16

Для примера были проверены LC-контур УКВ-блока УКВ-II-1СП (без питающего напряжения), который использовался в различных радиоприёмниках советского производства. На рис. 12 и рис. 13 показаны АЧХ входного LC-контура этого УКВ-блока на нижней и верхней частотах УКВ-диапазона соответственно. Видно, что интервал перестройки соответствует советскому УКВ-диапазону OIRT (65,9...74 МГц).

На рис. 14 и рис. 15 показаны АЧХ гетеродинного LC-контура этого УКВ-блока на нижней и верхней частотах настройки соответственно. Это соответствует частоте ПЧ 10,7 МГц. АЧХ контура ПЧ в этом УКВ-блоке показана на рис. 16.

Следует отметить, что проверка LC-контуров проводилась не в штатном режиме УКВ-блока, поскольку отсутствовало напряжение питания. Но и в этом случае можно судить об их исправности.

Налаживание самого щупа сводится к ориентации катушек L1 и L2. Для этого подключают щуп к векторному анализатору цепей и, смещая катушки, добиваются минимально возможного коэффициента передачи в требуемом диапазоне частот. Диаметр щупа может быть любой, их можно изготовить несколько, чтобы удобнее было проверять катушки индуктивности и LC-контуров разных размеров.

Рис. 15

Таким образом, с помощью такого щупа и векторного анализатора цепей NanoVNA-F V2 можно быстро проверить исправность LC-контуров различных узлов без подключения к ним. Для их налаживания, конечно, следует применять другие методики.

ЛИТЕРАТУРА

1. NanoVNA-F V2, векторный анализатор радиочастиц. — URL: <https://goo.su/TzpOMuR> (14.11.24).
2. Датчик антикражный акустическая магнитная AM Pencil tag (большой феррит). — URL: <https://goo.su/YnPEH> (14.11.24).

Вышла в свет новая книга



Гендин Г. С.
Всё о радиолампах. — 2-е изд., испр. — М.: Горячая линия — Телеком, 2024. — 296 с.: ил. — (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1283). ISBN 978-5-9912-0391-3

Читатели, интересующиеся электровакuumными приборами (радиолампами), найдут в книге ответы на большинство вопросов как теоретического, так и практического характера, а также получат в своё распоряжение обширный справочный материал.

Для радиолюбителей, может быть полезна специалистам, студентам, а также коллекционерам антикварной радиоаппаратуры.

Адрес издательства в Интернет
WWW.TECHBOOK.RU

Доработки настольного вольтметра 4½ разряда

С. БИРЮКОВ, г. Москва

В настольном вольтметре 4½ разряда ("Радио", 2024, № 8, с. 29—33) автора несколько раздражала непривычная форма цифр 6 и 9, и было решено исправить этот недостаток прибора. Кроме того, в процессе эксплуатации выявилась полезность некоторых других изменений в схеме и конструкции.

Схема доработки вольтметра [1] приведена на рис. 1. Для преобразования двоично-десятичного кода цифр в коды светодиодного индикатора использована микросхема CD4511BE. Она обладает высокой нагрузочной способностью, но очень непривычны и некрасивы цифры 6 и 9, больше похожие на мягкий знак и развёрнутую букву "Р".

Для привычной формы индикации цифры 6 необходимо обеспечить свечение элемента а, для цифры 9 — d. Элемент а для цифры 6 можно включить

это показано на схеме. Нумерация новых элементов продолжает исходную для схемы вольтметра или сохраняет её, если новый элемент заменяет старый.

Для включения элемента d для цифры 9 проще всего использовать сигнал лог. 1 с выхода В8 (вывод 16) микросхемы DD1, он принимает такой уровень при индикации цифр 8 и 9, и для обеих этих цифр требуется включение элемента d. Этот сигнал умуцняет эмиттерный повторитель на транзисторе VT4.

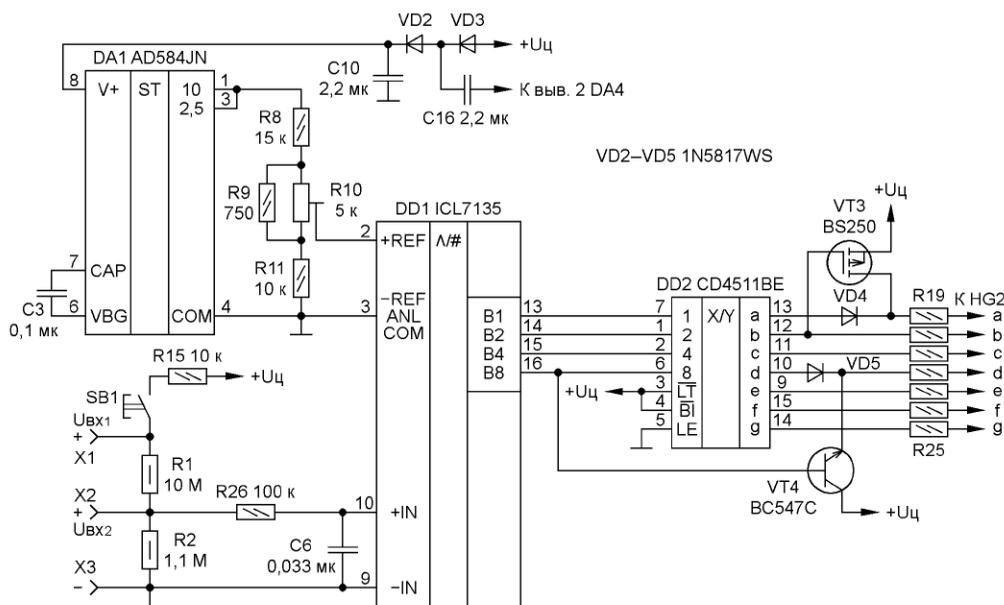


Рис. 1

сигналом низкого логического уровня на выходе b микросхемы преобразователя кодов DD2 (вывод 12). Лог. 0 на этом выходе появляется только при индикации цифр 5 и 6, и для них обоих требуется включение элемента а. Проще всего это сделать, используя МОП-транзистор с р-каналом VT3, как

Диоды VD4 и VD5 необходимы для того, чтобы напряжение высокого уровня не попадало на выходы микросхемы, на которых в этот момент лог. 0. Эти диоды должны иметь минимально возможное падение напряжения, следует использовать самые низковольтные диоды Шоттки (чем больше допустимое

обратное напряжение диода Шоттки, тем больше на нём прямое падение напряжения).

В статье [2] приведены результаты экспериментального сравнения различных микросхем для источника образцового напряжения (ИОН). При доработке вольтметра для повышения температурной стабильности измерений из доступных была выбрана наилучшая — AD584JN. Эта микросхема в корпусе DIP-8, в зависимости от схемы включения, обеспечивает точное и стабильное выходное напряжение 2,5; 5; 7,5 или 10 В, в данном случае — 2,5 В [2, 3]. Было проверено, что для питания этой микросхемы при стабилизации напряжения 2,5 В (при соединении выходов 10 и 2,5) требуется напряжение не менее 3,8 В, поэтому для повышения напряжения аккумулятора использован удвоитель напряжения на диодах VD2, VD3 и конденсаторах C16 и C10. Импульсы на вход удвоителя подаются с выхода 2 микросхемы DA4 ICL7660CPA [4]. Конденсатор C3 уменьшает уровень шумов на выходе микросхемы.

Если вольтметр будет изготавливаться заново, печатную плату следует изготовить по рис. 2, а установку деталей ИОН и удвоителя напряжения произвести по рис. 2 и рис. 3. Если же будет дорабатываться вольтметр, уже изготовленный по статье [1], источник образцового напряжения можно собрать и установить, как это указано в [2], а диоды VD4, VD5 и транзисторы VT3, VT4 установить по рис. 3.

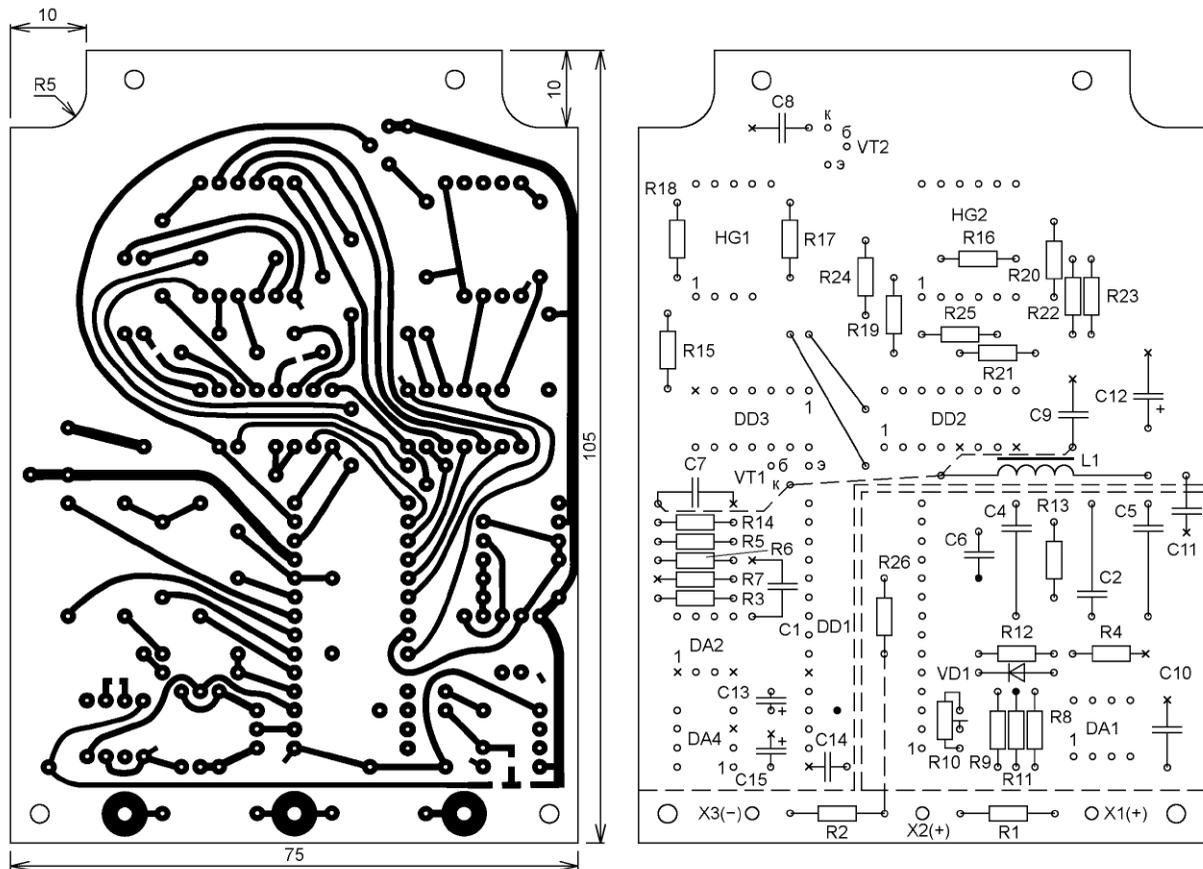


Рис. 2

стороне деталей (сплошные линии) и четырьмя на стороне проводников, показанными штриховыми линиями.

На виде расположения деталей знаками "x" обозначены места пайки выводов радиоэлементов к фольге общего провода, в этом случае отверстия под выводы не сверлят, залитыми чёрным цветом кружками — места пайки к фольге общего провода и контактной площадке на стороне проводников, в этом случае отверстия не зенкуют.

На месте VT3 можно применить практически любой маломощный МОП-транзистор с r-каналом. Если элемент а будет подсвечиваться при индикации цифр 1 и 4, это будет означать, что его пороговое напряжение слишком мало, и его нужно увеличить, включив в цепь истока маломощный кремниевый диод. Транзистор VT4 должен иметь коэффициент передачи тока базы не менее 200, например, КТ3102Б—КТ3102Е, КТ342Б, КТ342В. На месте диодов VD2 и VD3 не обязательно устанавливать диоды Шоттки, подойдут любые малогабаритные кремниевые диоды. Конденсатор C10 — КМ-6, C3 и C16 — для поверхностного монтажа типоразмера 0805.

Производители микросхем ICL7135 для установки в цепь интегратора рекомендуют полипропиленовые конденсаторы, поскольку они имеют наименьший среди других коэффициент абсорбции при малых размерах. При сборке вольтметра [1] на месте C2 был

установлен полиэтилентерефталатный конденсатор К73-17 ёмкостью 0,47 мкФ на напряжение 63 В. Сейчас полипропиленовые конденсаторы можно приобрести в АлиЭкспрессе (<https://sl.aliexpress.ru/p?key=9ZMtG4p>), и они имеют меньшие размеры, чем К73-17.

параметры, чем установленный К73-17. Самый простой (для данного случая) способ проверки описан в статье [5].

Для такой проверки достаточно в уже собранном вольтметре подключить вход вольтметра $U_{вх2}$ к положительно-му выводу ИОН (движку резистора R10). В соответствии с принципом работы АЦП и его внутренним устройством вольтметр при правильной работе при $U_{вх} = U_{REF}$ должен обеспечить показания индикатора $1000U_{вх}/U_{REF}$ или 0999(9) — 1000(0).

Для конденсатора К73-17 0,47 мкФ, 63 В показания изредка менялись между 9,987 или 9,988, для проверяемого конденсатора из АлиЭкспресса того же номинала и на то же рабочее напряжение — 9,986 или 9,987, что даже чуть хуже (индикация десятичной запятой в этом вольтметре соответствует использованию делителя 10:1). Автор проверил также аналогичный конденсатор из АлиЭкспресса на напряжение 630 В, и у него показания оказались равными 9,993 или 9,994, т. е. вдвое ближе к идеалу (10,000). Можно с уверенностью сказать, что такой конденсатор на 630 В для такого применения лучше, чем К73-17 на номинальное напряжение 63 В, и, скорее всего, действительно является полипропиленовым. Вполне возможно, что и К73-17 на 630 В также лучше, чем на 63 В, но его габариты намного больше полипропиленового.

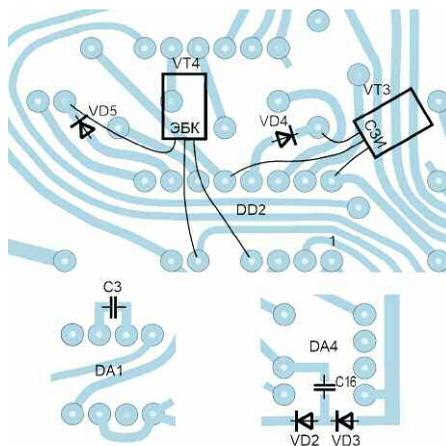


Рис. 3

Автор решил проверить, действительно ли приобретённые в АлиЭкспрессе конденсаторы имеют лучшие

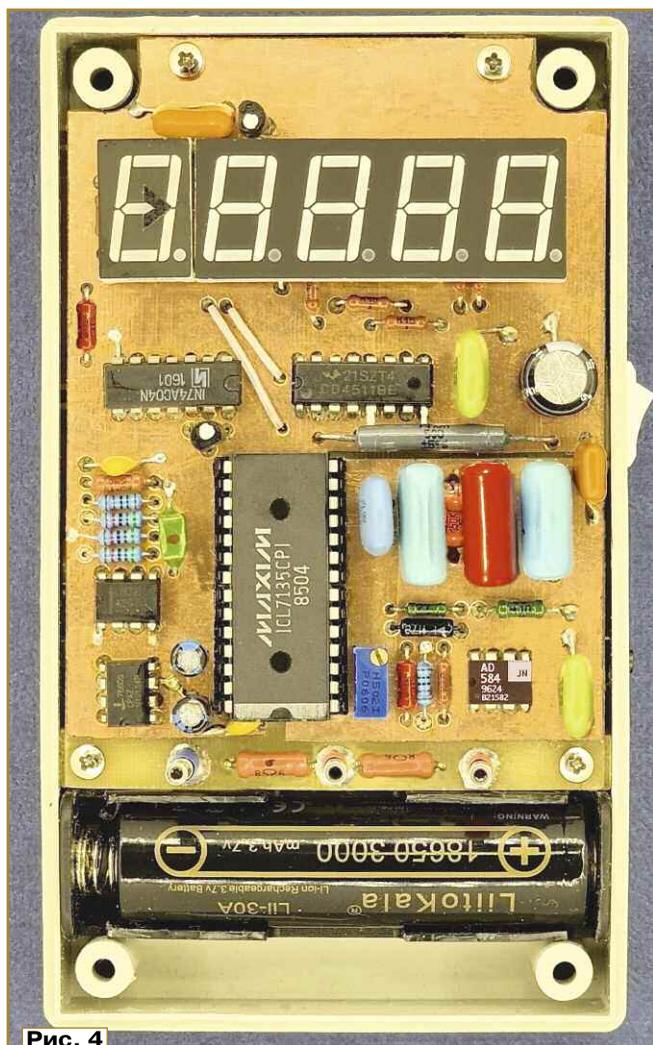


Рис. 4

Для исключения случайной подачи напряжения аккумулятора на цепь, в которой измеряется напряжение, последовательно с кнопкой SB1 установлен резистор R15, аналогичную доработку целесообразно произвести и в конструкции [6].

Очень интересной и полезной доработкой явилось введение предела измерений 1,9999 В, но оно связано с необходимостью точного подбора сопротивлений резисторов R1 и R2 входного делителя. Как указывалось в статье [1], в делителях напряжения необходимо установить стабильные резисторы (C2-29В — оптимально, ОМЛТ 0,5 %, C2-13, C2-14). Для R1, R2, R8, R11 установка стабильных резисторов обязательна, для R9 — желательна. Необходимо, по возможности, подобрать резисторы R1 и R2 так, чтобы отношение их сопротивлений было 9:1 как можно точнее, например, R1 = 10 МОм с допуском 0,1 %, R2 — последовательно соединённые 1,1 МОм 0,1 %, 11 кОм 5 % или 1 МОм 0,1 % и последовательно соединённые с ним и параллельно между собой 120 кОм 0,5 % и 1,5 МОм 2 %. Однако даже их допуск 0,1 % не гарантирует достоверность младшего знака показаний при измерениях на пределе 1,9999 В. Даже если эти резисторы не удастся подо-

брать с необходимой точностью, вход Uвх2 удобно использовать для сравнительных измерений, например, автор использовал его при проверке различных микросхем источ-

ников образцового напряжения [2]. Для калибровки вольтметра на его вход Uвх1 следует подать напряжение от 10 до 19 В, контролируемое точным вольтметром, и с помощью подстроечного резистора R10 добиться одинаковых показаний обоих приборов. Можно также использовать откалиброванный по точному вольтметру прецизионный источник напряжения [3].

При проведении калибровки следует соблюдать рекомендацию статьи [3] — если калибруемый вольтметр питается от сетевого источника (проверка работы в интервале напряжения питания 3,2...4,2 В), источник прецизионного напряжения должен питаться от батареи, поскольку, если источники питания эталона и вольтметра сетевые, уровень помех может существенно превышать разрешающую способность вольтметра, и его показания будут нестабильными.

В собранном вольтметре можно уменьшить погрешность измерений на диапазоне 1,9999 В следующим образом. Резистор R2 установить с заводом меньшим сопротивлением, чем сопротивление R1, поделённое на 9, например 1,1 МОм, как указано на схеме рис. 1, или последовательно соединённые стабильные 1 МОм и 100 кОм, лучше — 110 кОм. Измерить

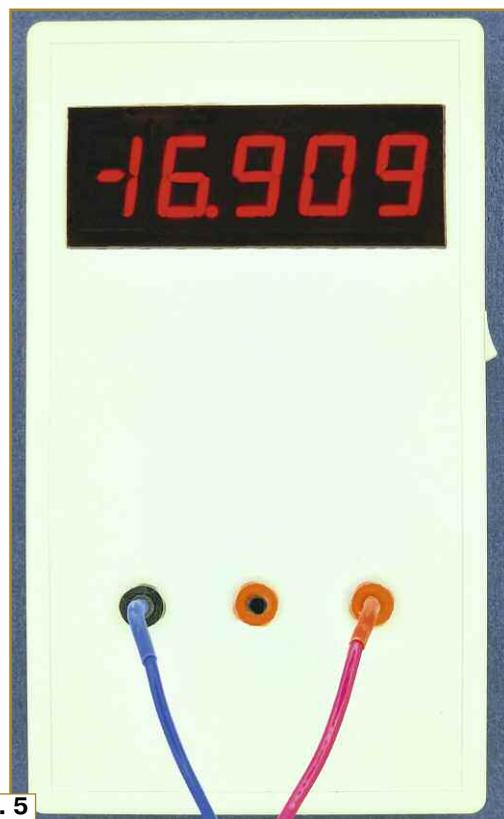


Рис. 5

напряжение свежего щелочного гальванического элемента на обоих пределах и рассчитать, насколько нужно увеличить сопротивление резистора R2, чтобы показания вольтметра изменялись в 10 раз при переходе с одного предела на другой. Автор использовал резистор с таким сопротивлением (не обязательно высокостабильный) и включил его последовательно с R2, затем снова откалибровал вольтметр на пределе 19,999 В.

На рис. 4 показана установленная плата вольтметра в корпусе, а на рис. 5 проиллюстрирована индикация знаков после доработки прибора.

Следует также иметь в виду, что на схеме вольтметра в статье [1] пропущено соединение минуса измеряемого напряжения с аналоговым общим проводом. На рисунке установки элементов на печатную плату это соединение есть — чёрная точка у одного из выводов конденсатора С6.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бирюков С. Настольный вольтметр 4½ разряда. — Радио, 2024, № 8, с. 29—33.
2. Бирюков С. Температурная стабильность источников образцового напряжения. — Радио, 2024, № 10, с. 30—33.
3. Бирюков С. Прецизионный источник напряжения. — Радио, 2024, № 7, с. 28, 29.
4. Бирюков С. Преобразователи напряжения на переключаемых конденсаторах. — Радио, 2001, № 12, с. 44, 45.
5. Фёдоров О. Применение микросхем АЦП семейства ICL71х6 при низких напряжениях питания. — Схемотехника, 2003, № 10, с. 18—23.
6. Бирюков С. Вольтметр из миллиомметра. — Радио, 2024, № 5, с. 37—39.

О генераторе на модуле AD9833

А. ГРЕЗНЕВ, г. Москва

Проводом к написанию заметки послужила публикация в журнале "Радио" за 2023 г., № 1 на с. 22—25 статьи **В. Кибы** "Генератор на модуле AD9833". Эта конструкция была мною повторена (**рис. 1**) с незначительными изменениями, касающимися упрощения изготовления устройства.

Был исключён модуль А3 (все обозначения сохранены в соответствии со схемой в указанной статье), а его функция возложена на оператора и простой клавишный выключатель. Так как в устройстве предусмотрена функция контроля напряжения аккумулятора, это позволяет своевременно его заря-

дить, что важно перед автономной работой. Взамен модуля А3 установлен делитель напряжения из двух резисторов сопротивлением 2,2 кОм и 10 кОм (на **рис. 2** в указанной статье это резисторы R7 и R8). Верхний по схеме вывод резистора R7 подключён напрямую к линии питания +3,7 В (+ аккумулятора), нижний вывод резистора R8 остаётся на общем проводе. Выход делителя напряжения (точка соединения резисторов R7 и R8) подключён к входу А1 модуля А4. Этот вход измеряет напряжение аккумулятора, что прописано в скетче автора, и его значение отображается на индикаторе.

Второе упрощение состоит в отказе от кнопки SB1 (так как теперь не надо включать модуль А3) и кнопки SB7 (она дублирует кнопку Reset модуля Arduino). Для оставшихся необходимых пяти кнопок управления генератором можно не изготавливать отдельную плату, а использовать недорогой готовый модуль с пятью кнопками, который можно приобрести в Интернете, припаяв к нему SMD-резисторы R1, R2, R3, R4 типоразмера 0805, как на **рис. 2**.

Ввиду незначительного числа соединений между модулями вполне резонно выполнить их отдельными проводами. Изменений в скетче можно не делать, команда на отключение питания не будет проходить, так как из устройства изъят модуль А3. Думаю, что в таком варианте исполнения устройство будет доступнее для изготовления старшеклассниками, начинающими радиолюбителями, и, несомненно, оно будет компактнее и менее трудозатратным.

Следует обратить внимание на то, что в некоторых модулях с кнопками контакт COM (или GND) подключён только к правому контакту второй слева кнопки, что легко определяется прозвонкой цепей модуля. В таком случае надо тонким проводом соединить правые контакты кнопок (**рис. 3**), тем самым мы подключим их к гнезду и линии COM, затем припаяем резисторы R1—R4. ■



Рис. 1



Рис. 2

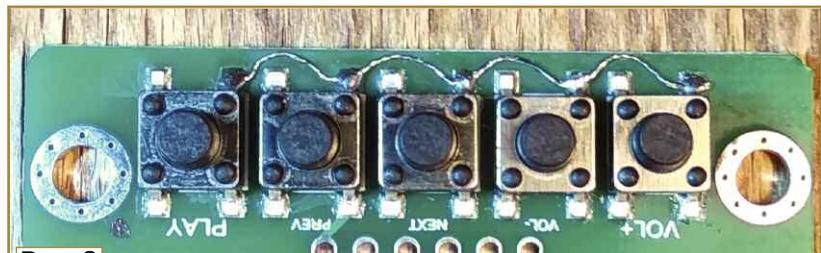


Рис. 3

МОДУЛЬНАЯ РЕКЛАМА

Для Вас, радиолюбители!

Радиодетали, наборы, корпуса, материалы — наложенным платежом.

Каталог по запросу.
426072, г. Ижевск, а/я 1333.

ИП Зиннатов Р. К.
rtc-prometej@yandex.ru
WhatsApp / тел. 8-912-443-11-24

* * *

Вплощайте с нами свои
Новогодние идеи.

www.radiodetali.perm.ru

Тел: 8-800-201-75-54

Опыт ремонта ЖК-телевизора Supra STV-LC2715F

И. ПОДУШКИН, г. Москва

Через некоторое время после включения в ЖК-телевизоре Supra STV-LC2715F исчезло изображение и звук, светодиод на лицевой панели не светил. Понятно, что, скорее всего, проблема — в неисправности источника питания телевизора.

Чтобы "добраться" до источника питания, телевизор размещают на мягкой ровной поверхности экраном вниз. Задняя панель прикреплена пятнадцатью винтами-саморезами — десятью длинными и пятью короткими. После их отвинчивания аккуратно приподнимают и снимают заднюю панель.

плате питания в каких-то цепях произошло замыкание или перегрузка.

Чтобы разобраться с неисправностью, пришлось разрисовать схему её входных цепей. Фрагмент схемы показан на рис. 3. Позиционные обозначения элементов соответствуют имеющимся на плате. Буквой L на схеме обозначены дроссели — ферритовые кольца, надетые на выводы диода D2 и вывод стока транзистора QS2, которые на плате не имеют обозначений. Тип диодов D2, D4, D4A и ёмкость конденсаторов C8—C10, C20 определить не удалось. Источник питания собран на плате

из фольгированного с одной стороны стеклотекстолита, на которой размещены элементы для поверхностного монтажа, на противоположной — выводные детали.

Отличительная особенность этого блока питания — наличие корректора коэффициента мощности (ККМ) [1, 2], который включён между выходом сетевого диодного моста BD1 и накопительным конденсатором C13. Он собран на мощном полевом p-канальном транзисторе QS2 (2SK3568) и контроллере ККМ IC1 (L6562A).

Анализируя схему, можно сделать вывод, что после подключения телевизора к сети начинает работать преобразователь дежурного напряжения, и только после включения телевизора с пульта дистанционного управления запускается ККМ, напряжение на накопительном конденсаторе повышается с 310...320 В до 380...400 В, и начинают работать все преобразователи, формирующие напряжения +5 В, +12 В и +24 В.

При диагностике источников питания, в первую очередь, проверяют мощные элементы — транзисторы, тиристоры, диоды, микросхемы, затем — остальные полупроводниковые приборы, оксидные конденсаторы и пассивные элементы [3]. Итак — сгорел плавкий предохранитель F1. Никаких замыканий по цепям переменного тока до входа сетевого диодного моста BD1 не обнаружено. Не было обнаружено никаких замыканий и на выходе этого моста. Визуальный осмотр платы показал, что на теплоотводе, на котором закреплены сетевой диодный мост BD1 и транзистор ККМ QS2, напротив резистора R69 обнаружено чёрное пятно (рис. 4). Выяснилось, что этот резистор сгорел (рис. 5).

С помощью мультиметра, включённого в режим омметра, было обнаружено близкое к нулю сопротивление канала полевого транзистора QS2, а сопротивление между его затвором и истоком — около 5 Ом. Этот транзистор вышел из строя.

Возникает вопрос, почему транзистор вышел из строя? Высокое напряжение? Но допустимое напряжение сток—исток этого транзистора — 500 В. Большой ток? Но максимальный ток стока — 12 А [4]. Анализируя схему, можно сделать вывод, что, скорее всего, ни напряжение больше 500 В, ни ток больше 12 А не могли воздействовать на этот транзистор.

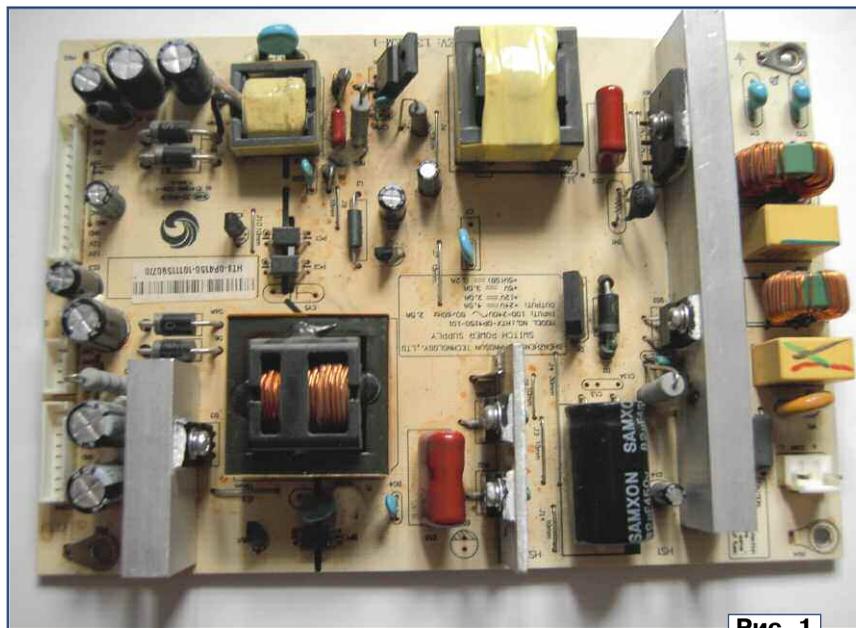


Рис. 1

Плата питания находится в верхней части (со стороны задней панели) телевизора, к задней панели прикреплены соединительные провода, заканчивающиеся разъёмами, поэтому будьте осторожны, чтобы не повредить их или провода.

Плата питания (рис. 1) прикреплена к шасси четырьмя винтами и соединена с остальными потребителями тремя разъёмами. Наименование платы питания — НТХ-ОР4150-101. Сначала был проверен сетевой плавкий предохранитель на ток 5 А, обозначенный на плате F1. Он в термоусаживаемой трубке расположен в углу платы, рядом с сетевым разъёмом (рис. 2). Выяснилось, что он перегорел. Стало ясно, что на

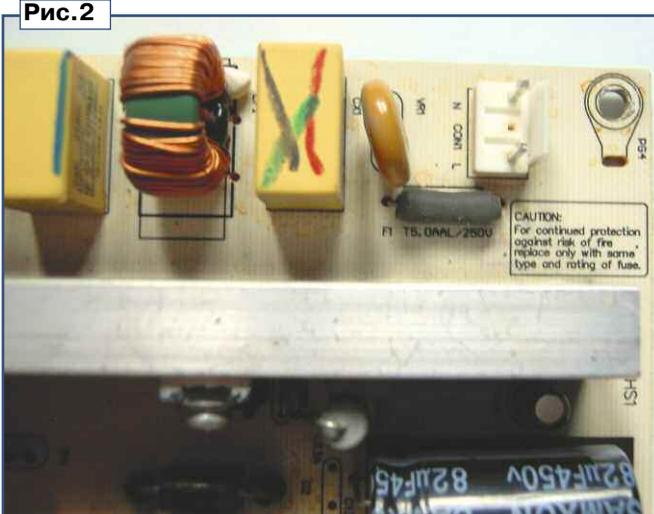


Рис. 2

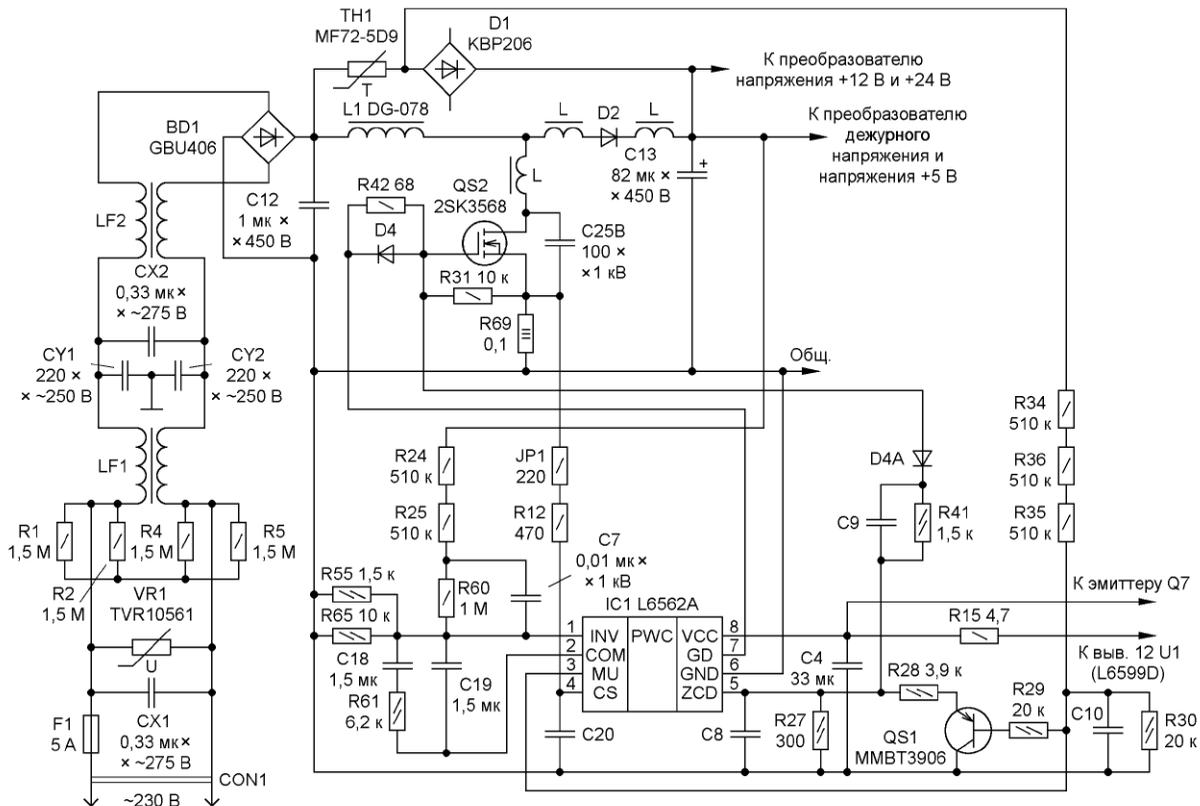


Рис. 3



Рис. 4

Им просто неоткуда взяться. Скорее всего, транзистор вышел из строя вследствие перегрева. Транзистор припаян к теплоотводу с помощью теплопроводящей пасты. Когда вышедший из строя транзистор был выпаян из платы и отсоединён от теплоотвода, выяснилось, что теплопроводящий слой очень тонкий и неравномерный. Возможно, это увеличило тепловое сопротивление между корпусом транзистора и теплоотводом, что в конце концов и привело к перегреву транзистора. Похожая ситуация была в случае ремонта платы питания телевизора Samsung [5].

Был проверен накопительный конденсатор C13. Оказалось, что его ёмкость — около 300 пФ вместо 82 мкФ. Значит, в конденсаторе — обрыв.

Такая неисправность могла привести

к тому, что на преобразователи поступало несглаженное импульсное напряжение, которое могло привести к импульсам напряжения на вторичных обмотках, в том числе на той, от которой получают питание контроллеры преобразователей и ККМ. Поэтому в первую очередь был проверен контроллер ККМ IC1 (L6562A). Эта микросхема в восьмивыводном

корпусе SO-8 — в центре на рис. 6. Мультиметром в режиме омметра были "прозвонены" выводы этой микросхемы между собой. Выяснилось, что между выводами питания (выводы 6 и 8) сопротивление — около 5 Ом. Поскольку между выводами питания внутри микросхемы подключён стабилизатор с напряжением стабилизации 25 В [рис. 1 в 6], можно предположить, что этот стабилизатор был пробит импульсом напряжения, превышающим 25 В.

От этой же линии через резистор R15 поступает напряжение питания на контроллер U1 (L6599D) преобразователя, который вырабатывает напряжения +12 В и +24 В. Эта микросхема в шестнадцатывыводном корпусе SO-16 — в нижней части рис. 7. Контроллер также был проверен на наличие неболь-

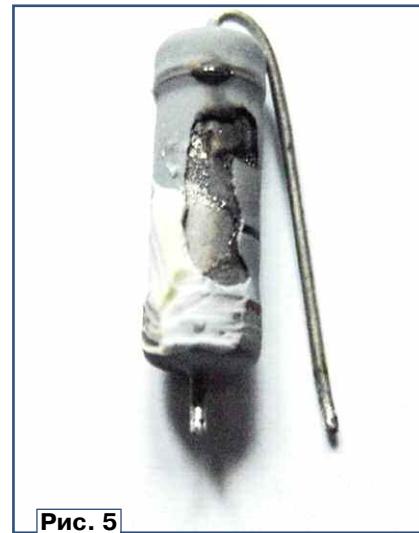


Рис. 5

шого сопротивления между выводами питания. Оказалось, что между этими выводами сопротивление — около 45 Ом. Между выводами питания внутри этой микросхемы подключён стабилизатор с напряжением стабилизации 17 В [рис. 1 в 7]. Также можно предположить, что стабилизатор был пробит импульсом напряжения, превышающим 17 В.

На всякий случай, с помощью приставки к мультиметру [8] было измерено эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС) конденсатора EC5 (10 мкФ, 50 В) в цепи питания контроллеров. Оно оказалось около 7 Ом. Этот

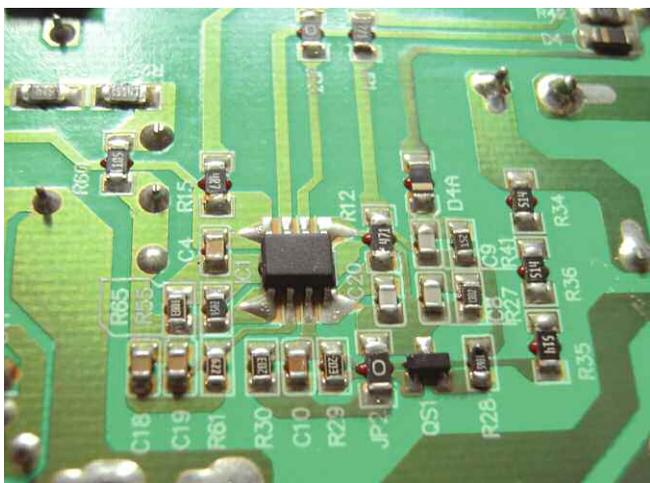


Рис. 6

конденсатор был заменён новым с ЭПС около 1 Ома.

Можно высказать предположение, что, скорее всего, такое число элементов вышло из строя из-за обрыва накопительного конденсатора С13. Вследствие этого повышенные импульсы напряжения вызвали перегрев полевого транзистора QS2 и резистора R69, что привело к выходу из строя плавкого предохранителя F1, а также пробой по цепям питания микросхем IC1 и U1.

Были заменены плавкий предохранитель F1, полевой транзистор QS2 с размещением его на теплоотводе с использованием теплопроводящей пасты КПТ-8, резистор R69, накопительный

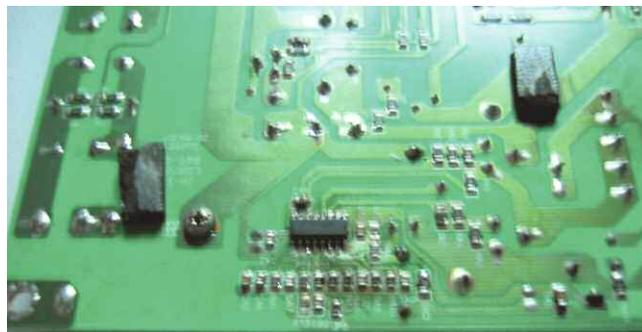


Рис. 7

конденсатор С13, конденсатор в цепи питания микросхем ЕС5, контроллер ККМ IC1 и контроллер преобразователя напряжений +12 В и +24 В. После установки в телевизор и подключения платы питания на неё было подано сетевое напряжение и измерено напряжение на накопительном конденсаторе С13. Оно оказалось равно 384 В, что указывало на то, что ККМ исправен [1, 2]. Если бы ККМ был неисправен, напряжение на этом конденсаторе было бы на уровне 310...320 В.

Работоспособность ЖК-телевизора Supra была восстановлена.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зачем нужна коррекция коэффициента мощности? — Радио, 2006, № 1, с. 30, 31.

2. Косенко С. Корректор коэффициента мощности. — Радио, 2006, № 1, с. 31—33; № 2, с. 28—30.

3. Волчков С. Стратегия ремонта. — Радио, 2012, № 3, с. 28—31.

4. TOSHIBA Field Effect Transistor Silicon N MOS Type (p-MOSVI) 2SK3568 Switching Regulator Applications. — URL: <https://static.chipdip.ru/lib/310/DOC000310-070.pdf> (29.11.24).

5. Подушкин И. Опыт ремонта ЖК-телевизора Samsung UE42F5000AK. — Радио, 2024, № 11, с. 25—27.

6. L6599. High-voltage resonant controller. — URL: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l6599.pdf> (29.11.24).

7. L6562A. Transition-mode PFC controller. — URL: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l6562a.pdf> (29.11.24).

8. Глибин С. Измеритель ЭПС — приставка к мультиметру. — Радио, 2011, № 8, с. 19, 20.

Трансформаторный драйвер MOSFET/IGBT для больших коэффициентов заполнения периода импульсом и широкого диапазона частот

Описанный в статье трансформаторный драйвер MOSFET и IGBT может быть применён в преобразователях напряжения, где длительность управляющих импульсов может быть более 50 % периода, таких как понижающие преобразователи (step-down), а также в случае широкого диапазона изменения частоты для управления резонансными преобразователями.

А. ЮДИН, г. Волжский Волгоградской обл.

В импульсных преобразователях напряжения широко применяют драйверы с конденсаторами вольтодобавки,

так называемым бутстрепным питанием, либо оптодрайверы. И те, и другие успешно справляются с поставленной

задачей, но имеют определённые ограничения в применении. Драйверы с бутстрепным питанием имеют огра-

На выходах микросхемы образуются короткие импульсы, вольт-секундные параметры которых одинаковы, что обеспечивает симметричное перемагничивание трансформатора. Для дополнительного снижения влияния несимметричности нагрузки на вторичной стороне драйвера на разность напряжений на выходах DA1 может быть установлен резистор R4 сопротивлением от единиц до сотен ом, который также может быть полезен для снижения скорости открывания силового ключа при паразитных резонансных явлениях в преобразователе. При номиналах, указанных на схеме, длительность выходных импульсов — около 1 мкс. В случае управления драйвером уровнями TTL питание входной логики микросхемы осуществляется от параметрического стабилизатора, собранного на стаби-

рога отсечки, канал транзистора закрывается. При поступлении последующих импульсов положительной полярности утечка заряда затвора оказывается незначительной, что обеспечивает работу драйвера на низких частотах. После длительного прекращения подачи импульсов конденсатор C5 разряжается через резистор R7. Когда напряжение на затворе транзистора VT3 становится ниже порога отсечки, его канал открывается и затворная ёмкость силового транзистора быстро разряжается через диод VD10 и открытый канал полевого транзистора VT3. Номиналы C5 и R7 выбирают так, чтобы открытие канала транзистора VT3 происходило раньше, чем напряжение на затворе силового транзистора за счёт утечек снизится до неустойчивого удержания его в открытом состоянии. Время разрядки затворной ёмкости силового транзистора определяется начальным током стока полевого транзистора. Таким образом, силовой транзистор всегда находится в закрытом состоянии после больших пауз в подаче импульсов управления и перед начальным запуском преобразователя, что исключает аварийный режим. Для низкочастотных применений и повышения помехоустойчивости параллельно участку затвор—исток силового транзистора может быть включён дополнительный конденсатор C6 ёмкостью 1...10 нФ.

Для проверки правильности выбора номиналов элементов произведём некоторые оценочные расчёты, которые помогут читателю адаптировать устройство под свои нужды. Необходимое время зарядки ёмкости затвора силового транзистора определим по формуле:

рога отсечки, канал транзистора закрывается. При поступлении последующих импульсов положительной полярности утечка заряда затвора оказывается незначительной, что обеспечивает работу драйвера на низких частотах. После длительного прекращения подачи импульсов конденсатор C5 разряжается через резистор R7. Когда напряжение на затворе транзистора VT3 становится ниже порога отсечки, его канал открывается и затворная ёмкость силового транзистора быстро разряжается через диод VD10 и открытый канал полевого транзистора VT3. Номиналы C5 и R7 выбирают так, чтобы открытие канала транзистора VT3 происходило раньше, чем напряжение на затворе силового транзистора за счёт утечек снизится до неустойчивого удержания его в открытом состоянии. Время разрядки затворной ёмкости силового транзистора определяется начальным током стока полевого транзистора. Таким образом, силовой транзистор всегда находится в закрытом состоянии после больших пауз в подаче импульсов управления и перед начальным запуском преобразователя, что исключает аварийный режим. Для низкочастотных применений и повышения помехоустойчивости параллельно участку затвор—исток силового транзистора может быть включён дополнительный конденсатор C6 ёмкостью 1...10 нФ.

Для проверки правильности выбора номиналов элементов произведём некоторые оценочные расчёты, которые помогут читателю адаптировать устройство под свои нужды. Необходимое время зарядки ёмкости затвора силового транзистора определим по формуле:

$$t_{\text{ЗАР}} = -(C_{\text{ЗИ}} + C_6) \cdot (R_{\text{ЭСР C2}} + 2 \cdot R_{\text{ВЫХ IR2110}} + R_4 + R_{\text{ТТ1}} + X_{\text{ЛРАСС}} + R_{\text{ИТТ1}}) \cdot \ln[1 - U_{\text{ЗИ}} / (U_{\text{ПИТ}} - U_{\text{КЭВТ1}} - U_{\text{ВД6}})]$$
 (1)

где $C_{\text{ЗИ}}$ — ёмкость затвор—исток силового транзистора (справочное значение), Ф; C_6 — ёмкость конденсатора C6 (при наличии), Ф; $R_{\text{ЭСР C2}}$ — эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора C2 (измеренное значе-

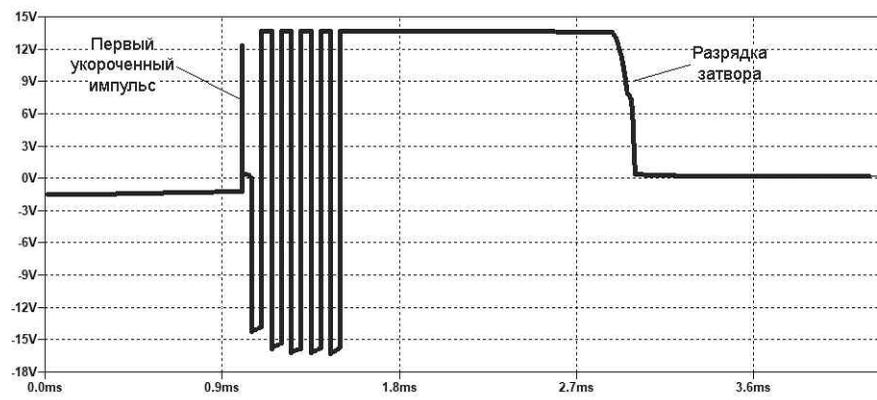


Рис. 3

литроне VD3 и резисторе R1. Если драйвером управляют КМОП-микросхемы, стабилитрон VD3 не устанавливают. Первичная обмотка трансформатора T1 включена в диагональ моста, образованного выходными транзисторами DA1, и на неё поступают разнополярные импульсы. При появлении на вторичной обмотке трансформатора первого после включения импульса положительной

большой токов. Силовой транзистор закрывается и остаётся в закрытом состоянии до поступления следующего импульса положительной полярности. Одновременно с поступлением импульса отрицательной полярности происходит зарядка отрицательным напряжением конденсатора C5 через диод VD9. Когда напряжение на затворе полевого транзистора VT3 становится выше по-

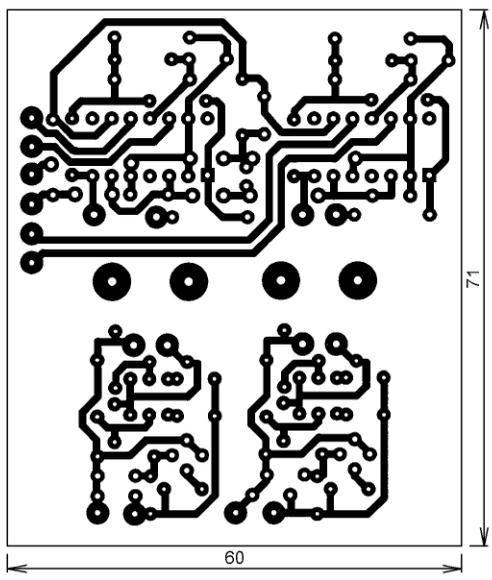
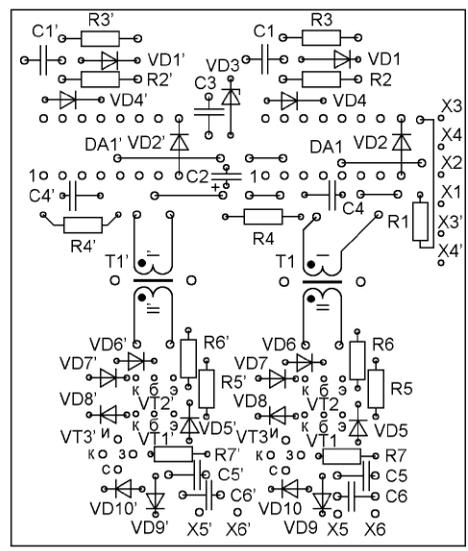


Рис. 4



ние), Ом; $R_{\text{ВЫХ IR2110}}$ — сопротивление открытого канала выходных транзисторов IR2110 (измеренное значение методом "вольтметра-амперметра"), Ом; R_4 — сопротивление резистора R4 (при наличии), Ом; $R_{\text{Т1}}$ — активное сопротивление первичной обмотки трансформатора (измеренное значение), Ом; $X_{\text{ЛРАСС}}$ — суммарное индуктивное сопротивление рассеяния обмоток трансформатора, Ом; $R_{\text{Т1}}$ — активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора (измеренное значение), Ом; $U_{\text{ЗИ}}$ — необходимое напряжение затвор—исток силового транзистора для устойчивого нахождения его в открытом состоянии, В; $U_{\text{ЛИТ}}$ — напряжение питания драйвера, В; $U_{\text{КЭ VT1}}$ — напряжение насыщения коллектор—эмиттер транзистора VT1 в открытом состоянии (справочное значение), В; U_{VD6} — прямое падение напряжения на диоде VD6 (справочное значение), В.

Индуктивное сопротивление рассеяния $X_{\text{ЛРАСС}}$ может быть найдено как характеристическое сопротивление контура, образованного индуктивностью рассеяния трансформатора и ёмкостью затвор—исток:

$$X_{\text{ЛРАСС}} = [L_{\text{РАСС}} / (C_{\text{ЗИ}} + C_6)]^{1/2}, \quad (2)$$

где $L_{\text{РАСС}}$ — суммарная (приведённая к одной из обмоток трансформатора) индуктивность рассеяния (измеренное значение), Гн.

Произведём числовой расчёт:

$$X_{\text{ЛРАСС}} = [2 \cdot 10^{-6} / (1,5 \cdot 10^{-9} + 1 \cdot 10^{-9})]^{1/2} = 28 \text{ Ом},$$

$$t_{\text{ЗАР}} = -(1,5 \cdot 10^{-9} + 1 \cdot 10^{-9}) \cdot (0,4 + 2 \cdot 8 + 10 + 2 + 28 + 2) \cdot \ln[1 - 12 / (15 - 0,7 - 0,8)] = 320 \text{ нс}.$$

На разрядку затвора от отрицательного напряжения до нуля требуется такое же время, как и на зарядку от нуля до положительного значения. Таким образом, на перезарядку затвора от 12 В до +12 В потребуется в два раза больше времени, т. е. 640 нс. Это означает, что длительность импульсов на выходах DA1 должна быть не менее этого значения, чтобы обеспечить зарядку ёмкости затвор—исток силового транзистора до необходимого напряжения.

Произведём расчёт длительности импульсов, формируемых на выходе DA1, по формуле

$$t_{\text{ИМП}} = -C_1 \cdot (R_2 + R_{\text{ВЫХ IR2110}}) \cdot \ln[1 - U_{\text{SDПОР}} / (U_{\text{ЛИТ}} - U_{\text{C1 ОСТ}} - U_{\text{VD2}})], \quad (3)$$

где C_1 — ёмкость конденсатора C1, Ф; R_2 — сопротивление резистора R2, Ом; $U_{\text{SDПОР}}$ — пороговое напряжение по входу SD DA1 (измеренное значение), В; $U_{\text{C1 ОСТ}}$ — остаточное напряжение на конденсаторе C1 (измеренное значение), В; U_{VD2} — прямое напряжение на диоде VD2 (справочное значение), В.

Произведём числовой расчёт:

$$t_{\text{ИМП}} = -330 \cdot 10^{-12} \cdot (10 \cdot 10^3 + 8) \cdot \ln[1 - 3,4 / (15 - 0,2 - 0,8)] = 919 \text{ нс}.$$

Можно сделать вывод: длительность импульсов на выходе DA1 — не менее необходимого времени зарядки затвора силового транзистора, что обеспечивает работоспособность устройства.

Произведём расчёт времени задержки разрядки затвора силового транзистора после прекращения подачи управляющих импульсов по формуле

$$t_{\text{ЗАД}} = -C_5 \cdot R_7 \cdot \ln[(U_{\text{ЗИ}} - U_{\text{VD6}}) / U_{\text{VT3ПОР}}], \quad (4)$$

где C_5 — ёмкость конденсатора C5, Ф; R_7 — сопротивление резистора R7, Ом; $U_{\text{ЗИ}}$ — максимальное напряжение отрицательной полярности на затвор—исток силового транзистора, В; U_{VD6} — прямое падение напряжения на диоде VD6 (справочное значение), В;

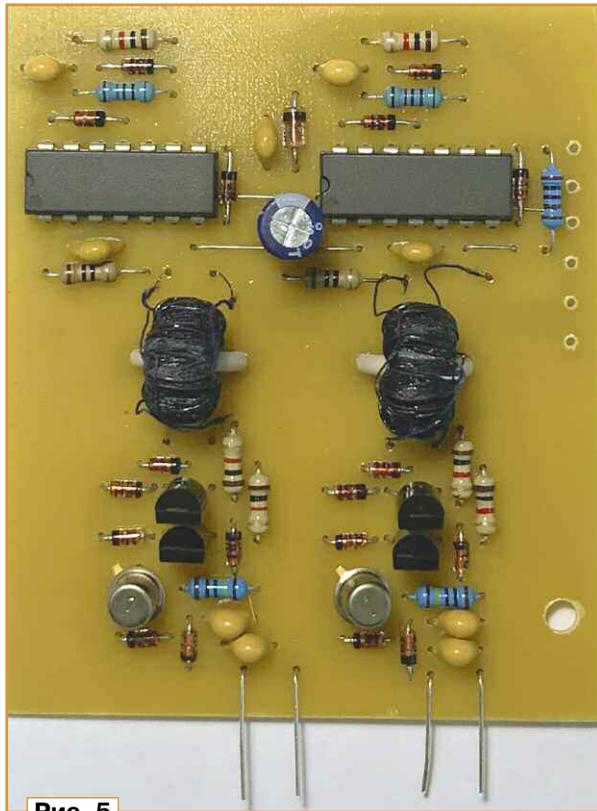


Рис. 5

$U_{\text{VT3ПОР}}$ — пороговое напряжение затвор—исток транзистора VT3 (среднее справочное значение), В.

Произведём числовой расчёт:

$$t_{\text{ЗАД}} = -1 \cdot 10^{-9} \cdot 1 \cdot 10^5 \cdot \ln[(15 - 0,8) / 4] = 1,27 \text{ мс}.$$

Произведём расчёт напряжения на затворе силового транзистора перед его разрядкой после прекращения подачи импульсов по формуле

$$U = U_{\text{ЗИ}} \cdot \frac{t_{\text{ЗАД}}}{R_{\text{УТЕЧ}} \cdot (C_{\text{ЗИ}} + C_6)}, \quad (5)$$

где $R_{\text{УТЕЧ}}$ — сопротивление утечки в цепи затвор—исток силового транзистора, Ом.

Принимая в качестве основной утечку затвор—исток силового транзистора и пренебрегая малыми утечками через другие элементы, сопротивление утечки можно определить по формуле

$$R_{\text{УТЕЧ}} = U_{\text{ЗИ}} / I_{\text{УТЕЧ}}, \quad (6)$$

где $I_{\text{УТЕЧ}}$ — ток утечки затвора (справочное значение), А.

Проведём числовой расчёт:

$$R_{\text{УТЕЧ}} = 13,5 / (100 \cdot 10^{-9}) = 135 \cdot 10^6 \text{ Ом};$$

$$U = 13,5 \cdot e^{\frac{1,27 \cdot 10^{-3}}{135 \cdot 10^6 \cdot (1,5 \cdot 10^{-9} + 1 \cdot 10^{-9})}} = 13,5 \text{ В}.$$

Можно сделать вывод, что напряжение затвор—исток силового транзистора практически не изменится после прекращения подачи импульсов до момента включения узла полной разрядки затвора, что не создаст аварийных режимов работы транзистора.

На рис. 3 представлена осциллограмма напряжения на затворе силового транзистора, полученная с помощью моделирования в среде LTSpice.

Драйвер собран на печатной плате из фольгированного с одной стороны стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Чертёж печатной платы для размещения двух драйверов показан на рис. 4. Печатную плату устанавливают вертикально рядом с силовыми транзисторами.

Фотография собранного двоярного драйвера показана на рис. 5.

Импульсный трансформатор намотан на кольцевом ферритовом магнитопроводе K10×6×5 из магнитомягкого феррита любой проницаемости, можно также использовать ферритовый магнитопровод близких размеров от энергосберегающей лампы. Обмотки наматывают проводом ПЭЛШО-0,1 одновременно в два провода, это необходимо для получения малой индуктивности рассеяния, которая влияет на время зарядки затворной ёмкости (см. формулы 1 и 2). Обе обмотки содержат по 100 витков. Шёлковую оплётку провода обязательно пропитывают жидким изоляционным лаком. После полного высыхания мегаомметром измеряют сопротивление

изоляции между обмотками при испытательном напряжении не менее 500 В. Сопротивление изоляции должно быть не менее 100 МОм. Вместо провода ПЭЛШО можно использовать обмоточный провод в тройной изоляции TIW-B диаметром 0,1...0,2 мм, который не требует пропитки, однако у него больше наружный диаметр в изоляции, и придётся увеличить размеры ферритового кольца, при этом можно сократить число витков обмоток пропорционально увеличению сечения магнитопровода. Микросхему IR2110 можно заменить на IR2113. Транзистор КП303Е может быть заменён на другие полевые транзисторы с п-каналом и начальным током стока 20...40 мА, например 2N5486, J111. Все резисторы — мощностью 0,125—0,25 Вт, керамические конденсаторы — K10-176 или аналогичные импортные.

Налаживание драйвера заключается в измерении осциллографом напряжения и длительностей импульсов на выходах IR2110 и на выходах затвора и истока силового транзистора. ■

Блок гарантированного питания систем домашней автоматики

В. КРАВЦОВ, г. Новороссийск Краснодарского края

Предлагаемое устройство предназначено для гарантированного питания оборудования систем домашней автоматики и контроля в условиях нестабильного сетевого напряжения. Использование для этой цели промышленного источника бесперебойного питания (ИБП) не всегда рационально, так как большинство ИБП рассчитаны на работу в режиме преобразования в течение непродолжительного времени, а перерыв в подаче электроэнергии в электросети часто продолжается многие часы, особенно при различных авариях. Добавление дополнительных аккумуляторов в ИБП не слишком улучшает ситуацию из-за низкого КПД системы питания, включающую не-

сколько внешних блоков питания (БП) различных приборов: видеорегистратора, видеокамер, роутера, устройств и датчиков охранной сигнализации, различной периферийной автоматики. Большинству этого оборудования требуется для работы напряжение постоянного тока 12 В, поэтому целесообразно питать его от общего источника напряжением 12 В через индивидуальные предохранители, что повышает надёжность работы систем из-за отсутствия дополнительных БП, требующих для работы сначала преобразования напряжения аккумуляторов до 230 В, а затем второго преобразования в 12 В. Кроме того, большое число таких БП увеличивает вероятность пожара при их

возгорании из-за различных неисправностей. Питание внешних устройств напрямую от непрерывно подзаряжаемых необслуживаемых свинцовых аккумуляторов тоже не всегда возможно, так как напряжение на них в рабочем цикле изменяется в интервале от 13,8 В до 11 В, что может привести к сбоям и отказам приборов систем автоматики.

Представленное устройство обеспечивает стабильное напряжение 12 В для питания периферийного оборудования при использовании мощного сетевого БП с выходным напряжением 10...14 В или батареи свинцовых необслуживаемых аккумуляторов напряжением 10,8...13,8 В. При наличии сетевого напряжения обеспечивается

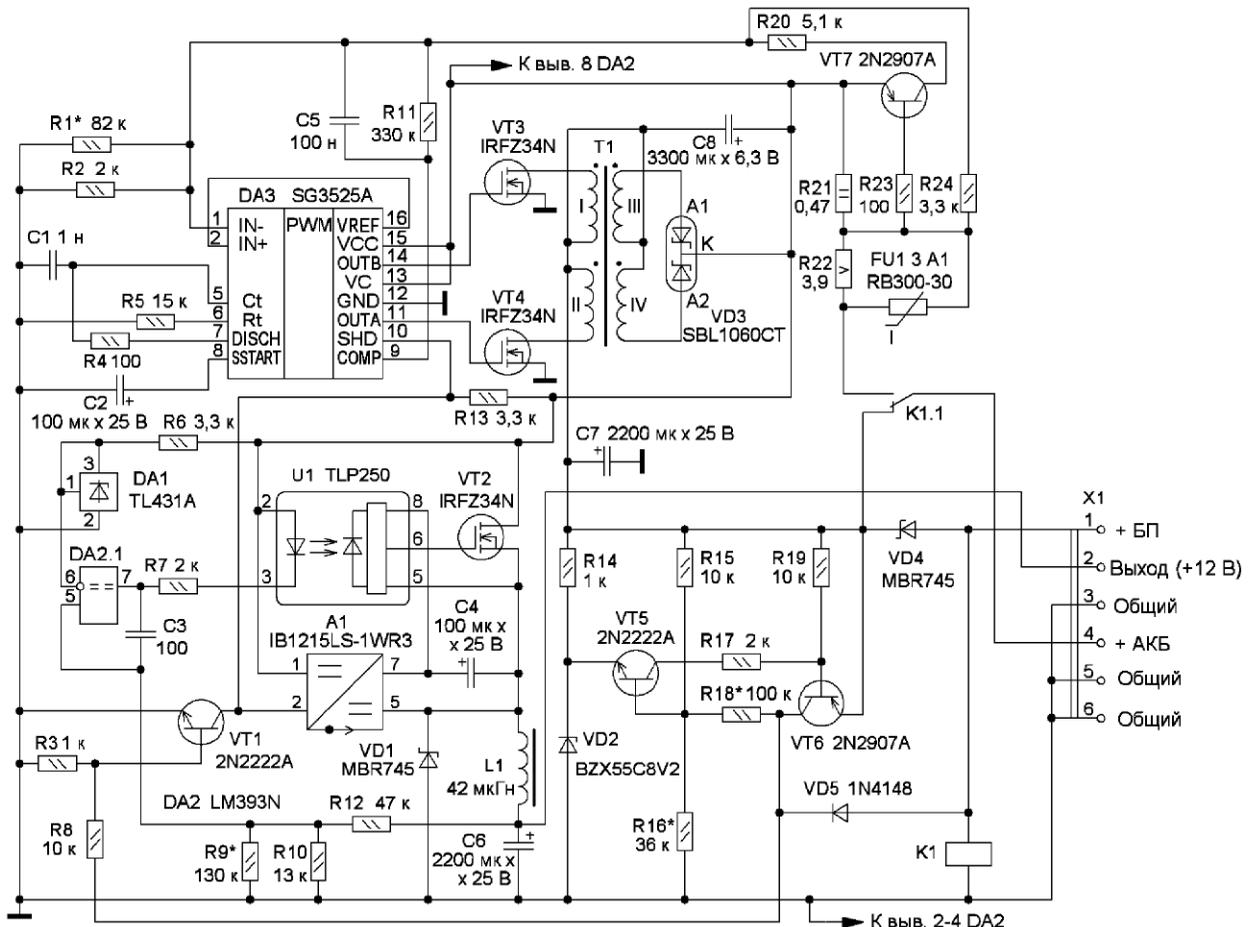


Рис. 1

зарядка батареи аккумуляторов током около 1 А до напряжения 13,8 В и её отключение от нагрузки при разрядке до напряжения 10,8 В.

Схема устройства приведена на рис. 1. Основными узлами устройства являются повышающий преобразователь напряжения сетевого БП или батареи аккумуляторов до 13,8 В и импульсный стабилизатор напряжения 12 В на выходе. Преобразователь напряжения реализован на микросхеме DA3 с дополнительными элементами, обеспечивающими штатный режим работы, транзисторах VT3, VT4, трансформаторе вольтодобавки T1, диоде VD3, конденсаторе C8 и обеспечивает добавку напряжения 0...4 В к напряжению сетевого БП или батареи аккумуляторов.

При наличии напряжения в сети этот узел позволяет зарядить батарею аккумуляторов до напряжения 13,8 В. Стабилизация тока зарядки осуществляется с помощью резистора шунта R21 и транзистора VT7, который через резистор R20 управляет напряжением вольтодобавки. В случае глубокой разрядки батареи аккумуляторов или их неисправности напряжение на их клеммах может быть существенно меньше напряжения сетевого БП, и преобразователь напряжения вольтодобавки не сможет регулировать ток зарядки. В этом случае повышенный ток вызывает срабатывание самовосстанавливающегося предохранителя FU1, а сам ограничивается сопротивлением проволочного резистора R22. При снижении тока до номинального значения (1 А) регулирование тока продолжится.

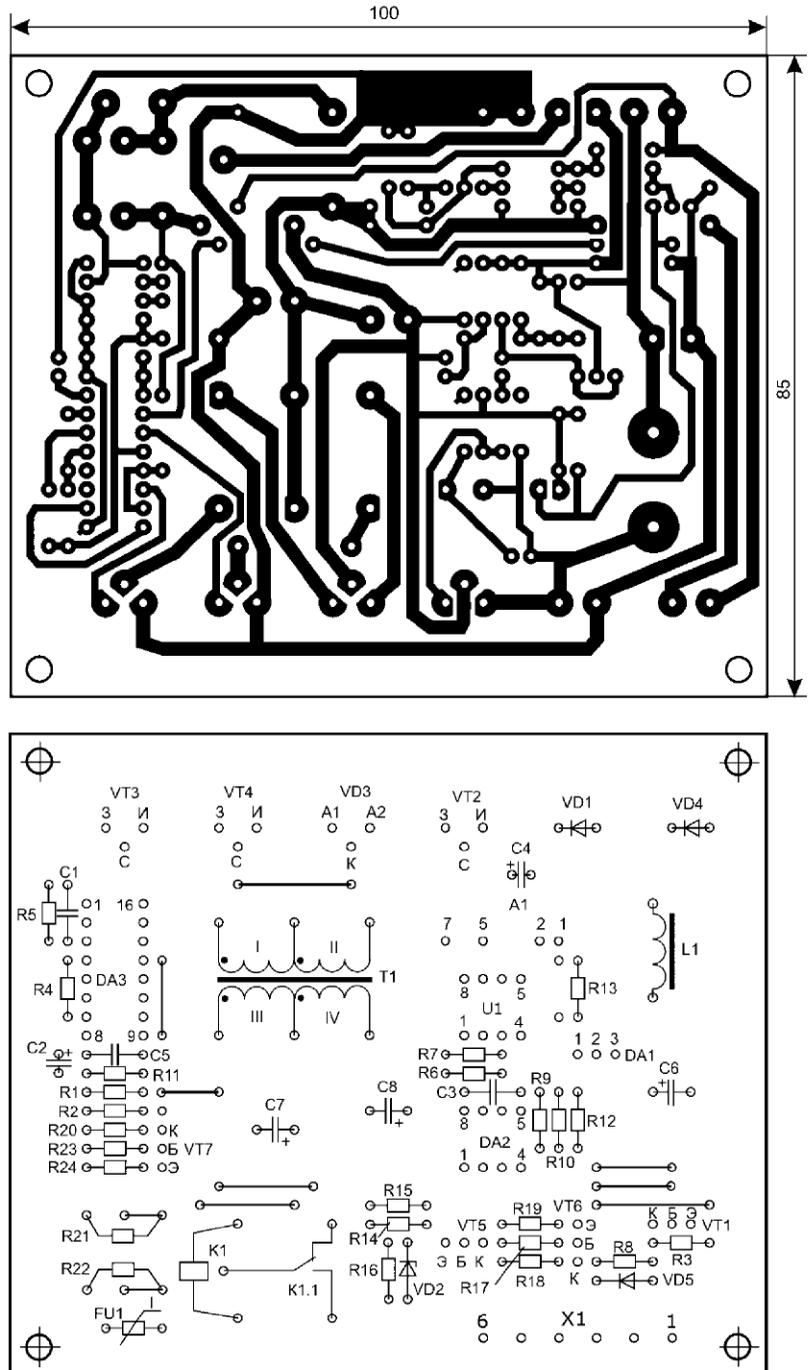
Для импульсного стабилизатора 12 В планировалось использовать специализированные микросхемы, рассчитанные на выходной ток до 5 А, но их КПД и надёжность оказались недостаточными при испытаниях на короткое замыкание выхода и токовую перегрузку. По этой причине он выполнен по несколько необычной схеме. В качестве регулирующего элемента используется N-канальный полевой транзистор VT2 (MOSFET), который в сравнении с P-канальными имеет очень малое сопротивление открытого канала и выдерживает гораздо больший ток перегрузки. Для формирования импульсов управления с короткими фронтами используется оптрон U1, питание которого обеспечивается DC/DC преобразователем напряжения A1 с гальванической развязкой входа и выхода. На компараторе DA2 реализован узел, сравнивающий образцовое напряжение 2,5 В с микросхемой DA1 и поделённое в 4,8 раза с помощью резистивного делителя R9R10R12 выходное напряжение. Благодаря конденсатору C3 компаратор на выходе вырабатывает короткие прямоугольные импульсы длительностью около 8 мкс, скважность которых изменяется в зависимости от ошибки выходного напряжения стабилизатора. Импульсы с источника транзистора VT2 поступают на диод VD1 и накопительный дроссель L1, подключённый к выходному конденсатору C6.

На транзисторах VT1, VT5, VT6 собран узел контроля напряжения батареи аккумуляторов при отсутствии

напряжения сети. При её разрядке до 10,8...11 В узел с помощью транзистора VT1 отключает преобразователь напряжения и импульсный стабилизатор, предотвращая опасную глубокую разрядку батареи. Восстановление работоспособности всего устройства в режиме преобразования произойдёт только с ростом напряжения батареи до 12,2 В. При наличии сетевого напряжения через диод VD5 напряжение питания поступает с сетевого БП, поэтому

блок гарантированного питания работает нормально, независимо от напряжения батареи. Переход устройства в режимы работы от сети или аккумуляторов осуществляется с помощью реле K1, которое срабатывает при наличии сетевого питания и обеспечивает необходимую коммутацию узлов.

Все элементы блока гарантированного питания собраны на печатной плате размерами 100×85 мм из одностороннего фольгированного стекло-



текстолита толщиной 1,5 мм (рис. 2), которая в авторском варианте является составной частью централизованного источника питания всех средств домашней автоматики, включающего в себя промышленный импульсный блок питания 12 В/10 А, батарею необслуживаемых свинцовых аккумуляторов 12 В, многоканальный блок предохранителей и приборы индикации напряжения и тока. Схема всего блока индивидуальна для конкретной ситуации и здесь не приводится. Соединение блока с остальными узлами централизованного

При повторении конструкции некоторые элементы можно заменить аналогичными, возможно, более доступными, с подобными или лучшими техническими характеристиками. Так, в качестве мощных полевых транзисторов VT2—VT4 можно применить транзисторы серий IRFZ30, IRFZ46N, IRF8010, IRF3710. Диоды Шоттки VD1, VD3, VD4 в корпусе TO-220 должны выдерживать ток не менее 5 А и обратное напряжение не менее 30 В. В авторском экземпляре использованы импортные металлоплёночные резисторы с допуском 1 % и

ем 12...13 В, выходным напряжением 15 В и выходной мощностью 1 Вт. Если более доступным будет преобразователь с номинальным входным напряжением 5 В (выходным напряжением 15 В), то его можно установить на плату, включив при этом в разрыв печатного проводника, идущего к выводу 1, любой маломощный стабилитрон на напряжение 7,5...8,2 В (анодом к этому выводу). На печатной плате для этого предусмотрены контактные площадки, надо только после монтажа перерезать проводник под стабилитроном.

Внешний вид смонтированной платы приведён на рис. 3. Собранное без ошибок устройство начинает работать сразу, но, возможно, потребуются подобрать номиналы некоторых резисторов. Подборкой резистора R1 устанавливают выходное напряжение 13,8 В преобразователя. Контроль осуществляют на клемме для подключения батареи аккумуляторов. Резистором R9 устанавливают выходное напряжение 12 В импульсного стабилизатора. Для более точного налаживания к выходу блока желательно подключить автомобильную лампу накаливания 12 В мощностью 8...10 Вт. Резисторами R16 и R18 устанавливаются пороги восстановления работы преобразователя при напряжении батареи аккумуляторов, равном 12,2 В, и отключении при глубокой разрядке — 10,8 В. Для этого вместо батареи аккумуляторов подключают регулируемый лабораторный блок питания, а вместо указанных постоянных резисторов временно устанавливают подстроечные с запасом по сопротивлению. Регулировкой этих резисторов добиваются требуемых результатов, а затем их заменяют постоянными с таким же сопротивлением. По окончании налаживания проводят комплексную проверку работы устройства, плату покрывают защитным лаком и монтируют в свою систему централизованного питания средств автоматизации и контроля.

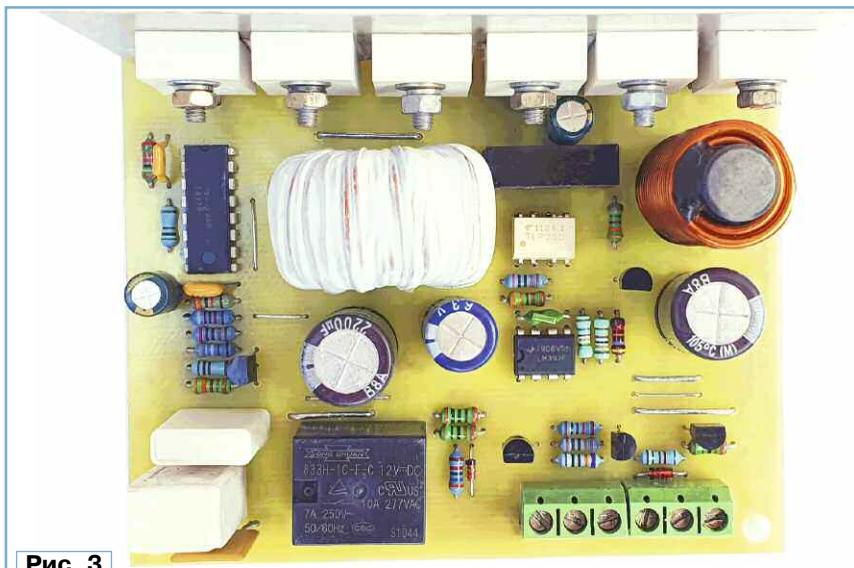


Рис. 3

источника осуществляется с помощью винтовых клеммников KF350-3P-G с шагом выводов 5 мм. Элементы, при работе которых выделяется тепло — транзисторы VT2—VT4, диоды VD1, VD3, VD4 — через изолирующие прокладки привинчены к общему теплоотводу — пластине из алюминия размерами 100×40×6 мм, закреплённой на плате. Площади пластины достаточно для выходного тока устройства до 2 А, в противном случае к пластине надо привинтить дополнительный ребристый с одной стороны теплоотвод или установить на ней вентилятор для охлаждения. Трансформатор вольтодобавки T1 намотан на кольцевом магнитопроводе из расплывённого железа размерами 27×14×15 мм, используемом в качестве дросселя групповой стабилизации напряжения в компьютерном блоке питания АТХ. Обмотки I, II содержат по 16 витков обмоточного провода диаметром 0,9 мм в эмалированной изоляции и намотаны одновременно в два провода с последующим разделением на обмотки, индуктивность каждой из них — около 33 мкГн. Аналогично наматывают обмотки III и IV, но они содержат по 8 витков такого же провода. Кольцо перед намоткой и по её окончании обматывается сантехнической фторопластовой лентой ФУМ. Дроссель L1 — заводской индуктивностью 42 мкГн, с обмоткой в два слоя на ферритовом стержне диаметром 10 мм и длиной 37 мм, содержащей 30 витков обмоточного провода диаметром 1,7 мм.

мощностью 0,125 Вт, которые можно заменить любыми подходящими. Отклонение сопротивлений от номинала у них может быть значительным, но их соотношение у резисторов R1R2/R24, R9R10/R12, R15/R16/R18 должно соответствовать номиналам элементов приведённой схемы. Резисторы R21 и R22 — проволоочные керамические, подходящие для платы по размерам. Оксидные конденсаторы должны быть с максимально допустимой температурой +105 °С, предназначенные для работы в импульсных устройствах. Оптоин TLP250 можно заменить оптоном FOD3320, FOD3150, HCPL3120 или аналогичным. Маломощные биполярные транзисторы могут быть любыми подходящей структуры и коэффициентом передачи по току не менее 200. Малогабаритные электромагнитные реле постоянного тока выпускаются множеством производителей, поэтому конкретный тип не приводится. Важно, чтобы обмотка была рассчитана на напряжение 12 В, контакты выдерживали максимальный потребляемый устройством ток, а размеры и расположение выводов совпадали с посадочным местом на печатной плате. Аналогично DC/DC преобразователи с гальванической развязкой выпускаются различными фирмами на разную мощность, входные и выходные напряжения и имеют очень разную стоимость. В устройстве используется недорогой преобразователь с номинальным входным напряжением

От редакции. Чертёж печатной платы находится по адресу <http://ftp.radio.ru/pub/2025/01/bgp.zip> на нашем FTP-сервере.

МОДУЛЬНАЯ РЕКЛАМА

Дистанционные курсы обучения программированию микроконтроллеров STM32, AVR, Arduino, PIC, STM8 и др.

Занятия проводятся по электронной почте или с помощью программы Skype.

Обучение может быть направлено на решение стоящей перед вами задачи.

www.electroniclab.ru/courses.htm
т. +7-912-619-5167

ОЗОЛИН М. Цифровой измеритель ёмкости и внутреннего сопротивления аккумуляторов. — Радио, 2012, № 3, с. 21.

О программировании защитных битов

При программировании микроконтроллера защитные биты (фьюзы) должны иметь значения: младший байт — 0xDF (hex), старший — 0x99 (hex). Биты — инверсные. Если значение бита равно единице, ячейка не запрограммирована, и наоборот.

МЕЛЬНИКОВ А. Импульсный металлоискатель. — Радио, 2020, № 5, с. 49–51.

Уточнения по статье

Диаметр катушки L1 — 16 см. Транзистор VT1 можно не устанавливать на теплоотвод, поскольку он нагревается незначительно.

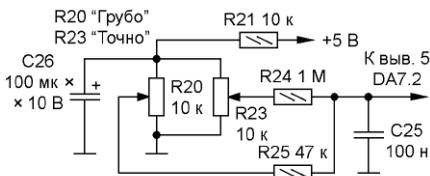


Рис. 1

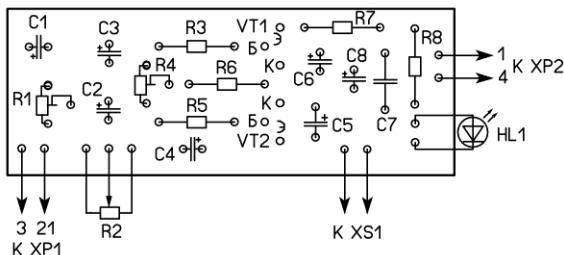
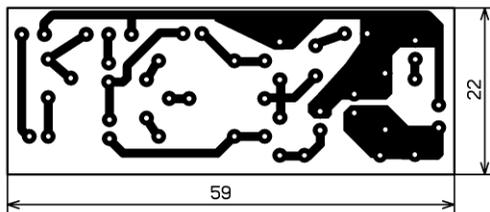


Рис. 2

Транзистор IRF9640 (VT1) лучше заменить на MTP2P50EG.

Для удобной работы узел установки порога (R16, R20, R21, C25) несколько изменён, что позволяет установить более точный порог срабатывания компаратора (рис. 1).

КИБА В. Универсальный лабораторный блок питания. — Радио, 2024, № 6, с. 27–39.

Ошибка на плате рис. 25

Конденсатор C10 должен иметь позиционное обозначение C5.

ШУМИЛОВ А. Повышение надёжности "вечной" лампы. — Радио, 2024, № 5, с. 42, 43.

Ошибка в тексте на с. 42

В тексте статьи на с. 42 в левой колонке, 2-й абзац сверху, вместо "... 70×70×2 мм, ..." следует читать "... 70×70×25 мм, ...".

КРАВЦОВ В. Приставка к блоку питания для зарядки батареи свинцовых аккумуляторов. — Радио, 2023, № 5, с. 29–31.

Ошибка на схеме рис. 1

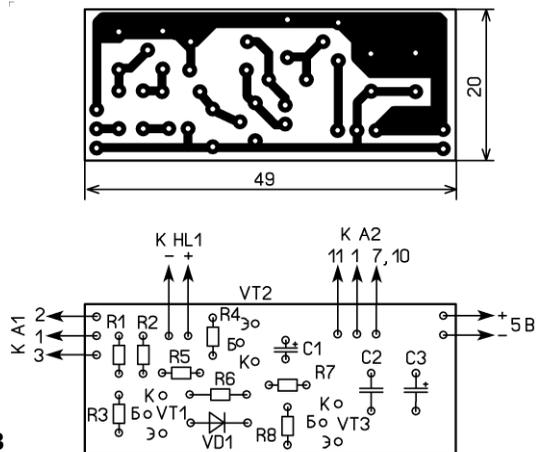
Микросхема DA2 должна быть UC3845AN, а не UC3842AN, как указано на схеме.

ШУМИЛОВ А. Вариант малоомного усилителя для головных телефонов. — Радио, 2024, № 9, с. 40–43.

Печатная плата

Элементы устройства можно разместить на односторонней печатной плате из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1...1,5 мм. Чертеж платы показан на рис. 2. Она рассчитана на ус-

Рис. 3



Уважаемые авторы!

Напоминаем, что в отправляемых в редакцию статьях рисунки схем, печатных плат и иной графики должны быть представлены в форматах BMP, TIFF, JPEG, GIF или в версиях программ Splan (рисунки схем) и Sprint LayOut (рисунки плат). С более подробной информацией по правилам оформления статей вы можете ознакомиться по адресу <http://www.radio.ru/author/> (на сайте журнала "Радио" в разделе "Авторы").

подстроечные резисторы — СПЗ-19 (R1 = 22 кОм, R4 = 47 кОм). Светодиод может быть маломощный любого цвета свечения.

ЮСУПОВ И. Говорящий датчик движения. — Радио, 2024, № 1, с. 57–59.

Печатная плата

Вместо макетной платы с применением проводного монтажа большую часть элементов устройства можно разместить на односторонней печатной плате из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1...1,5 мм, чертёж которой показан на рис. 3. Плата рассчитана на элементы, указанные в статье, её можно разместить на передней панели устройства. Светодиод HL2 и резистор R9 установлены на передней панели устройства. Если высота конденсатора C3 будет слишком большой, его следует установить параллельно плате. Транзистор 2N2907 (VT2) —

структуры p-n-p, а не n-p-n, как указано на схеме рис. 3.

От редакции. Чертежи печатных плат находятся по адресу <http://ftp.radio.ru/pub/2025/01/nk.zip> на нашем FTP-сервере.



Итоги

Russian "RADIO" WW RTTY Contest 2024

В 2024 г. телетайпные соревнования были организованы совместно редакцией журнала "Радио" и Russian Contest Club. Мы получили 554 отчёта, поэтому можно считать, что в соревнованиях приняли участие около 600 спортсменов.

Лучшим в европейской части РФ стал Евгений Блощицын (R6DM) из пгт Джубги Краснодарского края. Рудольф Сайфуллин (RW4W) из Ижевска занял второе место. На третьем месте — Владимир Аксенов (RW1A) из Санкт-Петербурга.

В группе SINGLE-OP ALL QRP Eu-Russia (все диапазоны, мощность до 5 Вт, европейская часть РФ) первенствовал Анатолий Бохонов (RW3YB) из Брянска. Второе место занял Валентин Суворцев (RT6DI) из г. Тихорецка Краснодарского края. На третьем месте — Валерий Серебряков (RA3QBQ) из с. Листопадовки Воронежской обл.

На диапазоне 28 МГц (10 метров, группа SINGLE-OP 10M Eu-Russia) в соревнованиях участвовал лишь один спортсмен — Николай Кудинов (R7KO) из п. Приморский, Республика Крым.

Первое место на диапазоне 21 МГц (15 метров, группа SINGLE-OP 15M Eu-Russia) занял Игорь Ананьев (UC6N) из Ростова-на-Дону. На втором месте — Сергей Соловьев (R3LC) из Смоленска. Третье место занял Юрий Валуцкий (UF5A) из Троицка, Москва.

На диапазоне 14 МГц (20 метров, группа SINGLE-OP 20M Eu-Russia) первое место занял Александр Николаенко (R6BH) из г. Крымска Краснодарского края. На втором месте в этой группе — Анатолий Курека (R3KCW) из г. Россоши Воронежской обл. На третьем месте — Евгений Деденев (RW7KW) из Керчи, Республика Крым.

Лучшим на диапазоне 7 МГц (40 метров, группа SINGLE-OP 40M Eu-Russia) стал Владимир Ченцов (RC7KH), г. Щёлкино, Республика Крым. Георгий Александров (UA6HLN) из пгт Солнечнодольска Ставропольского края занял второе место, третье — Николай Жданкин (UA6BJU) из г. Ейска Краснодарского края.

Среди наблюдателей (группа SWL Eu-Russia) были два участника. Первое место у Василия Коноплянко (R3D-002-KG) из Химок Московской обл. Второе место у Валентина Иванова (UA1074SWL) из Санкт-Петербурга.

В группе SINGLE-OP ALL HIGH As-Russia (все диапазоны, высокая мощность, азиатская часть РФ) лучшим стал Юрий Куриный (RG9A) из Челябинска. Виктор Локкер (RA9AU) из г. Коркино



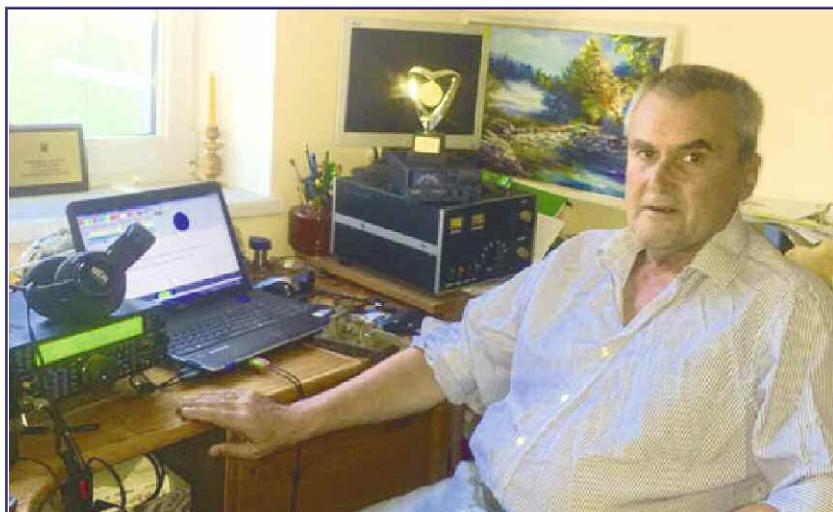
В группе SINGLE-OP ALL HIGH Eu-Russia лучшим стал Евгений Блощицын (R6DM).

В предыдущие годы все участники соревнований были разбиты на семь групп, в этом году число групп стало гораздо больше — 51. Зачёты проводились отдельно по европейской части РФ, азиатской части РФ, Европе, Азии, Северной Америке, Южной Америке, Океании и Африке.

В группе SINGLE-OP ALL HIGH Eu-Russia (все диапазоны, высокая мощ-

ность, европейская часть РФ) лучшим стал Евгений Блощицын (R6DM) из пгт Джубги Краснодарского края. Рудольф Сайфуллин (RW4W) из Ижевска занял второе место. На третьем месте — Владимир Аксенов (RW1A) из Санкт-Петербурга.

В группе SINGLE-OP ALL LOW Eu-Russia (все диапазоны, мощность до 100 Вт, европейская часть РФ) лучший результат показал Константин Вахонин (RW4S) из Йошкар-Олы, Республика Марий Эл. Второе место занял Сергей Сергеев (R7MM) из г. Таганрога Ростовской обл. На третьем месте — Владимир Ляхов (R4KO) из с. Жигули Самарской обл.

"Рабочее" место RW4S.**В группе SINGLE-OP ALL LOW Eu-Russia лучший результат показал Константин Вахонин (RW4S).****На диапазоне 28 МГц (группа SINGLE-OP 10M Eu-Russia) в соревнованиях участвовал лишь один спортсмен — Николай Кудинов (R7KO).****Первое место на диапазоне 21 МГц (группа SINGLE-OP 15M Eu-Russia) занял Игорь Ананьев (UC6N).**

Челябинской обл. занял второе место. На третьем месте — Виктор Дмитриенко (UC0A) из г. Назарово Красноярского края.

В группе SINGLE-OP ALL LOW As-Russia (все диапазоны, мощность до 100 Вт, азиатская часть РФ) лучший результат показал Сергей Пугаев (R9MA) из рп Муромцево Омской обл. Второе место занял Сергей Хайрулин (RQ9O) из Новосибирска. На третьем месте — Игорь Иванов (UA9OEX) также из Новосибирска.

На диапазоне 28 МГц (10 метров, группа SINGLE-OP 10M As-Russia) в соревнованиях участвовали два спортсмена. Первое место занял Михаил Волков (RA0WHE), с. Белый Яр, Республика Хакасия. На втором — Владимир Подкорытов (RG0S) из Иркутска.

Первое место на диапазоне 21 МГц (15 метров, группа SINGLE-OP 15M As-

**В группе SINGLE-OP ALL QRP Eu-Russia первенствовал Анатолий Бохонов (RW3YB).**

Russia) занял Владимир Доронов (RW0SR) из Иркутска. На втором месте — Владимир Кучмин (RW0LT) из п. Нового Приморского края. Третье место занял Николай Ступак (RC0JD) из г. Зеи Амурской обл.

На диапазоне 14 МГц (20 метров, группа SINGLE-OP 20M As-Russia) первое место занял Виктор Меринов (RL9L) из Тюмени. На втором месте в этой группе — Сергей Сантьев (RU9UW) из г. Берёзовского Кемеровской обл. На третьем месте — Александр Вахрушев (RA9AFZ) из Челябинска.

В группе радиостанций с несколькими операторами в азиатской части РФ участвовала лишь одна команда — R9MBV из д. Немировка Омской обл., в составе которой были Сергей Сиянов, Никита Бережанский и Виктор Ешкин.

В группе SINGLE-OP ALL HIGH Europe (все диапазоны, высокая мощность) лучшим стал Ласло Надь (Laszlo Nagy,



На диапазоне 14 МГц (группа SINGLE-OP 20M Eu-Russia) первое место занял Александр Николаенко (R6BH).



"Рабочее" место R6BH.



В группе SINGLE-OP ALL HIGH As-Russia лучшим стал Юрий Куриный (RG9A).



В группе SINGLE-OP ALL LOW As-Russia лучший результат показал Сергей Пугаев (R9MA).



На диапазоне 14 МГц (группа SINGLE-OP 20M As-Russia) лучшим стал Виктор Меринов (RL9L).

HG5D) из венгерского г. Кондорш (Kondoros). Сильвиу Молдован (Silviu Moldovan, YO4NF) из румынского г. Констанцы (Constanta) занял второе место. На третьем месте — Массимилиано Аланья (Massimiliano Alagna, IU4JNR) из итальянского г. Чезены (Cesena).

В группе SINGLE-OP ALL LOW Europe (все диапазоны, мощность до 100 Вт) лучший результат показал Пабло Мартин Бернардо Гомес (Pablo Martin de Bernardo Gomez, EA4GOY) из испанского г. Талавера (Talaвера). Второе место занял Сильвия Ханшманн (Silvia Hanschmann, DN4TG) из



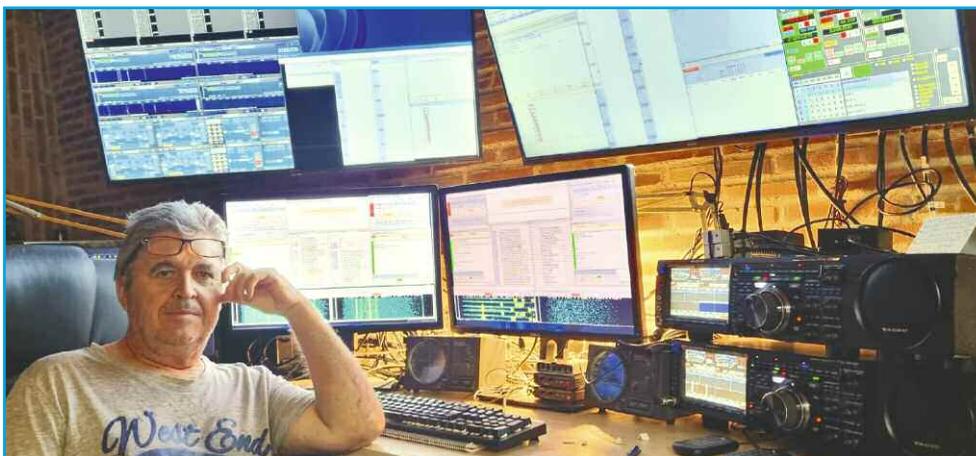
На диапазоне 28 МГц (группа SINGLE-OP 10M As-Russia) первое место занял Михаил Волков (RAOWHE).



Единственный участник в группе радиостанций с несколькими операторами в азиатской части РФ — команда школьной радиостанции R9MBV. Слева направо — Никита Бережанский, тренер команды Сергей Сиянов (R9MAP) и Виктор Ешкин.



Юные операторы школьной радиостанции R9MBV.



В группе SINGLE-OP ALL LOW Europe лучший результат показал Пабло Мартин Бернардо Гомес (Pablo Martin de Bernardo Gomez, EA4GOY).

германского г. Вольфсбурга (Wolfsburg). На третьем месте — Майкл Келлер (Michael Keller, CT7BJG) из португальского г. Сан-Теотониу (San Teotonio).

В группе SINGLE-OP ALL QRP Europe (все диапазоны, мощность до 5 Вт) первенствовал Стив Коннор (Steve Connor, M7WLT) из английской д. Шалбурн (Shalbourne). Второе место занял Валерий Тютюнник (EW8G) из белорусского г. Мозыря. На третьем месте — Хильмар Корн (Hilmar Korn, DG0AM) из германской д. Шлегель (Schlegel).

На диапазоне 28 МГц (10 метров, группа SINGLE-OP 10M Europe) победителем стал Джузеппе Сортино (Giuseppe Sortino, IT9WDC) из итальянского г. Палермо (Palermo). Второе место занял Бруно Дерам (Bruno Deram, F6IRG) из французской коммуны Ревель-Турдан (Revel-Tourdan). На третьем месте — Манфред Эйнхаузен (Manfred Oeynhaus, DO2MOG) из германского г. Мюнстер (Muenster).

Первое место на диапазоне 21 МГц (15 метров, группа SINGLE-OP 15M

Europe) занял Матия Вьерда (Matija Vierda, 9A3VM) из хорватского г. Дубровника (Dubrovnik). На втором месте — радиостанция LZ5K из болгарского г. Казанлыка (Kazanlak). Третье место занял Илчо Андонов (LZ3QE) из болгарского г. Бургаса (Burgas).

На диапазоне 14 МГц (20 метров, группа SINGLE-OP 20M Europe) первое место занял Даниэле Италияно (Daniele Italiano, IT9IVU) из итальянской коммуны Бельмонте Меццаньо (Belmonte Mezzagno). На втором месте в этой группе — Кристиан Симион (Cristian Simion, YO3LW) из румынского г. Бухареста (Bucharest). На третьем месте — Милен Постаджиев

(Milen Poshtadzhiev, LZ2MP) из болгарского г. Русе (Russe).

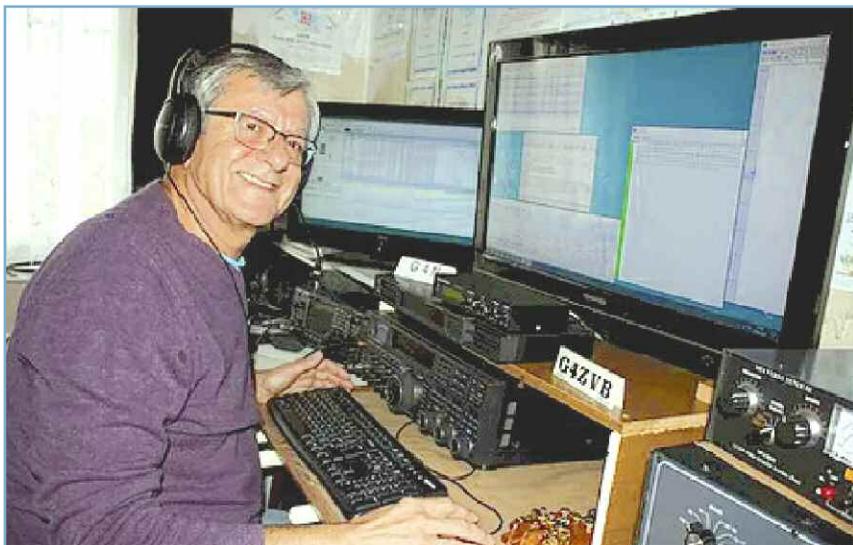
Лучшим на диапазоне 7 МГц (40 метров, группа SINGLE-OP 40M Europe) стал Билл Мантовани (Bill Mantovani, G4N) из английского г. Южный Киркби (South Kirkby). Братислав Райчич (Bratislav Rajcic, YU9WW) из сербского г. Пожаревац (Pozarevac) занял второе место, третье — Томо Алексич (Tomo Aleksic, YU3TA) из сербского г. Врбас (Vrbas).

На диапазоне 3,5 МГц (80 метров, группа SINGLE-OP 80M Europe) соревновались два участника. Лучший результат показал Владимир Штин (EU8U) из белорусского г. Гомеля. На втором месте — Далибор Станич (Dalibor Stanic, E79D), г. Сараево (Sarajevo), Босния и Герцеговина.

В группе радиостанций с несколькими операторами в Европе участвовали три команды. Лучшей стала команда



Даниэле Итальяно (Daniele Italiano, IT9IVU) — первое место на диапазоне 14 МГц (группа SINGLE-OP 20M Europe).



Лучшим на диапазоне 7 МГц (группа SINGLE-OP 40M Europe) стал Билл Мантовани (Bill Mantovani, G4N).

YL1ZX из латвийского г. Риги. В её составе были Евгений Самородов, Дмитрий Ветра, Александр Забалуев и Леонид Гжибовский. Второе место заняла команда радиостанции ER3KAZ/P из г. Рыбницы, Приднестровье, Молдавия. На третьем месте — команда радиостанции 9A7B, в состав которой входили Ивица Пависич (Ivica Pavisic, 9A2BW), Мирена Дерадо (Mirena Derado, 9A3BFP) и Кая Додиг (Kaja Dodig, 9A3BFQ).

Среди наблюдателей (группа SWL Europe) был лишь один участник — Нандор Виола (Nandor Viola, HA1-0013) из венгерского г. Дьёр (Gyor).

В группе SINGLE-OP ALL HIGH Asia (все диапазоны, высокая мощность) лучшим стал Джеймс Ли (James Lee, BV2LA) из г. Тайбэй (Taipei), Тайвань. Ёсиро Хираи (Yoshiro Hirai, JH7RTQ) из



В группе SINGLE-OP ALL LOW Asia лучший результат показал Юрий Мельников (UN8PT).



Первое место на диапазоне 21 МГц (группа SINGLE-OP 15M Asia) занял Алексей Мироедов (UN7CN).

японского г. Фукусима (Fukushima) занял второе место. На третьем месте — Хироши Тахара (Hiroshi Tahara, JA3HF) из японского г. Осака (Osaka).



"Рабочее" место JA2DHX (группа SINGLE-OP 20M Asia).

В группе SINGLE-OP ALL LOW Asia (все диапазоны, мощность до 100 Вт) лучший результат показал Юрий Мельников (UN8PT) из г. Абай Карагандинской обл., Казахстан. Второе место занял Такахиро Кумаи (Takahiro Kumai, 7N2UQC) из японского г. Токио. На третьем месте — Осман Язичи (Osman Yazici, TA7OYG) из турецкого г. Ортахи-сар (Ortahisar).

В группе SINGLE-OP ALL QRP Asia (все диапазоны, мощность до 5 Вт) был один участник — Нобухиро Нишиучи (Nobuhiro Nishiuchi, JH7UJU) из японского г. Сендай (Sendai).

На диапазоне 28 МГц (10 метров, группа SINGLE-OP 10M Asia) также был один участник — Чжоу Кун (Zhou Kun, VA8DV) из китайского г. Чэнду (Chengdu).

Первое место на диапазоне 21 МГц (15 метров, группа SINGLE-OP 15M Asia) занял Алексей Мироедов (UN7CN) из г. Петропавловска Северо-Казахстанской обл., Казахстан. На втором месте — Али Актас (Ali Aktas, TA4RC) из турецкого г. Кютахья (Kutahya). Третье место занял Тосиюки Манабэ (Toshiyuki Manabe, JE8UHY) из японского г. Обихиро (Obihiro).

На диапазоне 14 МГц (20 метров, группа SINGLE-OP 20M Asia) участвовал один спортсмен — Касуми Гото (Katsumi Goto, JA2DHX) из японского г. Касугай (Kasugai).

В группе радиостанций с несколькими операторами в Азии участвовала одна команда EX9A из г. Бишкека, Кыргызстан. В ней принимали участие Георгий Лазарев, Юрий Катютин, Дмитрий Сентемов и Евгений Манаков.

В группе SINGLE-OP ALL HIGH N. America (все диапазоны, высокая мощность) лучшим стал Майкл Кин (Michael Keane, K1MK) из г. Балтимора, США. Дик Ван Зандт (Dick Van Zandt, K9OM) из американского г. Маринетт (Marinette) занял второе место. На третьем месте — Стив Мур

(Steve Moore, A9T) из американского г. Маршалл (Marshall).

В группе SINGLE-OP ALL LOW N. America (все диапазоны, мощность до 100 Вт) лучший результат показал Эндрю МакКласки (Andrew McCluskey, N4MCC) из американского г. Франклин (Franklin). Второе место занял Тимоти Картер (Timothy Carter, K1DC) из американского г. Андовер (Andover). На третьем месте — Кенни Р. Джонс (Kenny R Johns, WN8Y) из американского г. Джексон (Jackson).

В группе SINGLE-OP ALL QRP N. America (все диапазоны, мощность



В группе SINGLE-OP ALL QRP N. America первенствовал Роб Грей (Rob Gray, VA3RTG).



В группе SINGLE-OP ALL HIGH S. America лучший результат показал Леонардо Зукон (Leonardo Zuccon, PV2K).

до 5 Вт) первенствовал Роб Грей (Rob Gray, VA3RTG) из канадского г. Торонто (Toronto). Второе место занял Боб Манро (Bob Munro, NN1DX) из американского г. Уотербери (Waterbury). На третьем месте — Ральф Хак (Ralf Huske, WE6EZ) из американского г. Сидар-Крик (Cedar Creek).

Первое место на диапазоне 21 МГц (15 метров, группа SINGLE-OP 15M N. America) занял Антони В. ДеПрато (Anthony W. DePrato, WA4JQS) из американского г. Фергюсон (Ferguson). На втором месте — Питер Бизлевич (Peter

Bizlewicz, KU2M) из американского г. Уэйн (Wayne). Третье место занял Минор Баррантес (Minor Barrantes, TI2YO) из г. Сан-Хосе (San Jose), Коста-Рика.

На диапазоне 14 МГц (20 метров, группа SINGLE-OP 20M N. America) участвовал только один спортсмен — Гас Касканте Глез (Gus Cascante Glez, TI2ALF) из г. Сан-Хосе (San Jose), Коста-Рика.

В группе радиостанций с несколькими операторами в Северной Америке

показал Леонардо Зукон (Leonardo Zucun, PV2K) из бразильского г. Итапева (Itapeva). Густаво Табоада (Gustavo Taboada, LO7H) из аргентинского г. Вилья-Нуэва (Villa Nueva) занял второе место.

В группе SINGLE-OP ALL LOW S. America (все диапазоны, мощность до 100 Вт) были два участника. Лучший результат показал Амелио Алвес де Маринс Филью (Amelio Alves de Marins Filho, PY5AMF) из бразильского г. Понтал-ду-Парана (Pontal do Parana). Вто-



На диапазоне 21 МГц (группа SINGLE-OP 15M S. America) участвовал только один спортсмен — Борис Кауфман (Boris Kauffmann, PY2UBK).



Амелио Алвес де Маринс Филью (Amelio Alves de Marins Filho, PY5AMF) — лучший результат в группе SINGLE-OP ALL LOW S. America.



Антенны PV2K.

участвовали три команды. Лучшей стала команда NM4AA из американского г. Гомосасса (Hotosassa). В неё входили Дональд А. Розинья (Donald A. Rosinha) и Ли Дана Т. Копли (Li Dana T. Corley). Второе место заняла команда радиостанции NJ4P из американского г. Саванна (Savannah), в составе Трина Л. Кениг (Trina L. Koenig) и Эйнар Тодд Бендтсен (Einar Todd Bendtsen). На третьем месте — команда радиостанции N1SON, в составе которой принимали участие Джейкоб "Джейк" Хендверкер (Jacob "Jake" Handwerker) и Итан Хендверкер (Ethan Handwerker).

Среди наблюдателей (группа SWL N. America) был лишь один участник — Билл Смит (Bill Smith, W1-7897) из американского г. Дуглас (Douglas).

В группе SINGLE-OP ALL HIGH S. America (все диапазоны, высокая мощность) были два участника. Лучший результат

занял Маурисио Родригес Кампос (Mauricio Rodrigues Campos, OA4DOS) из перуанского г. Лима (Lima).

Первое место на диапазоне 28 МГц (10 метров, группа SINGLE-OP 10M S. America) занял Тим Франкенштейн (Team Frankewinstein, ZW2WSP) из бразильского г. Монти-Мор (Monte Mor). На втором месте — Хосе Силва (Jose Silva, PU1JSV) из бразильского г. Рио-де-Жанейро (Rio de Janeiro). Третье место занял Карлос Сильвериио (Carlos Silverio, PY2XC) из бразильского г. Сан-Паулу (Sao Paulo).

На диапазоне 21 МГц (15 метров, группа SINGLE-OP 15M S. America) участвовал только один спортсмен — Борис Кауфман (Boris Kauffmann, PY2UBK) из бразильского г. Итабиба (Itatiba).

На диапазоне 14 МГц (20 метров, группа SINGLE-OP 20M S. America) также участвовал только один спортсмен — Энио Баррето (Enio Barreto, PY3TD) из бразильского г. Пасу-Фунду (Passo Fundo).

В группе SINGLE-OP ALL HIGH Oceania (все диапазоны, высокая мощность) был один участник — Тоток Прианто (Totok Priyanto, YF3AQV) из индонезийского г. Кедири (Kediri).

В группе SINGLE-OP ALL LOW Oceania (все диапазоны, мощность до 100 Вт) лучший результат показала Эко Шри Вахюни (Eko Sri Wahyuni, YB9ELS) из индонезийского г. Клунгкунг (Klungkung).

SINGLE-OP ALL HIGH Eu-Russia

1	R6DM	622317	719	2269	139	144
2	RW4W	437895	613	1911	136	127
3	RW1A	430839	523	1819	116	127
4	RA1M	397551	517	1801	110	121
5	RC5Z	389378	566	1817	125	117
6	RU3OZ	117975	274	897	61	82
7	RG2Y	100457	222	825	54	73
8	R6NZ	99008	243	760	70	66
9	RT2H	89735	235	737	55	76
10	RJ3F	65653	193	591	58	55

SINGLE-OP ALL LOW Eu-Russia

1	RW4S	611044	704	2224	137	141
2	R7MM	334180	494	1553	109	111
3	R4KO	199755	323	1051	94	99
4	RY3PAE	196868	348	1132	81	97
5	R3PLN	155472	306	988	77	87
6	RN5AA	136986	289	895	77	81
7	RN3OG	133194	253	853	69	89
8	RN4HAB	123186	294	938	75	72
9	RA6LIS	119475	296	907	68	67
10	RU5X	110925	246	795	80	73

SINGLE-OP ALL QRP Eu-Russia

1	RW3YB	85550	237	761	56	62
2	RT6DI	46308	132	460	50	52
3	RA3QBQ	27714	124	380	41	52
4	RV3DBK	15120	87	292	16	38
5	RA3XEV	4402	48	148	9	22

SINGLE-OP 10M (28 МГц) Eu-Russia

1	R7KO	1408	26	88	3	13
---	------	------	----	----	---	----

SINGLE-OP 15M (21 МГц) Eu-Russia

1	UC6N	49896	225	780	31	35
2	R3LC	47124	212	762	24	39
3	UF5A	40424	194	676	24	38
4	UA1AOS	34574	174	596	23	36
5	RA4WE	23256	124	434	21	36
6	RW6AVK	17640	122	398	14	31
7	RV6K	16992	132	430	22	26
8	UA1COA	14036	99	325	20	24
9	R5AN	11583	93	345	12	27
10	UC4I	10336	78	272	12	26

SINGLE-OP 20M (14 МГц) Eu-Russia

1	R6BH	47580	225	680	39	39
2	R3KCW	33984	159	531	29	35
3	RW7KW	28944	162	466	38	29
4	RD7P	25418	161	454	41	30
5	RA4WE	18648	117	345	30	26
6	RA5BF	17472	109	346	24	28
7	UA6ARR	17040	105	316	40	20
8	RV4AS	10363	76	241	21	22
9	RN4CA	10076	82	245	18	26
10	RA3Y	9594	96	274	20	21

SINGLE-OP 40M (7 МГц) Eu-Russia

1	RC7KH	13944	103	267	35	21
2	UA6HLN	10350	85	217	32	18
3	UA6BJY	8592	75	207	30	18
4	RU3XW	6080	61	156	30	10

SWL Eu-Russia

1	R3D-002-KG115038	246	747	77	77
2	UA1074SWL 27200	145	425	29	35

SINGLE-OP ALL HIGH As-Russia

1	RG9A	1701400	1046	4771	203	173
---	------	---------	------	------	-----	-----

2	RA9AU	669240	582	2655	141	123
3	UC0A	637590	539	2472	145	120
4	RZ9A	306159	402	1873	100	83
5	RN0D	283920	369	1630	108	87
6	UA0OK	150780	280	1229	83	57
7	RA0ACM	79914	172	741	70	44
8	UA0AGI	60078	144	639	55	47
9	RN9U	55100	131	571	61	39
10	RU0LL	53380	151	668	48	37

SINGLE-OP ALL LOW As-Russia

1	R9MA	826652	612	2851	162	130
2	RQ9O	231594	298	1371	104	70
3	UA9OEX	149504	254	1132	85	61
4	RW0AJ	147275	242	1115	80	57
5	RU8W	58600	131	590	59	41
6	UA9MMZ	53390	133	592	65	30
7	RO9T	43788	130	588	45	37
8	R0OO	38976	112	458	47	40
9	RW0UM	20930	89	322	41	24
10	UA0LKD	18768	78	290	43	26

SINGLE-OP 10M (28 МГц) As-Russia

1	RA0WHE	23750	104	475	26	24
2	RG0S	9386	56	257	14	24

SINGLE-OP 15M (21 МГц) As-Russia

1	RW0SR	85840	257	1173	42	38
2	RW0LT	39675	145	645	41	28
3	RC0JD	26271	119	491	41	22
4	RW9MZ	25974	113	511	34	20

SINGLE-OP 20M (14 МГц) As-Russia

1	RL9L	43050	137	615	45	25
2	RU9UW	42490	147	677	38	32
3	RA9AFZ	7140	49	210	25	9
4	RC0AT	6120	50	190	21	15

MULTI-OP As-Russia

1	R9MBV	270	8	37	6	4
---	-------	-----	---	----	---	---

SINGLE-OP ALL HIGH Europe

1	HG5D	1237280	694	4202	156	148
2	YO4NF	674130	475	2991	123	107
3	IU4JNR	552980	397	2658	118	97
4	LZ7A	283500	307	2016	95	67
5	PE1PIX	204815	224	1515	76	61
6	SN7Q	202075	257	1523	69	68
7	PC4H	164122	200	1240	65	68
8	IK2FTB	152076	211	1369	62	54
9	EA4FME	144950	260	1375	60	70
10	EW8OM	138061	196	1229	60	61

SINGLE-OP ALL LOW Europe

1	EA4GOY	1075525	681	3967	137	138
2	DN4TG	365400	349	2227	84	84
3	CT7BJG	327344	393	2086	74	90
4	G0GQT	293760	345	2062	79	74
5	SQ4CTS	267336	301	1774	71	87
6	SP1TJ	258663	290	1753	76	75
7	G0FGI	255794	286	1706	73	78
8	YO9BCM	248244	305	1954	73	64
9	F4HRG	234476	269	1716	86	60
10	I5YMR	234330	260	1617	74	72

SINGLE-OP ALL QRP Europe

1	M7WLT	166320	245	1356	62	64
2	EW8G	62160	122	777	39	41
3	DG0AM	57433	104	763	44	35
4	EA3O	52899	144	709	35	42
5	SP3PDO	31655	94	591	35	30

6	YU1LM/QRP	19872	54	374	25	29
7	EA5XC	14335	78	351	14	33
8	EA4HOT	9538	56	251	11	27
9	PI4X	9270	50	326	24	21
10	SP9KJU	6356	30	253	18	10

SINGLE-OP 10M (28 МГц) Europe

1	IT9WDC	35256	79	678	36	16
2	F6IRG	20840	67	551	27	13
3	DO2MOG	1740	18	145	6	6
4	CS7AXH	1152	18	112	4	8
5	F1PYW	210	4	35	3	3
6	DN9AW	200	6	40	2	3

SINGLE-OP 15M (21 МГц) Europe

1	9A3VM	183552	323	1974	51	45
2	LZ5K	105534	228	1471	47	31
3	LZ3QE	93092	227	1294	42	32
4	HA5GF	89705	176	1211	45	32
5	DL1DTL	84600	186	1231	45	27
6	F4BHK	83448	183	1206	41	35
7	SN7T	75263	187	1267	43	30
8	IK8IOO	73645	199	1203	39	26
9	EA3GCT	53262	120	831	37	29
10	SP4NKJ	47061	124	757	32	31

SINGLE-OP 20M (14 МГц) Europe

1	IT9IVU	120204	262	1477	44	40
2	YO3LW	92160	232	1336	43	29
3	LZ2MP	76383	187	1119	38	31
4	SP4LO	75417	187	1125	35	34
5	EW6DM	49707	142	825	29	34
6	IT9VCE	38500	145	740	27	28
7	YO4BEW	29784	104	672	26	25
8	IV3IPA	24525	103	597	22	23
9	YO4CVV	22410	85	544	24	21
10	LZ2HT	21462	75	523	27	15

SINGLE-OP 40M (7 МГц) Europe

1	G4N	14000	67	356	20	20
2	YT9WW	11514	61	369	19	19
3	YU3TA	10527	45	319	18	15
4	LZ2HT	6960	40	248	14	16
5	IW1CBG	1962	28	109	4	14

SINGLE-OP 80M (3,5 МГц) Europe

1	EU8U	16341	59	459	25	14
2	E79D	2000	28	138	8	12

MULTI-OP Europe

1	YL1ZX	424320	387	2320	93	102
2	ER3KAZ/P	64330	172	999	37	33
3	9A7B	7626	31	246	17	14

SWL Europe

1	HA1-0013	7920	46	220	10	26
---	----------	------	----	-----	----	----

SINGLE-OP ALL HIGH Asia

1	BV2LA	137576	161	1196	61	55
2	JH7RTQ	122734	177	1296	58	51
3	JA3HBF	89466	121	962	53	40
4	JO7KMB	67548	110	876	49	29
5	VU2IBI	3296	32	213	11	21

SINGLE-OP ALL LOW Asia

1	UN8PT	166380	200	1440	62	56
2	7N2UQC	81900	113	910	52	38
3	TA7OYG	81840	149	980	36	52
4	TA2MN	65208	113	866	43	35
5	TA2EJ	53361	98	723	36	41

6	TA2E	45606	84	691	41	25
7	BA3AX	17600	64	480	32	23
8	JH1NVA	6840	28	228	16	14
9	JG8JBX	5544	26	198	12	16
10	JR3RIY	4940	25	210	14	12

SINGLE-OP ALL QRP Asia

1	JH7UJU	648	10	72	6	3
---	--------	-----	----	----	---	---

SINGLE-OP 10M (28 МГц) Asia

1	BA8DV	18204	59	444	22	19
---	-------	-------	----	-----	----	----

SINGLE-OP 15M (21 МГц) Asia

1	UN7CN	48852	119	868	33	26
2	TA4RC	720	14	80	2	7
3	JE8UHY	175	4	35	3	2
4	JH3DMQ	68	3	17	1	3
5	JE2PHJ	0	9	0	6	2

SINGLE-OP 20M (14 МГц) Asia

1	JA2DHX	5278	35	223	9	17
---	--------	------	----	-----	---	----

MULTI-OP Asia

1	EX9A	788256	550	3852	127	111
---	------	--------	-----	------	-----	-----

SINGLE-OP ALL HIGH N. America

1	K1MK	934709	606	3761	120	137
2	K9OM	281325	358	2037	63	92
3	AI9T	148473	210	1269	47	70
4	NA3M	115669	195	1183	41	62
5	K2RET	99680	208	1188	37	52
6	VE3CT	96565	161	1091	43	46
7	KH6ND/W7	93248	250	1126	21	73
8	AD4TJ	91180	173	998	33	64
9	KI6DY	69093	138	853	32	49
10	KD8FS	37004	104	688	29	29

SINGLE-OP ALL LOW N. America

1	N4MCC	13916	69	392	13	36
2	K1DC	12926	61	311	12	34
3	WN8Y	12200	52	309	15	25
4	KT3T	11025	51	315	14	21
5	HI6M	9864	66	328	11	25
6	KF6RY	7843	78	263	5	26
7	WB8JUI	5516	44	197	6	22
8	W4EE	4420	39	190	7	19
9	CM8JFL	4375	52	209	3	22
10	KS3H	4108	35	168	4	22

SINGLE-OP ALL QRP N. America

1	VA3RTG	3124	31	162	6	16
2	NN1DX	1581	20	93	4	13
3	WE6EZ	740	29	80	1	9
4	N6AN	4	2	4	0	1

SINGLE-OP 15M (21 МГц) N. America

1	WA4JQS	32661	120	733	25	32
2	KU2M	30498	111	683	22	24
3	TI2YO	1890	25	126	3	12

SINGLE-OP 20M (14 МГц) N. America

1	TI2ALF	182	15	82	4	9
---	--------	-----	----	----	---	---

MULTI-OP N. America

1	NM4AA	56908	186	902	26	56
2	NJ4P	2740	23	137	5	15
3	N1SOH	1344	18	106	5	9

SWL N. America

1	W1-7897	185445	249	1585	49	68
---	---------	--------	-----	------	----	----

SINGLE-OP ALL HIGH S. America

1	PV2K	201110	262	1645	56	74
2	LO7H	61230	142	861	29	49

SINGLE-OP ALL LOW S. America

1	PY5AMF	45828	113	683	25	51
2	OA4DOS	16497	69	429	14	25

SINGLE-OP 10M (28 МГц) S. America

1	ZW2WSP	12423	85	503	16	25
2	PU1JSV	8288	58	316	5	23
3	PY2XC	5124	49	264	4	17
4	PY2UBK	2352	29	162	3	18
5	PU2TES	423	12	67	2	7
6	L71D	210	7	35	1	5
7	CD6SNT	45	3	15	0	3

SINGLE-OP 15M (21 МГц) S. America

1	PY2UBK	50	5	30	1	4
---	--------	----	---	----	---	---

SINGLE-OP 20M (14 МГц) S. America

1	PY3TD	4092	29	196	8	14
---	-------	------	----	-----	---	----

SINGLE-OP ALL HIGH Oceania

1	YF3AQV	40	6	45	3	5
---	--------	----	---	----	---	---

SINGLE-OP ALL LOW Oceania

1	YB9ELS	40854	107	689	29	37
2	YB1HR	7905	33	255	17	14

3	YB1DFE	5684	35	233	12	16
4	YB2ECG	2380	22	150	7	10
5	YE3FZR	1088	16	102	5	11
6	YF3DZU	550	9	55	2	8
7	YB3GFN	550	8	60	4	7
8	YD3ASV	360	8	45	1	7
9	YC3BWK	18	3	9	0	2

SINGLE-OP ALL QRP Oceania

1	YC4SIZ	2070	25	145	6	12
---	--------	------	----	-----	---	----

SINGLE-OP 10M (28 МГц) Oceania

1	YC2BST	80	3	20	1	3
---	--------	----	---	----	---	---

SINGLE-OP 15M (21 МГц) Oceania

1	YB8MJG	9331	59	345	14	17
2	YC3BVG	6615	41	255	12	15
3	YB3BLJ	5184	33	212	10	17
4	YB4KAR	3366	40	213	7	15
5	YB2TDP	480	10	80	6	6
6	YF3AJJ	344	7	47	3	5
7	YD6ROA	40	7	39	2	6
8	YC1CBY	20	1	10	1	1
9	YE3FBV	0	2	0	1	2

SINGLE-OP 20M (14 МГц) Oceania

1	YF3AWZ	560	7	70	6	2
2	YB4KAR	329	8	47	2	5

SINGLE-OP 20M (14 МГц) Africa

1	EA8DO	62720	196	1140	31	33
---	-------	-------	-----	------	----	----

Второе место занял Агус Файзал (Agus Faizal, YB1HR) из индонезийского г. Бандунг (Bandung). На третьем месте — Харрис Ринальди (Harris Rinaldi, YB1DFE) из индонезийского г. Депок (Depok).

В группе SINGLE-OP ALL QRP Oceania (все диапазоны, мощность до 5 Вт) был только один участник — Сетю Вахон (Setio Wahono, YC4SIZ) из индонезийского г. Метро (Metro).

На диапазоне 28 МГц (10 метров, группа SINGLE-OP 10M Oceania) был только один участник — Ахмад Мухохир (Ahmad Mutohir, YC2BST) из индонезийского г. Пурводади (Purwodadi).

Первое место на диапазоне 21 МГц (15 метров, группа SINGLE-OP 15M Oceania) занял Леонардо Ганован (Leonardo Gunawan, YB8MJG) из индонезийского г. Макаassar (Makassar). На втором месте — Маргоно Сетьяван (Margono Setyawan, YC3BVG) из индонезийского г. Баньюванги (Banuwangi). Третье место занял Эко Хари Пурномо (Eko Hari Purnomo, YB3BLJ) из индонезийского г. Кедири (Kediri).

На диапазоне 14 МГц (20 метров, группа SINGLE-OP 20M Oceania) участвовали два спортсмена. Лучший результат показал Хенри Юм (Henri Ym, YF3AWZ) из индонезийского г. Кедири (Kediri). На втором месте — Мухаммад Ари (Muhammad Ari, YB4KAR) из индонезийского г. Мартапура (Martapura).

На диапазоне 14 МГц (20 метров, группа SINGLE-OP 20M Africa) участвовал один спортсмен — Мануэль Ангел (Manuel Angel, EA8DO) с Канарских островов.

Итоги соревнований для лидеров по зачётным группам приведены в **таблице**. В ней указаны занятое место, позывной, окончательное число очков,

подтверждённое число связей, очки за подтверждённые связи, подтверждённые области, подтверждённые DXCC.

Технические результаты по всем участникам этих соревнований можно посмотреть по адресу http://www.radio.ru/cq/contest/result/RTTY_2024_tab_site.pdf на сайте журнала "Радио".



ОБУЧЕНИЕ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЙ И ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ РАДИОСВЯЗИ в учебном центре ООО «Фирма «Радиал» (г. Углич)

- ▶ Основы радиосвязи
- ▶ Распространение радиоволн
- ▶ Управление радиостанцией
- ▶ Виды модуляции
- ▶ Частотные диапазоны
- ▶ Регламент радиосвязи
- ▶ Устройство антенн
- ▶ Практические занятия
- ▶ Дальность радиосвязи и другое
- ▶ А также музей радиостанций и антенн



+7 (495) 775-43-19



radial@radial.ru



www.radial.ru

Индикатор двоичного кода в шестнадцатеричном и десятичном форматах

В. РУБАШКА, г. Лисичанск, ЛНР

При разработке сложных устройств на микроконтроллерах (МК) не обойтись без хорошо укомплектован-

ной лаборатории. Осциллограф, генератор, логический анализатор, блок питания, терминал... Список довольно

внушительный, и у каждого наверняка свой. Но во многих случаях предпочтение отдаётся всевозможным самодель-

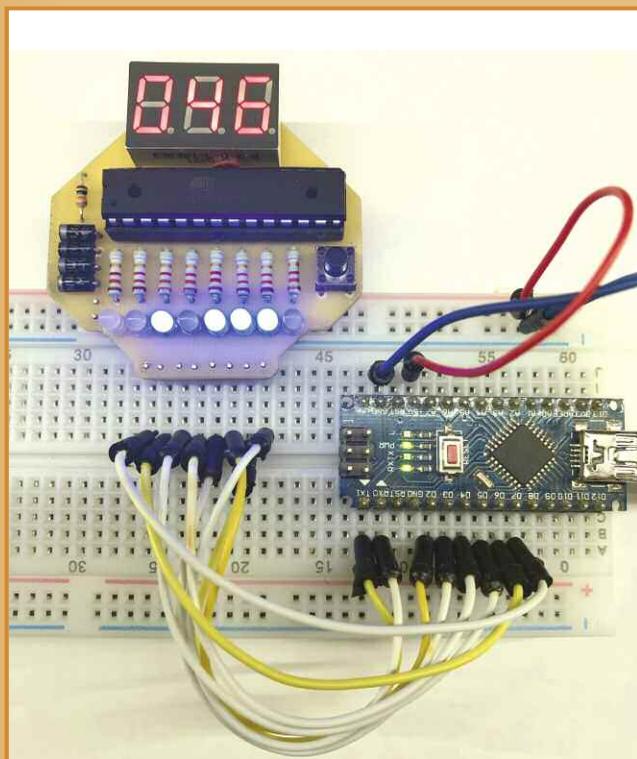


Рис. 1

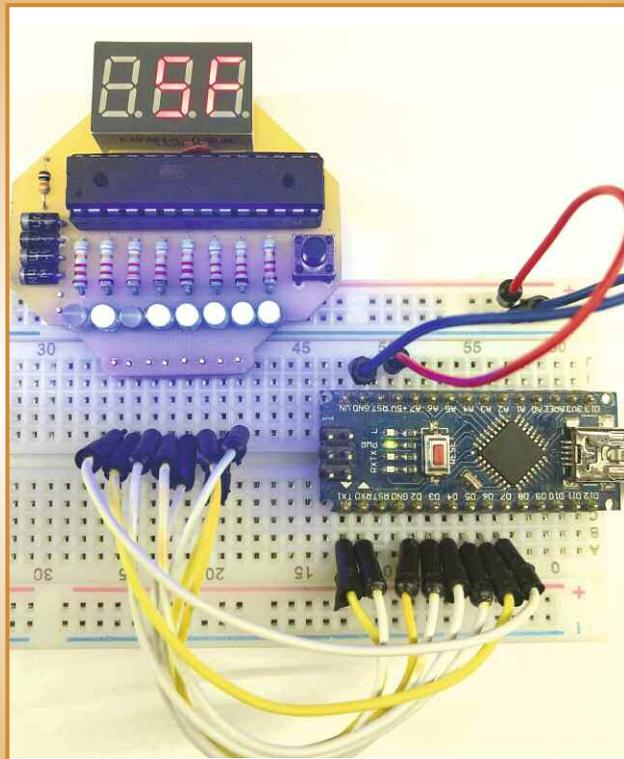


Рис. 2

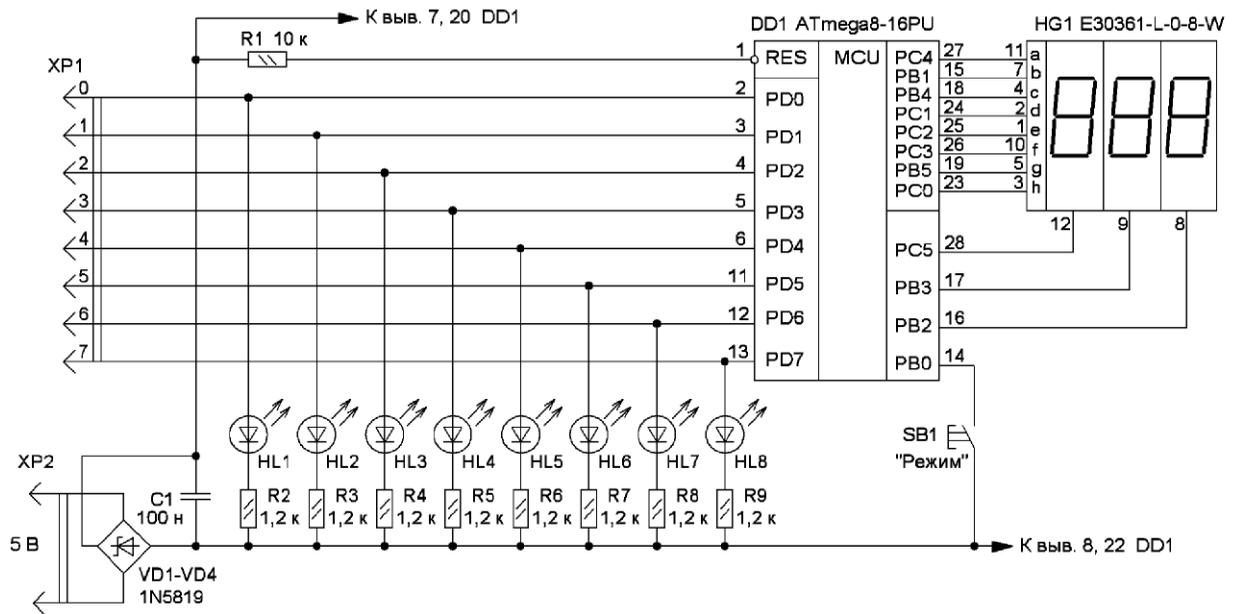


Рис. 3

ным пробникам, облегчающим жизнь. И только в исключительных случаях приходится применять серьезное оборудование. Несложное малогабаритное устройство — индикатор, описание которого приводится далее, относится к разряду незаменимых помощников на-

индикатор выводится соответствующее значение в десятичном или шестнадцатеричном формате. На индикатор можно выводить не только отладочную информацию, но и данные размерностью не более байта. Например, напряжение или температуру. А при изменении про-

Переход к десятичному или шестнадцатеричному формату осуществляется кратковременным нажатием на кнопку. При этом на индикаторе в течение 0,5 с выводится информация о выбранном режиме. Для десятичного — **dEC**, для шестнадцатеричного —

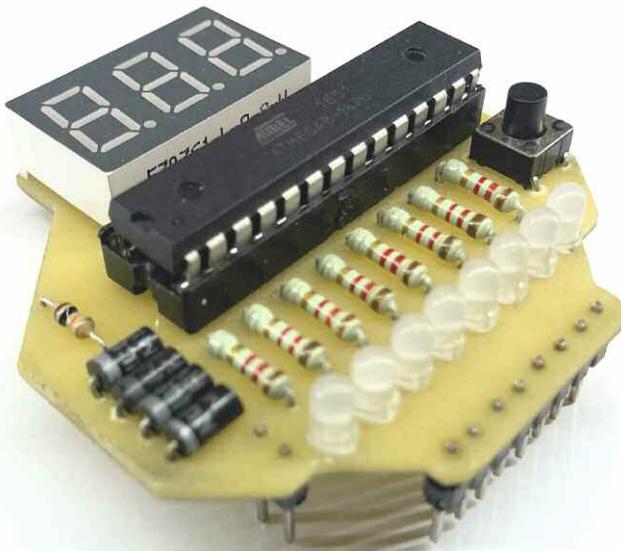


Рис. 5

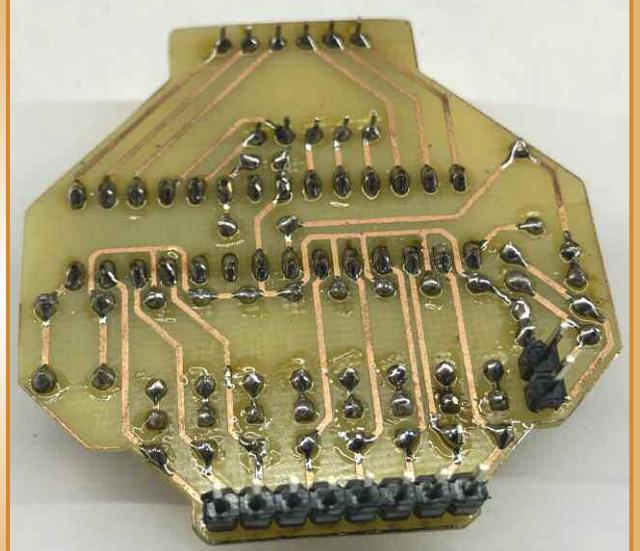


Рис. 6

равне с логическим пробником и минитерминалом. Индикатор подключают к порту МК, и он с помощью светодиодов отображает их состояние в двоичном коде. А на цифровой светодиодный

граммы МК устройство может работать в обучающем формате, самостоятельно формируя двоичные коды и соответствующие им десятичные или шестнадцатеричные значения.

hЕН. Если выбран десятичный формат, задействованы все три разряда индикатора. Они выводят значения от 000 до 255 (рис. 1). Шестнадцатеричный формат использует два правых разряда

индикатора. При этом его значения — от 00 до FF (рис. 2). Выбранный режим сохраняется в энергонезависимой памяти.

Схема устройства показана на рис. 3. Оно было разработано для использования совместно с макетной беспаячной платой, поэтому добавлен диодный мост VD1—VD4 для возможности подачи правильной полярности питающего напряжения при подключении с любой стороны макетной платы. Для упрощения схемы пришлось отказаться от токоограничивающих резисторов в цепи светодиодного индикатора HG1. Многолетняя практика подтверждает "живучесть" подобного решения (для домашних поделок) при динамической развёртке. Ток ограничивается максимально возможным током выхода МК. По справочнику это 40 мА, которые дополнительно делятся на три (скважность развёртки). Такой подход имеет существенный недостаток — разную яркость цифр или знаков при включении разного числа их сегментов. Но для простого пробника таким недостатком можно пренебречь. При желании в цепи элементов индикатора HG1 можно установить восемь резисторов сопротивлением 270...510 Ом.

Печатная плата изготовлена из одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1...1,5 мм, её чертёж и размещение элементов показаны на рис. 4. Она рассчитана на применение выводных компонентов. Смонтированная плата показана на рис. 5 и рис. 6. Если использовать элементы для поверхностного монтажа, размеры платы можно уменьшить.

В индикаторе можно применить МК серий ATmega48, ATmega88, ATmega168, ATmega328 с незначительной корректировкой исходного кода. Понадобится изменить только тип контроллера и установить фьюзы для работы от встроенного генератора частотой 8 МГц. Светодиодный индикатор — трёхразрядный с общим катодом E30361-L-0-8-W, можно применить аналогичный. Следует отметить, что в применённом индикаторе отсутствует вывод под номером шесть. В других трёхразрядных индикаторах этот вывод хотя и не задействован, но он находится в своём месте. В диодном мосте VD1—VD4 желательно применить диоды Шоттки, чтобы на них падало меньшее напряжение, светодиоды — синего свечения в матовом корпусе диаметром 3 мм, но можно применить светодиоды другого свечения. Конденсатор — керамический, штыревые разъёмы XP1 и XP2 — серии PLS, они припаиваются со стороны печатных проводников, после чего пластмассовый держатель сдвинут до упора к плате. Тактовая кнопка SB1 — любая с самовозвратом размерами 6x6 мм с толкателем длиной 3,2 мм или более.

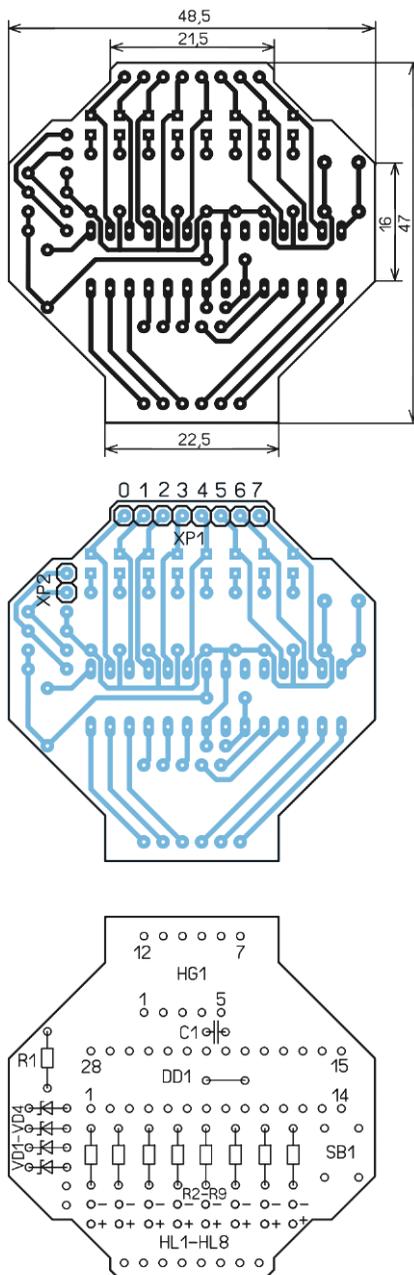


Рис. 4

Программа написана на языке BASCOM AVR. Код начинается с указания типа МК и частоты, на которой он работает (`$regfile = "m8def.dat"`, `$crystal = 8000000`). Затем настраиваются порты контроллера для цифрового индикатора, кнопки и восемь цифровых входов (`Config Port`). Далее инициализируется нулевой таймер `Config Timer0`. В его прерывании выполняется код динамической индикации `Pulse`. В модуле динамической индикации при каждом его вызове наращивается переменная `X`. От её значения зависит, в

какой разряд индикатора будет выведен соответствующий символ. Объявляются переменные `Dim`, и программа входит в бесконечный главный цикл (`Do — loop`). Здесь проверяется нажатие на кнопку — замыкание линии PB0 DD1 на общий провод (`If Pinb.0 = 0`). Эта линия подтянута внутренним резистором к источнику питания. Кнопка изменяет режим отображения. Выбранный режим сохраняется в энергонезависимой памяти (`Writeeprom Rejim`), чтобы возвратиться к нему во время следующего сеанса работы. Здесь же осуществляется переход к подпрограмме `Hex_dec`. На индикатор выводится соответствующая надпись режима — `dEC` или `hEH`. Через 0,5 с нажатия на кнопку продолжится анализ состояния линий PD0—PD7 (`Inp_bin.0 — Inp_bin.7`) и подготовка данных для вывода на индикатор (`Gosub Podgotovka`). Для того чтобы на плате входы (разъём XP1) располагались в привычном порядке (младший бит слева), в коде пришлось произвести ротацию битов слева направо. Функция `Podgotovka` формирует данные для индикатора в зависимости от выбранного режима отображения, два разряда — для шестнадцатеричного (крайний левый не задействован) и три разряда — для десятичного. В массиве `Dta` находится информация об отображении символов `0123456789ABCDEFhH-`. Программно к входам подключены внутренние подтягивающие резисторы (`Portd = 255`). Это необходимо, чтобы при неподключённых входах на них не возникали неопределённые логические уровни. В таком случае все светодиоды светятся с пониженной яркостью, а на индикатор выводится значение 255 или FF (рис. 7 и рис. 8) в зависимости от выбранного режима отображения. После подключения входов к исследуемому устройству светодиоды работают в обычном режиме. Ноль на входе — светодиод не светит, и наоборот.

Устройство может выполнять функцию репетитора, если МК запрограммировать файлом `hex_dec_repetitor.hex`. Код программы аналогичен индикатору. Но в основном цикле вместо анализа двоичного кода на входах формируется случайное число, которое выводится на светодиоды. Параллельно на индикаторе отображается десятичное значение, а через секунду и шестнадцатеричное. Ещё через 1 с формируется новое случайное число, и процесс повторяется.

Кнопка в репетиторе не задействована, но её можно использовать для управления скоростью переключения новых чисел или выбора новых вариантов формирования числовой последо-

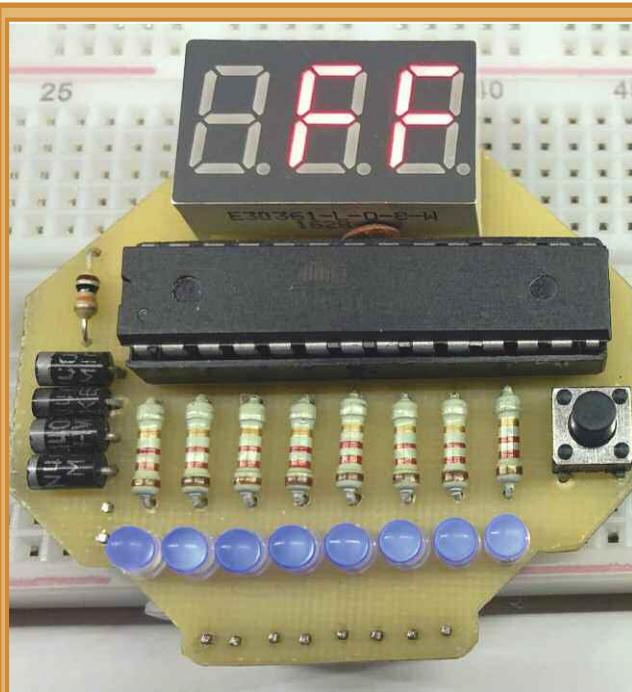


Рис. 7

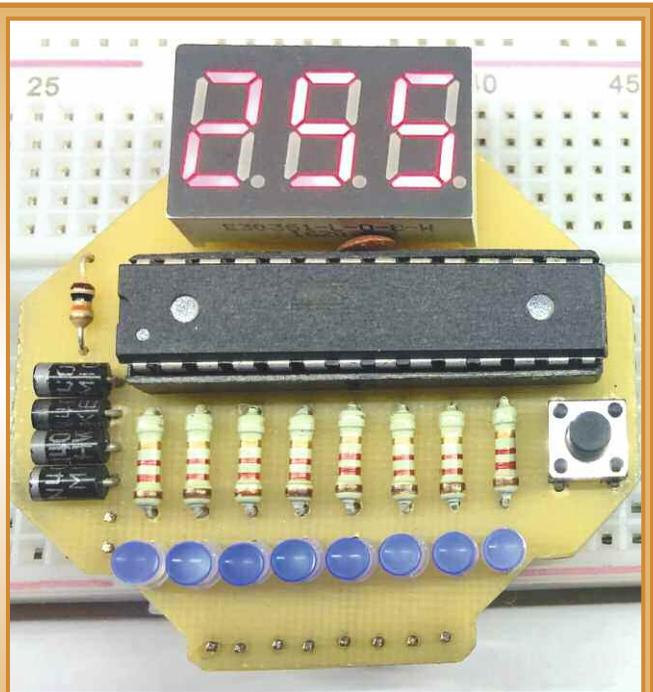


Рис. 8

вательности. Например, от меньшего к большему, от большего к меньшему, случайный или комбинированный выбор.

Замечено, что через некоторое время наблюдения за репетитором без

особого труда начинаешь переводить однобайтные числа из одной системы счисления в другую. Время обучения у всех разное, зависит не только от индивидуальности человека, но и от желания.

От редакции. Чертеж печатной платы и файлы для программирования микроконтроллера находятся по адресу <http://ftp.radio.ru/pub/2025/01/ind.zip> на нашем FTP-сервере.

Электронная фоторамка на основе модуля e-paper 4.2"

Д. МАМИЧЕВ, п. Шаталово Смоленской обл.

Ещё один интересный вариант использования модуля экрана e-paper 4.2", кроме описанного в [1], можно реализовать, сделав электронную фоторамку (рис. 1, слева). Конструктивные особенности модуля позволяют разместить на его обратной стороне дополнительные элементы конструкции, получив готовое компактное изделие небольшой толщины (см. рис. 1, в центре). Экран способен воспроизводить, кроме основных цветов — чёрного и белого, два оттенка серого цвета, что в совокупности с использованием дизайнера позволяет отображать фотокартинки вполне хорошего качества (рис. 2).

Схема фоторамки представлена на рис. 3. Электрическое соединение модуля экрана A2 и модуля A1 с микроконтроллером производится с помощью разъёма 10 (см. рис. 1, справа). На модуле A2 расположены четыре картинка в виде массивов чисел записаны в память модуля A1 RP2040 [2] и последовательно с небольшим интервалом времени выводятся на экран при нажатии на кнопку SB1 и её удержании. Для выбора фото пользователь отпускает кнопку при появлении желаемого изображения набора. Таким образом, фоторамка потребляет ток только при смене фотографий.

Фоторамка состоит (см. рис. 1) из прозрачной акриловой пластины-стойки 1, собственно модуля экрана e-paper 2, крепёжных печатных уголков 3 и основания 4. Элемент 1 имеет форму квадрата со стороной 130 мм и толщиной 2 мм. Такая конструкция позволяет легко поворачивать на 90 градусов и фиксировать экран, меняя пропорции картинок с 3:4 на 4:3. С обратной стороны с помощью винтов 5 (M3) и гаек к его поверхности прикреплена вся электронная начинка устройства. Основание 4 имеет размеры 60×150×4 мм. Уголки 3 привинчены к нему с помощью пары винтов с потайной головкой M4 и длиной 10...12 мм.

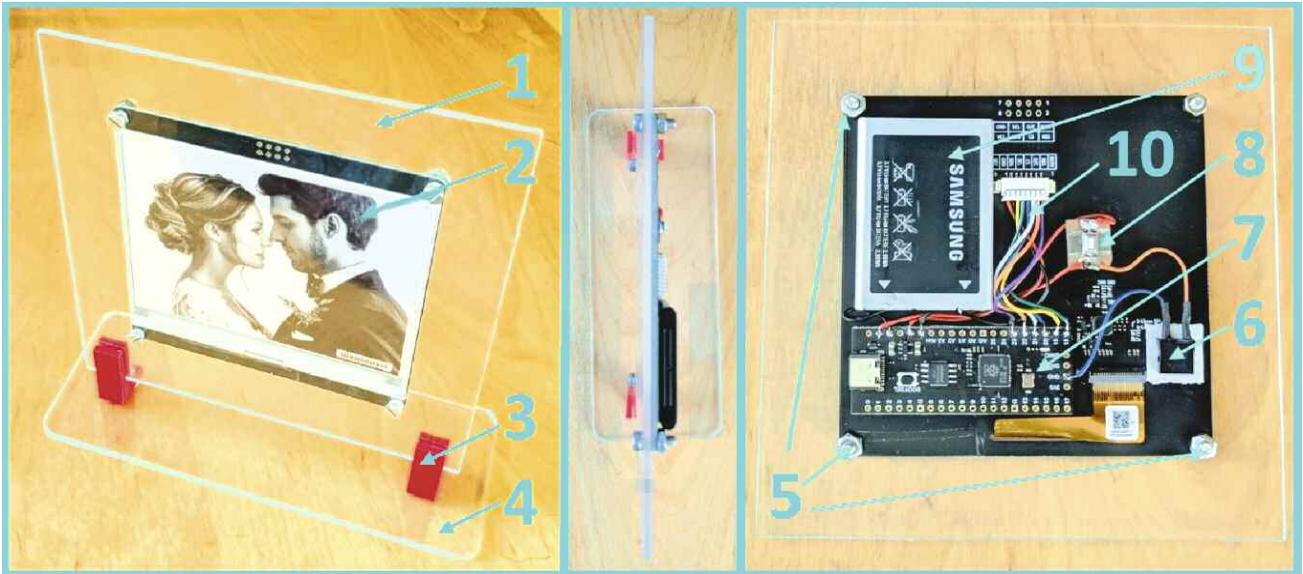


Рис. 1



Рис. 2

Для винтов в акриловых элементах сверлят шесть сквозных отверстий, намечая их центры по месту с помощью

шила. С обратной стороны модуля А2 (рис. 1, справа) с помощью отрезков двухстороннего пористого скотча при-

клеивают аккумулятор 9 от сотового телефона, кнопку SB1 (элемент 8), модуль А1 управления 7 и разъем 6

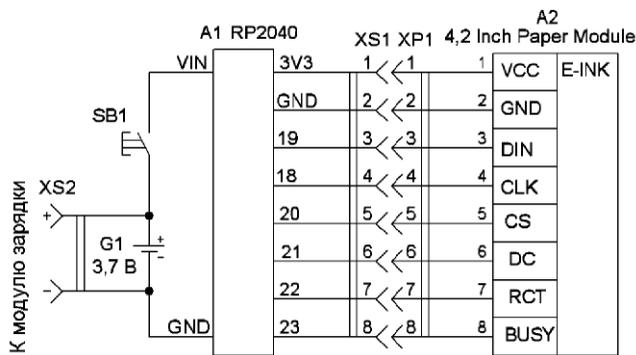


Рис. 3



Рис. 4

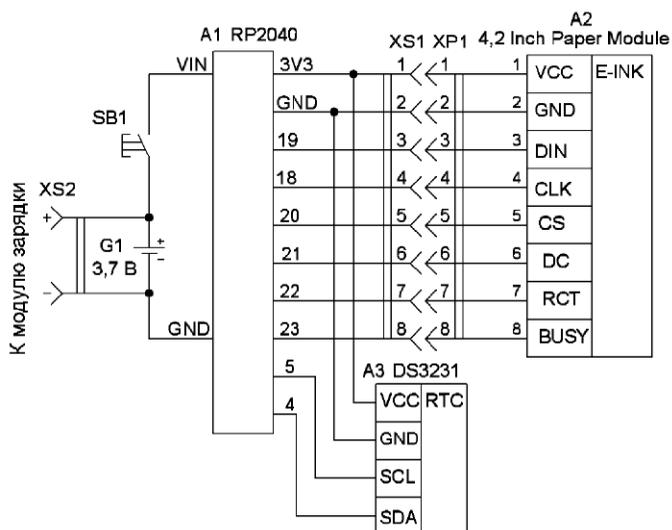


Рис. 5

(XS2) для подключения модуля зарядки аккумулятора 9. Все электрические соединения производят пайкой с помощью тонких гибких проводов в изоляции, используя разъём 10 (идёт в комплекте с модулем экрана).

Предварительная подготовка графики к загрузке в модуль A1 аналогична, как и в случае с календарём [1], и имеет отличия лишь в количестве цветов — монохромное (два цвета) меняется на четыре. Настройки конвертера для фоторамки поясняет **рис. 4**. Исходное изображение сначала преобразуется в чёрно-белое размерами 300×400 пикселей. Затем с помощью графического онлайн-редактора [3] получаем изобра-

жение в четырёх цветах. Редактор — это бесплатный онлайн-конструктор изображений с эффектом дизеринга. Далее изображение открываем в конвертере и получаем массив данных для внесения в управляющий скетч. Как и в предыдущих конструкциях [4], автор использовал для работы с графикой графический редактор paint.net (версия 4.2.14) и конвертер Image2lcd v2.9.

При печати крепёжных элементов использовались следующие базовые настройки принтера: высота слоя — 0,2 мм, ширина линии — 0,4 мм, плотность заполнения — 20 %, поддержки — да, температура сопла — 190 °С, температура стола — 50 °С, тип прилипания к столу — нет.

При успешном повторении конструкции впоследствии её схему можно немного усложнить (**рис. 5**), добавив модуль часов реального времени A3. В этом случае функционал изделия существенно расширится (**рис. 6**). Появится возможность создавать и управлять несколькими компонентами изделия. В качестве примера автор написал обобщённый скетч для календаря 1, фоторамки 2, копилки цитат 3 мудрых людей.

Модуль 4 крепится к модулю дисплея с помощью четырёхконтактного разъёма 7. Он, в свою очередь, приклеен к пластине 6 из акрила толщиной 4 мм и размерами 15×17 мм. Пластина фиксируется к поверхности модуля экрана с помощью полоски 5 двухстороннего скотча. Переключение между

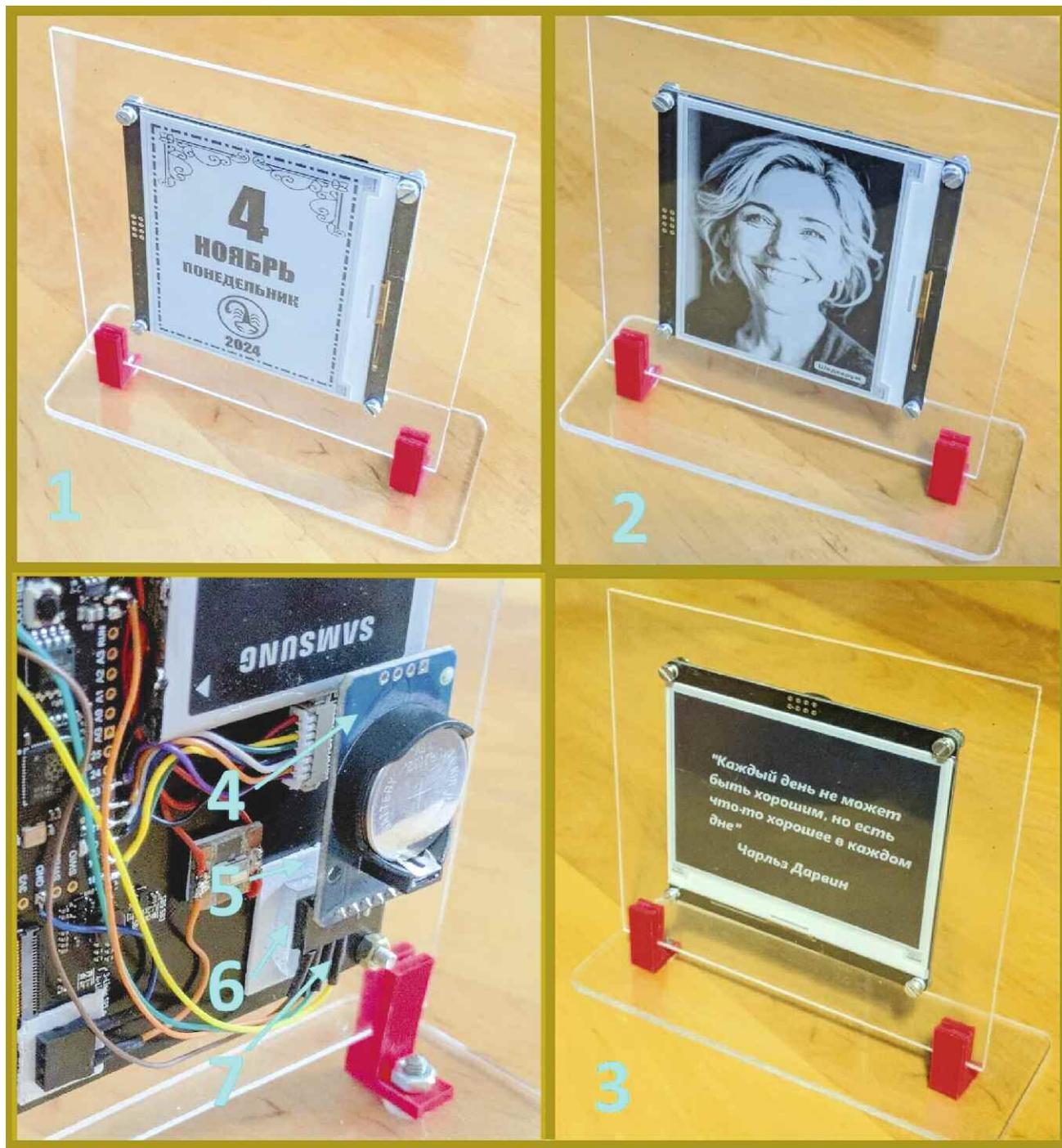


Рис. 6

компонентами носит псевдослучайный характер. При подаче питания программа запрашивает текущее значение секунд в минуте и сообразно кратности три включает тот или иной режим. Например, при значении 12 с отобразится календарь, при значении 55 с — фоторамка.

Если строку **kal_fot=myRTC.getSecond ()%3;//псевдослучайное определение режима работы** заменить на запрос значения минут в часе,

то управлять компонентами можно точно, зная текущее время в момент включения изделия.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мамичев Д. "Отрывной" электронный календарь на e-paper 4.2". — Радио, 2024, № 12, с. 51, 52.
2. Raspberry Pi Pico на МК RP2040. — URL: <https://habr.com/ru/articles/538994/> (29.11.24).

3. Дизайн в Image Adder. — URL: <https://onlinetools.com/image/apply-dithering-to-image> (29.11.24).

4. Мамичев Д. Электронный триптих. — Радио, 2024, № 9, с. 56—59.

От редакции. Файлы проекта находятся по адресу <http://ftp.radio.ru/pub/2025/01/ramka.zip> на нашем FTP-сервере.

Модуль на микросхеме TP4056 заряжает разные аккумуляторы

И. НЕЧАЕВ, г. Москва

Различные модули для зарядки Li-Ion аккумуляторов на основе микросхемы TP4056 доступны и стоят недорого. Они обеспечивают зарядку этих аккумуляторов по определённому алгоритму до напряжения 4,2 В. Такие модули, как правило, снабжены USB-разъёмами различных типов для подключения ЗУ

напряжения $U_{ст}$, т. е. $U_{вых} = U_{акк} + U_{ст}$, и когда оно достигнет 4,2 В, зарядка прекратится, при этом $U_{акк} = 1,4$ В, что и требуется.

Схема параллельного стабилизатора, предназначенного для подключения последовательно с модулем FC-75, показана на рис. 3. На микросхе-

ном. Транзистор VT1 необходим для увеличения тока, поскольку максимальный ток микросхемы TLV341BLP — 25 мА. Этого тока в большинстве недостаточно для зарядки Ni-Cd аккумуляторов типоразмеров AAA и AA. Применение транзистора позволит увеличить ток зарядки до 1 А. Диод VD1 совмест-

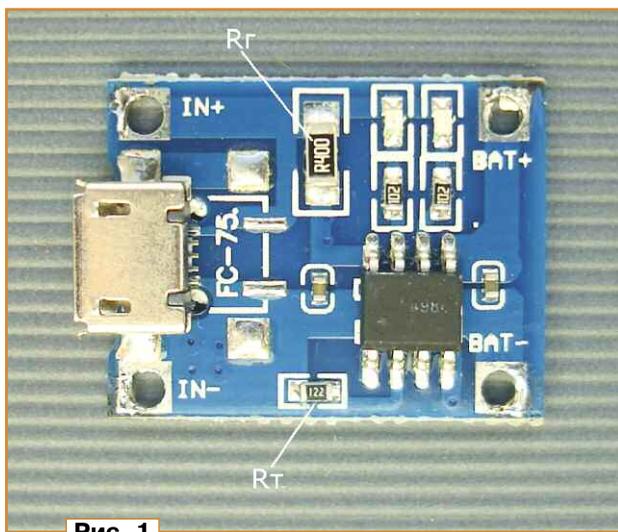


Рис. 1

сотового телефона (5 В), двумя индикаторными светодиодами, а зарядный ток можно установить подборкой токозадающего резистора. Как можно использовать такие модули для зарядки аккумуляторов и аккумуляторных батарей других типов, рассказано в этой статье. В качестве "подопытного" был использован модуль FC-75 [1] (рис. 1), который не имеет узла защиты от чрезмерной разрядки или короткого замыкания Li-Ion аккумулятора. Но в автономном ЗУ без этих узлов можно обойтись.

Модуль FC-75 и аналогичные можно применить для зарядки Ni-Cd аккумуляторов типоразмера AAA или AA. Поскольку модуль заряжает аккумулятор до напряжения 4,2 В, а напряжение зарядки Ni-Cd аккумуляторов — около 1,4 В, последовательно с выходом модуля надо установить параллельный стабилизатор напряжения на $U_{ст} = 4,2 - 1,4 = 2,8$ В. Такое техническое решение поясняет рис. 2. В этом устройстве напряжение аккумулятора $U_{акк}$ суммируется с напряжением стабилизатора

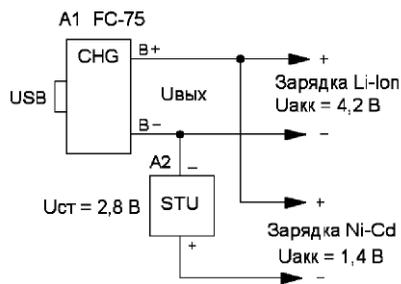


Рис. 2

ме DA1 и транзисторе VT1 собран параллельный стабилизатор напряжения. Напряжение стабилизации устанавливают подстроечным резистором R2. Минимальное напряжение стабилизации микросхемы TLV341BLP [2] — 1,24 В. Следует обратить внимание на то, что почти такое же наименование имеет микросхема ОУ [3], поэтому при приобретении надо быть вниматель-

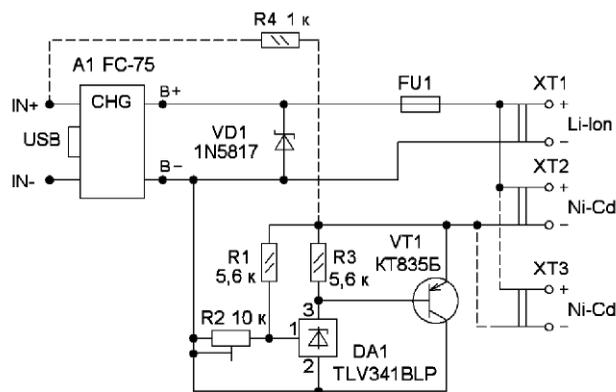


Рис. 3

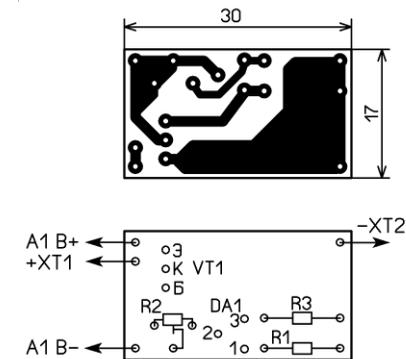


Рис. 4

но с плавкой вставкой FU1 защищают выход модуля от напряжения неправильной полярности, их установка не обязательна.

С помощью получившего ЗУ можно заряжать как Li-Ion аккумулятор (гнездо ХТ1), так и Ni-Cd (гнездо ХТ2), но, конечно, не одновременно. При необходимости можно подключить гнездо ХТ3, тогда можно будет заряжать одновременно два Ni-Cd однотипных аккумулятора. Предварительно надо убедиться, что разница их напряжений мала.

Предварительно ток зарядки I_3 устанавливают подборкой резистора R_1 на плате модуля FC-75 (см. рис. 1): R_1 (кОм) = $1,2/I_3$ (А). ЗУ сотового телефона подключают к USB-разъёму модуля.

При отсутствии заряжаемого аккумулятора светодиод красного свечения

Надо убедиться, что установлен требуемый ток зарядки, при этом не обязательно подключать амперметр в цепь зарядки. Достаточно измерить напряжение U_r на гасящем резисторе R_r (см. рис. 1) сопротивлением 0,4 Ом и рассчитать ток зарядки: $I_3 = U_r/R_r$.

По окончании зарядки включится светодиод синего свечения, и ток через аккумулятор и стабилизатор напряжения будет очень мал. Работа стабилизатора при этом нарушится, в результате напряжение на нём уменьшится. Модуль FC-75 воспримет это как снижение напряжения заряжаемого аккумулятора и снова включится в режим зарядки. В результате будут поочерёд-

вать серии KT835 или аналогичный. При токе зарядки более 400 мА его надо установить на теплоотвод площадью несколько квадратных сантиметров. Для этого транзистор монтируют перпендикулярно плате. С помощью проволочных перемычек плату стабилизатора соединяют с модулем (рис. 5). Обе платы с помощью клея крепят на отрезке пластмассы подходящего размера (рис. 6). Там же можно разместить и держатели аккумуляторов, например, один — для типоразмера AA, а другой — для типоразмера AAA, третий — для Li-Ion аккумулятора.

На основе модуля FC-75 (и аналогичного) нетрудно сделать ЗУ для Ni-Cd аккумуляторной батареи 6F22 с номинальным напряжением 8,4 В. Для этого надо применить источник питания напряжением 12 В, при этом "лишняя" часть напряжения батареи и источника питания должна падать на каком-то дополнительном элементе, в данном случае на параллельном стабилизаторе напряжения.

Этот принцип поясняет рис. 7. Если последовательно с модулем А1 (FC-75) включить параллельный стабилизатор напряжения А2 с напряжением стабилизации $U_{ст}$, подать питающее напряжение $U_{пит}$ и подключить аккумуляторную

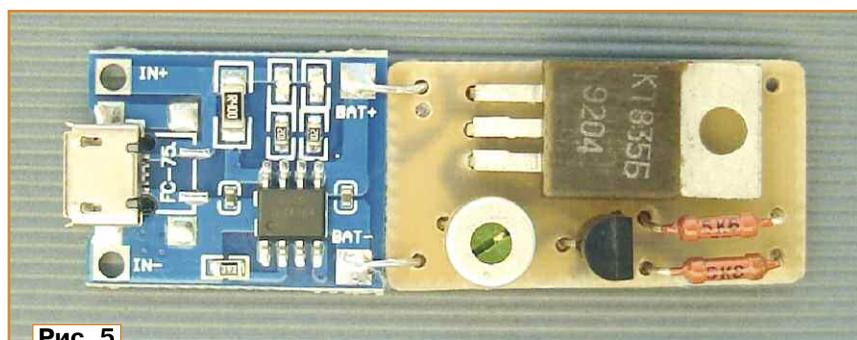


Рис. 5

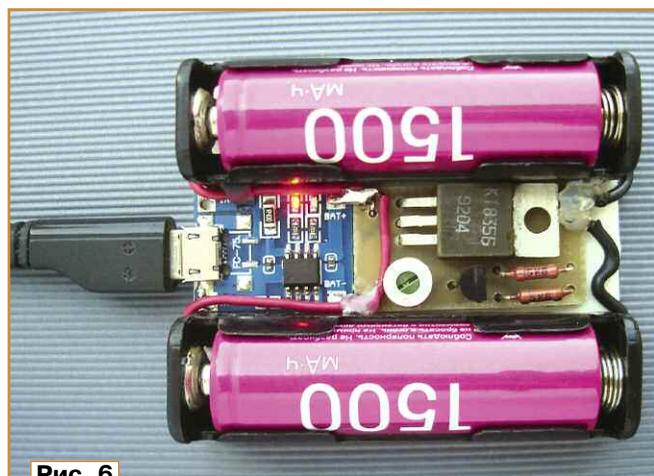


Рис. 6

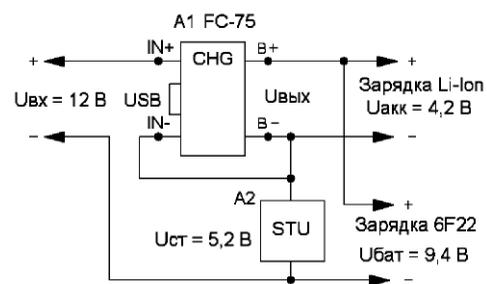


Рис. 7

вспыхивает с частотой 19 Гц (измерено) на время около 0,45 мс (измерено), на это время светодиод синего свечения гаснет. В результате кажется, что светодиод синего свечения светит постоянно, а красный вспыхивает.

После подключения разряженного аккумулятора начинается его зарядка и станет светить светодиод красного свечения. После этого надо установить требуемое напряжение стабилизации параллельного стабилизатора напряжения. Измерение проводят на эмиттере транзистора VT1 относительно его коллектора. Если установлен резистор R4, установить это напряжение можно и без установки аккумулятора.

но включаться оба светодиода. При частоте переключений более 50 Гц будет казаться, что одновременно светят оба светодиода. Чтобы исключить такой режим, надо установить резистор R4. Он будет поддерживать стабилизатор напряжения в рабочем состоянии после окончания зарядки.

Большинство элементов смонтированы на печатной плате из одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1...1,5 мм, чертёж которой и схема размещения элементов показаны на рис. 4. Применены выводные детали. Постоянные резисторы — МЛТ, С2-23, подстроечный резистор — СП3-19. Транзистор может

батарею $U_{бат}$, то в результате на вход модуля А1 будет поступать напряжение $U_{вх} = U_{пит} - U_{ст}$, а на его выходе будет напряжение $U_{вых} = U_{бат} - U_{ст}$. При этом максимальное напряжение $U_{вых.макс} = 4,2 В$ (предельное напряжение зарядки Li-Ion аккумулятора). Поэтому для того, чтобы зарядить Ni-Cd аккумуляторную батарею 6F22, например до напряжения 9,4 В, напряжение стабилизатора должно быть $U_{ст} = U_{бат} - U_{вых.макс} = 9,4 - 4,2 = 5,2 В$.

Читатель может задать справедливый вопрос о необходимости изготовления такого ЗУ для зарядки аккумуляторных батарей типоразмера 6F22. В настоящее время можно приобрести

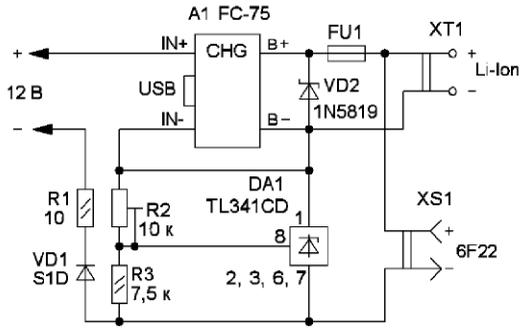


Рис. 8

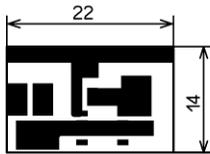


Рис. 9

батареи такого типоразмера с встроенными одним или двумя Li-Ion аккумуляторами и узлом зарядки и защиты. Однако многие такие батареи содержат повышающий импульсный преобразователь напряжения. Их применение в радиоприёмниках, радиомикрофонах, звуковоспроизводящих и некоторых других устройствах может привести к появлению помех, избавиться от которых может быть не просто. Классическая Ni-Cd батарея типоразмера 6F22 вырабатывает "чистое" напряжение без помех.

Если требуемый ток зарядки не превышает 100 мА, параллельный стабилизатор можно сделать на основе микросхемы серии TL431 [4]. Схема ЗУ для зарядки аккумуляторных Ni-Cd батарей типоразмера 6F22 показана на рис. 8. Но это ЗУ является универсальным, поскольку с его помощью можно заряжать как указанные выше аккумуляторные батареи, так и Li-Ion аккумуляторы малой ёмкости, подавая питающее напряжение на USB-разъём и подключая их к разъёму XT1. Эти аккумуляторы должны быть небольшой ёмкости, поскольку зарядный ток невелик.

Питающее напряжение поступает через диод VD1, который защищает устройство от неправильной полярности питающего напряжения, резистор R1 — токоограничивающий. Параллельный стабилизатор собран на микросхеме DA1. Напряжение стабилизации устанавливают подстроечным резистором R2. Диод VD2 и плавкая вставка защищают выход модуля от неправильной полярности напряжения при подключении заряжаемой батареи, их установка необязательна, если такой опасности нет.

Сначала надо установить ток зарядки подборкой резистора R₁ (см. рис. 1).

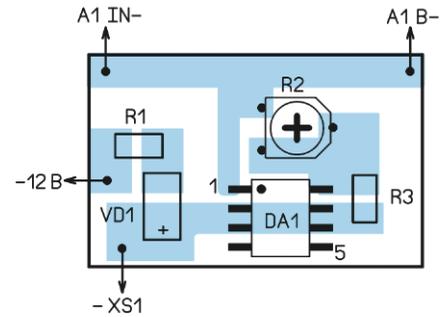


Рис. 10

Как это сделать, рассказано выше. Затем устанавливают напряжение стабилизации стабилизатора напряжения. Для этого через резистор сопротивлением 1 кОм на вывод 1 микросхемы DA1 и резистор R1 подают напряжение 12 В. Затем подстроечным резистором R2 устанавливают требуемое напряжение стабилизации между выводами 1 и 2, 3, 6, 7, например 5,2 В. После этого подают напряжение питания 12 В. При этом на модуле (контакты IN+ и IN-) должно быть напряжение около 6,5 В. Без аккумуляторной батареи оба светодиода светят постоянно. На самом деле светодиод красного свечения включается примерно на 0,45 мс (измерено) с частотой около 120 Гц (измерено).

После подключения заряжаемой батареи аккумуляторов включится светодиод красного свечения и начнётся зарядка, а по её окончании включится светодиод синего свечения. Если батарею не отключить, через некоторое время её напряжение немного уменьшится и зарядка включится снова. Этот процесс будет повторяться.

Элементы ЗУ размещены на печатной плате из одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1...1,5 мм, чертёж которой показан на рис. 9. Схема размещения элементов показана на рис. 10. Применены элементы для поверхностного монтажа. Постоянные резисторы — типоразмера 1206, подстроечный резистор — серии 3303W или аналогичный. Можно применить выводной кремниевый маломощный выпрямительный или импульсный диод, а также микросхему серии TL431 на

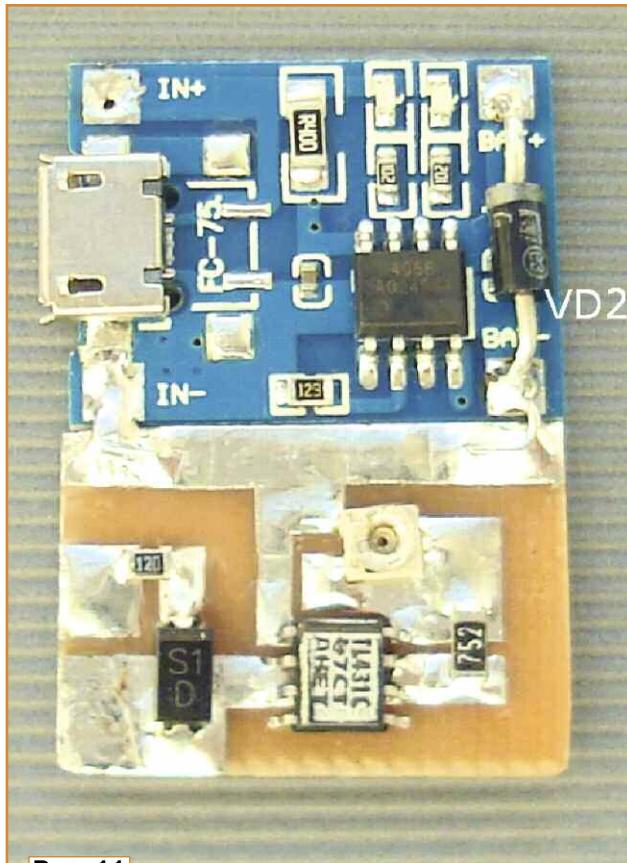


Рис. 11

напряжение 2,5 В в корпусе TO-92, их нетрудно разместить на плате. Проволочными перемычками плата стабилизатора соединена с платой модуля (рис. 11). Их можно закрепить с помощью термоклея внутри пластмассового корпуса подходящего размера, сделав отверстие для наблюдения за светодиодами. Для подключения батареи аккумуляторов типоразмера 6F22 следует применить специальный разъём.

Интересный факт. Согласно техническому описанию микросхема TP4056 имеет два управляющих входа [1]. Вход TEMP (вывод 1) предназначен для подключения датчика температуры, встроенного в Li-Ion аккумулятор. Если на этом входе напряжение будет менее 45 % или более 80 % от напряжения питания, зарядка прекращается. Если

контроль температуры не нужен, этот вход соединяют с общим проводом, как это и сделано в модуле FC-75. Вход CE (вывод 8) предназначен для включения/выключения зарядки. При низком логическом уровне на этом входе микросхема TP4056 переходит в режим сна, при высоком логическом уровне включается режим зарядки. В модуле этот вход соединён с линией питания 5 В.

Однако при проверке нескольких микросхем, используемых в модуле FC-75, оказалось, что оба упомянутых входа неактивны, т. е. модуль работает в режиме зарядки независимо от уровней напряжения на этих входах. Скорее всего, в этом модуле использована "облегчённая", а значит, и более дешёвая версия микросхемы TP4056.

ЛИТЕРАТУРА

1. Модуль на чипе TP4056. — URL: <https://goo.su/6HAbn> (02.10.24).
2. TLV431A, TLV431B. Low Voltage Precision Adjustable Shunt Regulator. — URL: <https://goo.su/o4qV7> (02.10.24).
3. TLV341, TLV342, TLV342S, TLV344. LOW-VOLTAGE RAIL-TO-RAIL OUTPUT CMOS OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUT-DOWN. — URL: <https://goo.su/moOULI> (02.10.24).
4. TL431, TL432. Automotive adjustable voltage reference. — URL: <https://goo.su/t3kq> (02.10.24).

От редакции. Чертежи печатных плат находятся по адресу <http://ftp.radio.ru/pub/2025/01/4056.zip> на нашем FTP-сервере.



Викторина

"Платы расширения Keyestudio"

Р. СЕРГЕЕНКО, г. Гомель, Беларусь

Феномен платформ, подобных Arduino и Raspberry Pi, заключается не только в простоте программирования, но и в массовом применении плат расширения (ПР) к ним. Это небольшие по размерам печатные платы, которые через разъёмы соединяются с головным контроллерным модулем и являются его "глазами, ушами, руками и даже обонянием" (датчиками по входу, драйверами по выходу и двунаправленными интерфейсными узлами для связи с внешним миром).

Фирм, освоивших нишу ПР, великое множество. Столь же много и безымянных производителей, копирующих схемные и конструктивные решения. Однако проблем с авторскими правами обычно не возникает, поскольку начинка ПР состоит из простых функционально законченных бло-

ков и специализированных микросхем, обвязка которых и временные диаграммы соответствуют технической документации, свободно распространяемой в Интернете.

Тем не менее, продукция официальных фирм, имеющих узнаваемый логотип, пользуется повышенным доверием у покупателей. Одна из таких фирм — Keyestudio, штаб-квартира которой размещается в "кремниевой долине Китая" в г. Шэньчжэнь.

Фирма изготавливает почти 500 (!) наименований изделий. Среди них: платформенные клоны Arduino, Raspberry Pi, Micro:bit — 92; стартовые наборы и роботы — 88; отдельные шилды, сенсоры, периферийные модули — 302.

Продукцию Keyestudio легко отличить по обозначению KSxxxx, где x —

цифры от 0 до 9, например KS0593. Технические описания на ПР размещаются в фирменной "википедии" <https://wiki.keyestudio.com>. К сожалению, электрических схем там приводится не так много, как хотелось бы. Фирма, очевидно, считает, что для обычных пользователей вполне достаточно рисунков подключения ПР к Arduino, а радиолюбители смогут сами нарисовать электрические схемы после прозвонки омметром проводников на печатной плате.

В таблице показаны фрагменты схем ПР Keyestudio. На каждый вопрос викторины следует выбрать ответ 0 или 1 и записать их в ряд слева направо в виде двоичного числа. Если после перевода в десятичный вид получится 1386 или 1390, значит, все ответы правильные.

1 Keyestudio KS0169

DD1 MAX6675
XT1
GND NC 8 XP1
T- OS 7
T+ CS 6
VCC SCK 5
C1 100 nF
1 SO
2 CS
3 SCK
4 VCC
5 GND

Можно ли без подключения терморпары к клеммам колодки XT1 ПР KS0169 измерить температуру, подав сигналы на модуль Arduino с разъёма XP1?
0 - можно;
1 - нельзя

2 Keyestudio KS0384

+5V U6 TB6612FNG
R2 10K
PQ2 2N7002
R3 10K
AO1 1
AO2 2
PGND1 3
VM1 24
J1
M1
IO4 (ATmega328)
+VIN

Назначение транзистора PQ2?
0 - формирование сигнала обратной связи;
1 - организация прямого управления двигателем

3 Keyestudio KS0370

ЖУРНАЛ РАДИО

АУДИО • ВИДЕО • СВЯЗЬ • ЭЛЕКТРОНИКА • КОМПЬЮТЕРЫ

Получатель АНО "Редакция журнала "Радио"
ИНН 7708187140,
р/с 40703810538090108833 в ПАО Сбербанк г. Москва,
К/с 30101810400000000225, БИК 044525225.
КПП 770201001

Цена одного номера журнала в 2025 году (с 1-го по 6-й номер)
при покупке в редакции — **520 руб.**

Стоимость полугодовой подписки с рассылкой из редакции (адресная рассылка) для индивидуальных подписчиков России — 3840 руб., для индивидуальных подписчиков из стран зарубежья — 6000 руб.

Стоимость полугодовой подписки с рассылкой из редакции (адресная рассылка) для юридических лиц из России — 4080 руб.

Телефон для связи (495) 607-87-39

На бланке напишите, за какие журналы Вы переводите деньги и укажите свой точный адрес (с почтовым индексом). После того как деньги поступят на расчётный счёт, мы отправим Вам журналы. Наложённым платежом редакция журналы не высылает!

Год выпуска	Номер журнала	Стоимость одного номера в редакции	Стоимость одного номера с пересылкой	
			В Россию	В остальные страны
2021	11—12	250 руб.	350 руб.	800 руб.
2022	1—12	300 руб.	400 руб.	800 руб.
2023	2—12	470 руб.	570 руб.	800 руб.
2024	1—12	490 руб.	600 руб.	900 руб.
2025	1—6	520 руб.	640 руб.	1000 руб.

Подписные индексы журнала по каталогам:
Официальный каталог Почты России П4014;
КАТАЛОГ РОССИЙСКОЙ ПРЕССЫ 89032



Подписка на электронный журнал "Радио" с доставкой по электронной почте на 2025 год, а также 2024, 2023, 2022, 2021, 2020, 2019, 2018, 2017, 2016, 2015, 2014, 2013, 2012 на 12 месяцев (1 год).

<https://el.radio.ru/>

Журнал "Радио" в интернет-магазине ОЗОН



Dr.Web Security Space

защитит ваш цифровой МИР

Поддерживаемые
ОС



ANDROID



Защита от хищений средств

От банковских троянцев, клавиатурных шпионов, хакерских атак во время сессии онлайн-банкинга



Защита от мошенников

От фишинговых и мошеннических сайтов, сайтов с вредоносным ПО



Защита от уязвимостей программ

От эксплойтов, используемых киберпреступниками для проникновений через ошибки в популярных приложениях



Защита данных и информации

От удаления, порчи, шифрования и похищения



Защита от захвата устройства и слежки

Блокировка камеры, микрофона, съемных устройств



Защита детей

Родительский контроль

- ✓ Dr.Web — в едином реестре отечественного ПО
- ✓ Круглосуточная техническая поддержка
- ✓ Бонус для покупателей — защита для Android

Техподдержка
компании
«Доктор Веб»:

<https://support.drweb.ru>

Сайты компании
«Доктор Веб»
в социальных сетях:

[https://www.drweb.ru/
user/social](https://www.drweb.ru/user/social)



Сайты компании
«Доктор Веб»:

<https://антивирус.рф>

<https://drweb.ru>



© ООО «Доктор Веб», 2021

125040, Россия, Москва, 3-я улица Ямского поля, вл. 2, корп. 12а
Тел.: +7 495 789-45-87 (многоканальный)
факс: +7 495 789-45-97

