

РАДИОСВЯТО

НОВИНИ ГАЛУЗИ

№2 / 2011
березень-квітень



МІКРОСХЕМИ І КОМПОНЕНТИ

СХЕМОТЕХНІКА



- Омметр с автоматическим масштабированием шкалы
- Спидометр для велосипеда
- Вычисление потребляемой мощности в ваттах и вольт-амперах
- Питание белого светодиода от пьезоэлектрического генератора
- Четырехминутный таймер для душа
- Прецизионный измеритель температуры от 0 до 360 °C
- Измерительный усилитель
- Моновибратор с точной регулировкой задержки импульса
- Генератор с независимыми регулировками частоты и ширины импульсов
- Преобразователь напряжения в частоту
- Постоянное напряжение 3,3 В от пьезоэлектрического зуммера
- Дистанционное управление бытовыми приборами через мобильный телефон
- Ближнее радиуправление



| | |
|--|---|
| Коректори коефіцієнта потужності | 2 |
| Найкомпактніший піроелектричний інфрачервоний датчик | 2 |
| Мініатюрний 1200V силовий модуль IPM | 2 |
| Високоточний гібридний кварцовий резонатор | 3 |

МИКРОСХЕМИ І КОМПОНЕНТИ

| | |
|---|---|
| Использование цифрового потенциометра S3906 со ступенчатым DC/DC-преобразователем для точного управления выходным напряжением | 4 |
|---|---|

СХЕМОТЕХНІКА

| | |
|--|----|
| Омметр с автоматическим масштабированием шкалы | 8 |
| Спидометр для велосипеда | 10 |
| Вычисление потребляемой мощности в ваттах и вольт * амперах | 12 |
| Питание белого светодиода от пьезоэлектрического генератора | 14 |
| Четырехминутный таймер для душа | 15 |
| Прецизионный измеритель температуры от 0 до 360 °C | 18 |
| Измерительный усилитель | 21 |
| Моновибратор с точной регулировкой задержки импульса | 25 |
| Генератор с независимыми регулировками частоты и ширины импульсов | 26 |
| Преобразователь напряжения в частоту | 27 |
| Постоянное напряжение 3,3 В от пьезоэлектрического зуммера | 28 |
| Дистанционное управление бытовыми приборами через мобильный телефон | 30 |
| Ближнее радиоуправление | 31 |

РАДИОСХЕМА

№2 березень-квітень 2011

Виходить один раз на два місяці

Науково-популярний журнал
Зарєстрований Міністерством
Юстиції України

сер. КВ, № 13831-2805ПР, 22.04.2008 р.

Адреса для листів:

ФОП Поночовний (ж-л РАДИОСХЕМА)

а/с 111, м. Київ, 03067

тел. (0-44) 458-34-67, e-mail: radioshema@ukr.net

Матеріали для публікації приймаються в рукописному,
друкованому та електронному вигляді.

Розповсюдження за передплатою в усіх
відділеннях зв'язку України, індекс 91710.

Редакційна колегія:

М.П. Горейко, Л.І. Єременко,

О.Н. Партала, І.О. Пасічник,

Ю. Садіков, Є.Л. Яковлев

Підписано до друку 25.03.2011 р.

Дата виходу в світ 11.04.2011 р.

Формат 60x84/8. Ум. друк. арк. 7,4

Облік. вид. арк. 9,35. Індекс 91710.

Тираж 1000 прим.

Ціна договірна.

Видавець ФОП Поночовний

e-mail: radioshema@ukr.net

Віддруковано з комп'ютерного набору

При передруку посилання на ж-л «Радіосхема» обов'язкове. За достовірність рекламної та іншої друкованої інформації несуть відповідальність рекламодавці та автори. Думка редакції не завжди співпадає з думкою авторів.

© Редакція «Радіосхема», 2011

Коректори коефіцієнта потужності

International Rectifier представляє сімейство IR115x коректорів коефіцієнта потужності (PFC) для широкого кола AC-DC пристроїв.

Можливі застосування: висвітлення, імпульсні джерела живлення (SMPS) LCD / PDP телевізорів і ігрових консолей, вентиляторів, кондиціонерів і джерел безперебійного живлення від 300 Вт до 8 кВт.

Сімейство IR115x, використовує технологію One Cycle Control (OCC), пропонує високий коефіцієнт потужності (PF), низький коефіцієнт гармонійних спотворень (THD) і відмінне регулювання шини постійного струму при одночасному скороченні кількості компонентів, площі друкованої плати і часу розробки в порівнянні з традиційними рішеннями. Мікросхеми призначені для роботи в безупинному режимі Boost PFC перетворювача, включаючи поточний контроль вхідного струму в діапазоні напруг 85-264 В.

Нове сімейство IC μ PFC™ пропонує перодові системи вмикання і захисні функції, включаючи захист від перенапруги, обмеження імпульсного струму, VCC UVLO, програмування плавного пуску. У режимі запуску/сну (startup/sleep-mode) прилад споживає мінімальну кількість енергії, що відповідає вимогам Energy Star, Green Power і Blue Angel.

IR1155S пропонує програмовані частоти переключення від 48 до 200 кГц на основі конкретних вимог пристроїв. IR1152S і IR1153S пропонують фіксовані частоти комутації 66 і 22,2 кГц відповідно. Ці пристрої сумісні з Ultrafast і Warp IGBT транзисторами для систем потужністю вище 750 Вт і частотою перемикання до 100 кГц.

Найкомпактніший піроелектричний інфрачервоний датчик

Новітня версія піроелектричного інфрачервоного датчика компанії Murata має рекордно малі розміри - всього 5,0 x 4,7 x 2,4 мм, що дозволяє використовувати цей

датчик у малогабаритних електронних пристроях і апаратурі.

При цьому IRS-B210ST01-R1 також є єдиним на ринку піроелектричним інфрачервоним датчиком, придатним для поверхневого монтажу. Він характеризується високою чутливістю, високим відношенням сигнал/шум, чудовою стійкістю до змін температури і рівня освітленості, а також підвищеною заводостійкістю.

Датчики серії IRS-B210ST01-R1 підходять для використання в охоронній апаратурі і пристроях розпізнавання наближення, оскільки вони детектують інфрачервоне випромінювання на довжинах хвиль, випромінюваних людським тілом. Малі розміри корпусу дозволяють застосовувати ці датчики в побутовій електроніці. З огляду на зростання попиту на енергозберігаючі пристрої, очікується використання цього датчика в побутових приладах (наприклад, світильниках) для їхнього автоматичного відключення під час відсутності поблизу людей.

Пристрій має два електроди розмірами 0,85 x 1,2 мм із кутами огляду $\pm 70^\circ$ (по горизонталі) і $\pm 50^\circ$ (по вертикалі). Діапазон робочих температур датчика - від -40 до $+70^\circ\text{C}$, а діапазон напруг живлення - від 2 до 15 В.

Застосування:

- енергозбереження в побутовій електроніці;
- охоронні системи;
- освітлювальні прилади;
- виявлення присутності людини.

Мініатюрний 1200V силовий модуль IPM

Новий інтелектуальний силовий модуль (IPM) MiniSKii компанії SEMIKRON встановлює новий стандарт щільності струму для мініатюрних IPM з робочою напругою 1200 В. При масі 55 г і площі 49 см², цей модуль легший і компактніший будь-якого компонента аналогічного класу потужності, доступного на ринку. Інноваційна технологія зборки MiniSKii забезпечує оптимальні характеристики пе-

ремикання при низькому рівні електромагнітних завад. Модуль призначений для застосування в складі приводів потужністю до 15 кВт.

Площа основи MiniIPM складає 59 x 52 мм, висота - 16 мм, таким чином за габаритними розмірами цей інтелектуальний модуль як мінімум на 50% менший від компонентів аналогічного призначення і класу потужності. Завдяки використанню пружинних контактів для підключення силових і сигнальних ланцюгів, застосування MiniIPM дозволяє розробляти приводи, що відрізняються високою ефективністю, малими габаритами, простотою зборки і низькими виробничими витратами.

Для досягнення високого значення щільності потужності кристали силових напівпровідників і DCB ізолююча підкладка MiniSiKiiP® IPM мають безпосередній тепловий контакт із радіатором охолодження, що досягається за рахунок притискового способу з'єднання. Оскільки ці модулі не мають базової плати, сумарне значення теплового опору "кристал - тепловідвід" Rth(j-s) компонентів Mini IPM виявляється істотно нижчим, ніж у модулів стандартної конструкції.

Інтегрований у MiniIPM монокристалний SOI драйвер встановлюється безпосередньо на DCB підкладку, а зв'язок його контактів площадок із затворами IGBT виконується провідниками мінімальної довжини. Застосування інноваційної технології SOI (Silicon On Insulator) дозволило позбутися основного недоліку інтегральних драйверів - схильності до заскакування. Значення резисторів затвору вибирається з урахуванням оптимізації динамічних характеристик конкретних типів кристалів IGBT. Короткі зв'язки ланцюгів керування дозволяють поліпшити характер перемикання і мінімізувати рівень випромінюваних електромагнітних завад. Використання найкоротших сигнальних і силових зв'язків дає можливість знизити значення розподілених індуктивностей і, відповідно, рівень комутаційних перенапруг. Завдяки цьому модуль може експлуатуватися при підвищеній напрузі на DC-шині і забезпечувати високі показники ККД.

Високоточний гібридний кварцовий резонатор

Компанія Murata анонсує випуск нової серії пристроїв з сімейства гібридних кварцових резонаторів зі зниженим допуском (менше ± 100 ppm).

Сімейство гібридних кварцових резонаторів Murata поєднує у собі кварцовий елемент виробництва Tokyo Denpa і Murata технологію виготовлення керамічних резонаторів. Виробнича технологія компанії Murata дозволяє зменшити розміри і вартість компонентів при збереженні точності, яка забезпечується кварцовим елементом. Серія XRCGB-M відрізняється малою величиною допуску (менше ± 100 ppm) і доповнює попередню серію XRCGA-L зі стандартним допуском ± 150 ppm.

На низьких частотах (від 24 до 30 МГц), вихідна точність серії XRCGB-M становить ± 30 ppm, плюс температурна складова ± 40 ppm у діапазоні від -30 до $+85$ °C. На високих частотах (від 30 до 48 МГц) вихідна точність складає ± 45 ppm, плюс температурна складова ± 40 ppm у діапазоні від -30 до $+85$ °C.

Перевагою серії XRCGB-M є також малі розміри корпусу (2,0 x 1,6 x 0,7 мм), що вигідно відрізняє вироби цієї серії від кварцових аналогів.

У серії пропонуються вироби на частоти 24, 25, 27, 27.12, 30, 33.86, 40 і 48 МГц, а в розробці знаходяться версії на інші номінальні частоти. Тепер усі гібридні кварцові резонатори виробництва Murata мають по чотири контактних площадки на основі - це зроблено для того, щоб полегшити заміну кварцових резонаторів. Крім того, усі гібридні кварцові резонатори Murata відповідають вимогам Закону про обмеження вмісту шкідливих речовин (RoHS).

Застосування:

- устаткування з інтерфейсом USB 3.0 ПК;
- мобільні телефони, пристрої відображення;
- малогабаритне портативне устаткування.

Использование цифрового потенциометра S3906 со ступенчатым DC/DC-преобразователем для точного управления выходным напряжением

При использовании DC-DC-преобразователя разработчики сталкиваются с общей проблемой: доступны только стандартные напряжения. Если необходима настройка выходных напряжений, требуются нестандартные резисторы высокой точности. Эту проблему можно обойти, если в цепи обратной связи DC-DC-преобразователя установить цифровой потенцио-

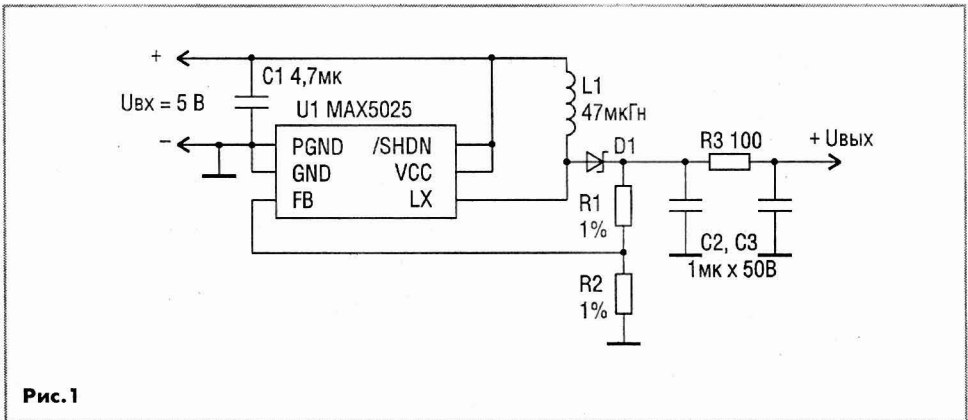


Рис.1

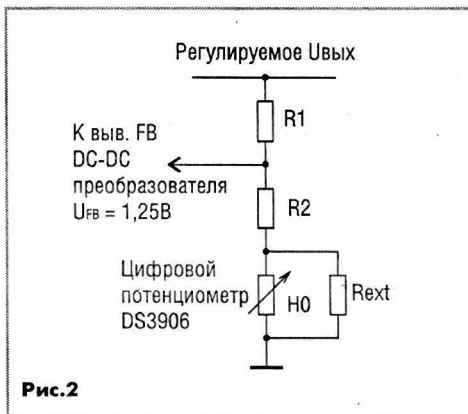


Рис.2

метр DS3906. Эта микросхема обеспечивает сверхточную настройку при использовании в параллель с внешними резисторами.

В качестве DC-DC-преобразователя используется микросхема MAX5025, которая может генерировать напряжения до 36 В при мощности 120 мВт. Типовая схема включения MAX5025 показана на рис.1. В этой схеме выходное напряжение V_{out} определяется соотношением фиксированных резисторов R1 и R2, которые образуют делитель напряжения, и часть выходного напряжения микросхемы MAX5025 возвращается на вывод FB, создавая систему с обрат-

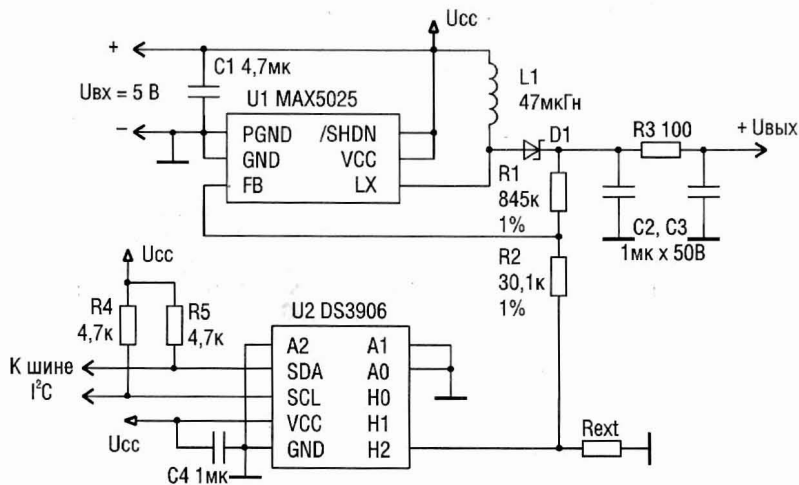


Рис.3

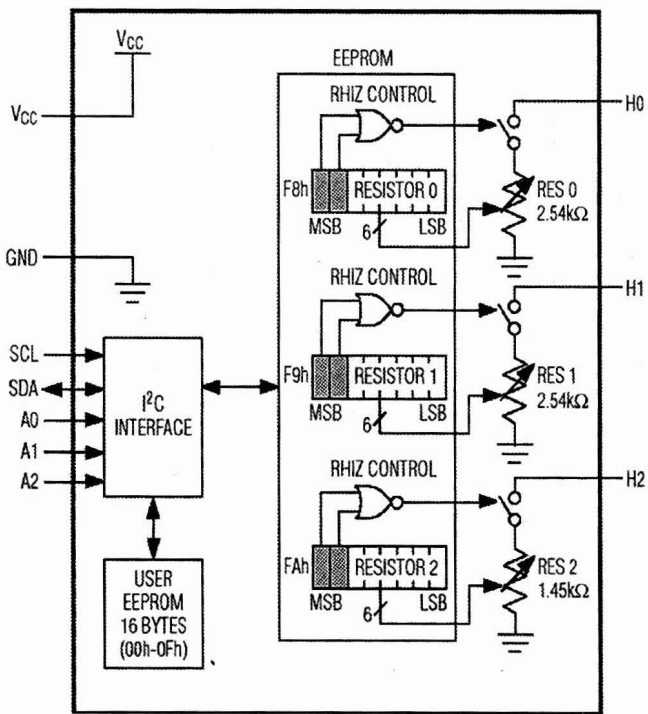


Рис.4

ной связью. Для получения стандартного выходного напряжения необходимо, чтобы на вывод FB подавалось напряжение 1,25 В. В случае, если напряжени обратной связи ниже 1,25 В, DC-DC-преобразователь добавляет напряжени на выходе, чтобы на выводе FB обеспечивалось напряжени 1,25 В. Уравнение, связывающее напряжени и сопротивления, выглядит так:

$$V_{out} = V_{ref} (R1 / R2 + 1),$$

где V_{ref} - напряжени на выводе FB.

Есть несколько способов ввести цифровой потенциометр DS3906 в схему рис.1. Рассмотрим вначале конфигурацию дели-

теля напряжения, показанную на **рис.2**, в которой цифровой потенциометр DS3906 Н0 устанавливается последовательно с резистором R2 делителя напряжения. Поскольку $V_{ref} = 1,25 \text{ В}$, то выходное напряжение 32 В достигается при установке цифрового потенциометра в среднее положение (позиция 20h). При этом DS3906 используется с внешним резистором Rext для повышения линейности.

Общая схема показана на **рис.3**. Внешний резистор Rext равен 270 Ом и в паре с цифровым потенциометром образует сопротивление порядка 200 Ом. Предположим, что $R1 = 9,8 \text{ кОм}$ (чтобы сумма была равной 10 кОм). Тогда для получения выходного напряжения 32 В рассчитанная величина сопротивления R1 должна равняться 246 кОм. В такой схеме полное изменение сопротивления цифрового потенциометра по 64 ступеням даст изменение выходного напряжения от 31,92 до 32,09 В с шагом 0,025 В.

Краткие сведения о микросхеме DS3906

Микросхема DS3906 представляет собой сборку из трех резисторов, управляемых цифровым кодом. Резисторы сравнительно низкоомные (два до 2540 Ом, один до 1450 Ом). Их сопротивление изменяется 64 шагами по логарифмической шкале. Для получения линейной шкалы необходимо подклю-

чить низкоомный внешний резистор (200 Ом и меньше). В состав микросхемы входит энергонезависимая память, в которой сохраняются установки сопротивлений резисторов. Поэтому после включения восстанавливаются установленные ранее сопротивления резисторов. Кроме того, в состав микросхемы входит последовательный интерфейс I²C, через который можно произвести установку сопротивлений резисторов. На **рис.4** показана внутренняя структура микросхемы DS3906. Она выпускается в 10-выводном корпусе mSOP-10. Напряжение питания микросхемы от 2,7 до 5,5 В (предельно допустимое 6 В).

Краткие сведения о семействе микросхем MAX5025 - MAX5028

Микросхемы представляют собой DC-DC-преобразователи со следующими особенностями:

MAX5025 - входное напряжение от 4,5 до 11 В, выходное напряжение может выбираться пользователем с помощью резисторов в цепи обратной связи до 36 В;

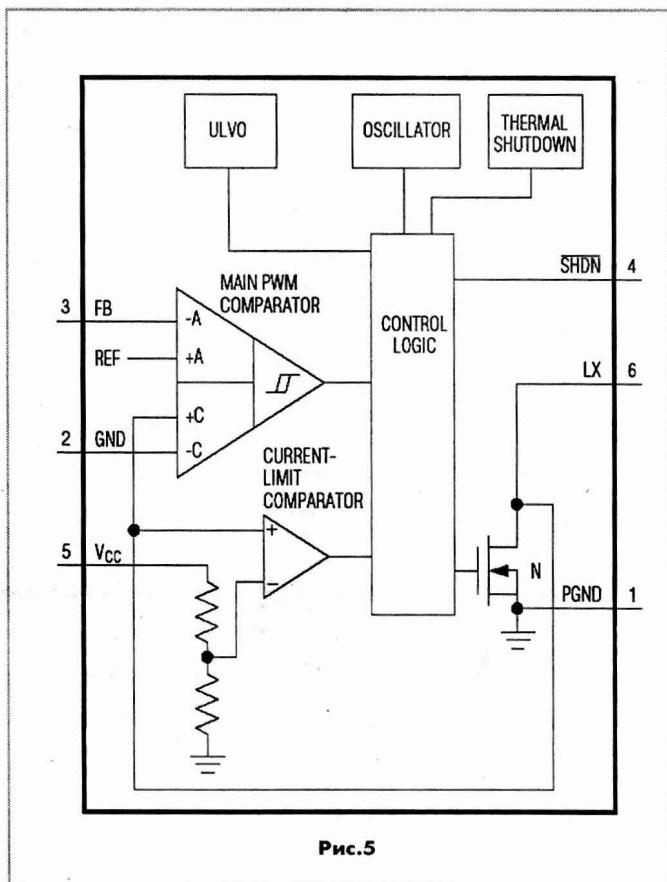


Рис.5

Таблица 1

| Параметр | Значение |
|---|---------------------------------|
| Напряжение питания V _{cc} , В | от -0,3 до +12 |
| Напряжение между выводами земли GND и PGND, В | от -0,1 до +0,1 |
| Напряжение между выводами FB и GND (для MAX5025 и MAX5026), В | от -0,3 до V _{cc} +0,3 |
| Напряжение между выводами FB и GND (для MAX5027 и MAX5028), В | от -0,3 до +40 |
| Напряжение между выводами SHDN и GND, В | от -0,3 до V _{cc} +0,3 |
| Напряжение между выводами LX и GND, В | от -0,3 до +45 |
| Максимальный ток по выводу LX, мА | 600 |
| Диапазон рабочих температур, °С | от -40 до +85 |

Таблица 2

| Выводы | | Обозначение | Функция |
|------------------|------------------|-----------------|--|
| MAX5025, MAX5026 | MAX5027, MAX5028 | | |
| 1 | 1 | PGND | Силовая земля. Подключается непосредственно к земляной шине микросхемы. |
| 2 | 2 | GND | Земля. Подключается непосредственно к земляной шине микросхемы. |
| 3 | - | FB | Обратная связь. Опорное напряжение примерно 1,25 В. К этому выводу подключают резистивный делитель напряжения. |
| - | 3 | FB | Обратная связь. При подключении к выходному напряжению этого контакта включается внутренний резистивный делитель напряжения. |
| 4 | 4 | SHDN | Подключение этого вывода к источнику питания включает микросхему, подключение к земле ее выключает. |
| 5 | 5 | V _{cc} | Напряжение питания. |
| 6 | 6 | LX | Сток внутреннего силового МОП транзистора с рабочим напряжением 40 В. |

MAX5026 - входное напряжение от 3,0 до 11 В, выходное напряжение может выбирать пользователь с помощью резисторов в цепи обратной связи до 36 В;

MAX5027 - входное напряжение от 4,5 до 11 В, выходное напряжение фиксированное 30 В;

MAX5028 - входное напряжение от 3,0 до 11 В, выходное напряжение фиксированное 30 В.

Максимально допустимое напряжение на входе 12 В, выходная мощность до 120 мВт. Микросхемы выпускаются в миниатюрных корпу-

сах SOT-23 с 6 выводами.

Функциональная схема показана на **рис.5**. Основной микросхемы является ШИМ-контроллер. В его состав входят: основной ШИМ-компаратор, в котором напряжение обратной связи сравнивается с опорным, управляющая логика, генератор сигнала 500 кГц. Выход микросхемы осуществляется через силовой транзистор. Максимальные значения параметров микросхем MAX5025 -MAX5028 приведены в **табл.1**. В **табл.2** приведено описание выводов микросхем MAX5025 - MAX5028.

Омметр с автоматическим масштабированием шкалы

Измеритель сопротивлений с автоматическим выбором диапазонов измерений изготовил И. Страшил (Чехия). Прибор будет особенно полезным при определении номиналов резисторов в больших количествах. Автоматический выбор диапазонов омметра значительно экономит время при сортировке электронных комплектующих.

Технические данные

Напряжение питания 9-12 В
Потребляемый ток, не более. . . 60 мА
Диапазон измерений . . 10 Ом...1 МОм

Количество диапазонов измерений 4 (возможно расширение до 10). Показания измерений считываются с помощью внешнего прибора, можно использовать стрелочный или цифровой амперметр со шкалой 100 мкА. Щупы амперметра под-

соединяют к колодке HEADER-1x10, вывод "+" к контакту 7, а вывод "-" к контакту 8 (см. **рис.1**). Тестируемый резистор подключают к контактам 9 и 10.

Схема измерителя сопротивлений показана на **рис.2**. Собственно омметр построен на одном операционном усилителе микросхемы U1 (U1.1), которая содержит измерительный резистор в цепи обратной связи по напряжению. Таким образом усиленное напряжение подается на инвертирующий вход ОУ, уровень напряжения описывается формулой

$$U = U_{ref} (1 + R_x \cdot I \cdot R_f),$$

где U_{ref} - напряжение на прямом входе ОУ, R_x - сопротивление тестируемого резистора, R_f - резистор (R6...R9), определяющий диапазон.

Следовательно, величина измеряемого сопротивления будет соответствовать разности напряжений $U - U_{ref}$. Измерительный прибор подсоединяется через резистор R5 между выходом и прямым ОУ.

Автоматический выбор диапазона выполняется с помощью десятичного счетчика U3, который работает по сокращенному циклу от 0 до 3. При этом поочередно включаются реле RE1...RE4, отвечающие за выбор диапазона измерений (число диапазонов можно увеличить за счет добавления новых реле).

Тактовая частота около 7 Гц, определяется генератором, который собран на микросхеме U2.

Автоматическое определение диапазона происходит с помощью усилителей U1.2, U1.3 и диодов D2, D3. Цепь формирует логический ноль для второго входа счетчика U3, который позволяет работать

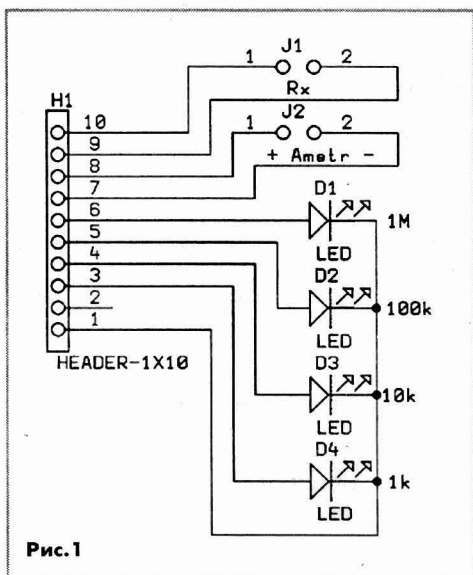


Рис.1

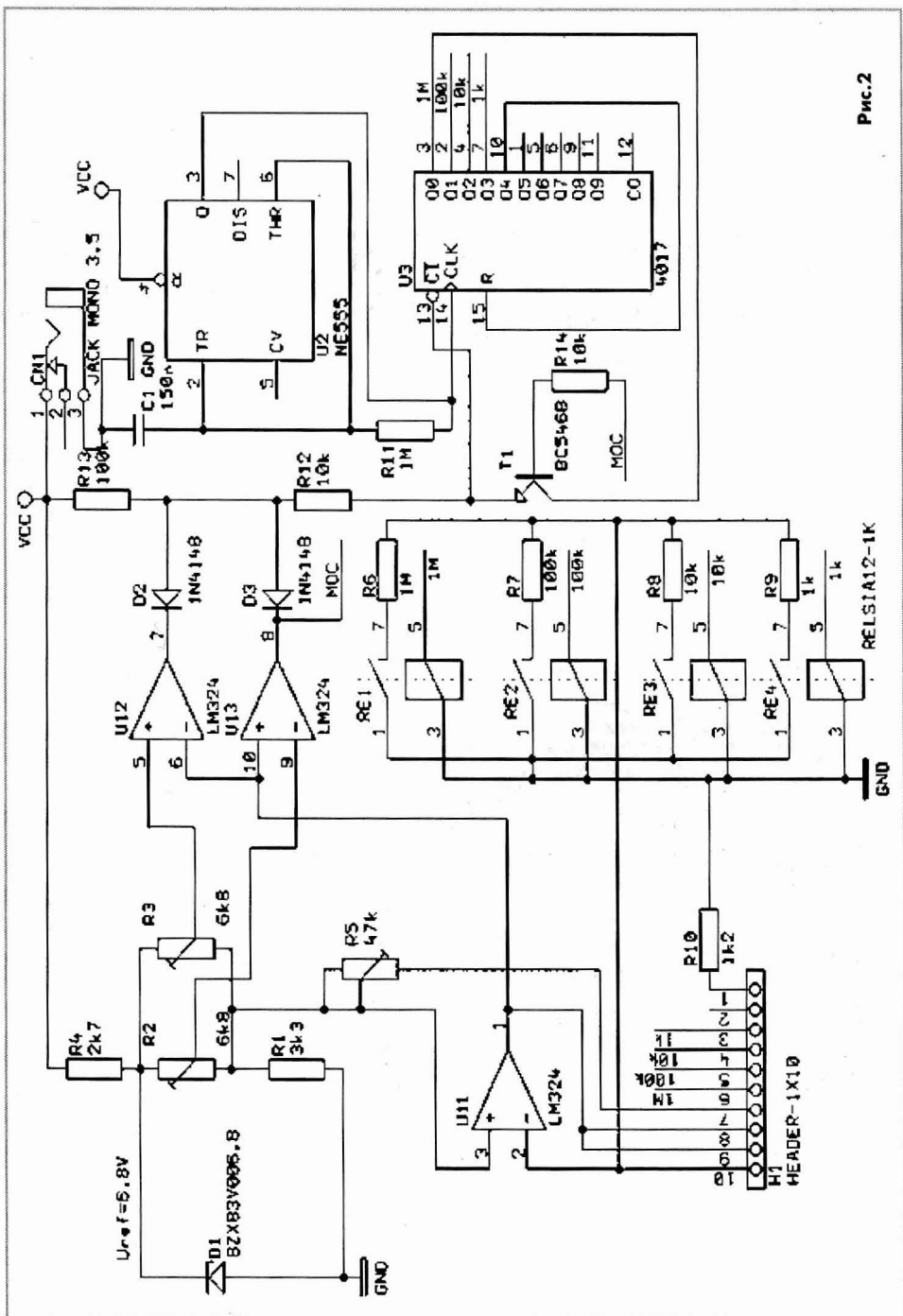


Рис.2

счетчику. Подстроечным резистором R3 устанавливают верхний предел диапазона, а подстроечным резистором R2 - нижний.

Транзистор Т1 блокирует счетчик, если величина сопротивления резистора выхо-

дит за пределы диапазона, а также при отсутствии тестируемого резистора или внутреннем обрыве в нем.

Резисторы R6 - R9, которые определяют диапазон измерений, должны иметь разброс параметров не более 0,1%.

Спидометр для велосипеда

Велосипедный спидометр с цифровым таблом изготовил П. Ионг (Китай). В качестве датчика скорости используются магниты, укрепленные на ободе колеса, и пара герконовых реле с нормально разомкнутыми контактами, которые крепятся на вилку. На

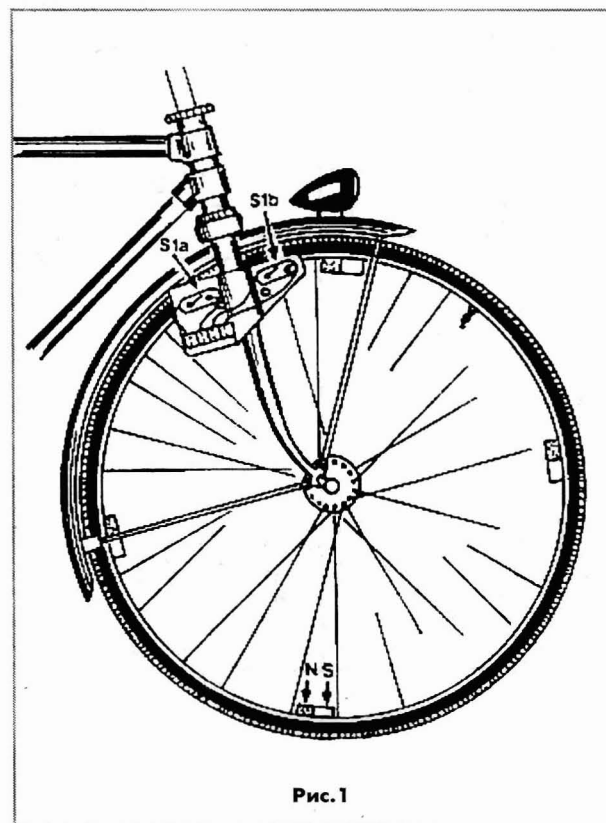


Рис. 1

рис.1 показано расположение герконов и магнитов на велосипеде.

На рис.2 показана электрическая схема измерителя скорости.

Импульсы от герконов в течение определенного отрезка времени поступают на счетчик, выполненный на ИС CD4026 (IC1, IC2). Это микросхема счетчика со встроенным дешифратором с выходом на семисегментный индикатор. В этот момент времени счетчик блокируется, а результат счета декодируется и отображается на дисплее.

Элементы логики N3 и N4 служат для устранениядребезга контактов от герконовых выключателей S1a и S1b, пока счетные импульсы поступают на ИС IC2 через элемент N7. Период измерения определяется схемой, построенной на элементах логики N5, N6, и может быть изменен потенциометром P1.

Величина времени заряда конденсатора C1 достаточна, для того чтобы счетчики обнулились через элемент N1 перед новым запуском цикла счета.

Элемент логики N2 предотвращает начало цикла счета до выполнения обнуления счетчика.

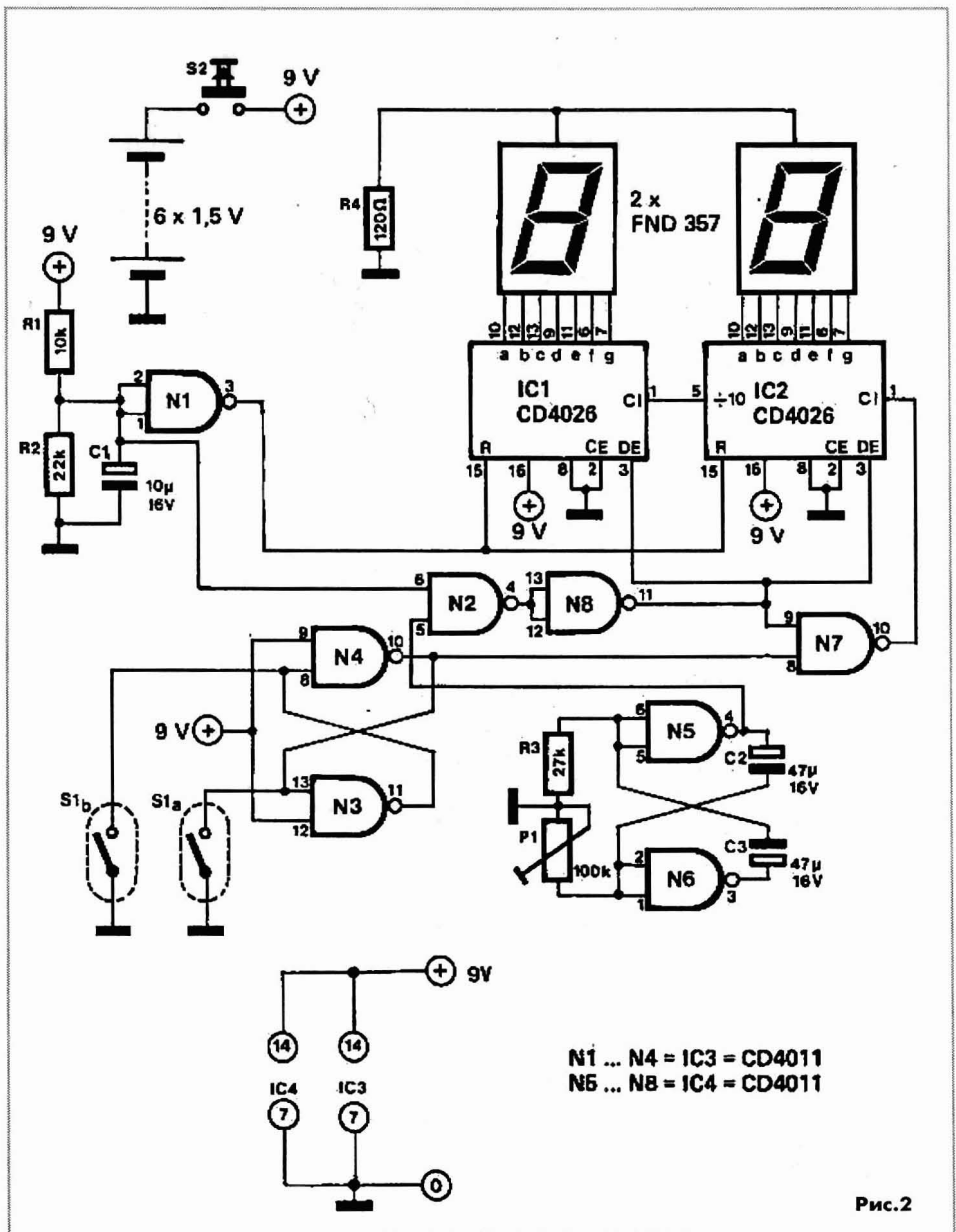


Рис.2

Ввиду высокого потребляемого тока LED дисплеем, при батарейном питании непрерывное считывание показаний скорости приведет к быстрому истощению бата-

реи. Поэтому автор применил кнопку S2, нажатие которой приводит к подаче питания и отображения на дисплее показаний скорости езды.

Вычисление потребляемой мощности в ваттах и вольт-амперах

В. Вудвард (США) разработал простую схему (рис. 1) на счетверенном оптоизоляторе, который включен в двухполупериодный мост (с аналоговым умножением). Она измеряет и вычисляет ватты потребляемой мощности переменного тока и игнорирует любую реактивную составляющую в нагрузке.

Светодиоды оптоизолятора, включенные в мостовую схему, подобно любому другому устройству с полупроводниковым переходом, имеют динамическую проводимость, которая прямо пропорциональ-

на току: приблизительно 19 миллисекунд на ампер при 25°C. Напряжение линии и пропорциональный ток нагрузки изменяют напряжение на медном шунте сопротивлением 0,001 Ом, модулируя ток, протекающий через диоды. Температурный коэффициент меди обеспечивает компенсацию (приблизительно 0,4 %/°C) температурной зависимости проводимости светодиода.

Схема измеряет не только ватты, но и вольт-амперы, что делает возможным оценивание коэффициента мощности -

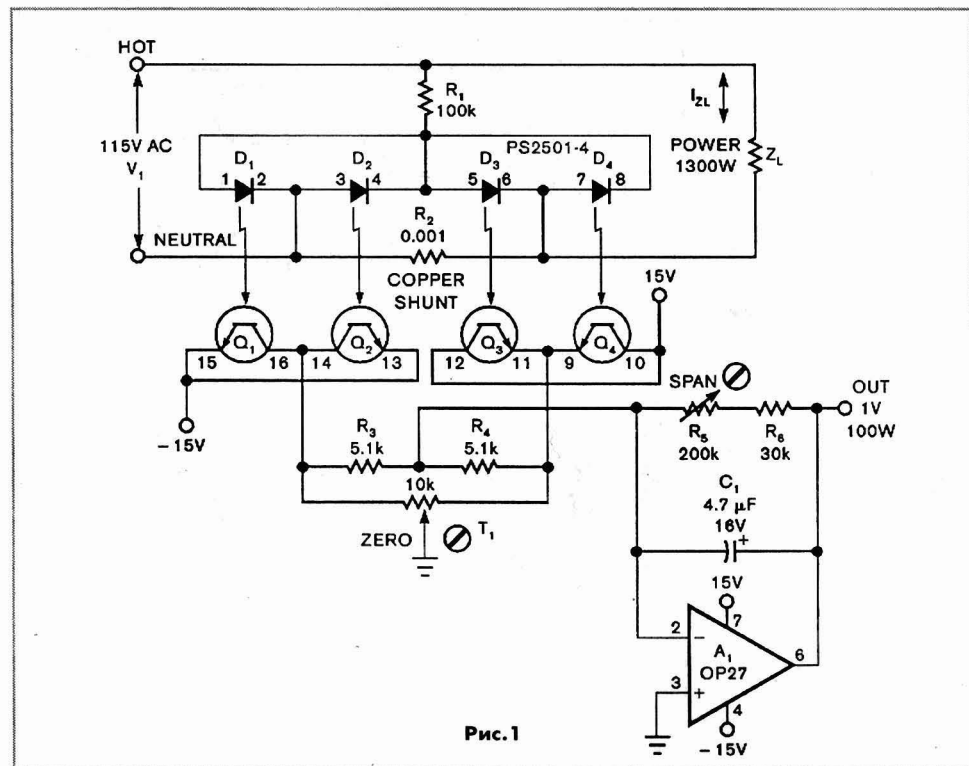


Рис. 1

ватт, разделенный на вольт·ампер. Правая часть схемы на **рис.2** - полуволновая версия схемы рис.1. В левой части применен dc-выпрямитель после полуволнового моста. Повышение нагрузочного тока, протекающего через D4, вызывает увеличение напряжения на коллекторе Q4. ОУ A2 усиливает это напряжение с последующим выпрямлением на транзисторе Q8, обеспечивая на выходе устройства аналоговое напряжение, которое пропорционально вольт·амперной нагрузке.

Справка

Коэффициент мощности — безразмерная физическая величина, являющаяся энергетической характеристикой электрического тока. Коэффициент мощности характеризует приёмник электроэнергии переменного тока, а именно — степень линейности нагрузки. Равен отношению потребляемой электроприёмником активной мощности к полной мощности. Активная мощность расходуется на совершение работы. Полная мощность - геометрическая сумма активной и реактивной мощностей (в случае синусоидальных тока и напряжения). В общем случае полную мощность можно определить как произведение действующих (среднеквадратических) значений тока и напряжения в цепи. Полная мощность равна корню квадратному из суммы квадратов активной и неактивной мощностей. В качестве единицы измерения полной мощности принято использовать вольт·ампер ($B \cdot A$) вместо ватта ($Bт$).

Википедия

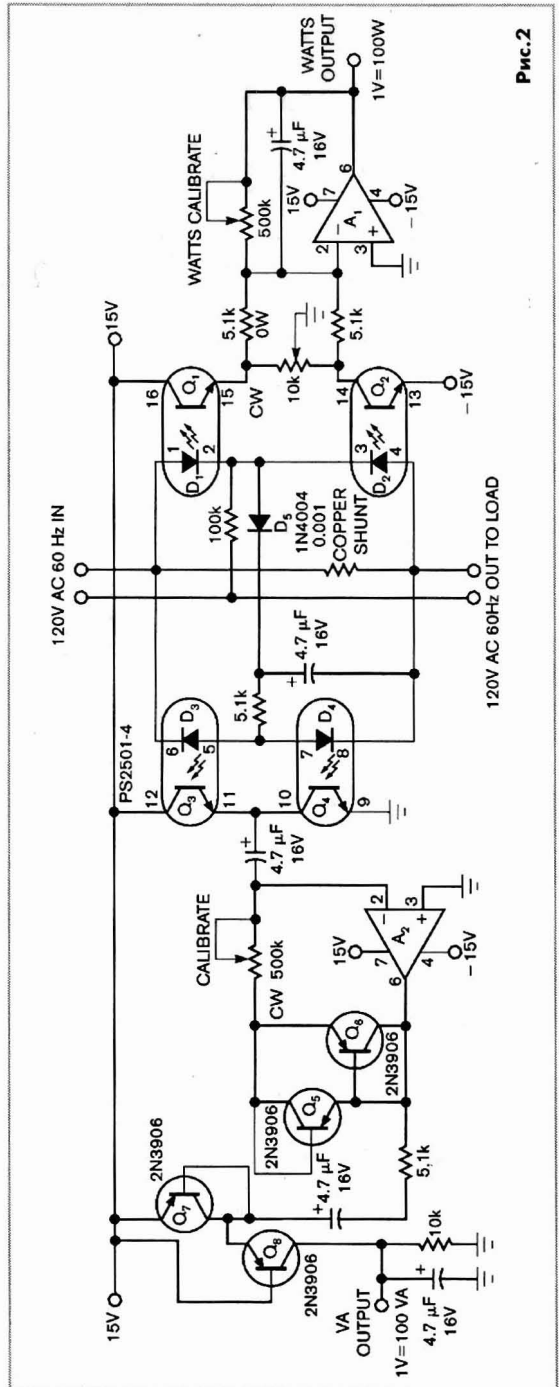


Рис.2

Питание белого светодиода от пьезоэлектрического генератора

Для питания светодиода от единственно-го элемента питания напряжением 1,5 В в большинстве случаев применяют генераторную схему. Радилюбитель из Индии Т. Бабу разработал схему питания светодиода с использованием пьезоэлектрического зуммера (см. **рисунок**).

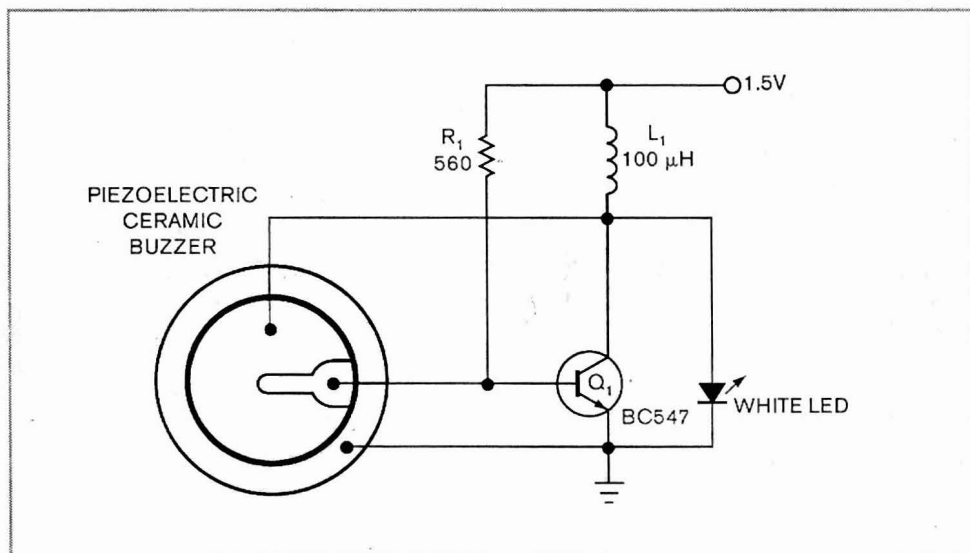
Пьезоэлектрическая диафрагма состоит из керамической пластины с электродами на обеих сторонах, соединенной с металлической пластиной из меди, высококачественной стали или подобного материала с токопроводящим клеем. Схема использует три вывода пьезоэлектрического преобразователя. В этом преобразователе, диафрагма имеет контакт обратной связи на одном из его электродов. Колебания являются результатом резонанса между катушкой индуктивности и элементом, который является емкостным.

Частота цепи описывается формулой:

$$f_{OSC} = 1 / [2p(LC)^{1/2}],$$

где L - индуктивность катушки и С - емкость пьезоэлектрического элемента.

В исходном состоянии схемы транзистор Q1 находится в открытом состоянии. Когда транзистор открыт, ток через катушку индуктивности L1 увеличивается постепенно, и потенциал на пластинах вызывает изгиб керамического пьезоэлектрика. В результате изгиба вырабатывается отрицательный потенциал на контакте обратной связи, который связан с базой транзистора. Следовательно, транзистор закрывается и накопленная энергия в витках катушки индуктивности передается в светодиод. Этого напряжения достаточно для засвечивания светодиода.



Четырехминутный таймер для душа

С каждым годом на нашей планете уменьшаются запасы пресной воды. Во всех странах мира пропагандируется разумное и рациональное ее расходование. Этот вопрос с каждым годом будет становиться более актуальным, т.к. дорожают энергоресурсы и, соответственно, вода становится дороже, а горячая особенно.

Росс Тестер из Австралии считает, что прошли те времена, когда мы могли себе позволить без учета лить горячую воду, находясь под душем в течение нескольких десятков минут, а то и часов. Находясь под струей теплой или горячей воды очень легко потерять время. Но оказывается, чтобы экономно принять душ, достаточно совсем немного времени.

Автор предлагает один из способов сделать душ экономным. На **рис. 1** показан внешний вид конструкции таймера, а на **рис. 2** - принципиальная схема устройства, которое обеспечивает 4-минутный душ.

Верьте этому или нет, но полностью можно принять душ всего за четыре минуты: намачивание - 30 секунд, намыливание - 60 секунд, полоскание - 60 секунд. Получается две с половиной минуты. Добавьте еще 60 секунд на пользование шампунем для волос, остается 30 секунд для ополаскивания. Если вы согласны с автором, вам осталось убедить членов семьи и можно приступить к изготовлению таймера.

Прибор работает полностью автоматически, таймер включается приблизительно на 20-30 секунд по-

сле того, как он "услышит" первое душевое "шипение", предоставляя пользователю достаточно времени, чтобы отрегулировать температуру воды. Затем каждую минуту зуммер выдает звуковой сигнал и в конце, после истечения 4 минут, звучит сигнал.

Отключение душа приводит к выключению сигнализации. Если опять включить душ, начнет звенеть зуммер. Повторное 4-минутное пользование душем будет доступно через одну минуту.

В схеме таймера применен пьезоэлектрический зуммер, который используется не только в качестве излучателя звуковых сигналов, но и как микрофон, который улавливает звуки всплеска воды.

С помощью 3-позиционного переключателя и потенциометра VR3 регулируют чувствительность звукового приемника.

Имеются также потенциометры, чтобы управлять частотой и тоном сигнала тревоги, но они установлены на фабрике и не требуют регулировки. Использование батареи напряжением 9 В (желательно щелочной) должно обеспечить питание устройства на протяжении 12 месяцев. Потребление тока в ждущем режиме сопоставимо с типовым датчиком дыма и составляет около 10-15 мкА.

Автор разместил все элементы таймера в корпусе дозатора для жидкого мыла (см. рис. 1), который крепится на стенку ванной комнаты с помощью присосок.

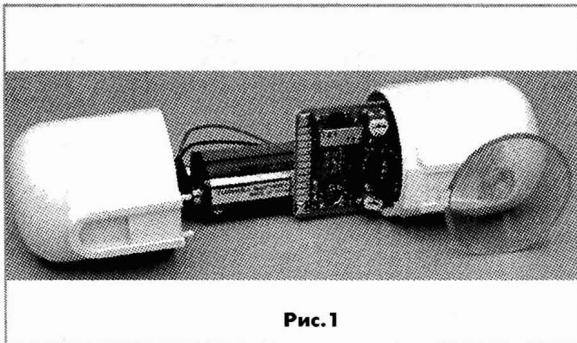
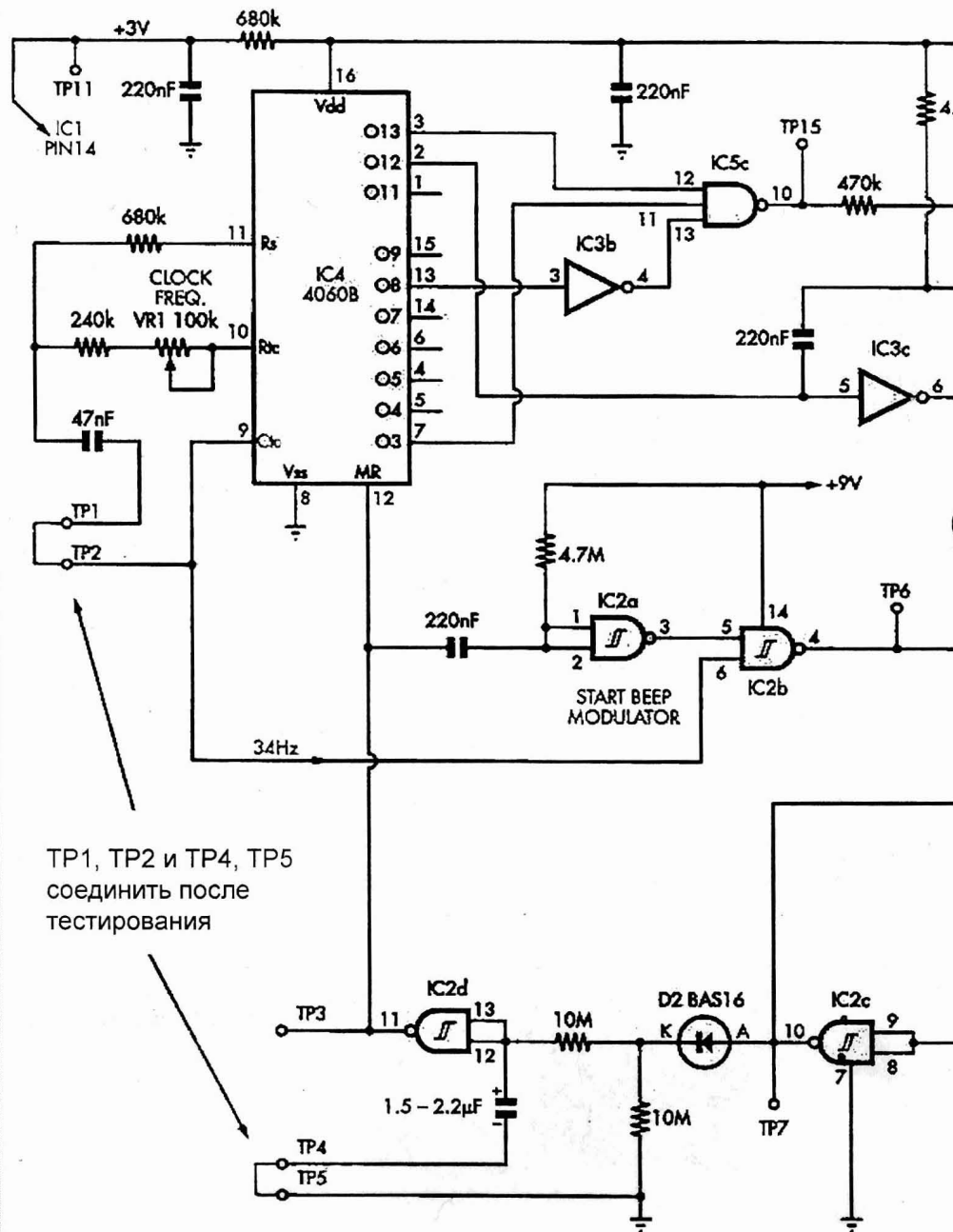
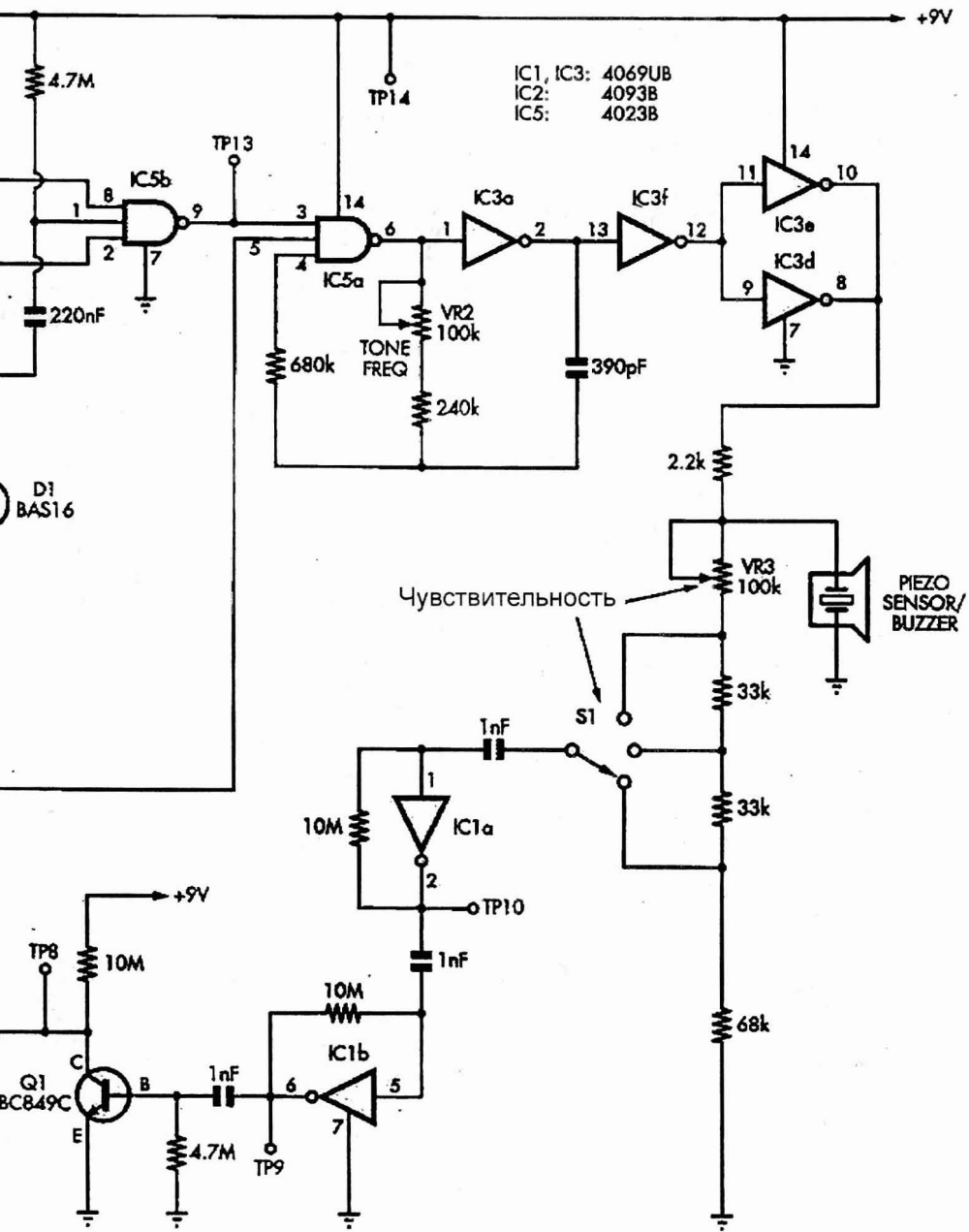


Рис. 1



TP1, TP2 и TP4, TP5
соединить после
тестирования



IC1, IC3: 4069UB
 IC2: 4093B
 IC5: 4023B

Чувствительность

PIEZO SENSOR/
 BUZZER

Прецизионный измеритель температуры от 0 до 360 °C

В приборах, измеряющих температуру с высокой точностью, применяют резистивные датчики температуры RTD. Эти датчики имеют аппроксимированную линейную характеристику в температурном диапазоне от 0 до 100°C, но при расширении диапазона измерений зависимость сопротивления от температуры становится нелинейной. Следовательно, чтобы система сохраняла высокий уровень точности, при использовании датчика в широком диапазоне температур необходимо обеспечить компенсацию нелинейности характеристики при измерении температур выше 100°C.

Один способ устранения нелинейности характеристики RTD датчика состоит в разработке микропроцессорных устройств, которые будут обеспечивать математическую компенсацию ошибки измерения перед последующей обработкой сигнала.

Р. Виланучи (США) предлагает использовать другой способ устранения нелинейности характеристики датчика с помощью аналоговых схем, что значительно дешевле и компактнее при изготовлении.

Наиболее распространенные датчики RTD сделаны из меди, никеля или платины. Сопротивление таких датчиков обычно 100 Ом при температуре 0°C, которое увеличивается с температурой, т.е. датчики RTD имеют положительный температурный коэффициент сопротивления (ТКС). Платина имеет температурный коэффи-

циент электрического сопротивления $3,911 \times 10^{-3} 1/^\circ\text{C}$, медь - $4,3 \times 10^{-3} 1/^\circ\text{C}$, таким образом, датчик с сопротивлением 100 Ом имеет ТКС, соответственно, $0,39 \text{ Ом}/^\circ\text{C}$ и $0,43 \text{ Ом}/^\circ\text{C}$. В связи с этим при проектировании устройств измерения температуры с помощью датчиков сопротивления необходимо учитывать (компенсировать) сопротивление подводящих проводов. Для этого используют две пары проводов, одна из которых служит для подведения к датчику калиброванного тока возбуждения, а вторая - для измерения падения напряжения на нем, причем ток по этим проводникам не протекает. Более высокий ток возбуждения, с одной стороны, увеличивает температурную чувствительность датчика, пропорциональную току возбуждения, с другой стороны, вызывает саморазогрев датчика, что приводит к дополнительной погрешности. Поэтому величину тока возбуждения выбирают, исходя из конкретных условий измерения.

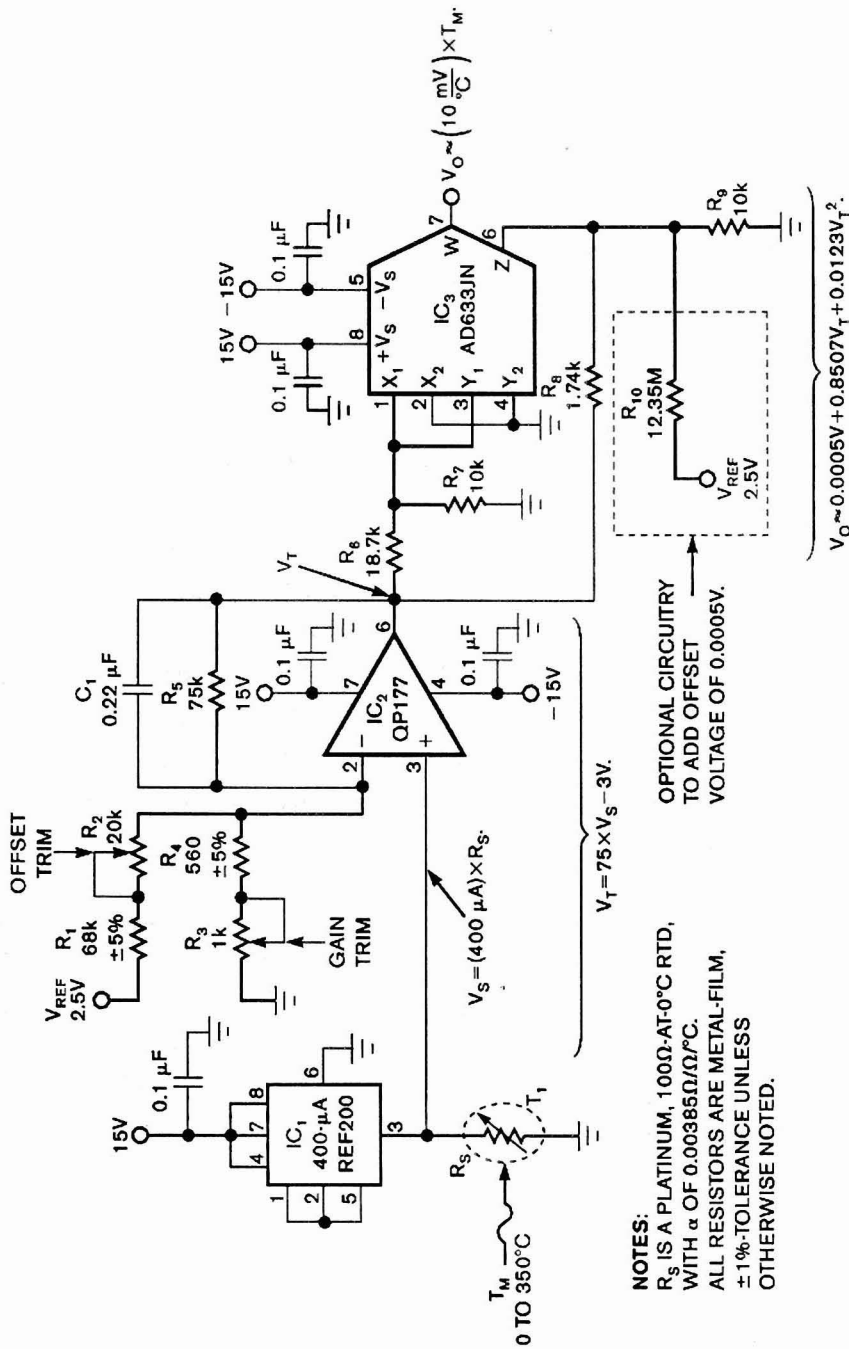
На рисунке показана схема измерителя температуры с применением стандартного RTD датчика для измерений в расширенном температурном диапазоне от 0 до 350°C. Выходное напряжение устройства лежит в диапазоне от 0 до 3,5 В, точность измерений составляет около 0,5°C. Следующее линейное уравнение описывает систему датчика:

$$V_0 = 10 (\text{мВ}/^\circ\text{C}) \times T_m$$

ИС IC1 - двоярный прецизионный источник тока обеспечивает постоянный ток 400 мкА через заземленный датчик T1. Возбуждение датчика этим током соответствует нулевой мощности. Даже в самом худшем случае рассеивание в датчике меньше 40 мкВт. Возбуждение RTD датчика источником постоянного тока не устраняет свойственную ему нелинейность, выходное напряжение датчика описывается выражением:

$$V_S = 400 (\text{мкА}) \times R_S$$

где R_S - сопротивление датчика.



Низкочастотный фильтр, построенный на элементах С1 и R5, имеет частоту среза около 10 Гц, предназначен для удаления фона источника питания. Следующее уравнение описывает работу цепи вокруг ОУ IC₂:

$$V_T = 75V_S - 3V.$$

В **таблице** показана нелинейно-математическая зависимость величины напряжения на выходе устройства V_O от температуры, а также напряжений V_S и V_T , приведены номиналы сопротивления R_S стандарта RTD. Используя таблицу, можно создать уравнение, описывающее кривую, необходимую для линеаризации данных, поступающих с датчика:

$$V_O = 0,0005V + 0,8597V_T + 0,0123V_T^2.$$

Таким образом, напряжение на выходе ИС IC₃ описывается многочленом второго порядка:

$$V_O = a + bV_T + cV_T^2.$$

Резисторы R6 и R7 формируют делитель напряжения, который уменьшает сигнал V_T . Коэффициент с описывается следующим уравнением:

$$c = 1/10 \times [R_6 / (R_6 + R_7)]^2.$$

Резисторы R8, R9 (и R10 в случае использования) формируют пассивную смесительную цепь, таким образом, уравнение, описывающее коэффициент b, будет иметь вид:

$$b = R_9 / (R_8 + R_9).$$

Коэффициент a описывается следующим выражением:

$$a = (R_{EQ} / (R_9 + R_{EQ})) V_{REF}.$$

| Температура (°C) | R_S (Ω) | V_S (В) | V_T (В) | V_O (В) |
|------------------|--------------------|-----------|-----------|-----------|
| 0 | 100 | 0.04 | 0 | 0 |
| 25 | 109.73 | 0.0439 | 0.292 | 0.25 |
| 50 | 119.4 | 0.0479 | 0.582 | 0.5 |
| 75 | 128.99 | 0.0516 | 0.87 | 0.75 |
| 100 | 138.51 | 0.0554 | 1.155 | 1 |
| 125 | 147.95 | 0.0592 | 1.439 | 1.25 |
| 150 | 157.33 | 0.0629 | 1.72 | 1.5 |
| 175 | 166.62 | 0.0666 | 1.999 | 1.75 |
| 200 | 175.86 | 0.0703 | 2.276 | 2 |
| 225 | 185.01 | 0.074 | 2.55 | 2.25 |
| 250 | 194.1 | 0.0776 | 2.823 | 2.5 |
| 275 | 203.1 | 0.0812 | 3.093 | 2.75 |
| 300 | 212.05 | 0.0848 | 3.362 | 3 |
| 325 | 220.91 | 0.0884 | 3.627 | 3.25 |
| 350 | 229.72 | 0.0919 | 3.892 | 3.5 |
| 375 | 238.88 | 0.0956 | 4.166 | 3.75 |
| 400 | 247.09 | 0.0988 | 4.413 | 4 |

Для калибровки устройства заменяют датчик декадным набором прецизионных сопротивлений. С его помощью моделируют сопротивление RTD датчика при температуре 0°C и потенциометром R2 выставляют напряжение на выходе IC3 (выв.7) равным 0 В. Затем моделируют сопротивление датчика при температуре 350°C и потенциометром R3 регулируют напряжение на выходе равным 3,5 В. Шаги настройки повторяют до получения требуемых значений напряжений на выходе.

Экспериментальный образец устройства показал на выходе 2,504 В при температуре 250°C, т.е. ошибка составила 0,16% или 0,4°C. Применение резистора R10 не оказывает заметного влияния на точность.

Измерительный усилитель

Многие радиолюбители хотели бы построить измерительную систему с компьютерным управлением. Но для большинства из них самой большой проблемой является не создание самого устройства, преобразующего напряжение в цифровую форму, а сопряжение измерительной системы с компьютером.

В продаже встречаются приставки простейшей конструкции, которые могут измерять напряжение только в одном диапазоне. Основной их недостаток - отсутствие регулирования усиления или ослабления сигнала, который позволил бы выполнять измерения напряжения в большом диапазоне величин.

Ниже описан модуль измерительной системы, разработанный П. Горецки и З. Орловски (Польша), усиление которого регулируется дистанционно логическими сигналами.

Модуль может быть использован для создания системы измерения, которая управляется компьютером, или для создания автономных измерительных приборов. Система предназначена для работы в диапазоне частот от нуля (постоянный ток) до 200 кГц.

Усиление модуля регулируется дискретно, доступны следующие значения: 0,001, 0,002, 0,005, 0,01, 0,02, 0,04, 0,1, 0,2, 0,4, 1, 2, 4, 10, 20; 40. Это позволяет измерять напряжение в диапазоне от 5 мВ до 200 В.

Блок-схема системы показана на **рис. 1**. Модуль состоит из трех каскадов усиления. Подавая соответствующие логические уровни на входы управления, обозначенные А...F, можно программировать усиление модуля

в диапазоне от 0,01 до 40 в последовательности 1-2-4. Такая последовательность необходима для получения случайной последовательности столкновений 200В - 100В - 50В - 20В - 10В - 5В - 2В - 1В - 0,5В - 0,2В - 0,1В - 500мВ - 200мВ - 100мВ - 50мВ - 20мВ - 10мВ - 5мВ при номинальной выходной сигнала 200 мВ.

На **рис. 2** показана принципиальная схема измерительного модуля. Устройство питается симметричным напряжением в диапазоне от ± 5 до ± 9 В. Напряжение питания не может быть больше, чем ± 9 В, определяемое аналоговым двунаправленным ключом 4066 (U4-U5), который может работать при напряжении питания 18 В.

В цепи усилителя предусмотрены дополнительные элементы (R32, R35, C4, C7), которые в случае необходимости позволяют запитывать устройство однополярным напряжением - тогда нужно замкнуть L2 и R34. Однако, работу на однополярном питании стоит использовать в крайнем случае. По мере возможности нужно применять симметричное питание в диапазоне от ± 7 до ± 9 В.

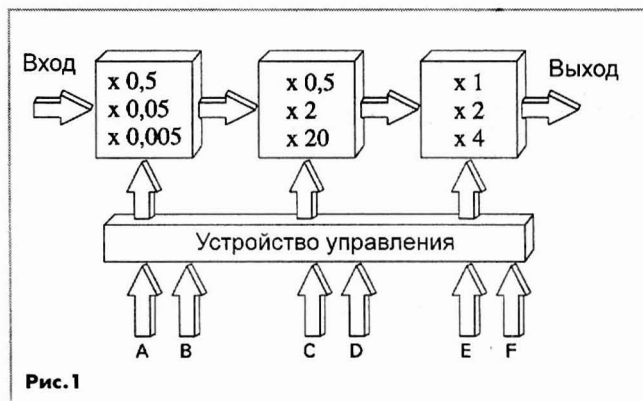


Рис. 1

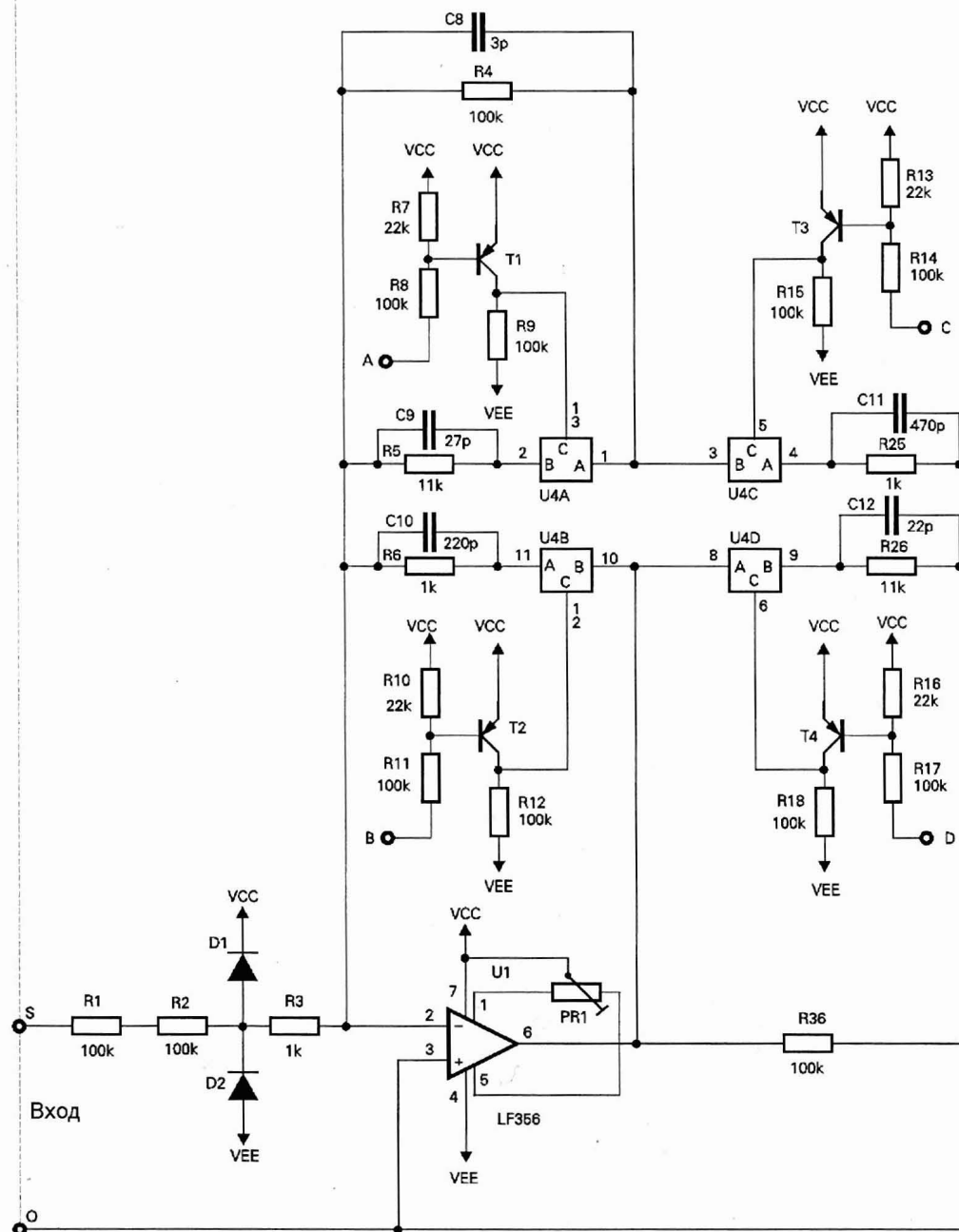
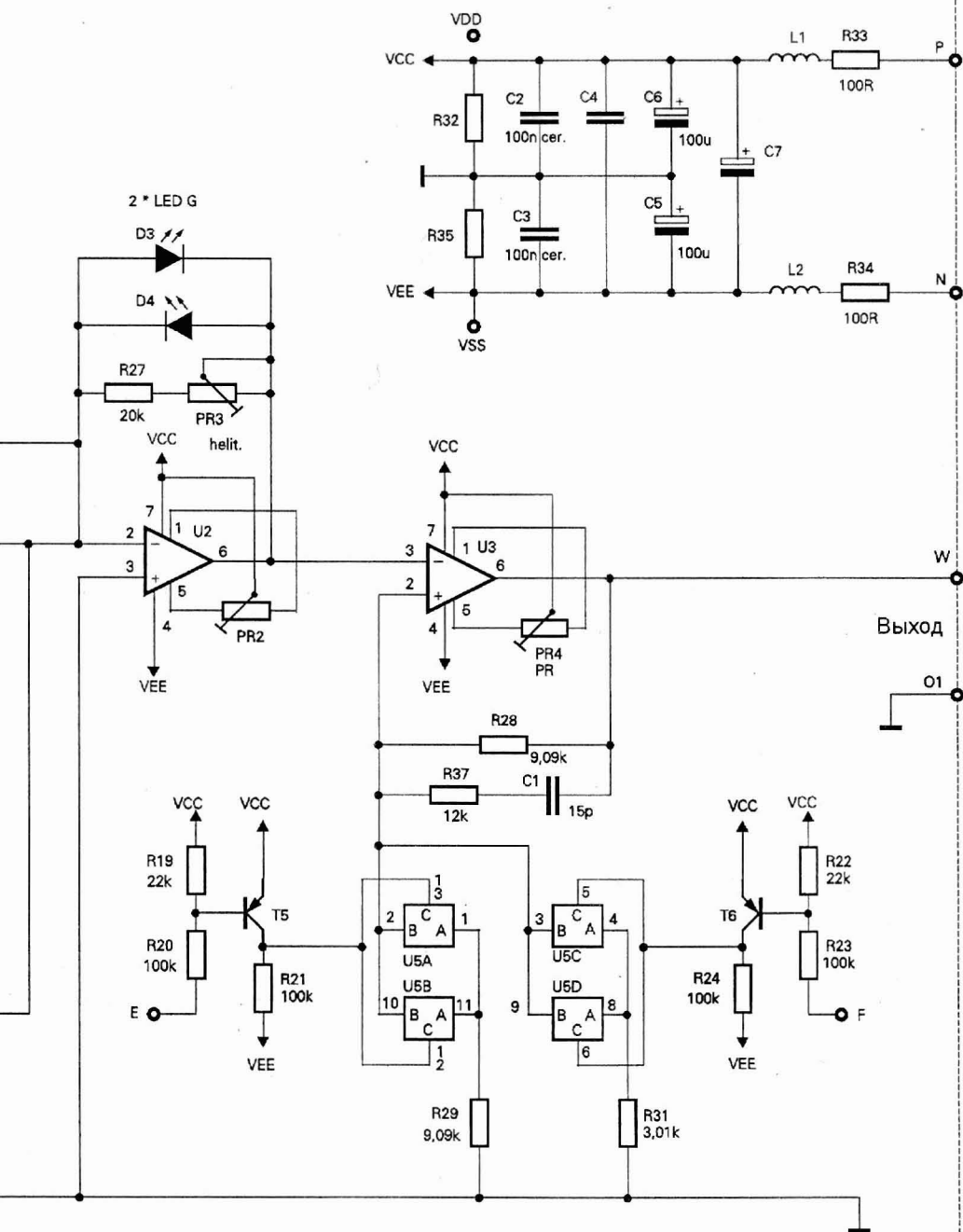


Рис.2



В трех усилительных каскадах используются быстрые операционные усилители LF356. Два первых каскада работают в конфигурации инвертирующего усилителя. Диоды D1 и D2 предохраняют входы ИМС U1 от перенапряжения. Если оба аналоговых ключа U4A и U4B закрыты, усиление первого каскада определяется отношением сопротивлений R4 к $R1+R2+R3$ и равняется около 0,5. Открытие одного из этих ключей подключает резистор R5 или R6 в цепь отрицательной обратной связи и уменьшает усиление соответственно до 0,05 и 0,005. Конденсаторы C8-C10 корректируют передаточную характеристику в диапазоне высоких частот.

Измерительный модуль имеет связь с источником по постоянному току и может использоваться для измерения постоянных напряжений. В таком случае можно добавить монтажный потенциометр PR1 сопротивлением 22...47 кОм, который служит для компенсации напряжения смещения ОУ.

Второй каскад усиления может иметь усиление 0,2; 2; 20, в зависимости от состояния аналоговых коммутаторов U4C и

U4D. Когда ключи U4C и U4D закрыты, усиление равно 0,2. Конденсаторы C11, C12 корректируют характеристику устройства в области высоких частот. Для точной установки усиления можно применить монтажный потенциометр PR3. В большинстве случаев прецензионная установка усиления не требуется и потенциометр PR3 можно заменить перемычкой.

Светодиоды D3 и D4 ограничивают выходное напряжение при большом усилении первых двух каскадов. Чтобы номинальный уровень сигнала на выходе составлял 2 В, светодиоды нужно убрать или применить по два подключенных последовательно светодиода зеленого свечения.

Третий каскад усиления построен на неинвертирующем операционном усилителе U3. Когда аналоговый ключ ИМС U5 закрыт, усиление равно 1. Когда открыт ключ из пары, усиление вырастает до 2 или 4. В этом каскаде применено по два ключа, подключенные параллельно, чтобы с учетом небольшого сопротивления резистора R31 уменьшить сопротивление проводящего ключа. В общем, усиление последнего каскада равно 1, 2 или 4. В случае необходимости можно его легко изменить, например на 1-2-5 или 1-2, 5-5, чтобы применить модуль в работе в другом диапазоне входных и выходных напряжений. В этом случае нужно изменить только номиналы резисторов R29 и R31.

Аналоговые коммутаторы управляются с помощью вспомогательных устройств, транзистора и трех резисторов. Такой способ управления очень выгодный, потому что позволяет открывать поочередно ключи, подключая точки A...F или к массе или к минусу питания. Когда точки A...F не подключены, соответствующие ключи разомкнуты.

В **таблице** показано, какой управляющий вход должен быть соединен с массой (Z), а какой не подключен или открыт (O), чтобы получить требуемое усиление.

| Усиление | A | B | C | D | E | F |
|----------|---|---|---|---|---|---|
| 0,001 | O | Z | O | O | O | O |
| 0,002 | O | Z | O | O | Z | O |
| 0,005 | O | Z | O | O | O | Z |
| 0,01 | O | Z | O | Z | O | O |
| 0,02 | O | Z | O | Z | Z | O |
| 0,04 | O | Z | O | Z | O | Z |
| 0,1 | Z | Z | O | O | O | O |
| 0,2 | Z | Z | O | O | Z | O |
| 0,4 | Z | Z | O | O | O | Z |
| 1 | O | O | O | Z | O | O |
| 2 | O | O | O | Z | Z | O |
| 4 | O | O | O | Z | O | Z |
| 10 | O | O | Z | O | O | O |
| 20 | O | O | Z | O | Z | O |
| 40 | O | O | Z | O | O | Z |

Моновибратор с точной регулировкой задержки импульса

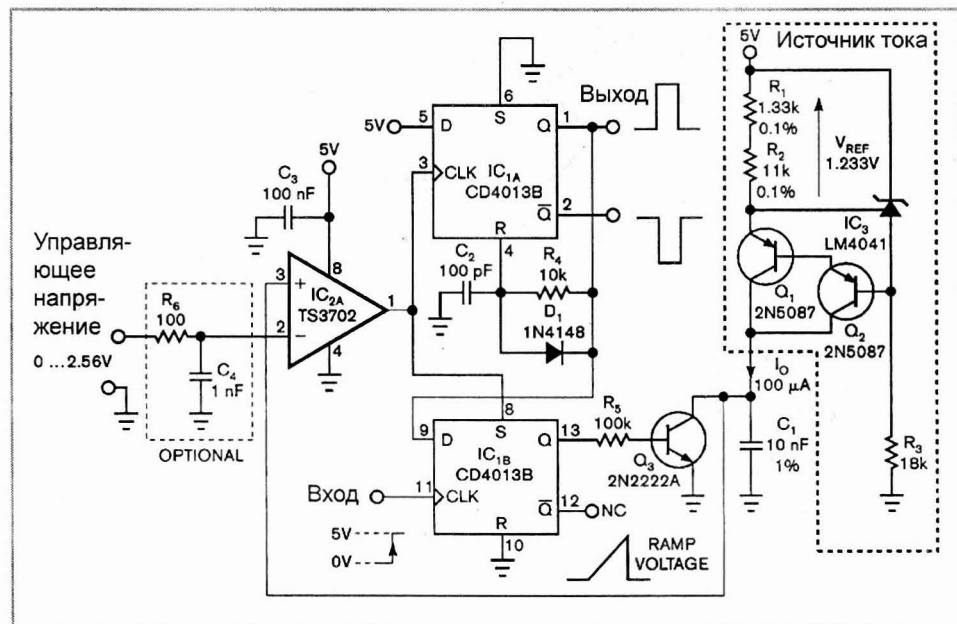
Л. Бруно (Италия) разработал устройство, вырабатывающее одиночный импульс с задержкой, которая определяется управляющим напряжением. Схема моновибратора показана на **рисунке**. На ОУ IC_{2A} собран компаратор для сравнения управляющего напряжения с напряжением заряда накопительного конденсатора C₁. Когда транзистор Q₃ закрыт, конденсатор C₁ заряжается током I₀ от прецизионного источника тока. На нем вырабатывается линейно нарастающее напряжение, наклон которого определяется отношением I₀/C₁, тем самым задавая полномасштабный диапазон задержки. В приведенной схеме наклон равен 10 мВ/1 мс, чтобы диапазон задержки составлял 256 мс для управляющего

напряжения от 0 до 2,56 В. Чтобы изменить диапазон задержки, изменяют ток I₀ или сумму сопротивлений (R₁ + R₂) или емкость конденсатора C₁.

Для лучшей точности диапазон значений источника тока должен быть в пределах от 10 мкА до 1 мА, емкость конденсатора - от 1 нФ до 1 мкФ, диапазон задержки может находиться в пределах от 2,56 мкс до 256 мс.

Ширина выходного импульса T_W описывается формулой $T_W = R_4 C_2 \ln(V_{DD}/V_{TH})$, где V_{TH} - пороговое напряжение цифровой микросхемы. Поскольку $V_{TH} \approx V_{DD}/2$, тогда $T_W \approx R_4 C_2 \times 0,69$.

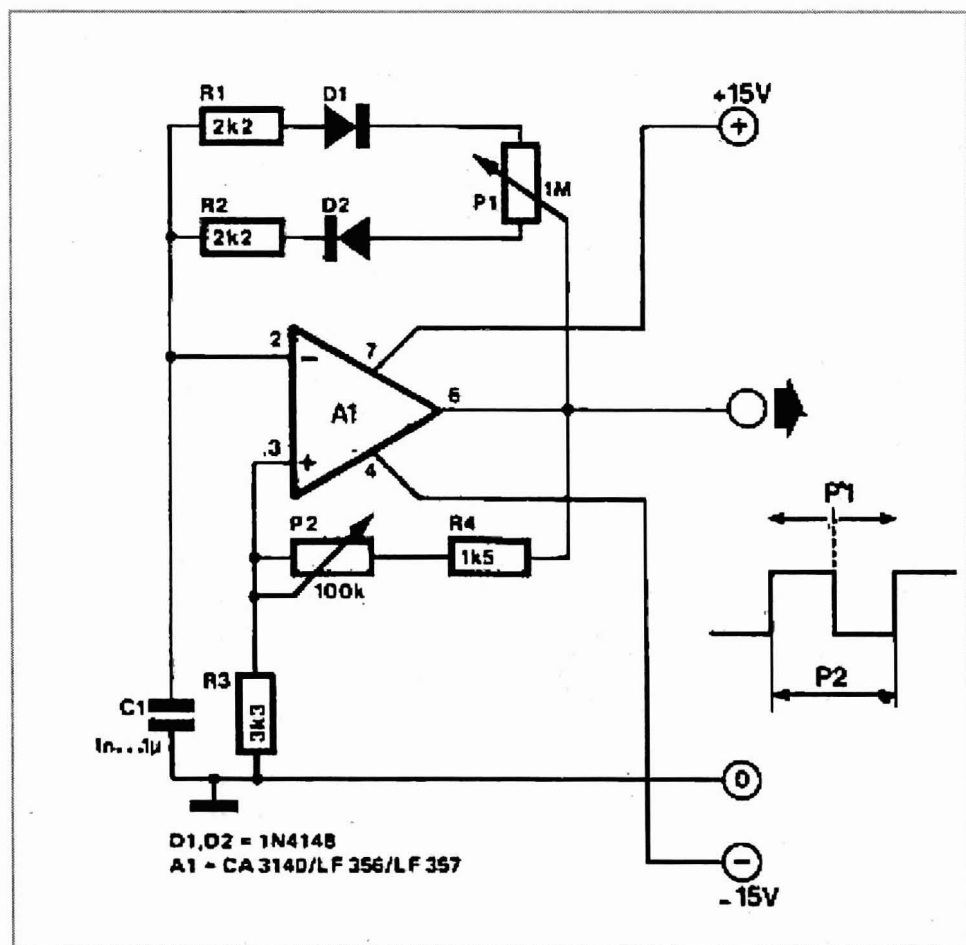
После включения питания транзистор Q₃ находится в насыщении, и, как только входной импульс запустит схему, на выходе Q IC_{1B} появится низкий уровень, закроется транзистор Q₃, начнется заряд конденсатора C₁. Когда пилообразное напряжение на конденсаторе превысит уровень управляющего напряжения, на выходе компаратора IC_{2A} появится высокий уровень, и триггер IC_{1B} откроет транзистор Q₃, позволяя разрядиться конденсатору C₁.



Генератор с независимыми регулировками частоты и ширины импульсов

На **рисунке** показана схема генератора прямоугольных импульсов, собранного на одной ИС А1. Работает генератор следующим образом. Предположим, что при включении питания, на выходе операционного усилителя присутствует высо-

кий уровень. Часть выходного напряжения подается на прямой вход через резистивный делитель напряжения R4, P2, R3. Пока заряжается конденсатор C1, напряжение на инвертирующем входе ОУ ниже, чем на прямом, и на выходе ОУ останет-



ся высокий уровень. Как только напряжение на конденсаторе достигнет уровня, при котором напряжение на инвертирующем входе превысит уровень напряжения на прямом входе, на выходе ОУ установится низкий уровень. Затем конденсатор С1 начнет разряжаться, и когда напряжение на инвертирующем входе станет ниже уровня напряжения на прямом входе, на выходе ОУ опять будет высокий уровень.

Конденсатор С1 заряжается через часть потенциометра P1, диод D2 и резистор R2, принимая во внимание, что он разря-

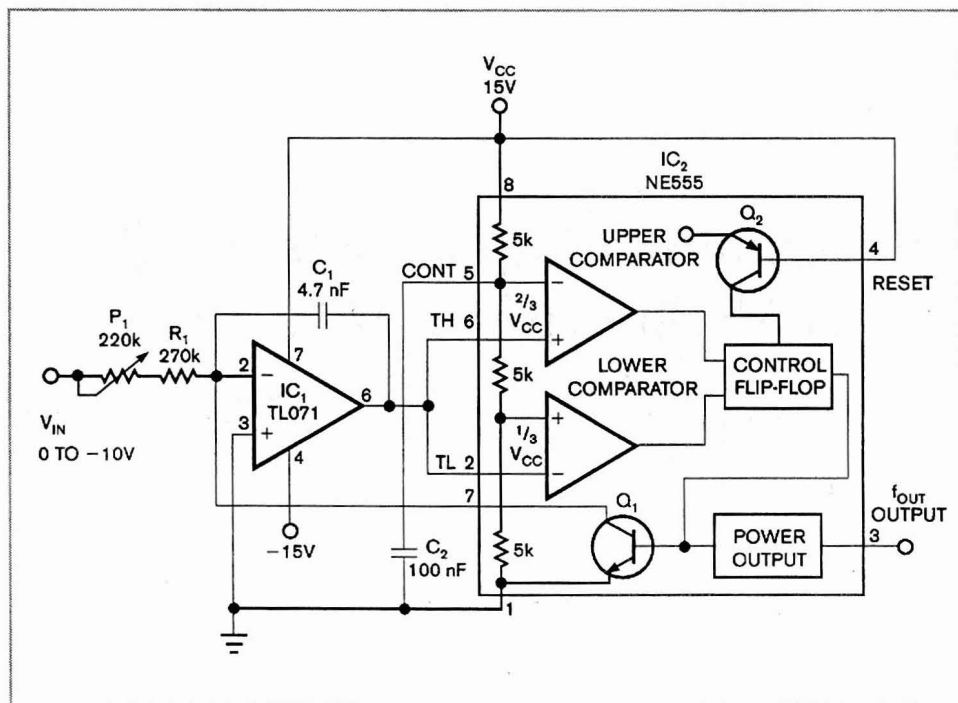
жается через резистор R1, диод D1 и другую часть потенциометра P1. Время заряда конденсатора может быть большим или меньшим за время разряда, но сумма постоянной времени заряда и разряда конденсатора остается неизменной. Таким образом, частота следования импульсов не изменяется при регулировании скважности последовательности импульсов с помощью потенциометра P1.

Частота следования импульсов регулируется потенциометром P2.

Преобразователь напряжения в частоту

Самая распространенная и популярная микросхема таймера 555, представленная в 1971 фирмой Signetics, позже

Philips и другими компаниями, все еще выпускается в достаточно большом количестве - больше 1 миллиарда штук в год.



Новое применение таймера 555 предложили Д. Диоседи и Я. Надь (Венгрия). Добавив несколько компонентов к NE555, можно построить простой конвертер напряжения/частота. Схема содержит интегратор, основанный на TL071, и таймер NE555 (см. **рисунок**). При изменении входного напряжения от 0 до -10 В на выходе преобразователя частота изменяется в диапазоне от 0 до 1000 Гц. Ток через конденсатор С1 зависит от входного напряжения и описывается формулой:

$$I_C = -V_{IN} / (P_1 + R_1).$$

Когда напряжение на конденсаторе С1 достигает уровня двух третей напряжения питания V_{CC} ИМС 555, внутренний разрядный транзистор открывается и напряжение на конденсаторе С1 становится равным одной третьей напряжения V_{CC} . Разрядный транзистор закрывается, и конденсатор С1 снова начнет заряжаться.

В результате на выходе NE555 будет присутствовать высокий уровень, когда конденсатор С1 заряжен, и низкий уровень, когда конденсатор разряжен. Произведение входного напряжения и време-

ни заряда конденсатора С1 постоянно. Поскольку время разряда короче, чем время заряда, то следующее уравнение описывает выходную частоту:

$$f_{OUT} \sim V_{IN} / (P_1 + R_1) \times C_1 \times 1/3V_{CC}.$$

Потенциометром Р1 тарируют отношение между выходной частотой и входным напряжением. Поскольку интервал разряда приблизительно 30 мкс, точность преобразования напряжение/частота уменьшается с увеличением частоты. Если определить 100 Гц как -1 В и 1000 Гц как -10 В, ошибка преобразования будет в диапазоне от 0,3 до 3 %. Если потенциометром Р1 откалибровать выходную частоту на середине диапазона входного напряжения, т.е. на уровне -5 В, то ошибка будет меньше 1,3 % по всему диапазону преобразования.

Для повышения качества преобразования нужно применять конденсатор С1 с низким тангенсом угла потерь в диэлектрике. Для уменьшения температурной зависимости резистор R1 выбирают с низким температурным коэффициентом и потенциометр Р1 - многооборотный, металлокерамический.

Постоянное напряжение 3,3 В от пьезоэлектрического зуммера

Генераторные системы, извлекающие энергию из окружающей среды, вырабатывают намного меньше мощности, чем стандартные батареи. Но если собрать схему с накоплением энергии, то можно обеспечить питанием маломощные низковольтные носимые устройства. Карлос Косио (Испания) разработал устройство, схема которого показана на **рисунке**. Этот энергетический генератор позволяет заменить батареи в маломощных мо-

бильных устройствах. Он собирает энергию из окружающей среды, например энергию вибрации, которую пользователь производит во время ходьбы или бега.

В генераторном устройстве применен пьезоэлектрический зуммер, который обычно используется как преобразователь электрической энергии в звуковую. Автор же предложил использовать пьезозуммер наоборот, т.е. получать максимум переменного напряжения, которое произ-

водит пьезоэлектрический зуммер, когда частота вибрации соответствует резонансной частоте пьезоэлектрического зуммера.

Под действием механической вибрации пьезоэлектрический зуммер вырабатывает переменное напряжение, которое необходимо преобразовать в постоянное напряжение для последующего накопления заряда на конденсаторе.

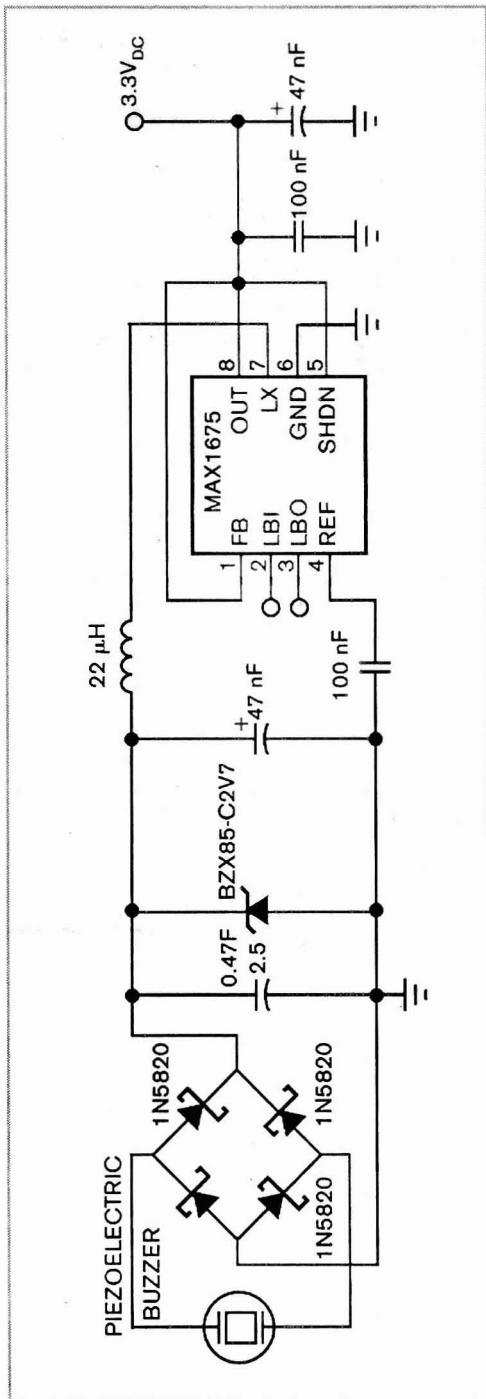
На четырех диодах Шоттки сформирован мостовой выпрямитель. Для надежной и эффективной работы, автор рекомендует использовать диоды типа 1N5820 с низким прямым падением напряжения и низким током утечки.

Пьезоэлектрический улавливатель энергии захватывает маленькое количество энергии, для ее накопления применен суперконденсатор типа PowerStor 0,47 мФ, 2,5 В. Следует учитывать, что чем больше емкость конденсатора, тем больше времени требуется, чтобы зарядить его. С другой стороны, большой конденсатор обеспечивает больше мощности для идентичной нагрузки.

Поскольку номинальное напряжение суперконденсатора обычно намного ниже номинального напряжения стандартного электролитического конденсатора, необходим кремниевый стабилитрон типа BZX85-C2V7, чтобы предотвращать повышенное напряжение на суперконденсаторе.

При подключении нагрузки к суперконденсатору он разряжается, отдавая энергию. Поэтому, чтобы гарантировать фиксированное напряжение на выходе, нужно использовать микросхему преобразователя постоянного напряжения типа MAX1675 как повышающий dc/dc преобразователь на 3,3 В.

Устройство вырабатывает напряжение 3,3 В при условии, что напряжение на суперконденсаторе не ниже 0,7 В.

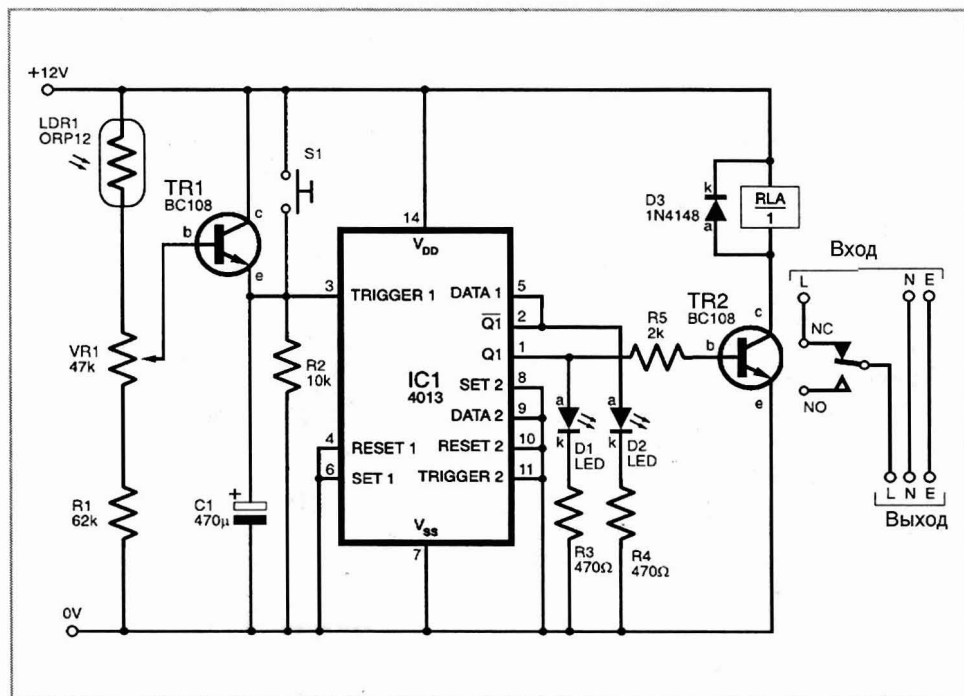


Дистанционное управление бытовыми приборами через мобильный телефон

Большинство систем управления, использующих мобильную связь, базируются на связи микроконтроллера с последовательным портом телефона или используют абонентскую функцию Caller ID, или получают команды управления через SMS сообщения. Такие системы управления требуют сложных электронных устройств и ра-

ботают с определенным типом модели телефона.

Д. Хилл (Англия) разработал схему дистанционного управления бытовыми приборами с использованием мобильного телефона, в которой в качестве управляющего сигнала используется свечение экрана телефона. Схема устройства намного проще существующих систем, использующих мобильную связь, дешевле в изготовлении и может работать с любым типом мобильного телефона. Еще одно преимущество этого дистанционного устройства управления состоит в том, что телефон не должен отвечать на вызов, поэтому отсутствуют



затраты за пользование телефонной сетью.

Принцип работы устройства очень прост. В момент прихода сигнала вызова на мобильный телефон его экран начинает светиться, светочувствительный резистор LDR, приставленный к экрану, обнаруживает свечение. Изменение сопротивления резистора является сигналом запуска схемы переключения.

Схема построена на базе двойного триггера 4013, на его двух выходах изменяется состояние с появлением импульса высокого уровня на входе TRIGGER. Светочувствительный резистор LDR1 помещают перед экраном телефона. Чувствительность резистора LDR1 регулируется потенциометром VR1. Когда на телефон поступает сигнал вызова, светится экран, сопротивление резистора LDR1 падает, открывается транзистор TR1. Конденсатор C1 выполняет роль сглаживающего конденсатора, который поддерживает непрерывный высокий уровень на входе триггера, даже если экран мобильного телефона мерцает, когда поступает сигнал вызова.

Резистор R2 создает на входе триггера IC1 низкий уровень, а также разряжает

конденсатор C1, когда телефон не принимает сигнал вызова.

Транзистор TR2 управляется выходом Q1 IC1 и используется для включения и выключения реле RLА1, контакты которого коммутируют питание, подаваемое к нагрузке.

Светодиоды D1 и D2 сигнализируют о состоянии реле, диод D3 защищает схему от обратных переходных процессов в катушке.

Выключатель S1 может использоваться для ручного переключения реле.

Мобильный телефон с светочувствительным резистором необходимо поместить в светонепроницаемый корпус.

Существенным недостатком схемы есть опасность срабатывания устройства при случайном вызове или когда кто-то неправильно наберет номер и т.п.

Поэтому остается актуальным доработка идеи автора, например, можно доработать схему устройства и задействовать два телефона (вероятность одновременного случайного набора двух разных номеров очень низка) или доработать устройство счетным устройством, которое, например после 3-х вызовов в течение 30 секунд, переключит реле.

Ближнее радиоуправление

На **рис. 1** показана схема передатчика а на **рис. 2** - схема приемника устройства радиоуправления, которое разработал Т. Скарбороуг (Южная Африка).

Радиопередатчик работает на частоте 25 кГц, диапазон дальности радиоприема составляет около 10 см. Обладая малой дальностью действия, устройство может быть использовано для специальных устройств, например, в качестве секретного замка двери или как образцовый датчик трассы передвижения самоходных устройств. Устройство с подобным принципом

действия может использоваться в противугонной системе автомобиля, например с передатчиком, который включается в розетку прикуривателя, тем самым разблокируя электрическую систему запуска автомобиля.

Передатчик построен на IC1, микросхема таймера 7555 КМОП включена по схеме неустойчивого мультивибратора, который работает на частоте около 25 кГц. Катушка индуктивности L1 производит электромагнитные волны. Конденсатор C3 ограничивает ток на выходе.

В приемнике имеется резонансный контур C4, L2, настроенный на частоту радиопередатчика. Селективность приемника не высока, но настроенный резонансный контур

обеспечивает достаточный уровень подавления нежелательных электромагнитных полей.

ИС IC2 выполняет роль простого преусилителя (точнее, это компаратор с корректным внутренним смещением).

Микросхема IC3 работает как ждущий таймер, который через транзистор TR1 управляет нагрузкой (например, 12-вольтовый соленоид или реле). Транзистор TR1 может коммутировать нагрузку до 36 Вт с радиатором, при нагрузках до 10 Вт охлаждающий радиатор не нужен.

Приемник работает устойчиво, т.к. резонансный контур изолирован от источника питания и потенциометр VR1 обеспечивает сбалансированный потенциал на входе ждущего таймера IC3. Сама микросхема IC3 - высоко устойчивое устройство.

Номиналы резистора R3 и конденсатора C6 определяют период таймера, в данном случае приблизительно три секунды. Передатчик потребляет около 35 мА, когда кнопка S1 нажата. Приемник не имеет выключателя, потребляет около 10 мА без нагрузки.

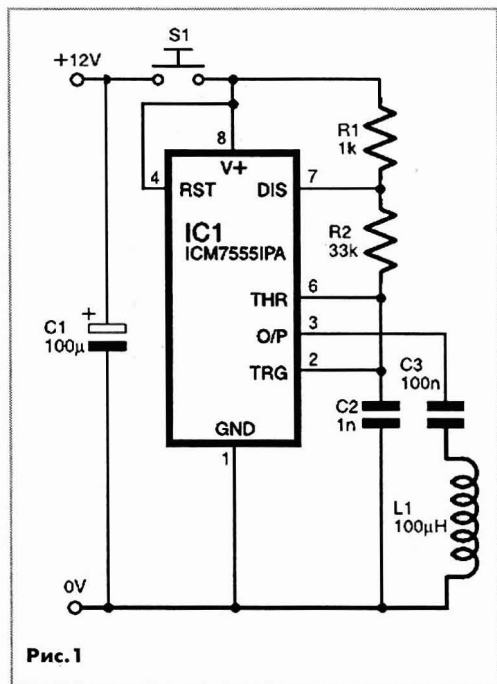


Рис. 1

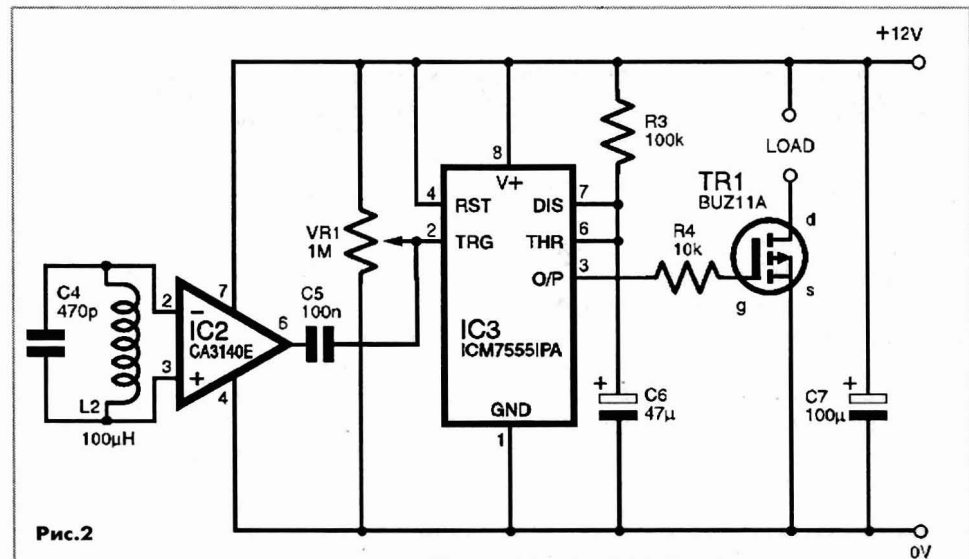


Рис. 2