

# СОВРЕМЕННЫЕ ЦИФРОВЫЕ СЧЕТЧИКИ УЧЕТА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ.

*А что у них внутри ???*

[www.radiodvd.jino-net.ru](http://www.radiodvd.jino-net.ru)



- **Элементная база**
- **Схемотехника**
- **Аспекты применения**
- **Принципиальные схемы**

[www.radiodvd.jino-net.ru](http://www.radiodvd.jino-net.ru)



# Содержание

1. Элементная база и схемотехника современных электронных счетчиков электроэнергии.
2. Некоторые аспекты применения датчиков в счетчиках электроэнергии
3. Недорогой счётчик электроэнергии с защитой от хищения на основе ИС ADE7761 компании Analog Devices.
4. Счетчика электроэнергии с импульсным выходом ИС ADE7755.
5. Недорогой счётчик электроэнергии на микросхеме AD7755
6. УР1101ПС01 измеритель мощности для электронных счетчиков учета электроэнергии.
7. Использование преобразователя мощности в частоту КР1095ПП1
8. Схема электрическая принципиальная трехфазного электронного счетчика учета электрической энергии типа НЭС-04.
9. Схема электрическая принципиальная трехфазного электронного счетчика учета электрической энергии типа НЭС-05.

# ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА И СХЕМОТЕХНИКА СОВРЕМЕННЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ СЧЕТЧИКОВ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Изобретенный Феррариусом в 1884 году электромеханический счетчик активной электроэнергии индукционного типа до сих пор занимает доминирующее положение в системе учета потребления электроэнергии. В результате производства таких счетчиков в течение ста с лишним лет в огромных масштабах их конструкция и технология производства отработаны в мельчайших деталях. В настоящее время это совершенный прибор с длительным сроком эксплуатации и с относительно низкой стоимостью. Однако, индукционные электросчетчики имеют в ряде случаев недостаточную точность и ограниченные функциональные возможности, что проявляется уже при создании простейших двухтарифных систем или организации дистанционного сбора показаний счетчиков. Интенсивное развитие автоматизированных систем учета потребления электроэнергии, введение многотарифности и предоплаты выдвинули задачу создания качественно нового прибора для измерения электроэнергии - электронного счетчика, совместимого с другими элементами системы учета и обладающего более высокой точностью.

Из-за повышенной стоимости освоение рынка началось с трехфазных электронных счетчиков трансформаторного типа для электроэнергетических систем. Затем появились трехфазные счетчики непосредственного включения для электроустановок 0,4 кВ. 90-ые годы ушедшего века характеризуются интенсивным развитием производства электронных однофазных счетчиков бытового назначения.

Если первые разработки электронных счетчиков выполнялись на дискретной элементной базе, имели сложные электрические схемы с большим количеством элементов и поэтому отпугивали потребителей, то большинство современных счетчиков используют специализированные БИС для преобразователя мощности, имеют относительно простые электрические схемы и вследствие этого высокую надежность.

В частности, на Мытищинском электротехническом заводе создан однофазный Электронный счетчик ЦЭ6807М, содержащий измерительный трансформатор тока, простейший блок питания с емкостным балластом, всего одну большую интегральную микросхему преобразователя мощности, к выходу которой подключены обмотки шагового двигателя электромеханического отсчетного устройства и основное передающее устройство.



Анализ схемотехнических решений, применяемых в счетчиках различных фирм, позволяет сделать следующие обобщения.

**1.** В настоящее время в качестве измерительного преобразователя тока используются трансформаторы тока с замкнутым ферромагнитным сердечником, трансреакторы (трансформаторы с воздушным зазором), воздушные трансформаторы, шунты. Кроме того, применяются измерительные преобразователи мощности на основе эффекта Холла.

Предприятия России, Украины и Белоруссии используют, в основном, трансформаторы тока с магнитопроводом из аморфного железа, т.к. высокая магнитная проницаемость последнего обеспечивает малую угловую погрешность. В связи с тем, что для счетчиков непосредственного включения правила МЭК-1036 нормируют погрешность при наличии постоянной составляющей в цепи тока, западные фирмы используют трансформаторы тока только в счетчиках трансформаторного типа, причем магнитопровод выполняется, как правило, из пермалоевых сплавов. Это вызвано тем, что аморфному железу присущ эффект старения\* сопровождающийся падением магнитной проницаемости. Однако последние исследования показали, что процесс кристаллизации при обычных температурах (менее 60\*С) идет достаточно медленно, и заметное ухудшение магнитных свойств аморфного железа можно ожидать лишь через 80-100 лет после плавки ленты.

Необходимо отметить, что в счетчиках класса 0,2 для уменьшения угловой погрешности применяются схемы с электронной компенсацией намагничивающего тока, либо вводятся поправки, определяемые при тарировке счетчиков и учитываемые автоматически на программном уровне в процессе работы счетчика. В трехфазных счетчиках непосредственного включения зарубежные фирмы используют либо трансреакторы, либо преобразователи на основе эффекта Холла. Так, фирма «Ландис и Гир» разработала оригинальный преобразователь мощности с вертикальным расположением пластины Холла и Ш-образной конструкцией магнитного концентратора.

Следует отметить, что хотя трансреакторы конструктивно проще, их основной недостаток состоит в необходимости дополнительного преобразования выходного сигнала с помощью прецизионного интегратора.

Для однофазных счетчиков в последнее время все чаще стали использовать маломощные шунты с сопротивлением примерно 1,0 мОм. В трехфазных счетчиках их применение ограничено из-за трудностей с обеспечением гальванической развязки токовых цепей. Кроме того, использование шунтов в отечественной промышленности связано с необходимостью применения специального контрольно-испытательного и технологического оборудования. Если сравнивать различные конструкции счетчиков по критерию стоимости, то наилучшим решением для однофазных счетчиков является применение шунта в сочетании с микросхемой преобразователя мощности, способной работать от входных сигналов канала тока малого уровня (примерно 50 мкВ). Темпы развития микроэлектроники позволяют прогнозировать развитие однофазных счетчиков именно в этом направлении.

**2.** В настоящее время большинство фирм для преобразования входных сигналов тока и напряжения в частоту пропорциональную активной мощности, используют специальные микросхемы. В России и странах СНГ наибольшее распространение получили микросхемы

**КР1095ПП1** производства ПО «Восход» (г. Калуга) и **UA01 ПС** производства завода «Кристалл» (г. Киев).

В микросхеме **КР1095ПП1** применен времяимпульсный принцип умножения на основе дельта-сигма модуляторов. Она обладает хорошими метрологическими характеристиками и на ее базе можно выпускать счетчики класса "0,5", а при специальном отборе - "0,2" и даже образцовые. Основными ее недостатками является: повышенное потребление (7-10 мА) и отсутствие выхода модуля мощности.

Микросхема **UA01ПС** имеет аналоговый умножитель на принципе «логарифм - антилогарифм» и требует двуполярного питания. В качестве эталона времени необходим прецизионный конденсатор. Для данного принципа перемножения характерно низкое быстродействие. Тем не менее, микросхема **UA01ПС** хорошо зарекомендовала себя при производстве однофазных счетчиков.

На российском рынке присутствуют также микросхемы преобразователей мощности импортного производства. В частности, фирма «Analog Devices» предлагает семейство микросхем **AD7750-55**, на которых можно построить различные модификации счетчиков (однофазные, трехфазные, активной или реактивной энергии, рассчитанные на работу с электромеханическим отсчетным устройством или жидкокристаллическим индикатором и т.д.). Схемы содержат два АЦП (каналов тока и напряжения), цифровой умножитель, цифровые фильтры, преобразователь «цифровой код - частота». Первые версии микросхем имели относительно большую угловую погрешность, что затрудняло их применение даже в счетчиках класса 1,0. В настоящее время этот недостаток в значительной степени преодолен. Основные погрешности микросхем при динамическом диапазоне канала тока 500 не более 0,3%. К достоинствам микросхемы следует отнести встроенный источник опорного напряжения, малое энергопотребление, однополярный источник питания, одинаковый потенциал аналоговой и цифровой «земли». Аналогичными преимуществами обладает микросхема **SPM** фирмы D-Tech (Германия). В этой схеме использован хорошо апробированный принцип времяимпульсного перемножения на дельта-сигма модуляторах.

Неплохие микросхемы предлагает также южно-африканская фирма «**SAMES**». На их базе можно построить счетчики класса 1,0 с использованием как шунтов, так и трансформаторов тока. Имеется исполнение со встроенным драйвером ЖКИ и последовательным интерфейсом. В составе семейства присутствуют микросхемы, способные работать с двумя или тремя парами измерительных преобразователей тока и напряжения, что существенно упрощает схемы трехфазных счетчиков. Главным препятствием применения импортных микросхем в России является их относительно высокая стоимость. Вместе с тем, в ближайшее время следует ожидать появление новых отечественных микросхем преобразователей мощности производства ведущих российских микроэлектронных компаний «Ангстрем» и «Микрон». Заявленные параметры и функциональные возможности этих компонентов свидетельствуют о хороших перспективах электронных счетчиков, построенных на их базе.

**3.** До внедрения в России ГОСТ 30207-94 и ГОСТ 30206-94 (аналогов стандартов МЭК) электронные счетчики выпускались по общесоюзному стандарту ГОСТ 26035-83. Данный стандарт ограничивал потребление мощности по цепи напряжения на уровне 4 ВА. В связи с этим разработчики первых моделей электронных счетчиков были вынуждены использовать сложные схемы источников питания, содержащие высоковольтные трансформаторы, высокочастотные ключевые стабилизаторы и фильтры (для обеспечения

электромагнитной совместимости). И только в отдельных случаях удавалось применять более простые схемы источников питания с емкостным балластом. Использование при этом микросхем с общим энергопотреблением более 7 мА и технических решений по патентам России № 2064690 и № 2077111 позволило в два раза увеличить отдаваемую мощность при том же импедансе емкостного балласта и отказаться от электролитических фильтрующих конденсаторов, ограничивающих срок службы счетчиков.

Новые стандарты увеличили уровень потребления полной мощности до 10 ВА, но ввели ограничение по активной мощности в цепи напряжения не более 2 Вт. В связи с этим наблюдается тенденция к отказу от блоков Питания с высокочастотным преобразованием даже в сложных «интеллектуальных» счетчиках.

**4.** Мировая практика показывает, что в простых, в первую очередь бытовых, счетчиках применяются электромеханические отсчетные устройства, по принципу действия обладающие энергонезависимой памятью. Однако при сравнительно низкой стоимости они чувствительны к сильным магнитным полям и не всегда имеют высокую надежность, а их функциональные возможности ограничены. Поэтому в сложных многотарифных счетчиках с отображением дополнительной информации повсеместно применяются жидкокристаллические индикаторы, также имеющие ряд недостатков. Помимо повышенной стоимости ЖКИ имеют ограниченный срок службы (10-12 лет) и в ряде случаев не обеспечивают требуемый температурный диапазон работы. Другие способы индикации (на светоизлучающих матрицах, люминесцентные и пр.) не нашли широкого применения из-за недостаточной совместимости с другими элементами схемы.

**5.** В настоящее время можно утверждать, что с помощью электронных счетчиков удалось решить задачу обеспечения необходимой точности учета энергопотребления, особенно в зоне малых нагрузок, и расширения до 100 А динамического диапазона измерений для счетчиков непосредственного включения. По данным Мособлэнергонадзора электронные однофазные счетчики позволяют ликвидировать недоучет до 10-15% отпущенной электроэнергии. Электронные счетчики доказали свою эффективность при построении на их базе автоматизированных систем контроля и учета.

Таким образом, дальнейшее развитие электронных счетчиков можно прогнозировать в следующих направлениях:

- создание счетчиков с повышенной защитой от хищений, вплоть до самоблокировки при обнаружении нештатного подсоединения;
- создание счетчиков с ограничением потребления сверх заявленной мощности;
- создание счетчиков со встроенным устройством мониторинга параметров качества электроэнергии;
- создание счетчиков, имеющих модули связи, способные передавать и принимать информацию по силовой сети 0,4 кВ.

## Цифровые счетчики электрической энергии

До недавнего времени проблема, связанная с измерением расхода электроэнергии, сводилась к применению электромеханических счётчиков, принцип работы которых основан на подсчёте количества оборотов металлического диска, вращающегося в бегущем магнитном поле, которое, в свою очередь, создаётся двумя электромагнитами. Магнитный поток первого должен быть пропорционален току, текущему через нагрузку, а поток второго — напряжению. При этом частота вращения диска линейно пропорциональна мощности, а количество его оборотов — потребляемой энергии.

Стремительное развитие микроэлектроники наметило качественный переворот в области создания промышленных и бытовых систем контроля, который, в первую очередь, связан с использованием встраиваемых систем управления на базе микроконтроллеров. Тенденция к подобному переходу обусловлена, с одной стороны, постоянным снижением цен на микроконтроллеры и расширением их ассортимента, и с другой, теми преимуществами, которыми цифровые системы управления обладают по сравнению с их существующими аналогами. Применительно к счётчикам электроэнергии (СЭ), очевидные преимущества, связанные с переходом на микроконтроллерное управление, можно обобщить следующим образом:

*В цифровых СЭ достигим практически любой класс точности, при условии выбора соответствующей элементной базы и алгоритмов обработки информации. Отсутствие трущихся механических частей значительно повышает надёжность устройства.*

*Обработка аналоговой информации в цифровом виде принципиально позволяет одновременно определять как активную, так и реактивную составляющие мощности, что является важным, например, при учёте распределения энергии в трёхфазных сетях.*

*Появляется возможность создания многотарифных счётчиков. При работе такого СЭ значение накопленной энергии записывается в накопительный буфер текущего тарифа. Выбор текущего тарифа осуществляется автоматически. Например, “льготный” тариф может быть установлен на ночное время и на праздничные дни; “пиковый” тариф — на время от 13:00 до 15:00 в будние дни; “штрафной” тариф, может включаться при превышении установленных лимитов мощности и энергии; в остальное время действует “основной” тариф.*

*В цифровых СЭ несложно реализовать внешний интерфейс, по которому можно считывать показания счётчиков, изменять тарифы, производить диагностику и управление. Такие счётчики могут быть организованы в единую сеть с централизованным доступом. Например, все СЭ в жилом доме объединяются по внешнему интерфейсу и через модем выходят на телефонную линию. Таким образом, связываясь по телефонной сети, можно программировать или считывать информацию с любого СЭ в доме.*

*Цифровой СЭ может осуществлять статистические исследования, например, вычислять среднюю мощность потребления нагрузки и её дисперсию, а также хранить информацию о накопленной энергии за произвольные промежутки времени. Например, в бытовом СЭ можно реализовать сохранение накопленной информации за год по каждому из предшествующих 11 месяцев и сделать просмотр этой информации доступным для пользователя. Использование накопленной статистической информации для*

прогнозирования и управления распределением энергоресурсов может в значительной степени повысить эффективность работы энергосистемы в целом.

Применение цифровой базы делает возможным создание автоматизированной изолированной системы потребления, учёта, распределения энергии и платежей. В такой системе может быть, например, предусмотрена предварительная оплата электроэнергии. Пользователь, в этом случае, заранее оплачивает определённое количество энергии. Информация об оплате либо непосредственно поступает на счётчик по внешнему интерфейсу, либо может быть записана на специальную электронную карточку, индивидуальную для каждого пользователя. Карточка программируется в пункте оплаты, после чего записанная информация считывается СЭ с помощью встроенного картридера. Если лимит купленной энергии будет исчерпан, а новая оплата не внесена, счётчик отключает пользователя от энергосети. Таким образом в подобной системе исключается задолженность платежей за электроэнергию.

Цифровые СЭ могут выполняться в различных конструктивных исполнениях. Масса и объём цифровых СЭ значительно меньше электромеханических. Применение цифровых дисплеев позволяет значительно повысить удобство представления информации для пользователя.

Следует отметить, что стоимость СЭ на микроконтроллерном управлении в настоящее время несколько выше стоимости механических СЭ. Однако в перспективе следует ожидать значительного снижения цены первых.

Расчёт энергии, потребляемой за определённый промежуток времени любой нагрузкой, требует интегрирования текущих значений активных мощностей в течение всего времени измерения. В электромеханических СЭ это осуществляется механическим счётчиком. В цифровых СЭ необходимо реализовать постоянное суммирование вычисленной величины активной мощности за определённые промежутки времени.

В общем случае, значение потребленной энергии выражается формулой:

$$W = \int_0^T p(t) dt \text{ [Дж]} \quad (1)$$

где  $p(t)$  — значение мгновенной мощности в момент времени  $t$ ;  $T$  — время измерения.

При синусоидальных формах тока и напряжения в сети

$$p(t) = u(t) \cdot i(t) = U_m \sin \omega t \cdot I_m \sin(\omega t + \varphi) = UI \cos \varphi - UI \cos(2\omega t + \varphi), \quad (2)$$

где  $u(t)$  и  $i(t)$  — мгновенные значения, соответственно, напряжения и тока в сети;  $U_m$  и  $I_m$  — амплитудные значения напряжения и тока;  $U$  и  $I$  — действующие значения напряжения и тока ( $U = U_m / \sqrt{2}$ ;  $I = I_m / \sqrt{2}$ );  $\varphi$  — угол сдвига фаз между током и напряжением. Интегрирование выражения (2) по периоду даёт значение активной потребляемой мощности:

$$P = UI \cos \varphi = S \cos \varphi \text{ [Вт]} \quad (3)$$

где  $S = UI$  — полная мощность потребления [ВА].



Реактивная мощность в этом случае определяется следующим образом:

$$Q = UI\sin\varphi = S\sin\varphi \text{ [ВАР]} \quad (4)$$

Для вычисления любых мощностей (P, Q, S) в цифровых счётчиках необходимо измерять любые два значения из четырёх величин P, Q, S, φ. Это принципиально невозможно реализовать в электромеханическом СЭ из-за их конструктивных особенностей.

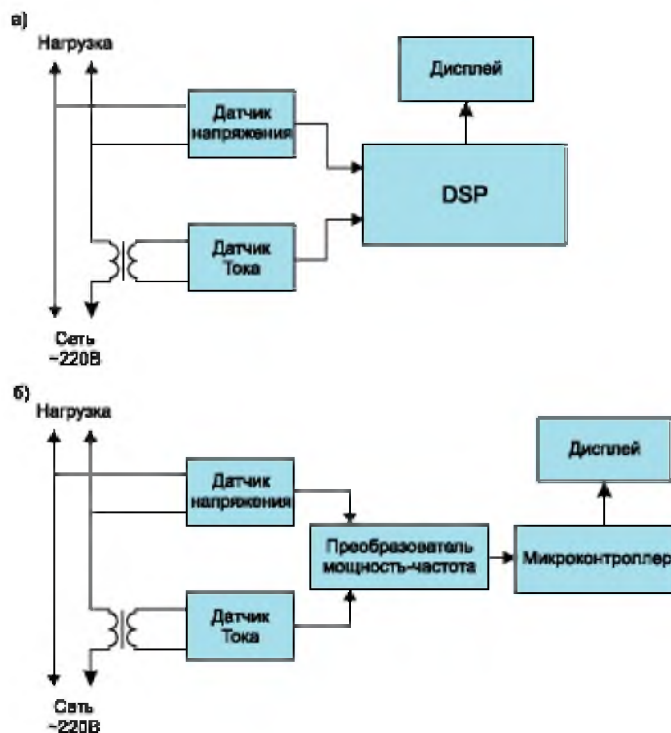


Рис. 1. Варианты подключения микроконтроллеров к цепям измерения мощности

На рис. 1 и 2 приведены структурные схемы цифровых СЭ, позволяющих реализовать необходимые измерения.

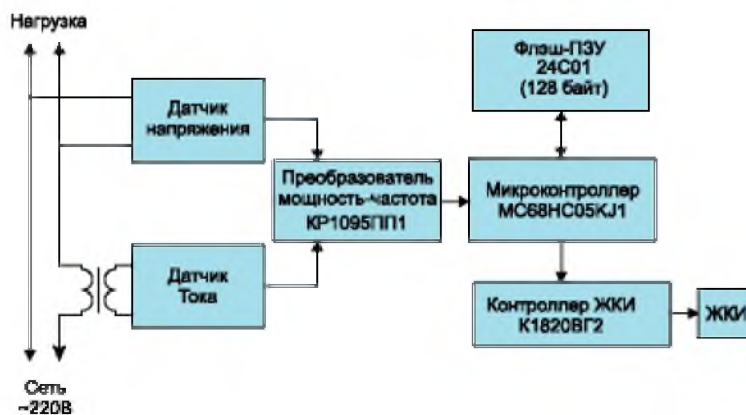


Рис. 2. Блок-схема простейшего СЭ

Наиболее просто схемотехнически это реализуется с помощью процессоров цифровой обработки сигналов (Digital Signal Processor — DSP), осуществляющих все необходимые преобразования с помощью измерения мгновенных значений тока и напряжения в дискретные промежутки времени. В этом случае на входы DSP подаются сигналы, пропорциональные значениям тока и напряжения в цепи, снимаемые с соответствующих датчиков (рис. 1а). Дискретизированные значения тока и напряжения ( $I_i$  и  $U_i$ ) обрабатываются далее для получения параметров  $P$ ,  $Q$ ,  $S$ ,  $\varphi$ . Например, значение активной мощности  $P$  может быть получено, согласно формуле (1), как среднеарифметическое произведений дискретных значений тока ( $I_i$ ) и напряжения ( $U_i$ ) в последовательной выборке по периоду измеряемого сигнала:

$$P = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N U_i I_i \quad N = \frac{f_D}{f_C} \quad (5)$$

где  $N$  — количество отсчётов в одном периоде измеряемого сигнала;  $f_D$  — частота дискретизации;  $f_C$  — частота сети.

Очевидно, что точность измерения растёт с увеличением частоты дискретизации, что, в свою очередь, ведёт к усложнению программного обеспечения, поскольку обработка производится в реальном времени. Кроме этого, недостатком таких систем, на сегодняшний день, является их относительно высокая стоимость.

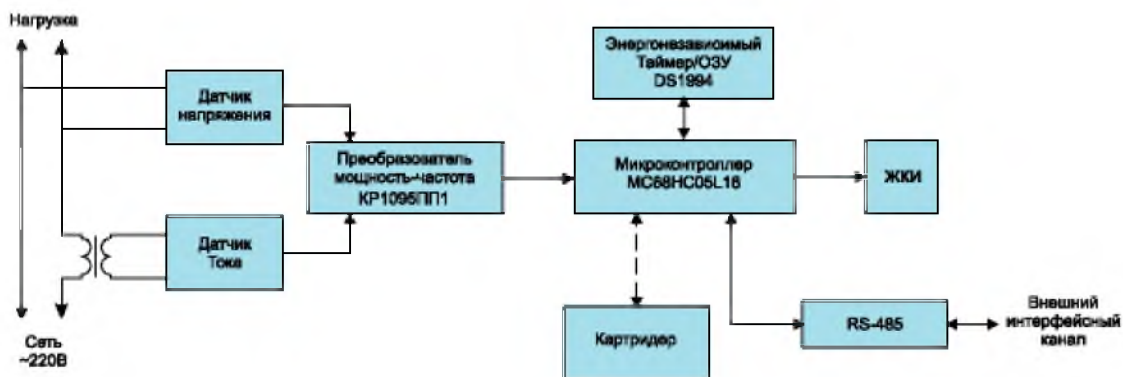
Упростить алгоритмы обработки информации и снизить цену на комплектацию позволяет схема, представленная на рис. 1б. В этом варианте функцию измерения одного или нескольких из четырёх отмеченных параметров осуществляет специализированная микросхема измерителя мощности. В простейшем случае схема обеспечивает на своём выходе частоту импульсов, пропорциональную активной мощности. В этой структуре микроконтроллер выполняет лишь функцию счётчика импульсов, вывод информации на дисплей, а также ряд специальных функций (например, изменение тарифов, сохранение информации в аварийных режимах, вывод служебной информации на внешние устройства и прочее). Примерами подобных преобразователей, выпускаемых российскими производителями, являются, например, КР1095ПП1 — специализированная ИС измерителя активной мощности, выпускаемая заводом “Ангстрем” БИС КР1446ПМ1, или разработанные специалистами НПФ “Прорыв” и ООО “Силиком” БИС SPM-1 и SPM-2 [1,2]. Применяя дополнительные схемотехнические решения, в данном варианте построения возможно также производить измерение сдвига фаз между током и напряжением.

В простейшем случае цифрового СЭ, когда требуется лишь измерение числа импульсов, вывод информации на дисплей и защита при аварийных сбоях напряжения питания (то есть, фактически, цифрового функционального аналога существующих механических счётчиков), система может быть построена, например, на базе простейшего микроконтроллера фирмы Motorola MC68HC05KJ1.

Блок-схема такого СЭ представлена на рис. 2. Сигналы, пропорциональные значениям напряжения и тока в сети, поступают через соответствующие датчики на входы микросхемы-преобразователя КР1095ПП1. С её выхода снимается частотный сигнал, поступающий на вход микроконтроллера MC68HC05KJ1. Микроконтроллер накапливает количество пришедших импульсов, преобразовывая его для получения значения энергии в Вт·ч. По мере накопления каждого Вт·ч, значение накопленной энергии выводится на дисплей и записывается во FLASH-память. Если происходит сбой, временное

исчезновение напряжения сети, информация о накопленной энергии сохраняется во FLASH-памяти. После восстановления питающего напряжения эта информация считывается микроконтроллером, выводится на индикатор, и счёт продолжается с этой величины. Реализация такого алгоритма потребовала менее 1 Кбайт памяти микроконтроллера. Применённый в данной схеме микроконтроллер MC68HC05KJ1 выпускается в 16-выводном корпусе (DIP или SOIC), имеет 1,2 Кбайт ПЗУ и 64 байт ОЗУ. Его стоимость в исполнении OTP (One Time Programmable — однократно программируемый) меньше 1\$. Для хранения накопленного количества энергии при сбоях питания служит флэш-ПЗУ малого объёма 24C01 (128 байт памяти). В качестве дисплея используется простейший 6-...8-разрядный 7-сегментный ЖКИ, управляемый контроллером K1820BG2. Учитывая стоимость этих компонентов, преобразователя КР1095ПП1, а также остальных компонентов счётчика (токового трансформатора, источника питания, печатной платы и так далее), получается, что стоимость такой системы (не считая корпуса) будет составлять не более 10\$.

В случае реализации многотарифного СЭ, устройство должно обеспечивать обмен информацией с внешними устройствами по последовательному интерфейсу. Он может использоваться для задания тарифов, инициализации и коррекции таймера реального времени, получения информации о накопленных значениях энергии и так далее. Кроме того, интерфейс может обеспечивать подключение группы децентрализованных в пространстве СЭ в сеть с возможностью доступа к каждому из них. Блок-схема такого устройства, реализованного на микроконтроллере фирмы Motorola MC68HC05L16, представлена на рис. 3.



**Рис. 3. Блок-схема многотарифного СЭ**

Рассмотрим алгоритм работы счётчика. Память энергонезависимого ОЗУ разбита на 13 банков, в каждом из которых хранится информация о накопленной энергии по четырём тарифам: общему, льготному, пиковому и штрафному. В первом банке накопления производятся с момента начала эксплуатации счётчика, следующие 12 банков соответствуют накоплениям за 11 предыдущих и за текущий месяцы. Накопления за текущий месяц записываются в соответствующий банк, и таким образом имеется возможность определить, сколько было накоплено энергии за любой из 11 предшествующих месяцев. Перед началом эксплуатации счётчика на заводе-изготовителе обнуляют содержимое банков памяти, то есть накопление начинается с нулевых значений.

Переключение тарифов осуществляется по временным критериям: для каждого дня недели определяется свое тарифное расписание, то есть времена начала основного и льготного тарифов и от нуля до трёх интервалов времени — для пикового тарифа. До 16 произвольных дней в году могут быть определены как праздничные, в эти дни работает тарифное расписание для воскресенья.

В счётчике может быть установлен режим ограничения по мощности и по количеству израсходованной за месяц энергии. В этом режиме счётчик фиксирует количество энергии, израсходованной сверх лимита. При превышении установленного лимита энергии производится либо переход на накопление по штрафному тарифу, либо отключение пользователя от энергосети. Штрафной тариф также может быть установлен принудительно (по интерфейсу связи) в случае, например, задолженности по оплате.

Каждый раз при включении счётчика в сеть (скажем, после очередного пропадания напряжения в сети) фиксируется время и дата этого момента для возможности последующего контроля. Также предусмотрена запись времени и даты несанкционированного снятия крышки устройства.

Через специальный разъём к счётчику можно подключить картридер для считывания информации с индивидуальной электронной карточки о количестве энергии, оплаченном потребителем. При исчерпании оплаченного лимита счётчик отключает потребителя от энергосети.

Программирование счётчика осуществляется через интерфейс RS-485 посредством фиксированной системы команд. Команды делятся на индивидуальные (предназначенные для взаимодействия с конкретным счётчиком) и общие (для программирования всех подключенных к интерфейсу счётчиков). Существуют команды для установки даты, времени, временных рамок тарифов, лимитов мощности, программирования праздничных дней, считывания информации из банков-накопителей потребленной энергии и так далее. Предусмотрен ряд команд по тестированию и калибровке счётчика. Для индивидуального доступа каждый счётчик имеет адрес и пароль, которые программируются по интерфейсу. Применение общих команд также осуществляется через программируемый пароль. Интерфейс RS-485 требует всего два провода (витую пару) для обмена информацией. Причём драйверы интерфейса позволяют подключить на одну витую пару до 256 счётчиков. Это позволяет объединить в единую сеть все счётчики, например, в одном подъезде жилого дома, и централизованно считывать из них информацию или программировать их. Обмен по интерфейсу может производиться на одной из 8 фиксированных скоростей: 75, 150, 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600, 19200 бод; для выбора скорости обмена служит специальная команда.

Наличие режима нескольких тарифов позволяет выводить на дисплей дополнительную информацию о количестве потребления энергии по различным тарифам. Дисплей такого счётчика может быть более сложен. Внешний вид применённого в данном счётчике дисплея представлен на рис. 4.



Рис. 4. Общий вид индикатора многотарифного СЭ

Значение количества потребленной энергии выводится на 8 нижних разрядах (максимальное значение 99999.999 кВт·ч). Информация периодически изменяется (с промежутком в несколько секунд), последовательно показывая содержимое накоплений по каждому из тарифов и сумму этих накоплений. Вначале эти данные выводятся за текущий месяц (высвечивается надпись “за месяц”) и затем с момента эксплуатации

счётчика (высвечивается надпись “всего”). Синхронно на символьном поле индикатора (5г7 точек) высвечивается знак того тарифа, к которому относятся текущие показания восьмиразрядного индикатора (“о” — основной, “л” — льготный, “п” — пиковый, “ш” — штрафной; “о”, “л”, “п”, “ш” — те же тарифы, но накопленные при превышении установленного лимита мощности; “+” — суммарный). На правом поле индикатора отображается текущая дата, день недели и сезонное время (“летнее/зимнее”). Текущий тариф, по которому производятся накопления, отображается на тарифной зоне ЖКИ (левое верхнее поле индикатора). При превышении установленных ограничений по мощности или по количеству потребленной за месяц энергии высвечиваются соответственно “лимит мощности” или “лимит энергии”.

Просмотр информации по предыдущим 11 месяцам производится при нажатии специально предусмотренной кнопки на корпусе счётчика. При каждом нажатии последовательно выводится информация о каждом тарифе соответствующего месяца, после чего происходит переход на предыдущий месяц, и процесс повторяется. Номер просматриваемого месяца и год отображаются на индикаторе даты. Если нажатия кнопки не происходит несколько секунд, счётчик возвращается в нормальный режим работы. При подключении картридера эта кнопка позволяет просмотреть количество энергии по каждому тарифу, имеющееся в распоряжении у пользователя.

На символьном поле индикатора кроме знаков тарифов выводится дополнительная информация, например, при установке электронной карточки в картридер или при обнаружении неисправности программой тестирования, которая периодически запускается для проверки узлов счётчика (энергонезависимого ОЗУ/таймера, встроенного ОЗУ и памяти программ).

На реализацию алгоритма управления счётчиком потребовалось 10 Кбайт адресного пространства, в то время как встроенное ПЗУ микроконтроллера имеет объём 12 Кбайт.

Схемотехнически устройство разделено на две части: управляющий и силовой модули. В силовой модуль входят датчики тока и напряжения, микросхема-преобразователь КР1095ПП1 с оптронной развязкой частотного выхода и модуль питания, выполненный по схеме однотактного импульсного преобразователя на базе микросхемы МС33363 фирмы Motorola. Её отличительной особенностью является наличие встроенного силового ключа для непосредственного управления импульсным трансформатором. Размеры платы силового модуля (с местом под токовый трансформатор и клеммы подключения сети и нагрузки) — 124 x 154 мм.

Основу модуля управления составляет микроконтроллер МС68HC05L16, позволяющий непосредственное подключение ЖКИ с количеством сегментов до 156, что исключает необходимость использования дополнительного контроллера ЖКИ. В качестве монитора питания, формирующего сигнал сброса микроконтроллера при значении напряжения питания ниже определённого уровня, используется микросхема МС33164. Функции таймера и накопителя оперативной информации выполняет 2-выводная микросхема фирмы Dallas DS1994L, имеющая встроенный долговременный источник питания (литиевая батарея). Согласователь уровней для интерфейса RS-485 выполнен на микросхеме МАХ487ЕРА. Печатная плата модуля управления имеет размеры 100 x 80 мм, соединение с силовым модулем осуществляется через гибкий шлейф. Применение аналогичных схемотехнических решений даёт возможность создания трёхфазных счётчиков (применяя соответствующие преобразователи мощность-частота), а также совмещённых СЭ для нескольких потребителей (один такой счётчик может обслуживать, например, целый этаж жилого дома). Построение этих устройств также можно

осуществлять, используя простые и недорогие микроконтроллеры. Однако, тенденции развития микроэлектроники ведут к тому, что в скором времени станет выгодно применять и более сложные микроконтроллеры (в том числе, и DSP), увеличивая тем самым функциональные возможности СЭ. В любом случае, учитывая преимущества цифровых счётчиков перед электромеханическими, можно не сомневаться, что переход на них — вопрос ближайшего будущего.

## ***Новые электронные средства для учета электроэнергии. Повышение точности измерения***

**Российские фирмы “Прорыв”, “Силиком” и немецкая D-Tech уже не первый год успешно сотрудничают в разработке микроэлектронной аппаратуры для контроля и учета энергопотребления. Сегодня их усилия сосредоточены на том, чтобы повысить метрологические и функциональные возможности электронных средств измерения потребляемой электрической мощности и снизить их стоимость.**

Эффективность энергосбережения напрямую зависит от точности средств измерения, применяемых в автоматизированных системах контроля и управления потреблением электроэнергии. Основу точности измерительных каналов определяет погрешность счетчиков электроэнергии (СЭЭ), выполняющих роль датчиков текущей мощности. Задачу повышения точности СЭЭ решают, в частности, БИС SPM-2, электронные модули унифицированных однофазных одно- или двухтарифных счетчиков электроэнергии, а также активные датчики тока и напряжения, созданные специалистами НПФ “Прорыв”, ООО “Силиком” в сотрудничестве со своим немецким партнером — фирмой D-Tech. **Специализированная микросхема SPM-2** (рис.1) представляет собой прецизионный измеритель мощности (точность класса 0,5 согласно IEC687 или лучше) для недорогих одно- и трехфазных СЭЭ. Поскольку в основе микросхемы — узлы и алгоритмы работы БИС SPM-1\*, приведем только краткое описание принципа ее действия и основные технические характеристики. Микросхема обеспечивает измерение положительной и отрицательной активной электрической мощности как для переменных, так и для постоянных сигналов. Стабильность параметров гарантирована в диапазоне рабочих температур от  $-45$  до  $+85$ °C. Питание микросхемы осуществляется от источника с напряжением 5 или  $+2,5$  В. Потребляемая мощность не превышает 10 мВт. Корпус БИС — типа PLCC44 или по выбору заказчика. БИС SPM-2 обеспечивает работу как с шунтовыми, так и с трансформаторными датчиками тока. Передаточное число и диапазон входных напряжений устанавливаются цифровым методом. Калибровка коэффициента передачи производится подстройкой входного или опорного напряжения (ИОН) с помощью резистивного делителя.

Микросхема может управлять двумя шаговыми двигателями в двухтарифных счетчиках. Гальванически развязанные телеметрические выходы предназначены для поверки и передачи информации на внешние устройства. Выходная информация имеет вид последовательности импульсов с нормированной длительностью и средней частотой, пропорциональной произведению входных аналоговых напряжений  $U_U$  и  $U_I$ . Тактовый генератор может работать с внешним кварцевым резонатором на 4 МГц и 32 кГц. Для накопления информации о потребляемой электроэнергии используются как электромеханические (на основе шаговых двигателей), так и электронные счетчики импульсов. Программирование длительности импульсов и передаточного отношения

обеспечивает работу с различными типами шаговых двигателей.

Электросчетчик на основе SPM-2 (рис.2) относительно недорог, поскольку для его изготовления требуется минимальное число внешних компонентов. Кроме того, благодаря внутреннему (отключаемому) стабилизатору напряжения значительно снижена стоимость источника питания схемы.

**Электронные модули для счетчиков электроэнергии.** Отличные метрологические характеристики и способность микросхем типа SPM-2 работать как с гармоническими, так и с негармоническими сигналами любой формы в широком диапазоне частот, в том числе с сигналами постоянного тока и напряжения, позволяют реализовать на них любые типы СЭЭ в сетях переменного и постоянного тока. На основе БИС SPM-2 с применением безвыводных бескорпусных компонентов и поверхностного монтажа созданы два электронных модуля, повышающих технологичность СЭЭ и снижающих их стоимость. Это законченные метрологические устройства, измеряющие потребляемую мощность, а также формирующие сигналы телеметрии и команды управления. Один из модулей предназначен для одно- и двухтарифных СЭЭ класса 1,0. Для этого к нему достаточно подключить датчик тока (трансформатор тока или шунт), а также стандартное электромеханическое отсчетное устройство и поместить в корпус с клеммами. Модуль имеет гальваническую развязку (три оптрона) для входов и выходов телеметрии и команд управления, встроенную защиту по входным токам и напряжениям, а также варисторную защиту от перенапряжений сети. Его габариты – 25x55x100 мм. Второй модуль ориентирован на однотарифные СЭЭ класса 2,0. Он содержит встроенный шунтовой датчик тока, встроенную защиту по входным токам и напряжениям и варисторную защиту от перенапряжений, но не имеет встроенных оптронов для гальванической развязки. Цепи управления внешними оптронами выведены на специальный соединитель. Для реализации СЭЭ к такому модулю необходимо добавить стандартное электромеханическое отсчетное устройство (в случае необходимости – оптроны гальванической развязки) и поместить в корпус с клеммами. Габариты модуля – 29x32x62 мм.

Комплексные испытания СЭЭ, основанных на этих модулях, показали высокое качество изготовления и надежность. Они полностью соответствуют расчетным характеристикам, требованиям ГОСТ 30207-94 и общеевропейских стандартов, а также рекомендациям МЭК 687-92. Уже разрабатываются электронные модули для одно- и трехфазных СЭЭ с встроенными контроллерами, часами реального времени и энергонезависимым ЗУ, а также многофункциональные интеллектуальные СЭЭ, обеспечивающие еще и контроль качества энергии.

**Активные датчики тока и напряжения.** Поскольку погрешность электронных счетчиков электроэнергии, в основном, определяется погрешностью применяемых в них датчиков тока, работы над их совершенствованием активно ведутся во всем мире. Идеальный датчик тока должен с минимальной погрешностью измерять постоянный и переменный ток произвольной формы. Между тем при импульсных нагрузках, в том числе высокочастотных (относительно частоты сети), импульсные токи, содержащие высокую долю высших гармоник и постоянной составляющей, могут довести погрешности датчиков тока до неприемлемых значений.

Метрологические требования к датчикам тока значительно возросли с введением ГОСТов 30206-94 и 30207-94. Теперь электронные счетчики необходимо также аттестовывать по дополнительной погрешности, вызванной постоянной составляющей в токовой цепи счетчика; электромагнитной совместимости; температурному коэффициенту счетчика на любом интервале диапазона температур; долговременной стабильности параметров, а также по минимальной стоимости. Не удивительно, что сегодня многие серийно выпускаемые СЭЭ не удовлетворяют требованиям новых ГОСТов, кстати, порой весьма противоречивым. Однако включение датчика в состав эффективной системы

автоматического регулирования (САР) позволяет придать ему заданные свойства, т.е. сформировать требуемые амплитудную и амплитудно-частотную характеристики и адаптировать датчик к любым входным воздействиям и дестабилизирующим факторам. Самые массовые и широко распространенные датчики тока – трансформаторы тока (ТТ). Включение ТТ в состав САР превращает его в адаптивный элемент с жесткой отрицательной обратной связью по переменному и постоянному токам. Магнитный поток, возникающий в результате входного воздействия, уничтожается противоположным по направлению магнитным потоком, создаваемым выходным напряжением или током цепи обратной связи. В результате повышается линейность, значительно снижаются угловые и фазовые ошибки, устраняется возможность насыщения сердечника ТТ. Затрачиваемая на эту процедуру энергия, строго пропорциональна первичному току ТТ, после некоторого преобразования поступает на выход датчика. Воздействие глубокой отрицательной обратной связи на магнитный поток ТТ значительно расширяет его частотный диапазон (главным образом, в сторону низких частот), повышает чувствительность датчика в целом, а также стабилизирует его параметры во времени и при наличии дестабилизирующих факторов. Применение импульсной САР позволяет использовать датчик на основе ТТ для измерения постоянных токов с такой же точностью, что и для переменных токов. При этом благодаря трансформатору сохраняется гальваническая развязка между входом и выходом датчика. Таким образом, трансформаторный датчик тока, дополненный электронными средствами (функция САР), превращается в активный прецизионный датчик постоянных и переменных напряжений с хорошей гальванической развязкой. Функцию САР может выполнять недорогая специализированная микросхема, разработка которой начнется по окончании исследовательских работ.

Испытания экспериментального образца активного датчика показали следующие результаты:

Реальная возможность формирования таких характеристик, как высокая чувствительность, гальваническая развязка, малые масса и габариты, позволяет создавать по предложенному принципу активные измерительные ТТ и трансформаторы напряжения, которые заменят существующие измерительные ТТ и трансформаторы напряжения в низковольтных и высоковольтных электрических сетях. Благодаря высокой чувствительности активные датчики тока можно включать не в разрыв цепи, а в ответвления, что резко снижает массогабаритные параметры измерительной аппаратуры и упрощает ее эксплуатацию. К сожалению, существующая практика поверки и квалификационных испытаний при идеально синусоидальных токах и напряжениях не выявляет в полной мере преимущества активных датчиков тока и напряжения. Оценить по достоинству возможности активных датчиков можно только в близких к реальным или в более жестких условиях.

Специализированные микросхемы, электронные модули, СЭЭ, активные датчики тока и напряжения, а также автоматизированная система контроля и управления энергопотреблением и программный продукт для нее разрабатываются и производятся в рамках программы “Электроника для энергетики”, объединяющей вокруг НПФ “Прорыв” около десятка серийных заводов страны. Поставляемая прецизионная продукция имеет оптимальное соотношение стоимость/эффективность, что позволяет создавать энергосберегающие технологии любой сложности с высоким КПД, обеспечивающие значительную экономию средств как у потребителя, так и у поставщика электроэнергии.



# Некоторые аспекты применения датчиков в счетчиках электроэнергии

[www.radiodvd.iino-net.ru](http://www.radiodvd.iino-net.ru)



Любой инженер, при конструировании электронного счетчика электроэнергии, сталкивается с необходимостью выбора первичных преобразователей. Если на микросхемы, применяемые в качестве измерительных, есть достаточно подробные описания, то для датчиков тока ощущается серьезный информационный голод. Данная статья содержит минимум формул, но предназначена для понимания принципа работы различных датчиков, их достоинств и недостатков, проведения расчетов и выбора элементов измерительных цепей.

Наиболее простыми датчиками напряжения и тока являются прецизионные резистивные датчики. Соответственно - делитель напряжения для измерения текущего напряжения и токовый шунт для измерения текущего тока.

Делитель напряжения рассчитывают таким образом, чтобы напряжение на его выходе составляло величину, рекомендованную для конкретной м.с. счетчика и не превосходило при крайнем значении входного напряжения максимально допустимое измеряемое напряжение (обычно  $\pm 400\text{мВ}$  или  $\pm 500\text{мВ}$ ). Делитель включается между двумя проводами контролируемой цепи (ноль и фаза).

Эффективное значение соответственно  $= 400\text{мВ}/1.732=231\text{мВ}$ .

# Токовый шунт

Токовый шунт включают в разрыв фазного провода. Наряду с преимуществами - такими как невысокая стоимость и безразличие к постоянной составляющей тока в измеряемой цепи, шунт обладает серьезными недостатками:



**1.** Выбор токового шунта требует компромисса, т.к. с одной стороны необходимо получить достаточное для измерения напряжение, т.е. сопротивление шунта должно быть достаточно высоким, а с другой стороны - сопротивление шунта должно быть минимально возможным, для того чтобы исключить внешнее несанкционированное шунтирование (хищение эл.энергии) и влияние на измеряемую цепь. Например: Для цепи с током нагрузки 5 (50)А можно применить шунт с  $R_{ш} = 400 \text{ мкОм}$  и, соответственно, с напряжением на нём для измерения всего 2 (20)мВ. Однако если посмотреть параметры м.сх для счетчиков - диапазон измерения составляет 500 мВ.

**2.** Паразитный нагрев шунта за счет выделяемой на нем мощности. При сопротивлении шунта 400 мкОм и максимальном токе 50А выделяемая паразитная мощность равна 1 Вт. В условиях затрудненного охлаждения это вызывает серьезный нагрев шунта и изменение его сопротивления, что сказывается на точности замеров, не говоря о том, что растет потребление энергии всем счетчиком в целом.

**3.** Измерительная схема находится под высоким напряжением, что затрудняет экранирование и требует повышенных мер по защите от поражения эл. током.

**4.** Влияние шумов и импульсных помех на измерительную схему весьма критично, поэтому требуется применение специальных заградительных фильтров, которые вносят фазовые искажения при замере.

**5.** Возрастание погрешности при воздействии высокочастотных сигналов за счет собственной индуктивности шунта

## Трансформаторные датчики тока (измерительные трансформаторы тока)

Трансформаторные датчики тока дороже резистивных, но обладают рядом существенных преимуществ:



1. Измерительные трансформаторы тока, по сравнению с шунтами, работают при значительно меньших падениях напряжения на входе и практически не потребляют.
2. Измерительные трансформаторы тока обеспечивают гальваническую развязку между обмотками, поэтому измерительная схема не находится под высоким потенциалом как при использовании шунта и ее можно легко экранировать.
3. Параметры трансформатора тока практически не изменяются во времени и не зависят от температуры.
4. Коэффициент трансформации легко выдерживается при производстве и остается всегда постоянным.
5. Трансформаторы тока прекрасно гасят импульсные помехи в измерительной цепи без применения дополнительных фильтров
6. Обеспечивают минимальный фазовый сдвиг между цепями измерения напряжения и тока, т.к. фильтрация измерительного сигнала производится за счет собственной индуктивности трансформатора.
7. Простота измерения 3-х фазных токовых сигналов за счет гальванической развязки токовых проводов и измерительной части.

В качестве датчиков тока (измерительных трансформаторов тока) обычно используются трансформаторные датчики двух типов:

1. Трансформатор нагруженный на прецизионный резистор - трансформатор тока. Обычно с магнитопроводом из аморфных или нанокристаллических сплавов. Выходное напряжение, снимаемое с резистора, пропорционально току первичной обмотки;
  2. Дифференцирующий трансформатор  $di/dt$ , работающий в режиме ударного возбуждения. Обычно без магнитопровода (воздушный). Выходное напряжение трансформатора пропорционально скорости изменения тока первичной обмотки.
- Применение трансформаторного датчика тока в счетчиках электроэнергии может сочетаться с применением резистивного датчика напряжения или трансформатора напряжения. Обычно применяют резистивный делитель как наиболее дешевый.



## Измерительный трансформатор тока с нагрузочным резистором



Идеальным режимом работы измерительного трансформатора тока является режим короткого замыкания его вторичной цепи. В этом режиме по вторичной цепи трансформатора тока протекает индуцированный ток, который создает в магнитопроводе вторичный поток магнитной индукции, компенсирующий поток магнитной индукции от тока первичной цепи. В результате в сердечнике, в стационарном режиме, устанавливается близкий к 0 суммарный поток магнитной индукции, индуцирующий во вторичной обмотке небольшую ЭДС, поддерживающую ток во вторичной цепи пропорционально значению тока первичной цепи.

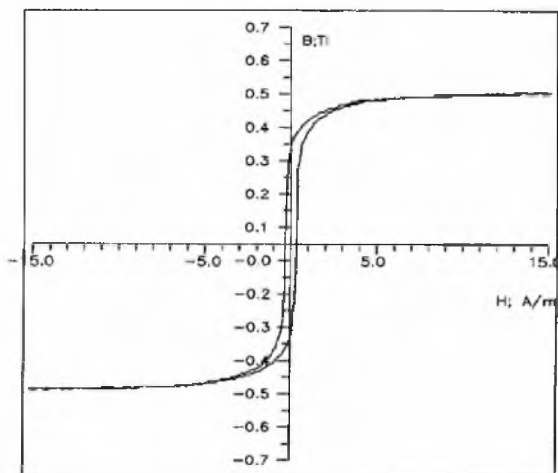
Безопасность вторичных цепей при больших входных токах обеспечивается за счет вхождения сердечника в насыщение. Однако, если вторичную цепь трансформатора тока разомкнуть (аварийный режим), то исчезновение вторичного тока и созданного им магнитного потока приведет к значительному росту суммарного магнитного потока и соответственно увеличению ЭДС во вторичной обмотке до огромных значений, что может вызвать пробой изоляции. Кроме того, при большом магнитном потоке резко увеличиваются потери в сердечнике, что вызывает его разогрев.

Погрешности трансформаторного датчика тока складываются из токовой погрешности (погрешность действительного коэффициента трансформации) и угловой погрешности (разность фаз между токами первичной и вторичной цепи). Погрешности определяются двумя факторами: ограниченной магнитной проницаемостью магнитопровода и ненулевым значением сопротивления нагрузки. Вместе с тем погрешность трансформатора тем меньше, чем меньше магнитное сопротивление магнитопровода, т.е. больше магнитная проницаемость материала, больше сечение сердечника и меньше его длина, а также чем меньше его вторичная нагрузка (идеал - к.з. вторичной обмотки). Важно учитывать, что магнитная проницаемость зависит от напряженности магнитного поля, и практически постоянна только в области слабых полей. Поскольку трансформаторы работают в слабых результирующих полях, то для них необходимо использование материала с высокой начальной магнитной проницаемостью.

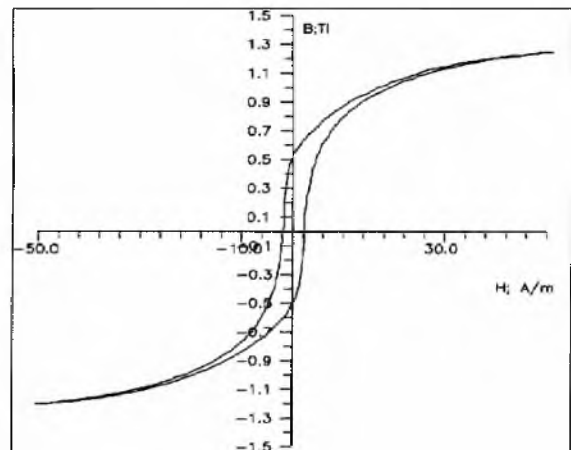
В качестве сердечников трансформаторных датчиков тока используются нанокристаллические или аморфные сплавы.



Нанокристаллические сплавы характеризуются практически постоянной высокой магнитной проницаемостью в слабых полях (до  $0.1 \text{ A/m}$ ) составляющей в среднем  $40\,000 - 60\,000$  (для электротехнической стали всего  $400$ ). Кроме того, эти сплавы обладают высокой остаточной магнитной индукцией и низкой коэрцитивной силой, т.е. очень узкой петлей гистерезиса, малыми потерями на вихревые токи (менее  $5 \text{ Вт/кг}$ ); близкой к нулю магнитострикцией. В зависимости от термообработки сердечники могут обладать прямоугольной, линейной или округлой петлей гистерезиса. Магнитопроводы обеспечивают высокую линейность кривой намагниченности в слабых полях. Полное перемагничивание сердечника при подаче переменного тока происходит при малой напряженности магнитного поля за счет узкой петли гистерезиса. Магнитопроводы выпускаются в защитных пластмассовых контейнерах, обеспечивающих их защиту от механических воздействий



Static hysteresis loop of 82K3XCP after different annealing treatments ( strip-wound cores with round hysteresis loop ).



Static hysteresis loop of 5BTM after different annealing treatments ( strip-wound cores with round hysteresis loop ).

Амплитудная характеристика датчика, в общем случае, нелинейная, что обусловлено нелинейностью кривой магнитной индукции сердечника. Нелинейность особенно ярко выражена в области начала насыщения и определяется материалом магнитопровода. Однако в области слабых магнитных полей (чистый синусоидальный сигнал и  $R_n=0$ ) она практически линейна. Эта область и является рабочей при расчете трансформатора. В недорогих трансформаторах тока для диапазона  $5(50)\text{A}$ , изготавливаемых на

нанокристаллические сплавах 5БДСР (рисунок слева) или ГМ414 типоразмера ОЛ25х15х10 нелинейность характеристики не превышает 0.3%, что вполне достаточно для построения счетчиков 1 и 2 классов. Для трансформаторов более высокой точности применяют более дорогие аморфные сплавы, например 82В (рисунок справа). Одним из недостатков трансформаторов тока является намагничивание сердечника постоянной составляющей тока, возникающей в контролируемой электрической цепи из-за асимметрии потребления нагрузки (например однополупериодный выпрямитель) в разных полу волнах. Нивелировать данный недостаток можно правильным выбором габаритов или материала магнитопровода трансформаторов тока. Постоянный магнитный поток, обусловленный разностью токов в первичной обмотке в разные полу волны, не компенсируется. В результате, в сердечнике трансформатора тока на переменный магнитный поток накладывается постоянный поток, который приводит к смещению реальной кривой намагничивания сердечника в область больших полей при той же потребляемой мощности в нагрузке. Однако следует заметить, что искажения образуются в области перехода тока через 0, при этом искажения в одной полу волне приводят к компенсационному искажению в другой, поэтому фактическая погрешность измерения потребляемой мощности в счетчике изменяется не столь радикально.



Для борьбы с постоянным подмагничиванием можно применять трансформаторы тока с магнитопроводом из кобальтовых сплавов типа 86Т, которые начинают насыщаться при напряженности свыше 400А/м (для размера ОЛ25-15-10 это где-то в районе 25А постоянного тока в измеряемой цепи) или трансформаторы с сердечником, выполненным с немагнитным зазором. Что касается изготовления сердечника с зазором, то выполнить на сердечнике достаточно маленький немагнитный зазор (в районе 0,05-0,1 мм) достаточно сложно. Как альтернатива может применяться заполнение зазора порошком, при этом требования к величине зазора снижаются, но в конечном итоге себестоимость таких магнитопроводов все-таки значительна.

Запас по постоянному потоку можно достигнуть также уменьшением напряженности магнитного поля в сердечнике (для того же тока в первичной обмотке) за счет увеличения длины магнитопровода (величина напряженности магнитного потока прямо пропорциональна произведению кол-ва витков на ток и обратно пропорциональна средней длине магнитопровода и выражается формулой  $H=N1 \cdot I1/L$ ). Однако увеличение длины магнитопровода вызывает снижение ЭДС самоиндукции, которая прямо пропорциональна площади сечения магнитопровода и обратно пропорциональна длине магнитопровода. Поэтому увеличение длины должно сопровождаться увеличением площади сечения - для сохранения прежнего значения индуктивности. Как известно, чем выше индуктивность вторичной обмотки, тем ниже скорость изменения тока и тем ниже наводимая ЭДС в первичной обмотке. Кроме того, большая индуктивность совместно с сопротивлением вторичной обмотки работает как НЧ фильтр в измерительной цепи (причем не вносящий фазовые искажения!) и, кроме того, снижает воздействие АЦП измерителя на измерительную цепь. В связи с этим требования к RC цепи в измерительном канале снижаются (его можно не ставить вовсе!), а, следовательно снижается фазовый сдвиг, вносимый этим фильтром между каналами измерения тока и напряжения.

Расчет измерительной цепи для конкретного трансформатора тока относительно несложен. Как было сказано выше, во вторичной обмотке трансформатора тока нагруженной на резистор  $R_b$ , протекает ток, трансформируемый из первичной обмотки и обусловленный явлением электромагнитной индукции. Активное сопротивление цепи вторичной обмотки равно  $R_b + R_2$ , где  $R_2$  - собственное сопротивление вторичной обмотки трансформатора тока, а  $R_b$  - сопротивление нагрузочного резистора. Ток вторичной обмотки  $I_2 \sim I_1/N$ , где  $N$  - коэффициент трансформации (обычно 1000...3000). Выходное напряжение датчика тока, определяемое падением напряжения на  $R_b$ :

$U_2 = I_2 * R_b = I_1 * R_b / N$ . Эквивалентное напряжение на входе трансформатора

$U_1 = U_2 / N = I_1 * R_b / N^2$

Таким образом, напряжение на первичной обмотке трансформатора тока пропорционально  $I_1 * R_b / N^2$ . т.е. в  $N^2$  раз меньше, чем для шунта при одном и том же выходном напряжении для измерения. Поэтому влияние трансформаторного датчика тока на контролируемую цепь меньше чем в случае применения шунта. Например для трансформатора тока с  $N = 3000$ ;  $U_2 = 20\text{мВ}$ ,  $I_1 = 50\text{ А}$  (см. расчет для шунта выше по тексту) рассчитаем эквивалентное входное активное сопротивление.

$I_2 = 50/3000 = 0.01667\text{ А}$ .  $R_b = 20\text{мВ} / 16.67\text{мА} = 1.2\text{ Ом}$ . Входное сопротивление идеального трансформатора равно  $R_b / N^2 = 1.2 / 3000^2 = 0.1333\text{ мкОм}$ . Однако, с учетом собственного активного сопротивления вторичной обмотки (для трансформатора на магнитопроводе ОЛ25х15х10 примерно 400 Ом), эквивалентное активное входное сопротивление равно  $(R_b + R_2) / N^2 = (1.2 + 400) / 3000^2 = 44.6\text{ мкОм}$  (сравните с 400 мкОм на шунте!). Оценивая величину  $R_b$ , можно увидеть, что оно ничтожно по сравнению с внутренним сопротивлением обмотки трансформатора. Таким образом можно увеличивать  $R_b$  для получения больших напряжений для последующего измерения, а следовательно повысить точность при замере малых токов, снизить влияние электрических шумов на измеряемую цепь и при этом практически не вносить дополнительных потерь в измеряемую цепь.



# Дифференцирующий трансформатор тока



В настоящее время в качестве датчика тока получают распространение дифференцирующие трансформаторы, используемые обычно без магнитного сердечника. Отсутствие сердечника обеспечивает линейность его амплитудной характеристики в широком диапазоне, а также исключает рассмотренное выше намагничивание постоянным током, но требует применение специальных микросхем с встроенным интегратором, например **ADE7753/59** для однофазной или **ADE7758** для трёхфазной цепи. Эти микросхемы допускают использование дифференцирующего трансформатора, шунта или трансформатора тока с нагрузкой  $R_b$ . Дифференцирующие трансформаторы обычно применяют для измерения больших токов, т.к. магнитный поток в них невелик (в  $m$  раз меньше чем в ферромагнетиках), а следовательно наводимая ЭДС так же мала ( $E = m_0 \cdot N_1 \cdot N_2 / L \cdot di/dt$ ).

Для того, что бы получить приемлемый для измерения сигнал, дифференцирующий трансформатор используют в режиме контура ударного возбуждения (а не в режиме трансформатора тока), при котором ЭДС на выходе пропорциональна  $di/dt$ , для этого нагрузочный резистор  $R_b$  имеет достаточно большую величину. В этом режиме выходной сигнал с трансформатора не повторяет форму входного тока, но трансформатор имеет высокую чувствительность к изменению тока. Для того, чтобы не было искажений выходного сигнала применяют интегрирующую цепь (в **ADE7753/59** для однофазной или **ADE7758** для трёхфазной цепи она встроенная). В этом случае, обмотка трансформатора ( $L_2$  и  $R_2$ ),  $R$  и  $C$  интегратора образуют колебательный контур с затуханием и последовательно включенной ЭДС самоиндукции. В общем виде напряжение на конденсаторе:  $U = L_2 \cdot I_1 / ((R_2 + R) \cdot C \cdot N)$ . Постоянную времени  $(R + R_2) \cdot C$ ,  $(L_2 \cdot C)^{0.5}$

необходимо выбрать значительно превосходящую постоянную времени изменения входного тока.



Конструктивно оба трансформатора (тока и дифференцирующий) представляют собой тороидальные катушки, причем для трансформатора тока- с магнитным сердечником. Катушки для трансформаторов обоих типов содержат обычно только вторичную обмотку, первичной обмоткой является провод (медная шина), продеваемый через центральное отверстие трансформатора.



## Недорогой счётчик электроэнергии с защитой от хищения на основе ИС ADE7761 компании Analog Devices

Стефан Т. Энглиш (Stephen T. English) и Этьен Молин (Etienne Moulin),

[www.radiodvd.jino-net.ru](http://www.radiodvd.jino-net.ru)

Данная статья является сокращённым переводом руководства по применению нового высокоинтеллектуального интегрального счётчика электроэнергии компании Analog Devices, обладающего уникальными свойствами по противодействию хищению электрической энергии, как при преднамеренном заземлении нейтрали, так и отсутствии (отсоединении) нейтрали.

### ВВЕДЕНИЕ

В данной статье описан недорогой, высокоточный счётчик электроэнергии на базе интегральной микросхемы (ИС) ADE7761. Счётчик предназначен для использования в однофазной двухпроводной сети.

ADE7761 представляет собой один из недорогих счётчиков электроэнергии компании Analog Devices, предназначенных для измерения потребления электрической энергии. ИС содержит четыре прецизионных АЦП и источник опорного напряжения. Встроенный генератор обеспечивает систему тактовой синхронизацией. Кроме того, в ADE7761 реализованы необходимые функции цифровой обработки сигналов.

Описываемый электросчётчик обеспечивает правильность измерений при злоумышленном вмешательстве в рабочую схему. За счёт того, что ИС измеряет ток как в фазном, так и в нейтральном проводах, счётчик продолжает измерение электроэнергии при двух типах повреждений измерительной цепи. Первый тип повреждения обнаруживается, когда токи в фазном и нейтральном проводах различаются более чем на 6,25%. Вычисление потребляемой энергии будет проводиться по большему значению. Сохранение возможности правильного измерения электроэнергии при втором типе повреждений впервые реализовано в ADE7761. Если нейтральный провод не подключён к электросчётчику, он определяет это повреждение и продолжает измерения, используя только данные, получаемые из цепи измерения тока [1, 2].

### ЦЕЛИ РАЗРАБОТКИ

В качестве предварительной спецификации для разработки электросчётчика был использован международный стандарт IEC 61036 (2000-09) – “Счётчики электроэнергии переменного тока для измерения активной мощности”. Целью разработки является создание электросчётчика с точностью измерения класса 1 по спецификации IEC. В дополнение к требованиям по точности большое внимание было уделено обеспечению электромагнитной совместимости. Данный счётчик полностью соответствует требованиям стандарта IEC по точности как при единичном коэффициенте мощности ( $PF = \cos(\varphi) = 1$ ), так и при низком его значении ( $PF = \pm 0,5$ ).

### ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

На рисунке 1 представлен вариант схемы простого, недорогого счётчика электроэнергии на базе ADE7761. Счётчик состоит из ИС ADE7761, трёх трансформаторов тока, цепи питания, электромеханического отсчётного устройства и дополнительных цепей, необходимых для работы ADE7761. В качестве регистратора электроэнергии (кВт·ч) используется простое электромеханическое отсчётное устройство, в котором применен двухфазный шаговый двигатель. Микросхема ADE7761 может управлять подобным типом отсчётных устройств напрямую.

Высокочастотный выход CF с постоянной счётчика 3200 импульсов/кВт·ч подключен к светодиоиду изолирующего оптрона. Этот высокочастотный выход используется для проведения ускоренной калибровки, и даёт возможность быстро проверить работоспособность и точность устройства в промышленных условиях. Прибор калибруется путем изменения степени ослабления измеряемого сигнала цепочки резисторов. На рисунке 1 эта цепочка резисторов заменена потенциометром. Другая цепь калибровки, MISCAL, ослабляющая сигнал источника опорного напряжения, реализована при помощи второй цепочки резисторов.

Электросчётчик имеет три режима работы: нормальный, преднамеренное заземление и отсутствие нейтрали.

**В нормальном режиме** счётчик измеряет ток, потребляемый нагрузкой, при помощи трансформатора тока, через который этот ток протекает (СТ1 на рис. 1). Ток с выхода трансформатора преобразуется в напряжение с помощью нагрузочного резистора. Измерение напряжения производится при помощи резистивного делителя напряжения. Напряжение питания 5 В получено от источника питания, построенного на ёмкостном делителе и линейном стабилизаторе.

**Во втором режиме**, когда нейтральный провод или заземлён, или разорван (нагрузка заземлена), ток будет измеряться с помощью двух трансформаторов тока: СТ1 и СТ2. В этом случае, при традиционном решении с одним каналом измерения тока, ток, потребляемой нагрузкой, не будет проходить через шунт, или будет проходить только незначительная его часть. В нашем случае, при обнаружении неравенства протекающих токов через трансформаторы СТ1 и СТ2 расчёт потребляемой электроэнергии будет вестись по большему значению. Измерение напряжения и получение напряжения питания будет осуществляться так же, как и в нормальном режиме.

**В третьем режиме** нейтральный провод полностью отключён от счётчика. В режиме отсутствия нейтрали ток проходит только через фазную часть схемы электросчётчика. Традиционный счётчик прекратил бы работу из-за разрыва в цепи источника питания. В нашем случае трансформатор тока СТ3 через выпрямительный мост обеспечивает счётчик электроэнергии необходимым напряжением питания. Ток нагрузки измеряется с помощью трансформатора тока СТ1.

Счётчик продолжает учёт потребляемой электроэнергии, основываясь на показаниях только цепи измерения тока нагрузки, протекающего в фазном проводе. Счётчик генерирует внутренние сигналы для подсчёта электроэнергии, которые имитируют работу цепи измерения напряжения, работа которой в этом случае невозможна. Более подробно о работе в данном режиме рассказано в техническом описании (data sheet) ИС ADE7761 [3]. Вывод MISCAL устанавливает уровень внутреннего сигнала имитации и калибруется разработчиком.

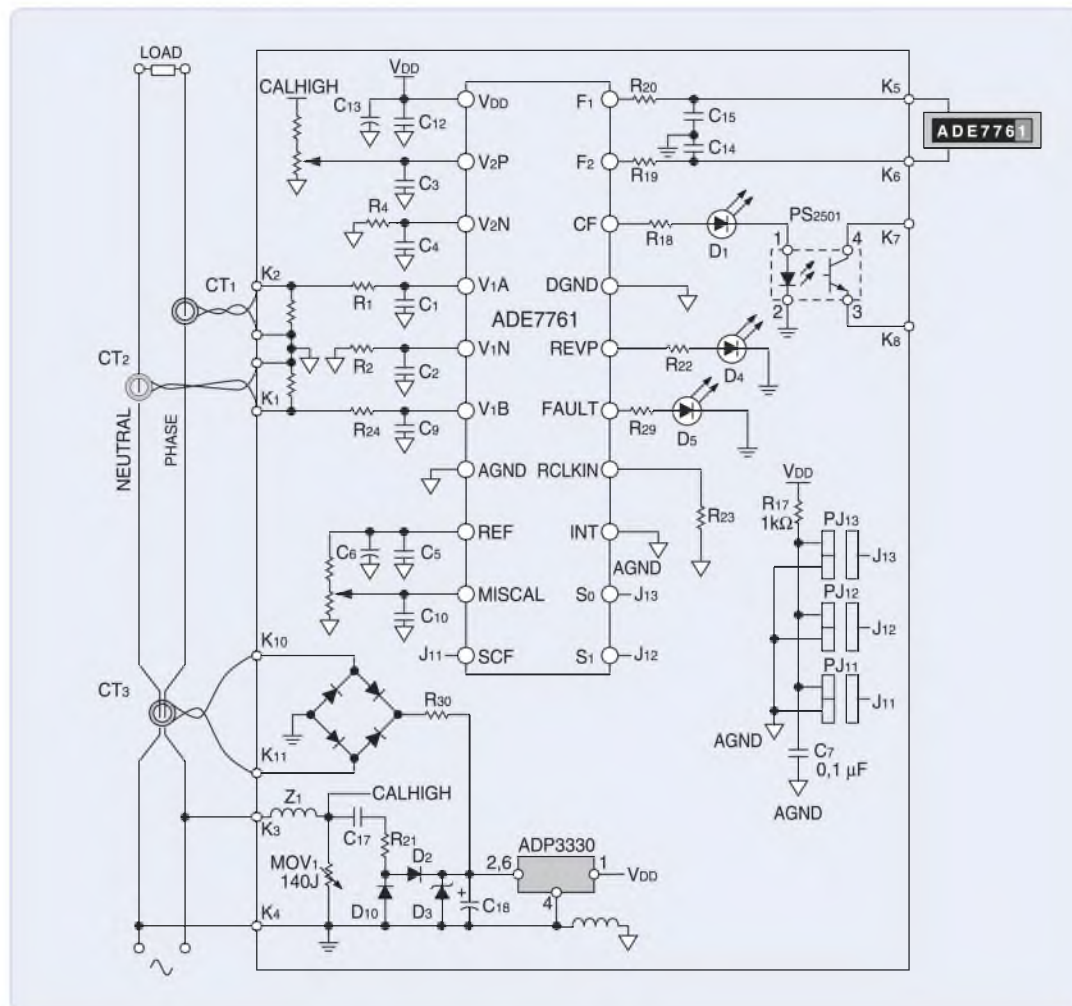


Рис. 1. Схема счётчика на основе ИС ADE7761

### РАСЧЁТНЫЕ ФОРМУЛЫ

ИС ADE7761 создаёт выходной сигнал с частотой, пропорциональной усреднённой во времени величине произведения двух входных сигналов. В техническом описании приведено уравнение, определяющее частоту на выходах F1 и F2 (выходах управления электромеханическим отсчётным устройством) в зависимости от величины среднеквадратических значений сигналов на входах V1 и V2, на которые подается уменьшенное напряжение измеряемой линии и напряжение, пропорциональное току в нагрузке.

Возможность выбора одного из четырех различных частотных режимов работы ИС ADE7761 позволяет разработать однотипные счётчики (управляющие напрямую электромеханическим отсчётным устройством), рассчитанные на максимальный ток  $I_{МАКС}$  до 400 А. Выберем значение базового тока ( $I_B$ ) для этого счетчика равным 5 А, а  $I_{МАКС} = 40$  А. Диапазон тока, при котором обеспечивается точность, указанная в техническом описании от  $1,6\% \cdot I_B$  до  $I_{МАКС}$ , что соответствует динамическому диапазону 500:1 (80 МА...40 А). Уравнение, для расчёта выходной частоты в зависимости от значений входных напряжений, представлено ниже:

$$\text{Частота } F1, F2 = \frac{5,7 \times V1_{СКЗ} \times V2_{СКЗ} \times F_{1-4}}{V_{ИОН}^2} \quad (1),$$

где:

$V1_{СКЗ}$  и  $V2_{СКЗ}$  – среднеквадратичные значения напряжений на входе ИС ADE7761,

$V_{ИОН}$  – напряжение опорного источника (ИОН),

$F_{1-4}$  – частотный режим, выбирается из таблицы 1.



В режиме отсутствия нейтрали используется другой метод подсчёта расходуемой электроэнергии. Используется значение измеренного тока нагрузки и предполагаемого напряжения в линии. Уравнение (2) используется для расчёта частоты в случае отсутствия нейтрали.

$$\text{Частота } F1, F2 = \frac{5,7 \times V1_{\text{СКЗ}} \times \frac{\text{MISCAL}}{\sqrt{2}} \times F_{1-4}}{V_{\text{ИОН}}^2} \quad (2),$$

Обратите внимание на различие в двух уравнениях. В случае отсутствия нейтрали значение напряжения на входе MISCAL заменяет и имитирует значение на входе V2, которое отсутствует в этом режиме работы.

Таблица 1		Сводная таблица параметров ADE7761				
SCF	S1	S0	F <sub>1-4</sub> , Гц	F <sub>1-4</sub> , OSC (CLKIN)	Максимум F1, F2, Гц	CF
1	0	0	1,72	OSC/218	0,34	128 × F1, F2
0	0	0	1,72	OSC/218	0,34	64 × F1, F2
1	0	1	3,44	OSC/217	0,68	64 × F1, F2
0	0	1	3,44	OSC/217	0,68	32 × F1, F2
1	1	0	6,86	OSC/216	1,36	32 × F1, F2
0	1	0	6,86	OSC/216	1,36	16 × F1, F2
1	1	1	13,7	OSC/215	2,72	16 × F1, F2
0	1	1	13,7	OSC/215	2,72	2048 × F1, F2

Примечания:

- значения F<sub>1-4</sub> даны для номинального значения частоты внутреннего тактового генератора 450 кГц;
- значение F<sub>1-4</sub> пропорционально частоте внутреннего тактового генератора (зависит от RCLKIN);
- максимальные значения частот F1 и F2 даны согласно формуле (1) при аналоговых сигналах на входах АЦП равных полному динамическому диапазону ±660 мВ, или V<sub>1СКЗ</sub> и V<sub>2СКЗ</sub> = 466,7 мВ.

Электромеханическое отсчётное устройство (кВт·ч) рассчитано на постоянную отсчёта 100 импульсов/кВт·ч, то есть каждому потреблённому кВт·ч соответствует 100 импульсов на выходе ИС ADE7761. В стандарте IEC1036, раздел 4.2.11, описаны требования к электромагнитному счётчику: каждый разряд счётчика отображает десять цифр, в индикаторе имеется 5 разрядов, отображающих десятки тысяч, тысячи, сотни, десятки и единицы кВт·ч, плюс один разряд, отображающий десятые доли киловатт-часа. Постоянная счетчика (для калибровки и тестирования) равна 3200 импульсов/кВт·ч.

Проектный расчёт

Параметры разработки следующие:

- измеряемое напряжение = 240 В,
- калибровка счётчика при 5 А (I<sub>Б</sub>),
- мощность, рассеиваемая в нагрузке = 1,2 кВт,
- I<sub>МАКС</sub> = 40 А,
- Постоянная счетчика (калибровочный выход) = 3200 импульсов/кВт·ч, при 1 кВт 3200 импульсов/кВт = 3200/3600 с = 0,88889 Гц,
- Частота CF = 1,2 × 0,88889 Гц = 1,06667 Гц при I<sub>Б</sub> = 5 А,
- постоянная отсчётного устройства = 100 импульсов/кВт·ч, при 1 кВт 100 импульсов/ч = 100/3600 с = 0,02777 Гц,
- Частота F1 и F2 = 1,2 × 0,02777 Гц = 0,0333324 Гц при I<sub>Б</sub> = 5 А,
- коэффициент трансформации СТ1 и СТ2 = 2500:1.

Вычисление нагрузочных резисторов

Чтобы обеспечить необходимый динамический диапазон электросчётчика нагрузочные резисторы в цепях измерения тока должны быть выбраны в соответствии с коэффициентом трансформации СТ1 и СТ2 и максимально возможным током в нагрузке. Диапазон входного сигнала в цепи измерения тока V1 ±660 мВ (среднеквадратичное значение (СКЗ) 467 мВ).

Чтобы обеспечить достаточный запас по напряжению при увеличении тока нагрузки, разделим максимальный входной сигнал пополам. Таким образом, получаем V<sub>1СКЗ</sub> = 233,3 мВ. Для увеличения входного динамического диапазона можно использовать меньшее значение входного сигнала. В нашем случае, при

максимальном токе нагрузки 40 А и коэффициентах трансформации СТ1 и СТ2, равных 2500:1, ток с выходов трансформаторов будет:

$$\frac{40 \text{ А}_{СКЗ}}{2500} = 16 \text{ мА}_{СКЗ} \quad (3),$$

Значение нагрузочного резистора рассчитывается следующим образом:

$$\frac{233,3 \text{ мВ}_{СКЗ}}{16 \text{ мА}_{СКЗ}} = 14,58 \text{ Ом} \quad (4),$$

Нагрузочный резистор 14,58 Ом устанавливается параллельно выходу трансформатора тока и обеспечивает корректное масштабирование тока нагрузки на входе V1. Второй такой же резистор устанавливается на выходе трансформатора СТ2 в цепи измерения тока нагрузки в нейтрали между выводами V1В и V1N.

### Вычисление значений частот F1 и F2

При максимальных измеряемых значениях: 40 А<sub>СКЗ</sub> × 240 В<sub>СКЗ</sub> = 9,6 кВт и постоянной электромеханического отсчётного устройства равной 100 импульсов/кВт·ч, частота выходного сигнала для управления электро-механическим отсчётным устройством будет равна:

$$9,6 \text{ кВт} \times \frac{100 \text{ имп}}{\text{кВт} \cdot \text{ч}} \times \frac{1 \text{ ч}}{3600 \text{ с}} = 0,2667 \text{ Гц} \quad (5),$$

### Вычисление значения сигнала V2

Значение сигнала V2 вычисляется из уравнения (1).

$$V2_{СКЗ} = \frac{\text{Частота } F1, F2 \times V_{ИОН}^2}{5,7 \times V1_{СКЗ} \times F_{1-4}} = \frac{0,2667 \times 2,5^2}{5,7 \times 0,233 \times 3,44} = 0,3648 \text{ В} = 364,8 \text{ мВ} \quad (6),$$

Выбрано значение частоты  $F_{1-4} = 3,44$  Гц, чтобы максимально использовать входной диапазон АЦП канала измерения напряжения ±660 мВ, что обеспечит максимально возможную точность расчёта потребляемой энергии. При полученном значении  $V2_{СКЗ} = 364,8$  мВ диапазон изменения входного сигнала составит ±515,9 мВ ( $V2_{СКЗ} \times \sqrt{2}$ ). Это наиболее оптимальное значение диапазона изменения входного сигнала из всех значений, получаемых при разных  $F_{1-4}$ . Напряжение линии должно быть уменьшено в 657,8 раза.

### Вычисление значения сигнала MISCAL

Значение сигнала MISCAL вычисляется из уравнения (2). При значении частоты  $F_{1-4} = 3,44$  Гц, получаем результат.

$$MICAL = \frac{\text{Частота } F1, F2 \times V_{ИОН}^2 \times \sqrt{2}}{5,7 \times V1_{СКЗ} \times F_{1-4}} = \frac{0,2667 \times 2,5^2 \times \sqrt{2}}{5,7 \times 0,233 \times 3,44} = 0,5159 \text{ В} = 515,9 \text{ мВ} \quad (7),$$

## КАЛИБРОВКА СЧЁТЧИКА

Для правильной работы интегрального счётчика электрической энергии ADE7761 важен порядок его калибровки. Калибровка осуществляется в последовательности, соответствующей режимам работы счётчика: калибровка при преднамеренном заземлении, затем при разрыве нейтрали и в последнюю очередь – в нормальном режиме.

### Преднамеренное заземление

На первом этапе калибровки необходимо добиться совпадения токов в фазной и нейтральной цепи измерения токов. Это важно для правильной работы счётчика в режиме преднамеренного заземления. Входная цепь токовых каналов показана на рисунке 2. Сначала требуется отсоединить канал измерения тока в нейтральном проводе и произвести измерения с помощью выхода CF. Затем, аналогично производят измерения

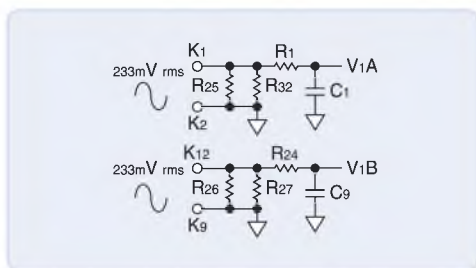


Рис. 2. Входная схема токовых каналов

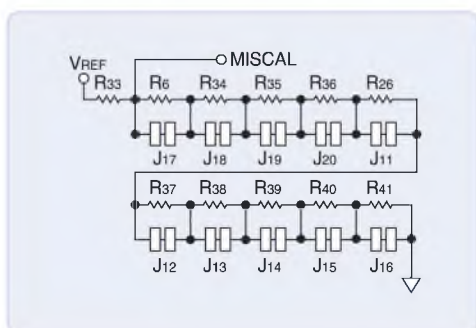


Рис. 3. Цепь калибровки сигнала MISCAL

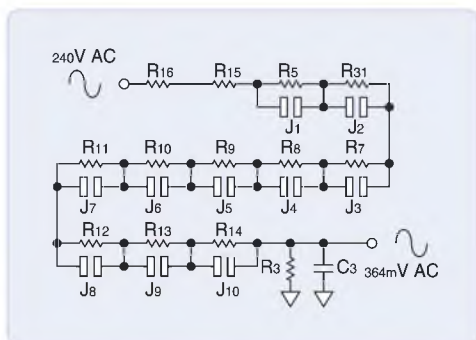


Рис. 4. Цепь калибровки сигнала канала измерения напряжения линии (V2)

в канале измерения тока в нейтральном проводе, отсоединив входную цепь канала измерения тока в фазном проводе. После измерений подбираются резисторы R26 и R27 до полного совпадения результатов измерений.

### Отсутствие нейтрали

Как уже рассматривалось выше, при отсутствии соединения счётчика с нейтральным проводом используется сигнал MISCAL, равный 516 мВ. Напряжение на входе MISCAL получается с помощью простой цепи деления опорного напряжения, показанной на рисунке 3. Цепь калибровки сигнала MISCAL имеет коэффициент ослабления опорного напряжения от 0 до 0,28 и обеспечивает диапазон калибровки сигнала MISCAL от 0 до 698 мВ.

Обратите внимание, что в качестве перемычек используются резисторы сопротивлением 0 Ом, которые припаиваются на специально предусмотренные места. Такой подход предпочтительнее, нежели использование подстроечного резистора, так как его временная стабильность и стабильность в зависимости от условий окружающей среды недостаточны.

Для калибровки уровня сигнала MISCAL необходимо отсоединить канал измерения напряжения в линии V2. После отключения канала измерения напряжения необходимо проверить, поступление сигнала на вход измерения тока нагрузки. Алгоритм дальнейшей калибровки будет заключаться в последовательной установке перемычек (см. рис. 3) до совпадения значения частоты, измеренной на выходе CF, с расчётной (см. выше подраздел “Проектный расчёт”).

### Нормальный режим

Последним калибруется сигнал на входе канала измерения напряжения в линии. Калибровка производится по тому же алгоритму, что и при калибровке сигнала MISCAL. Цепь калибровки канала V2, показанная на рисунке 4 и обеспечивает изменение входного сигнала в диапазоне от 190 мВ до 365 мВ с разрешением 96 мкВ/(младший значащий разряд). Это достигается путем использования цепочки резисторов R5, R31, R7, R8...R14, сопротивление каждого из которых в два раза меньше предыдущего (значения резисторов можно посмотреть в [1]). Это позволяет точно откалибровать счётчик, используя алгоритм последовательного приближения. Начиная с J1, последовательно устанавливаются перемычки в порядке возрастания номера, т. е. J1, J2, J3 и т. д. Если частота калибровки на выходе CF превысит расчётную частоту (см. выше подраздел “Проектный расчёт”) когда перемычка будет припаяна, необходимо отпаять её и установить следующую перемычку. Необходимо опять измерить частоту на выходе CF и повторить эту процедуру до проверки этой частоты после установки перемычки J10.

Так как передаточная функция микросхемы ADE7761 обладает очень высокой линейностью, то калибровка в одной точке при токе  $I_B$  и коэффициенте мощности, равном единице, – это всё что требуется для калибровки счётчика. Если все детали должным образом были предусмотрены на стадии проектирования, калибровка при низких значениях коэффициента мощности ( $PF = 0,5$ ) не требуется.

## КОНСТРУКЦИЯ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

Электропитание счётчика на ИС ADE7761 обеспечивается двумя источниками электропитания. В нормальном режиме и в режиме преднамеренного заземления электропитание обеспечивается источником питания, построенном на ёмкостном делителе. В режиме отсутствия нейтрали используется источник, построенный на токовом трансформаторе и двухполупериодном выпрямителе.

ИС ADE7761 потребляет менее 4 мА. Шаговый двигатель электромеханического отсчётного устройства с собственным сопротивлением 400 Ом в активном режиме потребляет 12 мА. При максимальном токе в нагрузке 40 А частота включения шагового двигателя в активный режим будет составлять 0,2667 Гц (согласно проектному расчёту для тока в нагрузке равного 40 А). Длительность импульсов включения двигателя F1 и F2 равна 120 мс.

Итак, двигатель будет потреблять ток 12 мА в течении 240 мс с периодом 1/0,2667 с, что в среднем составит менее 1 мА. Дополнительно ток будет потреблять светодиод на выходе CF. Светодиод потребляет ток 4 мА длительностью 90 мс с периодом 1/8,53 с, или в среднем 3 мА. Линейный стабилизатор для своей работы потребует менее 1 мА. В итоге, с учётом потерь на других компонентах схемы, для работы счётчика электрической энергии необходим ток около 10 мА.

### Источник питания, построенный на ёмкостном делителе

В источнике питания, построенном на ёмкостном делителе, используется высоковольтный конденсатор C17 (см. рис. 5). Через этот конденсатор и диод D2 заряжается конденсатор большой ёмкости C18. Далее используется линейный стабилизатор с малым падением напряжения для получения высокостабильного напряжения питания величиной 5 В для работы электрической схемы счётчика.

На рисунке 5 представлена принципиальная схема источника питания. Эта схема работает пока существует возможность току стекать на землю (в нейтраль). Если нейтраль отсоединена от счётчика, исчезает заземление источника питания, и схема оказывается разомкнутой. В режиме отсутствия нейтрали источник питания, построенный на ёмкостном делителе оказывается неработоспособным.

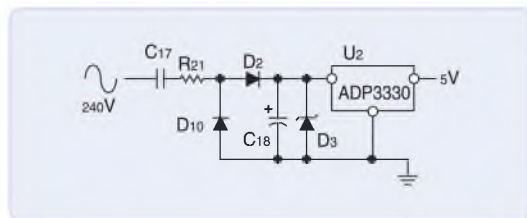


Рис. 5. Схема источника питания, построенного на ёмкостном делителе

### Источник питания, построенный на токовом трансформаторе

На рисунке 6 показана принципиальная схема источника питания на трансформаторе тока. Трансформатор тока имеет две первичные обмотки, образованные фазным и нейтральным проводами. Поэтому, пока нет обрыва нейтрали два противофазных тока компенсируют друг друга и ток во вторичной обмотке трансформатора тока отсутствует. Если произошёл обрыв нейтрали, то на выходе трансформатора появляется ток, пропорциональный току в нагрузке, протекающий в фазном проводе.

Для источника питания используется недорогой трансформатор с сердечником, имеющим высокую магнитную проницаемость. Выходной ток выпрямляется диодным мостом, сглаживается конденсатором C18 и поступает на линейный стабилизатор.

Трансформатор имеет коэффициент передачи 2:300, что при расчётном базовом токе  $I_B = 5$  А обеспечит выходной ток 33 мА. Этого достаточно для работы схемы счётчика электрической энергии. Если ток в нагрузке будет увеличиваться, то пропорционально будет увеличиваться и ток во вторичной обмотке трансформатора. Это увеличение тока необходимо рассеять. Так как используется трансформатор с сердечником, имеющим высокую магнитную проницаемость, то сердечник войдёт в насыщение и ток во вторичной обмотке будет ограничен. Так решена проблема пропорционального увеличения тока в источнике питания в зависимости от тока в нагрузке.

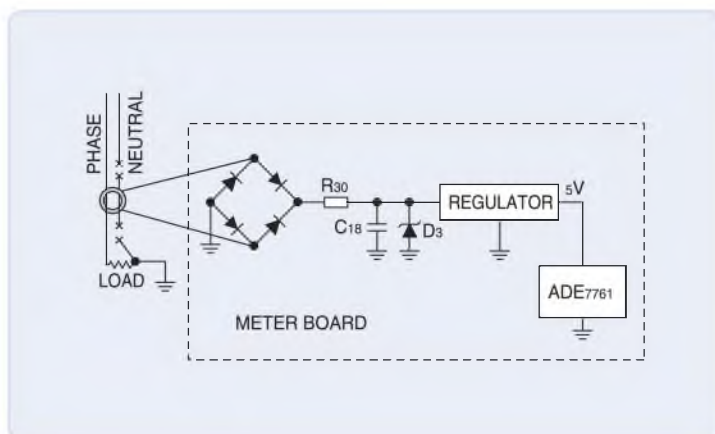


Рис. 6 Схема источника питания, построенного на трансформаторе тока

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В этой статье не были рассмотрены такие важные задачи, как расчёт антиалязинговых фильтров, которые необходимы для предотвращения возможных искажений, связанных с наложением спектра в процессе аналогово-цифрового преобразования; устойчивость счётчика к электромагнитным помехам; проектирование печатной платы. К сожалению, объём журнальной статьи не позволяет раскрыть здесь эти вопросы.

В заключение приведены сводные таблицы всех интегральных счётчиков электроэнергии производства компании Analog Devices. Пример разработки счётчика электрической энергии, рассмотренный в этой статье, может быть использован как основа для проектирования счётчиков с использованием любых микросхем компании Analog Devices серии ADE77xx с учётом их особенностей.



Таблица 2 Интегральные счётчики электроэнергии компании Analog Devices с импульсным выходом

Датчики	Однофазные							Трёхфазные
	ADE7751	ADE7755	ADE7757	ADE7760	ADE7761	ADE7768	ADE7769	ADE7752
Микроомный шунт/ Трансформатор тока	•	•	•	•	•	•	•	•
Характеристики								
Активная энергия	•	•	•	•	•	•	•	•
Высокочастотный импульсный выход	•	•	•	•	•	•	•	•
Низкочастотный импульсный выход	•	•	•	•	•	•	•	•
Аппаратная калибровка	•	•	•	•	•	•	•	•
Внутренний генератор			•	•	•	•	•	
Определение разницы токов в фазном и нейтральном проводах	•			•	•			
Определение обрыва нейтрали					•			
Индикация отрицательной энергии		•	•			•	•	•
Подсчёт только положительной энергии						•		
Индикация отсутствия нагрузки							•	
Корпус	SSOP24	SSOP24	SOIC16	SSOP20	SSOP20	SOIC16	SOIC16	SOIC24

Таблица 3 Интегральные счётчики электроэнергии компании Analog Devices с SPI интерфейсом

Датчики	Однофазные				Трёхфазные	
	ADE7753	ADE7756	ADE7759	ADE7763	ADE7754	ADE7758
Микроомный шунт/ Трансформатор тока	•	•	•	•	•	•
Катушка Роговского (вход di/dt)	•		•	•		•
Характеристики						
Активная энергия	•	•	•	•	•	•
Полная энергия, действующие напряжения и ток	•			•	•	•
Реактивная энергия	•					•
Высокочастотный импульсный выход	•	•	•	•	•	•
Программная калибровка	•	•	•	•	•	•
Посл. порт SPI и прерывание	•	•	•	•	•	•
Определение перехода нулевого уровня	•	•	•	•	•	•
Контроль качества эл. энергии (понижение/повышение напряжения, cos(φ) и т. д.)	•	•	•	•	•	•
Корпус	SSOP20	SSOP20	SSOP20	SSOP20	SOIC24	SOIC24

Литература

1. AN-687 A Low Cost Tamper-Resistant Energy Meter Based on the ADE7761 with Missing Neutral Function, [www.analog.com](http://www.analog.com).

Технические описания / Analog Devices".

3. Data sheet ADE7761, [www.analog.com](http://www.analog.com).

# ИС ADE7755 счетчика электроэнергии с импульсным выходом

[www.radiodvd.jino-net.ru](http://www.radiodvd.jino-net.ru)

**ADE7755\***

## ОСОБЕННОСТИ

- Высокая точность; счетчик поддерживает стандарт 50 Гц/60 Гц IEC 687/1036
- Ошибка менее 0,1% при динамическом диапазоне 500:1
- ИС ADE7755 выдает значение *средней активной мощности* на частотных выходах F1 и F2
- Высокочастотный выход CF предназначен для калибровки и выдает значение *мгновенной активной мощности*
- Совместимость по выводам с микросхемой AD7755 с синхронными выходами CF и F1/F2
- Логический выход REVP можно использовать для индикации возможного неправильного подключения к сети (отрицательной мощности)
- Прямое управление электромеханическими счетными механизмами и двухфазными шаговыми двигателями (выходы F1 и F2)
- Усилитель с программируемым коэффициентом усиления в канале измерения тока позволяет использовать *шунт* с малой величиной сопротивления
- Собственные встроенные АЦП и цифровой сигнальный процессор обеспечивают высокую точность в широком диапазоне условий и долговременную стабильность
- Встроенный контроль напряжения источника питания
- Встроенная защита от самохода счетчика (имеется порог мощности нагрузки, начиная с которого счетчик работает)
- Встроенный источник опорного напряжения 2,5 В±8% (типичный дрейф составляет 30·10<sup>-6</sup>/°С) с возможностью подключения внешнего источника опорного напряжения
- Один источник питания 5 В, низкая потребляемая мощность (типичное значение 15 мВт)
- Недорогая КМОП технология

## ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема ADE7755 совместима по выводам с ИС AD7755. Единственное различие между микросхемами ADE7755 и AD7755 заключается в том, что выходы CF и F1/F2 микросхемы ADE7755 синхронны при любой нагрузке.

\*Патенты США 5,745,323, 5,760,617, 5,862,069 и 5,872,469.

## REV. 0

Предполагается, что информация, предоставленная компанией Analog Devices Inc., является точной и достоверной. Тем не менее компания Analog Devices Inc. не несет ответственности за использование этой информации, а также за нарушения патентов или прав третьих сторон, которые могут возникнуть при использовании этой информации. Никакая лицензия не предоставляется ни прямо, ни косвенно, на объекты, подпадающие под патентные права фирмы Analog Devices Inc. Авторы перевода приложили немалые усилия для того, чтобы сделать его качественным и достоверным. Однако при возникновении разночтений между переводом и оригинальным изданием на английском языке следует полагаться на информацию, изложенную в оригинале.

Микросхема ADE7755 – высокоточная ИС, предназначенная для счетчиков потребления электрической энергии. Технические характеристики этой ИС превосходят требования по точности, предъявляемые стандартом IEC1036. См. руководство по применению фирмы Analog Devices AN-559 с описанием конструкции счетчика электроэнергии стандарта IEC1036 на базе ИС AD7755.

Аналоговая часть микросхемы ADE7755 включает лишь АЦП и источник опорного напряжения. Все дальнейшие преобразования сигнала, такие как перемножение и фильтрация, происходят с сигналом в цифровом виде. Такой подход обеспечивает очень высокую стабильность и точность при предельных значениях параметров окружающей среды и в течение длительного времени.

Микросхема ADE7755 выдает информацию о средней активной мощности на низкочастотных выходах F1 и F2. Эти импульсные выходы могут быть использованы непосредственно для управления электромеханическим счетным механизмом или могут подключаться к микроконтроллеру. Импульсный выход CF дает информацию о мгновенной активной мощности. Этот выход предназначен для калибровки или для подключения к микроконтроллеру.

ИС ADE7755 включает в себя схему контроля напряжения питания на выводе AVDD. Микросхема ADE7755 остается в состоянии сброса до тех пор, пока напряжение источника питания не достигнет 4 В. Если напряжение источника питания падает ниже 4 В, ИС ADE7755 также переходит в состояние сброса, при этом импульсы на выходах F1, F2 и CF отсутствуют.

Внутренняя схема совмещения фазы обеспечивает соответствие фаз сигналов в каналах измерения тока и напряжения; эта схема работает независимо от того, включен или нет фильтр высокой частоты в канале V1.

Внутренний пороговый детектор отсутствия нагрузки гарантирует, что у счетчика ADE7755 будет отсутствовать самоход, т.е. счетчик не будет регистрировать потребление электроэнергии при отсутствии нагрузки.

ИС ADE7755 выпускается в корпусе SSOP с 24 выводами.

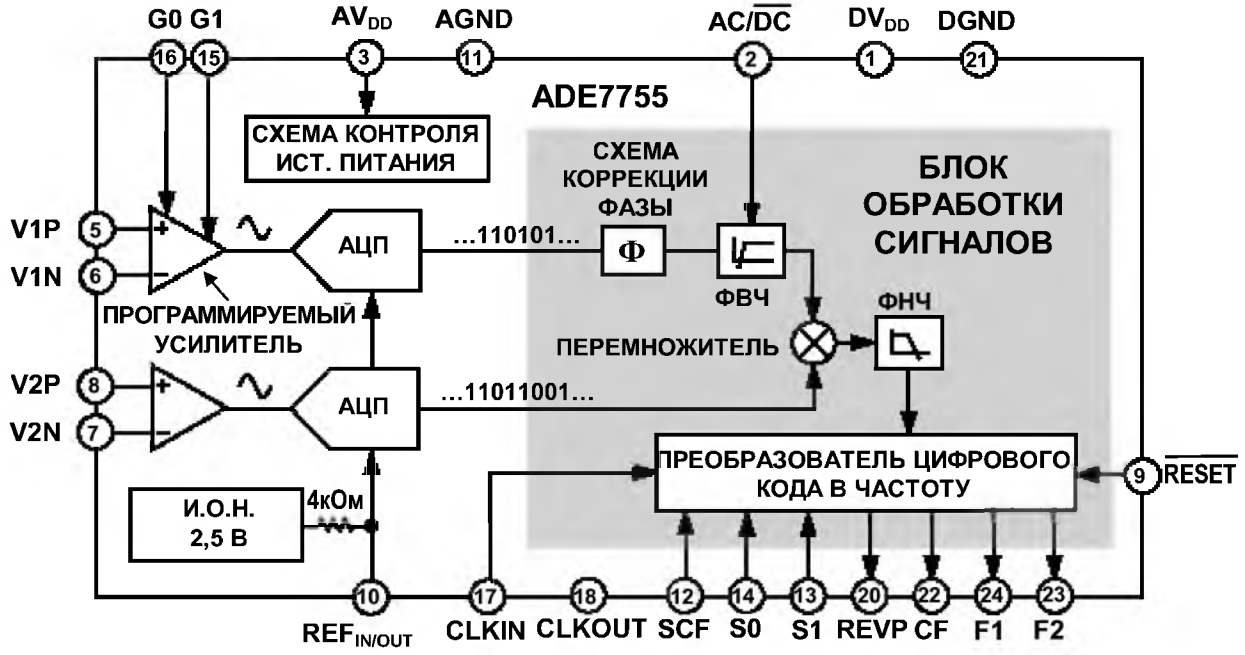
One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.

Tel: 781/329-470  
Fax: 781/326-8703

<http://www.radiodvd.jino-net.ru>  
© Analog Devices, Inc., 2002



# ADE7755



# Характеристики ADE7755

( $AV_{DD} = DV_{DD} = 5 \text{ В} \pm 5\%$ ,  $AGND = DGND = 0 \text{ В}$ , встроенный источник опорного напряжения, тактовая частота  $CLKIN = 3,58 \text{ МГц}$ ,  $T_{MIN} \dots T_{MAX} = -40^{\circ}\text{C} \dots +85^{\circ}\text{C}$ .)

Параметр	Значение	Единица измерения	Условия измерения/ Комментарии
<b>ТОЧНОСТЬ<sup>1,2</sup></b>			
Погрешность измерения <sup>1</sup> в канале V1			На вход канала V2 подается максимальный сигнал ( $\pm 660 \text{ мВ}$ ), $25^{\circ}\text{C}$
Усиление = 1	0,1	% от номин. знач.	В динамическом диапазоне 500:1
Усиление = 2	0,1	% от номин. знач.	В динамическом диапазоне 500:1
Усиление = 8	0,1	% от номин. знач.	В динамическом диапазоне 500:1
Усиление = 16	0,1	% от номин. знач.	В динамическом диапазоне 500:1
Погрешность, вызванная сдвигом фазы <sup>1</sup> сигналов в каналах V1 и V2			Частота сети = $45 \dots 65 \text{ Гц}$
Сигнал в канале V1 опережает по фазе на $37^{\circ}$ (Коэффициент мощности $PF = 0,8$ , емкостной характер нагрузки)	$\pm 0,1$	град.( $^{\circ}$ ), макс.	Значение сигнала $AC/\overline{DC} = 0$ и $AC/\overline{DC} = 1$
Сигнал в канале V1 отстает по фазе на $60^{\circ}$ (Коэффициент мощности $PF = 0,5$ , индуктивный характер нагрузки)	$\pm 0,1$	град.( $^{\circ}$ ), макс.	Значение сигнала $AC/\overline{DC} = 0$ и $AC/\overline{DC} = 1$
Подавление помех от источника питания на переменном токе			Значения сигналов: $AC/\overline{DC} = 1$ , $S_0 = S_1 = 1$ , $G_0 = G_1 = 0$
Разброс значения выходной частоты (CF)	0,2	% от номин. знач.	Значения сигналов на входах: V1 = 100 мВ (среднеквадратичное значение), V2 = 100 мВ (среднеквадратичное значение), частота сети 50 Гц, пульсация напряжения питания $AV_{DD}$ равна 200 мВ (среднеквадратичное значение) при частоте 100 Гц
Подавление помех от источника питания на постоянном токе			Значения сигналов: $AC/\overline{DC} = 1$ , $S_0 = S_1 = 1$ , $G_0 = G_1 = 0$
Разброс значения выходной частоты (CF)	$\pm 0,3$	% от номин. знач.	Значения сигналов на входах: V1 = 100 мВ (среднеквадратичное значение), V2 = 100 мВ (среднеквадратичное значение), Напряжение питания: $AV_{DD} = DV_{DD} = 5 \text{ В} \pm 250 \text{ мВ}$
<b>АНАЛОГОВЫЕ ВХОДЫ</b>			
Максимальные значения сигналов	$\pm 1$	В, макс.	См раздел "Аналоговые входы"
Входное сопротивление на постоянном токе	390	кОм, мин	На входах V1P, V1N, V2N и V2P относительно AGND
Полоса частот (по уровню $-3 \text{ dB}$ )	14	кГц, типичное	$CLKIN = 3,58 \text{ МГц}$
Погрешность смещения АЦП <sup>1,2</sup>	$\pm 25$	мВ, макс.	$CLKIN/256$ , $CLKIN = 3,58 \text{ МГц}$
Погрешность усиления <sup>1</sup>	$\pm 7$	% от идеального, тип.	Усиление = 1, См. раздел "Терминология" и графики характеристик
Точность установки коэффициента усиления <sup>1</sup>	$\pm 0,2$	% от идеального, тип.	Внешний источник опорного напряжения 2,5 В, усиление = 1
			Сигналы на входах: V1 = 470 мВ пост. тока, V2 = 660 мВ пост. тока, внешний ист. опорного напр. 2,5 В

# ADE7755

Параметр	Значение	Единица измерения	Условия измерения/ Комментарии
<b>ВХОД ИСТОЧНИКА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ</b>			
Диапазон напряжений на выводе REF <sub>IN/OUT</sub>	2,7 2,3	В, макс. В, мин.	2,5 В + 8% 2,5 В – 8%
Входное сопротивление	3,2	кОм, мин.	
Входная емкость	10	пФ, макс.	
<b>ВНУТРЕННИЙ ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ</b>			Номинальное напряжение 2,5 В
Погрешность напряжения	±200	мВ, макс.	
Температурный коэффициент напряжения	±30	·10 <sup>-6</sup> /°С, тип.	
<b>ВХОД ГЕНЕРАТОРА ТАКОВЫХ ИМПУЛЬСОВ</b>			Обратите внимание: все технические характеристики даны для частоты CLKIN равной 3,58 МГц
Частота генератора	4	МГц, макс.	
тактовых импульсов	1	МГц, мин.	
<b>ЛОГИЧЕСКИЕ ВХОДЫ<sup>3</sup></b> SCF, S0, S1, AC/ $\overline{DC}$ , $\overline{RESET}$ , G0 и G1			
Входное напряжение высокого уровня, V <sub>INH</sub>	2,4	В, мин.	DV <sub>DD</sub> = 5 В ± 5%
Входное напряжение низкого уровня, V <sub>INL</sub>	0,8	В, макс.	DV <sub>DD</sub> = 5 В ± 5%
Входной ток, I <sub>IN</sub>	±3	мкА, макс.	Типичное значение 10 нА, V <sub>IN</sub> = 0...DV <sub>DD</sub>
Входная емкость, C <sub>IN</sub>	10	пФ, макс.	
<b>ЛОГИЧЕСКИЕ ВЫХОДЫ<sup>3</sup></b> F1 и F2			
Выходное напряжение высокого уровня, V <sub>OH</sub>	4,5	В, мин.	I <sub>ВЫТЕК.</sub> = 10 мА DV <sub>DD</sub> = 5 В
Выходное напряжение низкого уровня, V <sub>OL</sub>	0,5	В, макс.	I <sub>ВТЕК.</sub> = 10 мА DV <sub>DD</sub> = 5 В
CF и REVP			
Выходное напряжение высокого уровня, V <sub>OH</sub>	4	В, мин.	I <sub>ВЫТЕК.</sub> = 5 мА DV <sub>DD</sub> = 5 В
Выходное напряжение уровня логического нуля, V <sub>OL</sub>	0,5	В, макс.	I <sub>ВТЕК.</sub> = 5 мА DV <sub>DD</sub> = 5 В
<b>ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ</b>			Для достижения заявленных характеристик необходимо обеспечить:
AV <sub>DD</sub>	4,75 5,25	В, мин. В, макс.	5 В – 5% 5 В + 5%
DV <sub>DD</sub>	4,75 5,25	В, мин. В, макс.	5 В – 5% 5 В + 5%
AI <sub>DD</sub>	3	мА макс.	Типичное значение 2 мА
DI <sub>DD</sub>	2,5	мА макс.	Типичное значение 1,5 мА

## ПРИМЕЧАНИЯ

<sup>1</sup>См. раздел "Терминология", где даны определения терминам.

<sup>2</sup>См. графики типичных характеристик.

<sup>3</sup>Образцы тестировались в первоначальном варианте и после каждого изменения в проекте или технологии, которые могли повлиять на этот параметр.

Спецификации могут подвергаться изменениям без уведомления.

**Временные характеристики ADE7755<sup>1,2</sup>**

( $AV_{DD} = DV_{DD} = 5\text{ В} \pm 5\%$ ,  $AGND = DGND = 0\text{ В}$ , встроенный источник опорного напряжения, тактовая частота  $CLKIN = 3,58\text{ МГц}$ ,  $T_{MIN}...T_{MAX} = -40^{\circ}\text{C}...+85^{\circ}\text{C}$ .)

Параметр	Значение	Единица измерения	Условия измерения/ Комментарии
$t_1^3$	275	мс	Ширина импульсов F1 и F2 (логический ноль)
$t_2$	См. таблицу III	с	Период выходных импульсов. См. раздел "Передающая функция"
$t_3$	$1/2 t_2$	с	Время от спада импульса F1 до спада импульса F2
$t_4^{3,4}$	90	мс	Ширина импульса CF (высокий уровень)
$t_5$	См. таблицу IV	с	Период импульсов CF. См. раздел "Передающая функция"
$t_6$	$CLKIN/4$	с	Минимальное время между импульсами F1 и F2

**ПРИМЕЧАНИЯ**

<sup>1</sup>Образцы тестировались в первоначальном варианте и после каждого изменения в проекте или технологии, которые могли повлиять на этот параметр.

<sup>2</sup>См. рис.1.

<sup>3</sup>Ширина импульсов F1, F2 и CF непостоянна для более высоких выходных частот. См. раздел "Частотные выходы".

<sup>4</sup>В высокочастотном режиме ширина импульсов CF всегда составляет 18 мкс. См. раздел "Частотные выходы" и таблицу IV.

Спецификации могут подвергаться изменениям без уведомления.

**ПРЕДЕЛЬНО ДОПУСТИМЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ\***

( $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ , если не указано другое значение)

Напряжение между выводами:

$AV_{DD}$  и  $AGND$  ..... от  $-0,3\text{ В}$  до  $+7\text{ В}$

$DV_{DD}$  и  $DGND$  ..... от  $-0,3\text{ В}$  до  $+7\text{ В}$

$DV_{DD}$  и  $AV_{DD}$  ..... от  $-0,3\text{ В}$  до  $+0,3\text{ В}$

Напряжение на аналоговом входе относительно  $AGND$

$V1P, V1N, V2P$  и  $V2N$  ..... от  $-6\text{ В}$  до  $+6\text{ В}$

Напряжение на входе  $REFIN/OUT$

относительно  $AGND$  ..... от  $-0,3\text{ В}$  до  $AV_{DD} + 0,3\text{ В}$

Напряжение на цифровом входе

относительно  $DGND$  ..... от  $-0,3\text{ В}$  до  $DV_{DD} + 0,3\text{ В}$

Напряжение на цифровом выходе

относительно  $DGND$  ..... от  $-0,3\text{ В}$  до  $DV_{DD} + 0,3\text{ В}$

Рабочий температурный диапазон:

Индустриальный ..... от  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $+85^{\circ}\text{C}$

Температурный диапазон хранения от  $-65^{\circ}\text{C}$  до  $+150^{\circ}\text{C}$

Температура перехода .....  $+150^{\circ}\text{C}$

Рассеиваемая мощность

для 24-выводного корпуса SSOP .....  $450\text{ мВт}$

Температурное сопротивление

переход-среда  $\theta_{JA}$  .....  $112^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$

Температура выводов при пайке

Из паровой фазы (60 сек) .....  $215^{\circ}\text{C}$

Инфракрасным излучением (15 сек) .....  $220^{\circ}\text{C}$

\*Воздействия, выходящие за пределы перечисленных предельно допустимых характеристик, могут вызвать необратимые повреждения данного устройства. Эти характеристики относятся только к предельным воздействиям; здесь не подразумеваются характеристики устройства в рабочем режиме при различных условиях. Если устройство подвергается предельно допустимым воздействиям в течение продолжительного времени, надежность устройства может снизиться.

**ИНФОРМАЦИЯ ДЛЯ ЗАКАЗА**

Модель	Описание продукта	Тип корпуса
ADE7755ARS	SSOP	RS-24
ADE7755ARSRL	SSOP в катушке	RSRL-24
ADE7755AN-REF	Печатная плата для разработки на ADE7755 (См. AN-559)	
EVAL-ADE7755EB	Ознакомительная плата ADE7755	

**ВНИМАНИЕ**

Данная микросхема чувствительна к электростатическому разряду. Электростатический заряд напряжением до 4000 В может накопиться на теле человека или на оборудовании и незаметно разрядиться. Несмотря на то, что в ADE7755 имеется схема защиты от электростатического разряда, необратимое повреждение может произойти, если разряд был сильный. Таким образом, рекомендуется применять защитные меры против электростатического разряда во избежание ухудшения характеристик устройства или выхода его из строя.



# ADE7755

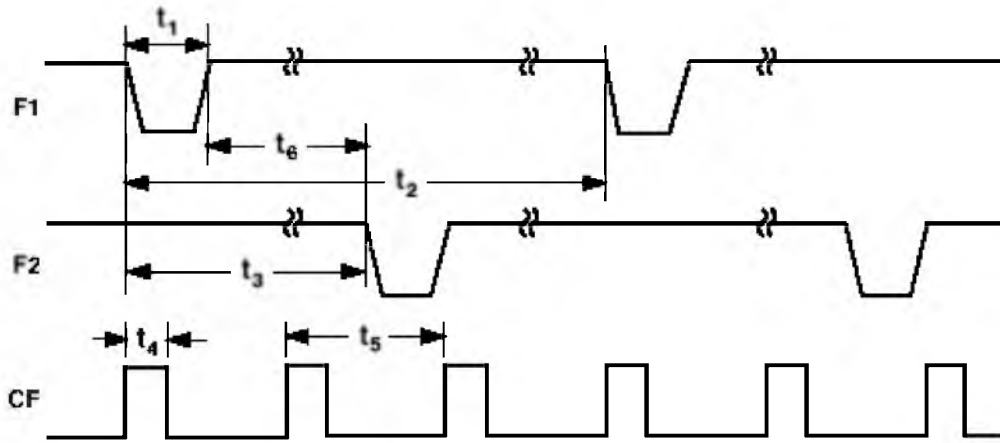
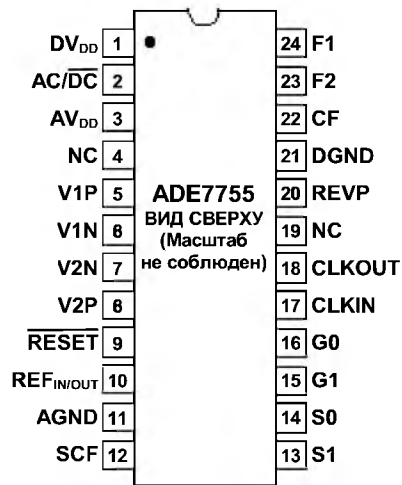


Рис. 1. Временная диаграмма сигналов на частотных выходах

## РАСПОЛОЖЕНИЕ ВЫВОДОВ



NC = НЕ ПОДКЛЮЧЕН

## ОПИСАНИЕ НАЗНАЧЕНИЯ ВЫВОДОВ

Номер вывода	Обозначение	Описание
1	DV <sub>DD</sub>	Вывод питания цифровой части ИС. Через этот вывод питаются цифровые схемы, входящие в ИС ADE7755. Чтобы ИС обеспечивала параметры, соответствующие техническому описанию, на этот вывод необходимо подать напряжение питания 5 В ± 5%. Этот вывод должен быть развязан конденсатором емкостью 10 мкФ и параллельно подключенным керамическим конденсатором емкостью 0,1 мкФ.
2	AC/DC	Включение фильтра высокой частоты. Этот логический вход предназначен для включения фильтра высокой частоты в канале V1 (канале измерения тока). Фильтр высокой частоты включается подачей на данный вывод уровня логической единицы. Фазочастотная характеристика фильтра компенсирована в частотном диапазоне от 45 Гц до 1 кГц. В устройствах измерения мощности фильтр высокой частоты должен быть включен.
3	AV <sub>DD</sub>	Вывод питания аналоговой части ИС. Этот вывод обеспечивает питание аналоговых схем, входящих в ИС ADE7755. Чтобы ИС обеспечивала параметры, соответствующие техническому описанию, на этот вывод необходимо подать напряжение питания 5 В ± 5%. Должны быть приняты все меры и обеспечена необходимая развязка для минимизации пульсаций и шумов источника питания на этом выводе. Развязка этого вывода должна быть произведена на аналоговую заземляющую поверхность AGND с помощью конденсатора емкостью 10 мкФ и параллельно подключенного керамического конденсатора емкостью 0,1 мкФ.
4, 19 5, 6	NC VIP, VIN	Не подключены Аналоговые входы канала V1 (канала измерения тока). Эти входы – полностью дифференциальные входы напряжения с максимально допустимым уровнем дифференциального сигнала ±470 мВ, при котором будет обеспечены параметры, соответствующие техническому описанию. Канал измерения тока снабжен программируемым усилителем, коэффициент усиления которого можно выбирать в соответствии с таблицей I. Максимально допустимый уровень сигнала на этих выводах относительно AGND составляет ±1 В. Оба входа имеют внутреннюю схему защиты от электростатического разряда (ESD protection). Эти входы могут выдержать напряжение ±6 В без риска необратимого повреждения ИС.
7, 8	V2N, V2P	Отрицательный и положительный входы канала V2 (канала измерения напряжения). Эти входы – полностью дифференциальные входы напряжения с максимально допустимым уровнем дифференциального сигнала ±660 мВ, при котором будет обеспечены параметры, соответствующие техническому описанию. Максимально допустимый уровень сигнала на этих выводах относительно AGND составляет ±1 В. Оба входа имеют внутреннюю схему защиты от электростатического разряда (ESD protection). Эти входы могут выдержать напряжение ±6 В без риска необратимого повреждения ИС.
9	RESET	Вывод сброса ИС ADE7755. Низкий логический уровень, поданный на этот вход, будет удерживать АЦП и цифровые схемы в состоянии сброса. Подача низкого уровня на этот вход приведет к сбросу внутренних регистров ИС ADE7755.
10	REF <sub>IN/OUT</sub>	Вход/выход источника опорного напряжения. Этот вывод обеспечивает доступ к внутреннему источнику опорного напряжения. Источник имеет номинальную величину напряжения 2,5 В ± 8% и типичный температурный коэффициент 30·10 <sup>-6</sup> /°C. К этому выводу может быть подключен внешний источник опорного напряжения. В любом случае необходимо обеспечить развязку этого вывода относительно AGND с помощью керамического конденсатора емкостью 1 мкФ и керамического конденсатора емкостью 0,1 мкФ.

# ADE7755

Номер вывода	Обозначение	Описание
11	AGND	Этот вывод обеспечивает заземление аналоговых схем, входящих в ИС ADE7755, то есть АЦП и источника опорного напряжения. Этот вывод должен быть связан с аналоговой заземляющей поверхностью печатной платы. Аналоговая заземляющая поверхность является заземлением для всех аналоговых схем, таких как антиалайзинговые фильтры и преобразователи тока и напряжения. Для хорошего подавления шума аналоговая заземляющая поверхность должна быть соединена с цифровой заземляющей поверхностью в единственной точке. Конфигурация заземления в виде звезды обеспечивает изоляцию шумных цифровых токов от аналоговых схем.
12	SCF	Выбор частоты калибровки. Этот логический вход используется для выбора частоты на выходе калибровки CF. В таблице IV показано, каким образом выбирается частота калибровки.
13, 14	S1, S0	Эти логические входы используются для выбора одной из четырех возможных частот для преобразователя цифрового сигнала в частоту. Возможность выбора обеспечивает конструктору большую гибкость при проектировании счетчика электроэнергии. См. раздел "Выбор частоты для счетчика электроэнергии".
15, 16	G1, G0	Эти логические входы используются для выбора одного из четырех возможных коэффициентов усиления для канала V1 (канала измерения тока). Возможные значения коэффициента усиления 1, 2, 8 и 16. См. раздел "Аналоговый вход".
17	CLKIN	К этому логическому входу можно подключить внешний генератор тактовых импульсов. Как альтернативный способ, для получения тактовых импульсов возможно подключение к выводам CLKIN и CLKOUT кварцевого резонатора с параллельным резонансом и со срезом типа AT. Чтобы ИС обеспечивала параметры, соответствующие техническому описанию, частота тактовых импульсов должна быть равна 3,579545 МГц. Вместе с кварцевым резонатором к входу схемы генератора необходимо подключить конденсаторы емкостью от 22 пФ до 33 пФ (керамические).
18	CLKOUT	Кварцевый резонатор может быть подключен между этим выводом и CLKIN как описано выше, чтобы обеспечить работу генератора тактовых импульсов в ИС ADE7755. Вывод CLKOUT может быть подключен к одному входу КМОП, когда ко входу CLKIN подключен внешний генератор тактовых импульсов или если используется кварцевый резонатор.
20	REVP	На этом логическом выходе появляется напряжение логической единицы, когда ИС обнаруживает, что мощность отрицательна, т.е. когда фазовый угол между напряжением и током превышает 90°. Этот выход не фиксируется и сбрасывается, как только мощность снова становится положительной. Этот выход меняет свое состояние в момент, когда импульс появляется на выходе CF.
21	DGND	Этот вывод обеспечивает заземление цифровых схем, входящих в ИС ADE7755, то есть перемножителя, фильтров, и преобразователя цифрового сигнала в частоту. Этот вывод должен быть связан с цифровой заземляющей поверхностью печатной платы. Цифровая заземляющая поверхность является заземлением для всех цифровых схем, таких как счетчики (механические и цифровые), микроконтроллеры и светодиодные индикаторы. Для хорошего подавления шума аналоговая заземляющая поверхность должна быть соединена с цифровой заземляющей поверхностью в единственной точке, то есть должна быть обеспечена конфигурация заземления в виде звезды.
22	CF	Частотный выход, выдающий сигнал частоты для калибровки. Выдает информацию о мгновенном значении активной мощности. Этот выход предназначен для целей калибровки. Также см. описание вывода SCF.
23,24	F2, F1	Низкочастотные импульсные выходы. F1 и F2 выдают информацию о <i>средней активной мощности</i> . Эти импульсные выходы могут быть использованы для прямого управления электромеханическими счетными механизмами.

## ТЕРМИНОЛОГИЯ

### ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ

Погрешность измерения при подсчете количества электрической энергии прибором ADE7755 определяется следующей формулой:

$$\% \text{Погрешности} =$$

$$\frac{(\text{Энергия, зарегистрированная ADE7755} - \text{Фактическое кол-во энергии})}{\text{Фактическое кол-во энергии}} \cdot 100\%$$

### ПОГРЕШНОСТЬ ФАЗЫ МЕЖДУ КАНАЛАМИ

Фильтр высокой частоты в канале V1 вносит в сигнал опережающий фазовый сдвиг. Для того чтобы сдвинуть этот сигнал по фазе и выровнять задержки по фазе между каналами, в канале V1 также имеется схема коррекции фазы. Эта схема коррекции фазы обеспечивает соответствие фаз сигналов в пределах  $\pm 0,1^\circ$  в диапазоне частот от 45 Гц до 65 Гц и  $\pm 0,2^\circ$  в диапазоне от 40 Гц до 1 кГц. См. рис. 4 и 5.

### ПОДАВЛЕНИЕ ВЛИЯНИЯ НЕСТАБИЛЬНОСТИ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ

Эта величина характеризует погрешность измерения потребляемой мощности микросхемой ADE7755, вызванную нестабильностью напряжения источника питания.

Для измерения степени влияния переменной составляющей напряжения питания ИС ADE7755 на результат измерения производилось измерение потребляемой мощности при номинальном напряжении питания (5 В). Затем в напряжение источника питания была введена помеха частотой 100 Гц и напряжением 200 мВ (среднеквадратичное значение) и производилось снятие показаний ИС ADE7755 при том же уровне входного сигнала. Возникающая при этом погрешность выражалась в процентах (см. определение погрешности измерения).

Для измерения степени влияния нестабильности питающего напряжения на постоянном токе производилось измерение потребляемой мощности при номинальном напряжении питания (5 В). Затем напряжение источника питания изменялось в пределах  $\pm 5\%$  и производилось снятие показаний счетчика ADE7755 при том же уровне входного сигнала. Возникающая при этом погрешность выражалась в процентах.

### ПОГРЕШНОСТЬ СМЕЩЕНИЯ АЦП

Эта погрешность возникает из-за наличия постоянного напряжения смещения, связанного с аналоговыми входами АЦП. Это означает, что если замкнуть аналоговые выходы на землю, АЦП все же будет показывать наличие небольшого сигнала постоянного тока (смещения). Смещение уменьшается при увеличении коэффициента усиления в канале V1. Эта характеристика измеряется при коэффициенте усиления, равном единице. При коэффициенте усиления равном 16, постоянное смещение обычно менее 1 мВ. Однако, когда фильтр высокой частоты включен, эффект постоянного смещения устраняется из токового канала V1 и на подсчет потребляемой мощности эта ошибка не влияет.

### ПОГРЕШНОСТЬ УСИЛЕНИЯ

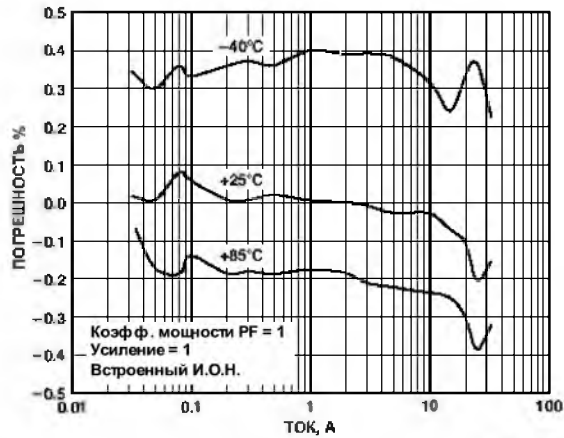
Погрешность усиления ИС ADE7755 определяется как разница между измеренной частотой на выходе ИС (без учета смещения) и выходной частотой в идеальном случае. Частота на выходе измеряется при значении коэффициента усиления в канале V1 равном единице. Разница выражается в процентах от частоты в идеальном случае. Частота в идеальном случае вычисляется из передаточной функции ИС ADE7755 (см. раздел "Передаточная функция").

### ТОЧНОСТЬ УСТАНОВКИ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ

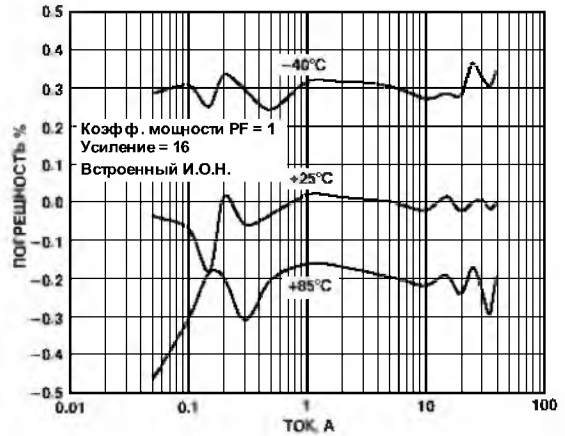
Точность установки коэффициента усиления определяется как отклонение коэффициента усиления от расчетного (без учета смещения), полученное при переключении коэффициента усиления между значениями 1, 2, 8 или 16. Точность установки коэффициента усиления выражается в процентах относительно выходной частоты, полученной при значении коэффициента усиления, равном единице. Точность установки коэффициента усиления определяется погрешностью усиления, наблюдаемой при установке коэффициента усиления равным 2, 8 или 16.



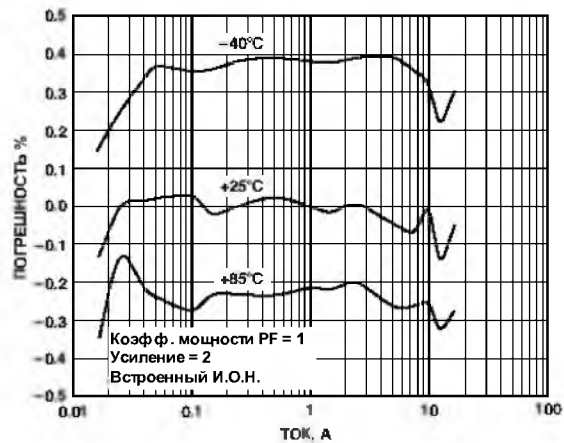
# Типичные характеристики ADE7755



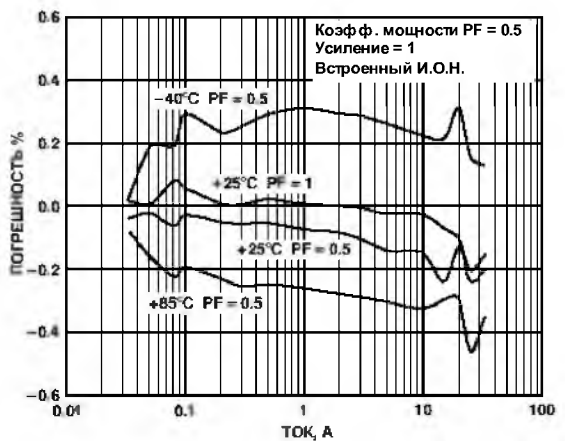
Тип. хар. 1. Погрешность в % ( $K_{uc} = 1$ )



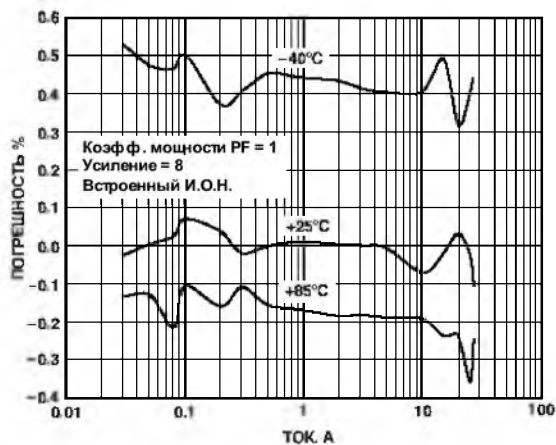
Тип. хар. 4. Погрешность в % ( $K_{uc} = 16$ )



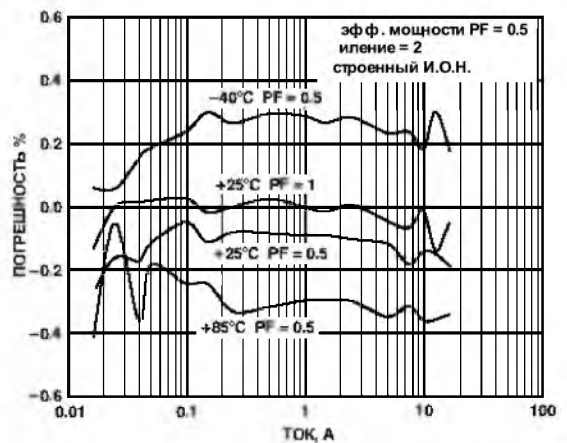
Тип. хар. 2. Погрешность в % ( $K_{uc} = 2$ )



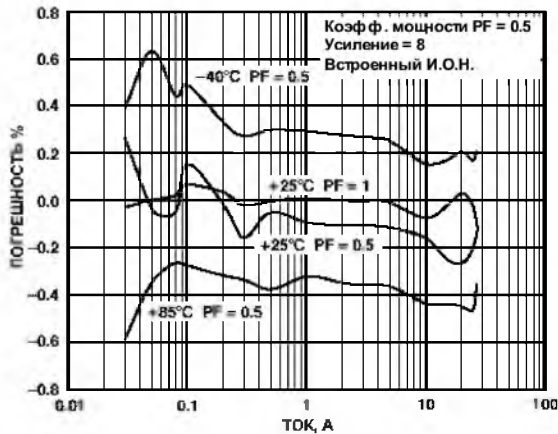
Тип. хар. 5. Погрешность в % ( $K_{uc} = 1$ )



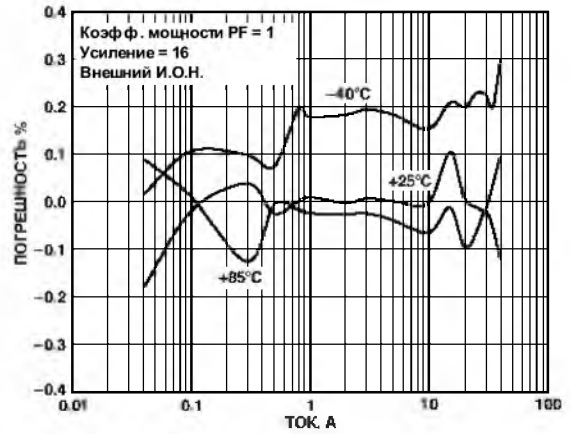
Тип. хар. 3. Погрешность в % ( $K_{uc} = 8$ )



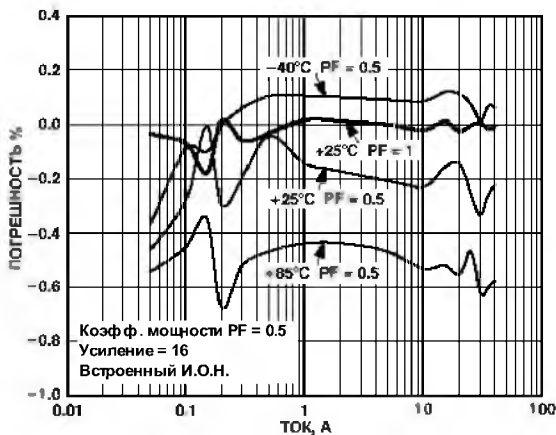
Тип. хар. 6. Погрешность в % ( $K_{uc} = 2$ )



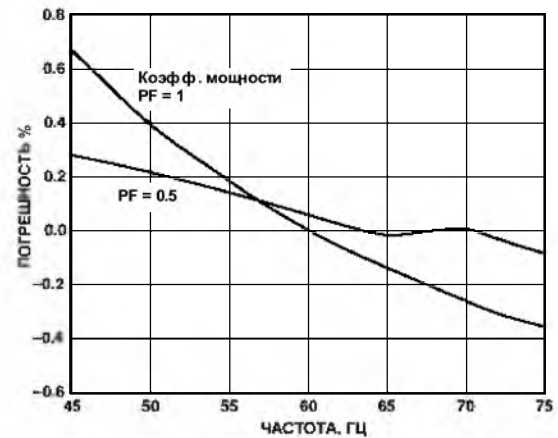
Тип. хар. 7. Погрешность в % (Кус = 8)



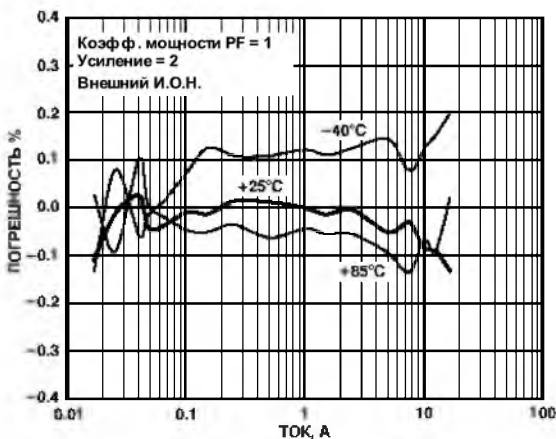
Тип. хар. 10. Погрешность в % при различной температуре, внешний И.О.Н. (Кус = 16)



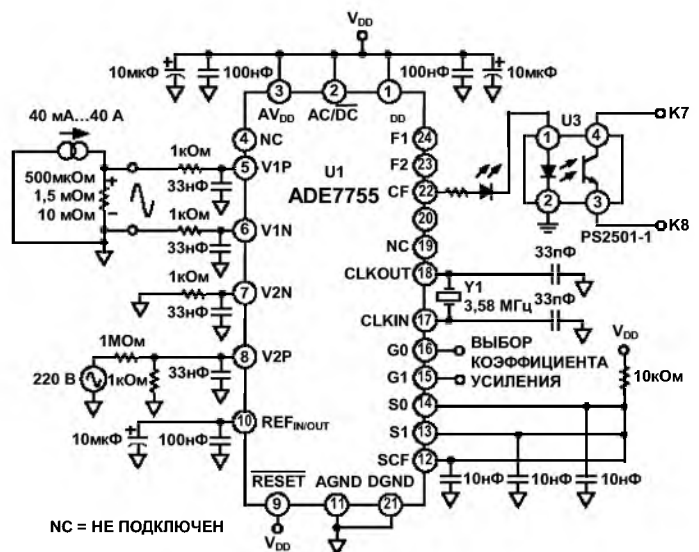
Тип. хар. 8. Погрешность в % (Кус = 16)



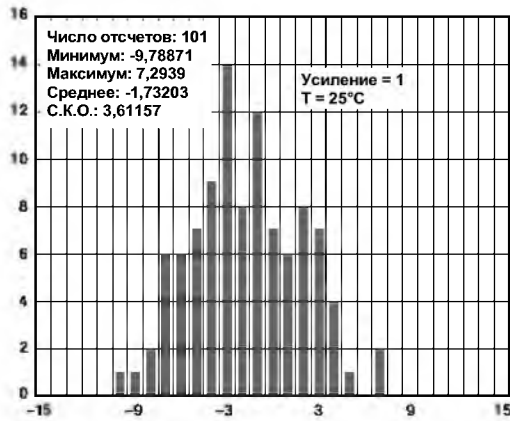
Тип. хар. 11. Погрешность в % в зависимости от частоты



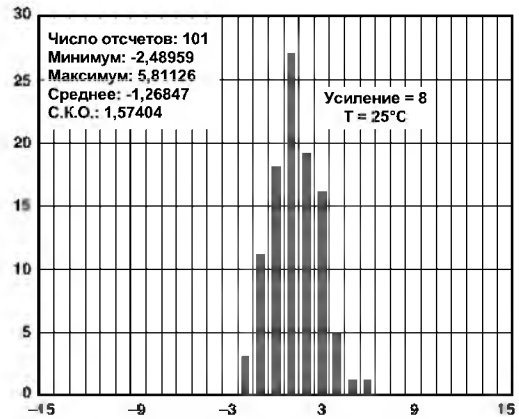
Тип. хар. 9. Погрешность в % при различной температуре, внешний И.О.Н. (Кус = 2)



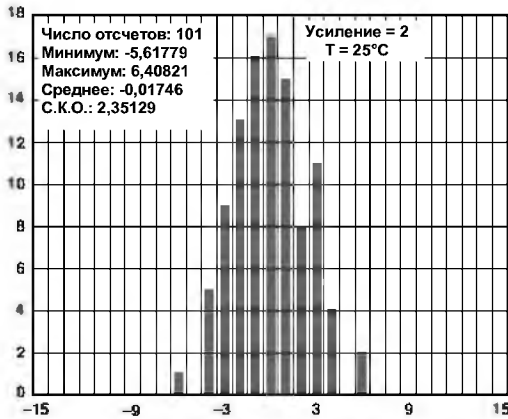
Тип. хар. 12. Схема, с помощью которой снимались приведенные характеристики



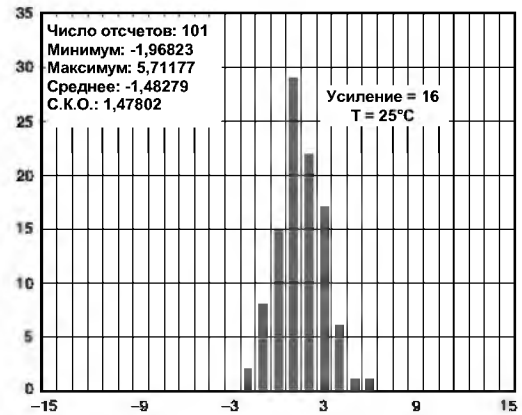
Тип. хар. 13. Гистограмма распределения напряжения смещения в канале V1 (Кус = 1)



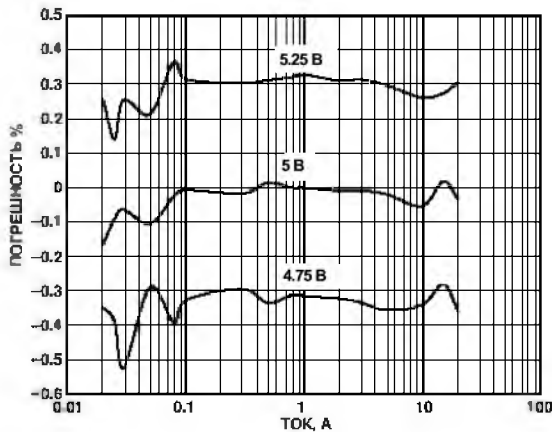
Тип. хар. 16. Гистограмма распределения напряжения смещения в канале V1 (Кус = 8)



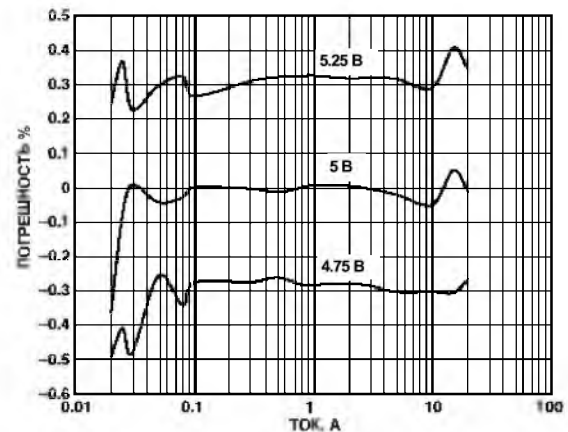
Тип. хар. 14. Гистограмма распределения напряжения смещения в канале V1 (Кус = 2)



Тип. хар. 17. Гистограмма распределения напряжения смещения в канале V1 (Кус = 16)



Тип. хар. 15. Влияние нестабильности напряжения питания, внутренний И.О.Н. (Кус = 16)



Тип. хар. 18. Влияние нестабильности напряжения питания, внешний И.О.Н. (Кус = 16)

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ РАБОТЫ ИС ADE7755**

Два имеющихся в ИС АЦП преобразуют в цифровой вид сигналы напряжения, поступающие от преобразователей напряжения и тока. Эти АЦП представляют собой 16-разрядные дельта-сигма АЦП второго порядка с частотой дискретизации 900 кГц. Такая структура аналоговых входов значительно упрощает интерфейс с преобразователем за счет обеспечения широкого динамического диапазона, достаточного для прямого подключения к преобразователю, а также упрощает устройство антиалиазингового фильтра. Возможность программирования коэффициента усиления в токовом канале еще более упрощает интерфейс с преобразователем. Фильтр высокой частоты в токовом канале устраняет составляющую постоянного тока из токового сигнала. Этим исключается всякая погрешность при подсчете активной мощности, связанная с наличием постоянного смещения в сигналах напряжения или тока (см. разделы "Фильтр высокой частоты" и "Эффекты смещения").

Активная мощность вычисляется из сигнала мгновенной мощности. Сигнал мгновенной мощности вычисляется прямым перемножением сигналов тока и напряжения. Для того чтобы получить сигнал активной мощности (т.е. постоянную составляющую сигнала мгновенной мощности) сигнал мгновенной мощности пропускается через низкочастотный фильтр. На рис. 2 изображена форма сигнала мгновенной мощности и показано, как информация об активной мощности может быть извлечена путем низкочастотной фильтрации сигнала мгновенной мощности. Эта схема позволяет корректно вычислять активную мощность при формах тока и напряжения несинусоидальной формы и при любых коэффициентах мощности (PF). Вся обработка сигналов осуществляется в цифровом виде для получения максимальной температурной и временной стабильности.

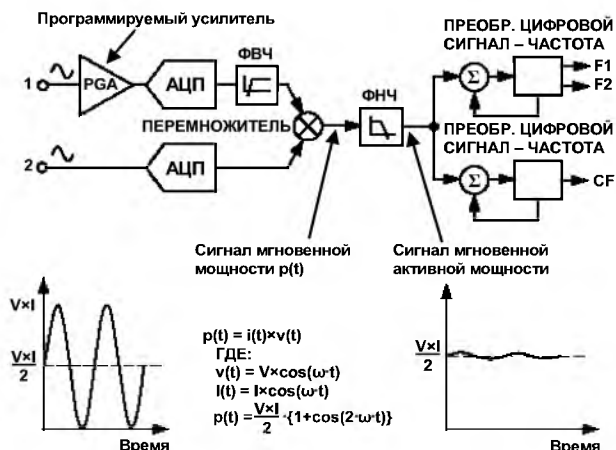


Рис. 2. Структурная схема устройства

Низкочастотный выходной сигнал ИС ADE7755 генерируется в соответствии с информацией о действительной мощности. Низкая частота импульсов в сущности означает большое время накопления между выходными импульсами. Таким образом, выходная частота пропорциональна средней активной мощности. Информация о средней активной мощности может быть, в свою очередь, подсчитана (например, счетчиком) для получения данных о количестве потребленной электроэнергии. Сигнал на выходе CF имеет высокую частоту и короткое время интеграции, поэтому частота сигнала на выходе CF пропорциональна мгновенному значению активной мощности. Этот выход используется для калибровки, которая должна производиться при определенных, неизменных условиях нагрузки.

Аспекты, связанные с коэффициентом мощности Методика, используемая для извлечения информации об активной мощности из сигнала мгновенной мощности (т.е. низкочастотная фильтрация) остается эффективной, даже когда сигналы тока и напряжения не совпадают по фазе. На рис. 3 показаны формы сигналов при единичном коэффициенте мощности и при коэффициенте мощности (PF, Power Factor)  $\cos \phi = 0,5$ , то есть в условиях, когда токовый сигнал отстает от напряжения на  $60^\circ$ . Предположим, что формы сигналов напряжения и тока синусоидальны, тогда действительная составляющая мощности мгновенного сигнала (т.е. постоянная составляющая) будет равна:

$$\frac{V \cdot I}{2} \cdot \cos(60^\circ)$$

Эта формула корректна при подсчете активной мощности.

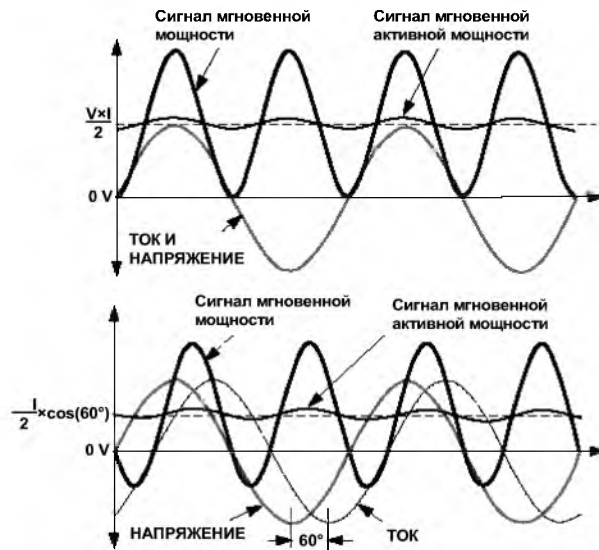


Рис. 3. Постоянная составляющая сигнала мгновенной мощности содержит информацию об активной мощности.

# ADE7755

## Несинусоидальное напряжение и ток

Рассматриваемый подход к вычислению активной мощности остается в силе, если формы сигналов напряжения и тока несинусоидальны. Все сигналы напряжения и тока на практике имеют некоторые гармонические составляющие. При помощи преобразования Фурье сигналы мгновенных значений напряжения и тока можно выразить в виде суммы гармонических составляющих:

$$v(t) = V_0 + \sqrt{2} \cdot \sum_{h \neq 0}^{\infty} V_h \cdot \sin(h\omega t + \alpha h) \quad (1)$$

где:

$v(t)$  – мгновенное значение напряжения  
 $V_0$  – среднее значение напряжения  
 $V_h$  – среднеквадратичное значение гармоники номер  $h$   
 $\alpha h$  – значение фазы гармоники номер  $h$

$$i(t) = I_0 + \sqrt{2} \cdot \sum_{h \neq 0}^{\infty} I_h \cdot \sin(h\omega t + \beta h) \quad (2)$$

где:

$i(t)$  – мгновенное значение тока  
 $I_0$  – среднее значение тока  
 $I_h$  – среднеквадратичное значение гармоники номер  $h$   
 $\beta h$  – значение фазы гармоники номер  $h$

С использованием уравнений 1 и 2, значение активной мощности может быть вычислено как сумма активной мощности основной частоты и активной мощности гармоник

$$P = P_1 + P_H$$

где

$$P_1 = V_1 \times I_1 \cdot \cos\varphi_1 \quad (3)$$

$$\varphi_1 = \alpha_1 - \beta_1$$

$$P_H = \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h \times I_h \cos\varphi_h \quad (4)$$

$$\varphi_h = \alpha_h - \beta_h$$

Как видно из уравнения 4, гармоническая составляющая активной мощности определяется всеми гармониками, при условии, что гармоника представлена в сигнале тока, и в сигнале напряжения. Ранее было показано, что вычисление коэффициента мощности происходит корректно в случае чистой синусоиды; следовательно, активная мощность несинусоидального сигнала должна вычисляться также корректно, с учетом коэффициента мощности, так как этот сигнал состоит из ряда чистых синусоид. Обратите внимание, что ширина полосы входного сигнала составляет 14 кГц при частоте тактового сигнала 3,5795 МГц.

## АНАЛОГОВЫЕ ВХОДЫ

### Канал V1 (Токовый канал)

Выходной сигнал напряжения с преобразователя тока подается на данный вход ИС ADE7755. Канал V1 имеет полностью дифференциальный вход напряжения. V1P – это положительный вход относительно V1N. Максимальный пиковый дифференциальный сигнал на входе канала V1 не должен превышать  $\pm 470$  мВ (соответствует среднеквадратичному значению 330 мВ для чисто синусоидального сигнала), при этом будут обеспечены параметры, соответствующие техническому описанию. Обратите внимание, что канал V1 имеет программируемый коэффициент усиления (PGA) с выбором коэффициента усиления из ряда 1, 2, 8 или 16 (см. таблицу 1). Эта особенность позволяет сделать интерфейс между ИС ADE7755 и преобразователем тока более простым.

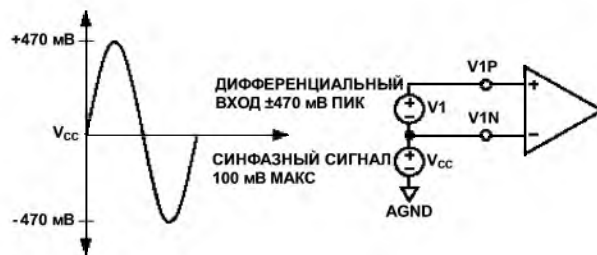


Рис. 4. Максимальные уровни сигнала, канал V1,  $K_{ус} = 1$

График на рис. 4 показывает максимальные уровни сигнала на входах V1P и V1N. Максимально допустимое дифференциальное напряжение составляет  $\pm 470$  мВ, деленные на выбранный коэффициент усиления. Дифференциальный сигнал на входах должен подаваться относительно AGND. Максимально допустимый синфазный сигнал составляет  $\pm 100$  мВ, как показано на рис. 4.

Табл. 1. Установка коэффициента усиления в канале V1

G1	G0	Кус	Максимальный дифференциальный сигнал
0	0	1	$\pm 470$ мВ
0	1	2	$\pm 235$ мВ
1	0	8	$\pm 60$ мВ
1	1	16	$\pm 30$ мВ

### Канал V2 (Канал напряжения)

Данный аналоговый вход микросхемы ADE7755 используется для подачи сигнала от преобразователя напряжения сети. Канал V2 имеет полностью дифференциальный вход напряжения. Максимальный пиковый дифференциальный сигнал на входе канала V2 не должен превышать  $\pm 660$  мВ. График на рис. 5 показывает максимально допустимые уровни сигнала на входе канала V2 ИС ADE7755.

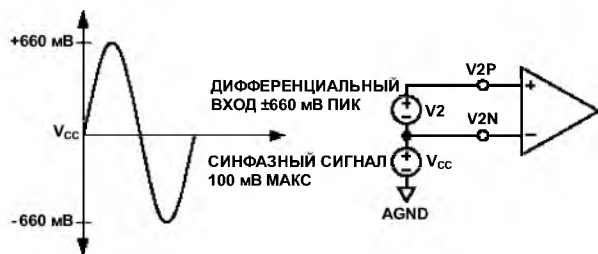


Рис. 5. Максимальные уровни сигнала, канал V2

На канал V2 дифференциальный сигнал напряжения должен подаваться относительно земли (обычно AGND). Синфазный сигнал на входе канала V2 может достигать 100 мВ относительно AGND. Однако, наилучшего результата можно достичь, если синфазный сигнал на входе равен нулю.

**Типичная схема включения**

На рис. 6 показана типичная схема включения для канала V1. В этом примере в качестве преобразователя тока применен трансформатор тока (СТ). Обратите внимание, что синфазное напряжение на входе канала V1 равно напряжению AGND и оно достигается путем подключения к земле средней точки двух шунтирующих резисторов Rb. Это обеспечивает противофазный аналоговый сигнал на VIP и VIN. Соотношение числа витков трансформатора тока (СТ) и номиналы шунтирующих резисторов Rb выбраны такими, чтобы получить максимальное дифференциальное напряжение ±470 мВ при единичном коэффициенте усиления и максимальной нагрузке.

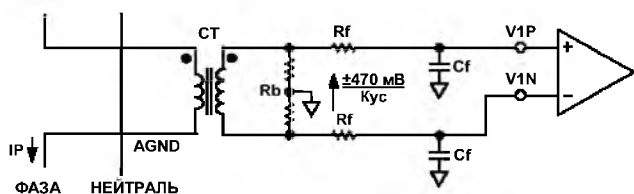


Рис. 6. Типичная схема включения канала V1

На рис. 7 показаны две типичных схемы включения для канала V2. В первом варианте используется трансформатор напряжения (РТ), благодаря чему достигается полная гальваническая развязка от сети. Во втором варианте ИС ADE7755 соединена с нейтральным проводом, и резистивный делитель обеспечивает сигнал напряжения, который пропорционален напряжению сети. Подбор соотношения Ra, Rb и VR – это также удобный путь для того, чтобы выполнить калибровку счетчика.

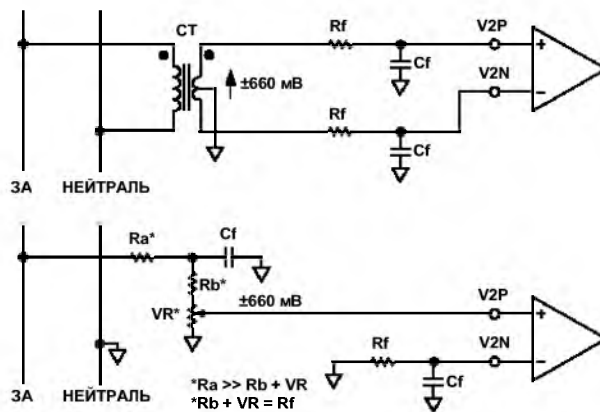


Рис. 7. Типичные схемы включения канала V2

**СХЕМА КОНТРОЛЯ НАПЯЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ**

Микросхема ADE7755 содержит встроенную схему контроля (монитор) напряжения источника питания. ИС ADE7755 постоянно отслеживает напряжение питания аналоговой части. Если напряжение питания падает ниже  $4V \pm 5\%$ , микросхема ADE7755 переходит в состояние сброса. Это необходимо, чтобы гарантировать корректный запуск прибора при включении и выключении питания. Схема контроля напряжения источника питания обладает гистерезисом и фильтрующими свойствами. Это обеспечивает низкую вероятность ложного срабатывания при работе с источником питания, имеющим шумы. На рис. 8 уровень срабатывания равен 4 В. Разброс этого уровня составляет около  $\pm 5\%$ . Источник питания и развязка для этого прибора должны быть такими, чтобы пульсации на AVDD не выходили за пределы  $5V \pm 5\%$ , что необходимо для нормальной работы.

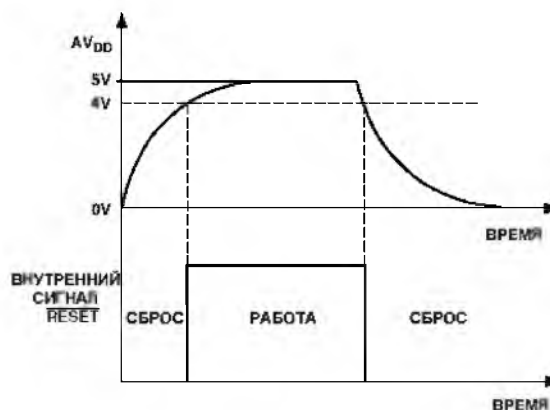


Рис. 8. Работа встроенной схемы контроля напряжения источника питания

# ADE7755

## Фильтр высокой частоты и влияние смещения.

Рис. 9 иллюстрирует эффект влияния напряжения смещения на результат подсчета активной мощности. Наличие напряжения смещение в каналах V1 и V2 приведет к тому, что в результате перемножения сигналов появится постоянная составляющая. Так как постоянная составляющая выделяется фильтром низкой частоты, она будет регистрироваться как активная мощность. Если не осуществлена соответствующая фильтрация, постоянное смещение будет вносить погрешность в результат подсчета энергии.

Эта проблема легко устраняется путем включения фильтра высокой частоты в канале V1 (т.е. подачей на вход АС/ДС напряжения высокого уровня). После удалении постоянной составляющей хотя бы из одного канала, компонент погрешности, обусловленный влиянием постоянного смещения, исчезнет после перемножения сигналов. Погрешность вида  $\cos(\omega t)$  устраняется с помощью фильтра низкой частоты, а также во время преобразования цифрового сигнала в частоту (см. раздел "Преобразование цифрового сигнала в частоту").

$$\{V \cos(\omega t) + V_{OS}\} \times \{I \cos(\omega t) + I_{OS}\} =$$

$$\frac{V \times I}{2} + V_{OS} \times I_{OS} + V_{OS} \times I \cos(\omega t) + I_{OS} \times V \cos(\omega t)$$

$$+ \frac{V \times I}{2} \times \cos(2\omega t)$$

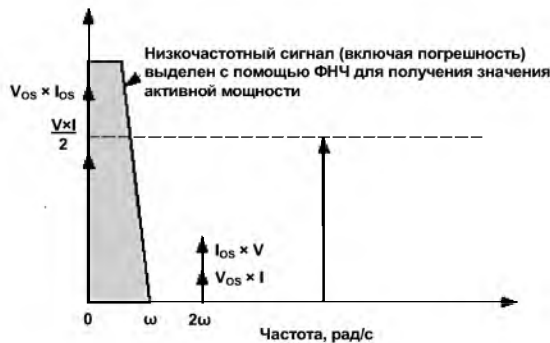


Рис. 9. Влияние напряжения смещения на результат подсчета активной мощности

Высокочастотный фильтр в канале V1 вносит в сигнал фазовый сдвиг, который компенсируется в микросхеме. Эта компенсация фазы действует, когда высокочастотный фильтр включен и она отсутствует, если высокочастотный фильтр выключен. На рисунках 10 и 11 показана погрешность сдвига фаз между каналами, когда схема компенсации функционирует. В ИС ADE7755 компенсация фазы действует до частоты 1 кГц, как видно из рисунка. Она обеспечивает корректное вычисление активной мощности гармоник даже при малых значениях коэффициента мощности.

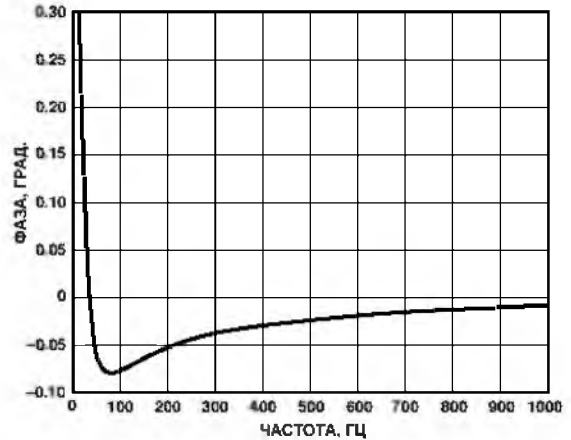


Рис. 10. Погрешность сдвига фазы между каналами (0 Гц – 1 кГц)

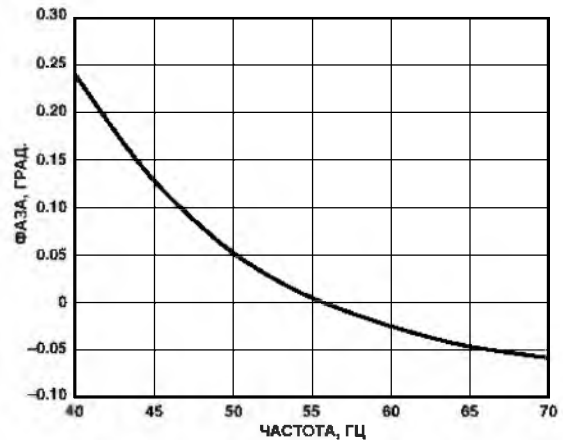


Рис. 11. Погрешность сдвига фазы между каналами (40 Гц – 70 Гц)

## ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА В ЧАСТОТУ

Как уже было сказано, на цифровом выходе низкочастотного фильтра после перемножения содержится информация об активной мощности. Однако, так как данный низкочастотный фильтр не обладает идеальной прямоугольной характеристикой, выходной сигнал также содержит подавленные составляющие на частоте сети и ее гармониках, т.е.  $\cos(h \omega t)$ , где  $h=1, 2, 3$ , и так далее. Амплитуда на выходе фильтра вычисляется с помощью уравнения

$$|H(f)| = \frac{1}{1 + (f/8.9 \text{ Гц})^2} \quad (5)$$

Таким образом, при частоте сети 50 Гц коэффициент ослабления компоненты с частотой  $2\omega$  (100 Гц) составит приблизительно  $-22$  dBs. Доминирующая гармоника будет иметь вид  $\cos(2\omega t)$ , т.е. она будет находиться на удвоенной частоте сети, т.к. такую частоту имеет сигнал мгновенной мощности. На рис. 12 показано значение сигнала мгновенной активной мощности на выходе фильтра низкой частоты; в этом

сигнале по-прежнему содержится информация о мгновенной мощности, т.е. составляющая вида  $\cos(2\omega t)$ . Этот сигнал затем поступает на преобразователь цифрового сигнала в частоту, где он интегрируется (накапливается) за какое-то время; таким образом определяется частота выходного сигнала. Этот процесс накапливания сигнала обеспечивает подавление или усреднение всех переменных составляющих в сигнале мгновенного значения активной мощности. Усредненная величина синусоидального сигнала составляет ноль. Поэтому частота на выходе ИС ADE7755 будет пропорциональна среднему значению активной мощности. На рис. 12 проиллюстрирован процесс преобразования цифрового сигнала в частоту при постоянной нагрузке, т.е. при неизменном токе и напряжении.

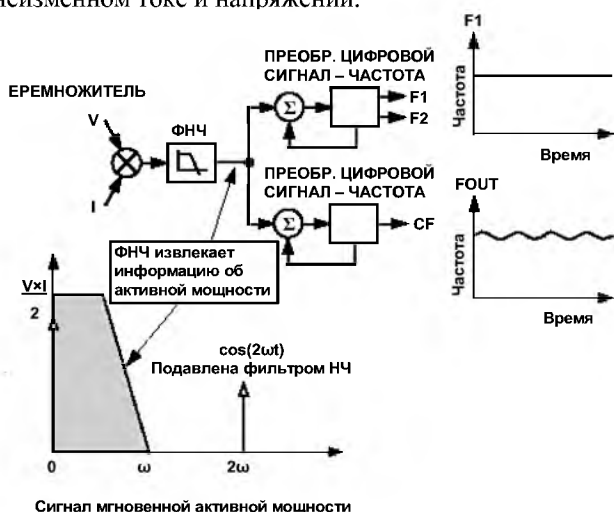


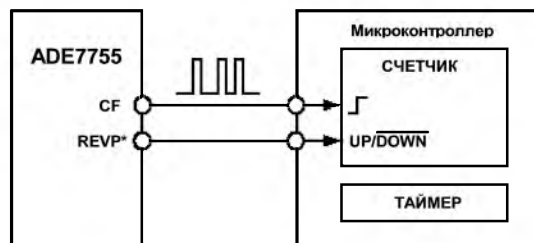
Рис. 12. Преобразование сигнала активной мощности в частоту

Как видно из графика на рис. 12, частота на выходе CF изменяется даже при неизменных условиях нагрузки. Это изменение частоты обусловлено прежде всего составляющей вида  $\cos(2\omega t)$  сигнала мгновенной активной мощности. Выходная частота на выводе CF может быть в 2048 раз выше, чем частота на выводах F1 и F2. Эта более высокая частота генерируется за счет того, что сигнал мгновенной активной мощности накапливается за более короткое время. Более короткий период накопления означает меньшее сглаживание составляющей вида  $\cos(2\omega t)$ . Как следствие этого, сигнал мгновенной мощности частично проходит через блок преобразования цифрового кода в частоту. Но это не приводит к каким-либо проблемам при работе устройства. Если выход CF используется для калибровки, то частота усредняется в частотомере и любые пульсации устраняются. Если вывод CF используется для подсчета потребляемой энергии, например, когда ИС ADE7755 применяется совместно с микропроцессором, то при подсчете потребляемой энергии сигнал на выходе CF также должен быть

усреднен. Так как на выходах F1 и F2 вырабатывается сигнал гораздо более низкой частоты, при этом осуществляется большее усреднение сигнала мгновенной мощности. В результате синусоидальная составляющая сигнала средней мощности сильно ослабляется и на выходах F1 и F2 периодических изменений частоты практически нет.

**Подключение ИС ADE7755 к микроконтроллеру с целью подсчета потребляемой энергии**

Простейший способ подключения ИС ADE7755 к микроконтроллеру обеспечивается при использовании высокочастотного выхода CF с учетом того, что частота на выходе CF в 2048 раз выше, чем на F1 и F2. Для этого необходимо установить сигналы на входах: SCF = 0 и S0 = S1 = 1 (см. таблицу IV). При максимальном значении сигнала переменного тока на аналоговых входах частота на выходе CF составит приблизительно 5,5 кГц. На рис. 13 показана одна из возможных схем, применяемых для подсчета выходной частоты и для необходимого усреднения, о котором говорилось в предыдущем разделе.



\*Вывод REV\* необходимо использовать, если счетчик двунаправленный или необходимо знать направление передачи энергии

Рис. 13. Подключение ИС ADE7755 к микроконтроллеру

Как показано на схеме, частотный выход CF подключен к счетчику или порту микроконтроллера. Это обеспечивает подсчет импульсов за заданное время интеграции, которое определяется внутренним таймером микроконтроллера. Средняя мощность пропорциональна средней частоте в соответствии с формулой:

$$\text{Сред.частота} = \text{Сред.активная мощность} = \frac{\text{Показания счётчика}}{\text{Показания таймера}}$$



## ADE7755

Количество электроэнергии, потребленной за период интеграции, равно:

$$\text{Энергия} = \text{Сред.мощность} \times \text{Время} =$$

$$\frac{\text{Показания счётчика}}{\text{Время}} \times \text{Время} = \text{Показания счётчика}$$

При калибровке время интеграции может составлять от 10 до 20 секунд для накопления количества импульсов, достаточного для усреднения частоты. При обычной работе время интеграции может быть сокращено до 1-2 секунд в зависимости, например, от частоты обновления показаний индикатора. При малом времени интеграции количество энергии, подсчитанное за каждый период интеграции, может все еще иметь некоторый разброс даже при неизменных условиях нагрузки. Однако через минуту или больше измеренное количество потребленной энергии будет усреднено.

### Аспекты, связанные с измерением мощности

Подсчитанная и отображенная информация о потребленной энергии всегда будет иметь какие-то колебания, величина которых зависит от длительности запрограммированного в микроконтроллере периода интеграции. Например, при некоторой небольшой величине нагрузки, выходная частота составляет 10 Гц. Если период интеграции равен двум секундам, будет подсчитано всего около 20 импульсов. Всегда существует возможность пропустить один импульс, так как сигнал на выходе ИС ADE7755 не синхронизирован с таймером микроконтроллера. Это приведет к ошибке в одну двадцатую (или 5%) при измерении мощности.

## ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ

### Частотные выходы F1 и F2

ИС ADE7755 вычисляет произведение двух сигналов напряжения (в каналах V1 и V2) и затем подвергает результат произведения низкочастотной фильтрации, чтобы получить информацию об активной мощности. Затем эта информация преобразуется в частоту. Информация выдается на выходы F1 и F2 в виде импульсов с низким активным уровнем. Частота импульсов на этих выходах относительно низкая, например, она составляет 0,34 Гц максимум для сигналов переменного тока при установленных входах S0 = S1 = 0 (см. таблицу III). Это означает, что частота импульсов на этом выходе определяется значением активной мощности, усредненным за довольно длительный период времени. В результате мы получаем импульсы, частота которых пропорциональна среднему значению активной мощности. Усреднение сигнала активной мощности происходит автоматически в процессе преобразования цифрового сигнала в частоту. Частота импульсов на выходе зависит от входного напряжения сигналов следующим образом:

$$\text{Частота} = \frac{8,06 \cdot V1 \cdot V2 \cdot K_{ус} \cdot F_{1-4}}{V_{и.о.н.}^2}$$

где:

*Частота* = частота на выходах F1 и F2 (Гц)

V1 = дифференциальное напряжение сигнала

(среднеквадратичное значение) на входе канала V1 (В)

V2 = дифференциальное напряжение сигнала

(среднеквадратичное значение) на входе канала V2 (В)

K<sub>ус</sub> = усиление программируемого усилителя в канале

V1, равно 1, 2, 8, или 16, в зависимости от логических

сигналов, установленных на входах G0 и G1

V<sub>и.о.н.</sub> = опорное напряжение (2,5 В ± 8%) (В)

F1-4 = одна из четырех возможных частот, выбираемая

при помощи логических сигналов на входах S0 и S1—

см. таблицу II

Табл. II. Установка частоты с помощью входов S0 и S1

S1	S0	F <sub>1-4</sub> , Гц	XTAL/CLKIN*
0	0	1,7	3,579 МГц/2 <sup>21</sup>
0	1	3,4	3,579 МГц/2 <sup>20</sup>
1	0	6,8	3,579 МГц/2 <sup>19</sup>
1	1	13,6	3,579 МГц/2 <sup>18</sup>

ОБРАТИТЕ ВНИМАНИЕ:

\*Частота F<sub>1-4</sub> является частным от деления частоты кварцевого резонатора на 2<sup>N</sup>, где N = 18...21, поэтому она будет различной для различных кварцевых резонаторов.

### Пример 1

Пусть на дифференциальные входы каналов V1 и V2 поданы сигналы постоянного напряжения +470 мВ и -660 мВ соответственно.

(470 мВ – это максимальное дифференциальное напряжение, которое может быть подано на вход канала V1; 660 мВ – максимальное дифференциальное напряжение, которое может быть подано на вход канала V2). Тогда ожидаемая частота на выходе подсчитывается следующим образом:

$$K_{ус} = 1, G0 = G1 = 0$$

$$F_{1-4} = 1,7 \text{ Гц}, S0 = S1 = 0$$

$$V1 = +470 \text{ мВ (пост.тока)} = 0,47 \text{ В}$$

$$V2 = -660 \text{ мВ (пост.тока)} = 0,66 \text{ В}$$

$$V_{и.о.н.} = 2,5 \text{ В (номинальное значение)}$$

ОБРАТИТЕ ВНИМАНИЕ: Если используется встроенный источник опорного напряжения, действительная частота на выходе может несколько меняться от устройства к устройству, так как источник опорного напряжения имеет разброс ±8%.

$$\text{Частота} = \frac{8,06 \cdot 0,47 \cdot 0,66 \cdot 1 \cdot 1,7}{2,5^2} = 0,68$$

### Пример 2

В этом примере на вход V1 приложено переменное напряжение с амплитудным значением 470 мВ, а на вход V2 – с амплитудным значением 660 мВ. Тогда ожидаемая частота на выходе вычисляется так:

$K_{ус} = 1, G_0 = G_1 = 0$   
 $F_{1-4} = 1.7 \text{ Гц}, S_0 = S_1 = 0$   
 $V_1 = 470 \text{ мВ}/\sqrt{2} \text{ В}$  (среднеквадратичное значение для синусоидального сигнала с амплитудой 470 мВ)  
 $V_2 = 660 \text{ мВ}/\sqrt{2} \text{ В}$  (среднеквадратичное значение для синусоидального сигнала с амплитудой 660 мВ)  
 $V_{и.о.н.} = 2,5 \text{ В}$  (номинальное значение)

**ОБРАТИТЕ ВНИМАНИЕ:** Если используется встроенный источник опорного напряжения, действительная частота на выходе может несколько меняться от устройства к устройству, так как источник опорного напряжения имеет разброс  $\pm 8\%$ .

$$\text{Частота} = \frac{8.06 \cdot 0.47 \cdot 0.66 \cdot 1 \cdot 1.7}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2} \cdot 2.5^2} = 0,34$$

Как можно убедиться на этих двух примерах, максимальная частота на выходе в случае измерения мощности переменного тока всегда приблизительно в два раза ниже, чем при измерении мощности постоянного тока. В таблице III показан полный список всех возможных максимальных частот на выходе.

Табл. III. Макс. значения частоты на выходах F1 и F2

S1	S0	Максимальное значение частоты для постоянного тока, Гц	Максимальное значение частоты для переменного тока, Гц
0	0	0.68	0.34
0	1	1.36	0.68
1	0	2.72	1.36
1	1	5.44	2.72

**Частотный выход CF**

Импульсный выход CF (Calibration Frequency) предназначен для использования в целях калибровки. Частота импульсов на выходе CF может быть в 2048 раз выше, чем частота импульсов на выходах F1 и F2. Чем ниже выбранная частота  $F_{1-4}$ , тем больше множитель, определяющий соотношение частот на выходе CF и F1, F2, за исключением высокочастотного режима, когда установлены сигналы  $SCF = 0, S_1 = S_0 = 1$ . В таблице IV показано, каким образом соотносятся частоты в зависимости от сигналов, установленных на входах S0, S1, и SCF. Благодаря тому, что частота импульсов на выходе CF достаточно высока, эта частота несет информацию о мгновенной активной мощности. Точно так же, как и для выходов F1 и F2, частота на выходе CF определяется значением на выходе низкочастотного фильтра после перемножителя. Однако, за счет того, что выходная частота велика, информация об активной мощности накапливается в течение более короткого промежутка времени. Следовательно, сигнал подвергается меньшей степени усреднения во время

преобразования цифрового сигнала в частоту. При гораздо меньшем времени усреднения сигнала активной мощности, сигнал на выходе CF быстрее реагирует на колебания мощности (см. рис. 2, структурную схему устройства).

Табл. IV. Макс. значения частоты на выходах F1 и F2

SCF	S1	S0	$F_{1-4}$ (Гц)	Макс. частота на выходе CF, Гц
1	0	0	1.7	$128 \cdot F_{1,F2} = 43.52$
0	0	0	1.7	$64 \cdot F_{1,F2} = 21.76$
1	0	1	3.4	$64 \cdot F_{1,F2} = 43.52$
0	0	1	3.4	$32 \cdot F_{1,F2} = 21.76$
1	1	0	6.8	$32 \cdot F_{1,F2} = 43.52$
0	1	0	6.8	$16 \cdot F_{1,F2} = 21.76$
1	1	1	13.6	$16 \cdot F_{1,F2} = 43.52$
0	1	1	13.6	$2048 \cdot F_{1,F2} = 5.57 \text{ кГц}$

**ВЫБОР ЧАСТОТЫ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ СЧЕТЧИКА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ**

Как показано в таблице II, проектировщик может выбрать одну из четырех частот. Этот выбор определяет максимальную частоту на выходах F1 и F2. Эти выходы предназначены для управления счетным механизмом (электромеханическим или каким-либо другим). Так как есть возможность выбирать только из четырех различных значений выходной частоты, доступный выбор частот оптимизирован для постоянной счетчика, равной 100 импульсам/кВт·ч при максимальном токе в пределах от 10 А до 120 А. В таблице V приведены значения выходных частот для нескольких величин максимального тока (IMAX) при напряжении сети 220 В. Во всех случаях постоянная счетчика равна 100 импульсам/кВт·ч.

Табл. V. Частоты на выходах F1 и F2 при постоянной счётчика 100 имп./кВт·ч

$I_{\text{макс}}$	F1 и F2 (Гц)
12.5 А	0.076
25 А	0.153
40 А	0.244
60 А	0.367
80 А	0.489
120 А	0.733

Возможность выбора частоты  $F_{1-4}$  позволяет обеспечить полное перекрытие этого диапазона частот на выходах F1 и F2. При разработке счетчика электроэнергии номинальное напряжение на входе канала V2 (канал

## ADE7755

напряжения) должно быть установлено равным половине максимального напряжения (середина шкалы), чтобы обеспечить возможность калибровки постоянной счетчика. На входе канала измерения тока также должно быть напряжение, не превышающее половины максимального, когда счетчик показывает максимальную нагрузку. Это обеспечит для устройства возможность работать с запасом по максимальному току, а также работать с сигналами с большим пик-фактором (с большим отношением амплитудного значения к среднеквадратическому). В таблице VI показаны значения частот на выходах F1 и F2 при условии, что на оба аналоговых входа поданы напряжения, равные половине максимального. Частоты, перечисленные в таблице VI, очень близки к значениям частот, перечисленным в таблице V для максимальной нагрузки.

Табл. VI. Частоты на выходах F1 и F2 при нагрузке, равной половине от максимальной

S1	S0	F <sub>1-4</sub> , Гц	Частоты на выходах F1 и F2 при половинной нагрузке
0	0	1,7	0.085 Гц
0	1	3,4	0.17 Гц
1	0	6,8	0.34 Гц
1	1	13,6	0.68 Гц

При выборе подходящей частоты F<sub>1-4</sub> в процессе разработки счетчика, при токе I<sub>MAX</sub> (максимальная нагрузка) и для постоянной счетчика, равной 100 импульсам/кВт·ч, выходную частоту необходимо сравнить со значениями, приведенными в четвертом столбце таблицы VI. По ближайшей частоте в таблице VI определяется оптимальная частота (F<sub>1-4</sub>). Например, необходимо разработать счетчик для максимального тока 25 А; частота на выходах F1 и F2 при постоянной счетчика, равной 100 импульсам/кВт·ч будет составлять 0,153 Гц при токе 25 А и напряжении сети 220 В (из таблицы V). Затем смотрим таблицу VI; ближайшая к 0,153 Гц частота в четвертом столбце представлена значением 0,17 Гц. Таким образом, для данного счетчика выбираем значение F<sub>2</sub> (3,4 Гц, см. таблицу II).

### Частотные выходы

На рис. 1 показаны временные диаграммы для различных частотных выходов. Выходы F1 и F2 – это низкочастотные выходы, которые могут быть использованы для управления напрямую шаговым двигателем или электромеханическим счетчиком импульсов. На выходах F1 и F2 обеспечиваются двухфазные низкочастотные импульсы. Ширина импульсов (t<sub>1</sub>) равна 275 мс и время между спадами импульсов F1 и F2 (t<sub>3</sub>) приблизительно равно половине периода F1 (t<sub>2</sub>). Однако, если период F1 и F2 падает до

величины ниже 550 мс (1,81 Гц), то ширина импульсов F1 и F2 становится равной половине этого периода. Максимальные частоты на выходах F1 и F2 приведены в таблице III.

Высокочастотный выход CF предназначен для использования в целях связи с микроконтроллером и калибровки. На выходе CF появляются импульсы с активным высоким уровнем длительностью 90 мс, их частота пропорциональна активной мощности. Значения частот на выходе CF приведены в таблице IV. Так же как и в случае с F1 и F2, если период CF (t<sub>5</sub>) сокращается до значения меньше 180 мс, ширина импульсов CF становится равной половине периода. Например, если частота на выходе CF равна 20 Гц, то ширина импульсов CF составляет 25 мс. **ОБРАТИТЕ ВНИМАНИЕ:** Когда выбран высокочастотный режим (т.е. SCF = 0, S1 = S0 = 1), ширина импульсов CF представлена фиксированной величиной 18 мкс. Следовательно, t<sub>4</sub> будет всегда равно 18 мкс, независимо от значения частоты на выходе CF.

### ПОРОГ ВЫКЛЮЧЕНИЯ ПО ОТСУТСТВИЮ НАГРУЗКИ

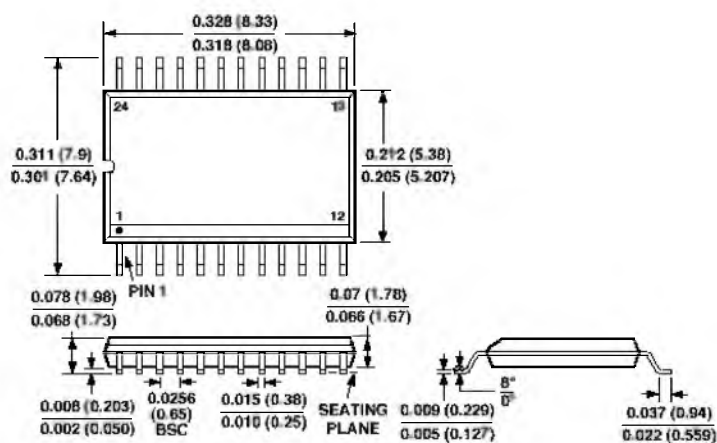
ИС ADE7755 обладает возможностью выключения счетчика, если величина нагрузки будет ниже определенного порога, благодаря чему исключается эффект "самохода" счетчика. Микросхема ADE7755 разработана так, чтобы обеспечивать минимальную выходную частоту во всех режимах, за исключением высокочастотного (SCF = 0 и S1 = S0 = 1). В этом режиме порог обнаружения отсутствия нагрузки не работает, чтобы ИС ADE7755 можно было использовать в специальных случаях.

Любая нагрузка, которой соответствует частота на выходе меньшая, чем определенная минимальная, не вызывает появления импульсов на выходах F1, F2 и CF. Эта минимальная выходная частота составляет 0,0014% от максимальной выходной частоты при соответствующем режиме частоты F<sub>1-4</sub> (см. таблицу II). Например, в счетчике электроэнергии при постоянной счетчика, равной 100 импульсам/кВт·ч, в режиме F<sub>2</sub> (3,4 Гц) минимальная выходная частота на выводе F1 и F2 будет равна 0,0014% от 3,4 Гц, или 4,76·10<sup>-5</sup> Гц. Это будет соответствовать частоте 3,05·10<sup>-3</sup> Гц на выходе CF (64·F1 Гц). В этом примере порог отключения счетчика будет соответствовать нагрузке 1,7 Вт, или току 8 мА при напряжении 220 В. Стандарт IEC1036 устанавливает, что счетчик должен запускаться при токе нагрузки, равном или меньшем 0,4% от I<sub>b</sub>. Для счетчика, рассчитанного на ток 5 А (I<sub>b</sub> = 5 А), 0,4% будет соответствовать значению тока 20 мА. Таким образом, ток запуска счетчика в устройстве на ИС ADE7755 удовлетворяет требованиям IEC. Как показано в этом примере, выбор режима частоты F1–F4 будет определять пороговый ток срабатывания счетчика.

### УСТАНОВОЧНЫЕ РАЗМЕРЫ

Размеры показаны в дюймах и (мм)

#### 24-выводной корпус SSOP (RS-24)



## Недорогой счётчик электроэнергии на микросхеме AD7755

<http://www.radiodvd.jino-net.ru>

### ВВЕДЕНИЕ

В данном руководстве по применению описан недорогой, высокоточный счетчик электроэнергии на базе ИС AD7755. Счетчик предназначен для использования в однофазной двухпроводной сети. Тем не менее данная разработка может быть без труда адаптирована в соответствии с местными требованиями; например, в США электроэнергия обычно поставляется потребителю по однофазной трехпроводной сети.

ИС AD7755 представляет собой недорогую микросхему, предназначенную для измерения потребления электрической энергии. ИС AD7755 содержит два АЦП, источник опорного напряжения, и все средства обработки сигналов, необходимые для подсчета активной мощности. Микросхема AD7755 также обладает возможностью прямого управления электромеханическим счетчиком (т.е. регистратором потребленной электроэнергии), а также имеет высокочастотный импульсный выход для калибровки и подключения к другим устройствам. Наряду с настоящим руководством по применению необходимо пользоваться также описанием технических характеристик (data sheet) ИС AD7755. Описание технических характеристик содержит детальную информацию о работе и возможностях микросхемы AD7755 и оно будет упоминаться несколько раз в данном руководстве.

### ЦЕЛИ РАЗРАБОТКИ

В качестве предварительной спецификации для данной разработки был использован Международный стандарт IEC1036 (1996-09) – *Счетчики электроэнергии переменного тока для активной мощности (Класса 1 и 2)*. Тем, кому более знаком стандарт ANSI C12.16, предлагаем обратиться к разделу в конце данного руководства по применению, где сравниваются стандарты IEC1036 и ANSI C12.16. В этом разделе приведены ключевые параметры стандарта IEC1036 и соответствующие им параметры стандарта ANSI.

Рассматриваемый счетчик по многим показателям точности в значительной степени перекрывает основные требования стандарта, например, точность при единичном коэффициенте мощности и при низком ( $PF = \pm 0,5$ ) коэффициенте мощности. К тому же динамический диапазон данного устройства расширен до 500:1. Стандарт IEC1036 нормирует точность в диапазоне от  $5\% \cdot I_b$  до  $I_{MAX}$  (см. таблицу I). Типичные значения  $I_{MAX}$  составляют от 400%

до 600% от  $I_b$ . В таблице I приведены требования по точности для стационарного счетчика электроэнергии. Диапазон тока (динамический диапазон) по точности указан относительно базового тока  $I_b$ .

**Табл. I. Требования по точности**

Величина тока <sup>1</sup>	Кoeff. мощн. <sup>2</sup>	Макс. допустимая погрешность <sup>3</sup>	
		Класс 1	Класс 2
$0.05 I_b < I < 0.1 I_b$	1	±1.5%	±2.5%
$0.1 I_b < I < I_{MAX}$	1	±1.0%	±2.0%
$0.1 I_b < I < 0.2 I_b$	0.5 Lag	±1.5%	±2.5%
	0.8 Lead	±1.5%	
$0.2 I_b < I < I_{MAX}$	0.5 Lag	±1.0%	±2.0%
	0.8 Lead	±1.0%	

### ПРИМЕЧАНИЯ

<sup>1</sup>Диапазоны допустимых токов в таблице I, для которых нормируется погрешность, указаны относительно базового тока ( $I_b$ ). Базовый ток определен в стандарте IEC1036 (1996-09), раздел 3.5.1.1 как величина тока, при которой определяются номинальные параметры системы.  $I_{MAX}$  представляет собой максимальный ток, при котором обеспечивается необходимая точность.

<sup>2</sup>Коэффициент мощности (PF) в таблице I определяется сдвигом по фазе между напряжением в сети (частотой 45 – 65 Гц) и током. Коэффициент мощности может быть определен как  $PF = \cos(\phi)$ , где  $\phi$  представляет собой фазовый угол между напряжением и током в случае чистой синусоиды.

<sup>3</sup>Номер класса определяется в стандарте IEC1036 (1996-09), раздел 3.5.5 размерами допустимой погрешности. Погрешность в процентах определяется формулой:

$$\% \text{Погрешности} =$$

$$\frac{(\text{Зарегистрированная энергия} - \text{Фактическое кол-во энергии})}{\text{Фактическое кол-во энергии}} \cdot 100\%$$

На рис. 1 представлен вариант схемы простого, недорогого счетчика электроэнергии на базе AD7755. Для преобразования тока в сигнал напряжения, необходимый для работы ИС AD7755, используется шунт; сигнал напряжения снимается с обычного делителя напряжения. В качестве регистратора электроэнергии (кВт·ч) используется простой электромеханический счетчик, в котором применен двухфазный шаговый двигатель. Микросхема AD7755 может управлять подобным типом счетчиков напрямую. ИС AD7755 также имеет высокочастотный выход CF с постоянной счетчика 3200 импульсов/кВт. Выход CF подключен к светодиоду изолирующего оптрона. Этот высокочастотный выход используется для проведения ускоренной калибровки и он обеспечивает возможность быстро проверить работоспособность и точность устройства в промышленных условиях. Прибор калибруется путем изменения степени ослабления сигнала цепочкой резисторов R5 – R14.

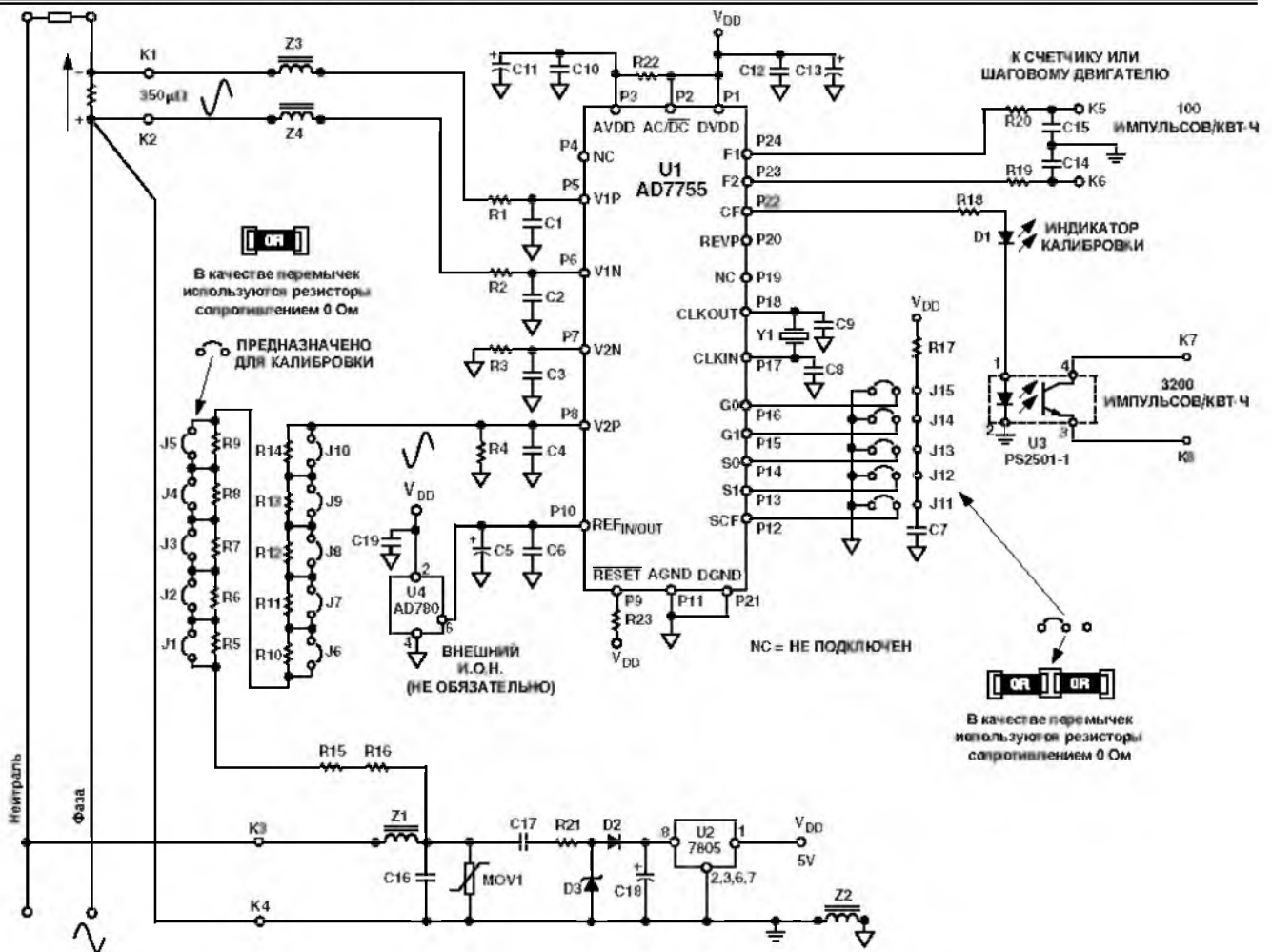


Рис. 2. Схема простого однофазного счетчика электроэнергии на основе AD7755

**УРАВНЕНИЯ**

ИС AD7755 выдает на выходе сигнал с частотой, которая пропорциональна усредненной во времени величине произведения двух входных сигналов. Входные сигналы напряжения подаются на входы V1 и V2. Подробно работа микросхемы AD7755 рассмотрена в техническом описании (data sheet) на ИС AD7755 в разделе "Теоретические аспекты работы ИС AD7755". Также в этом техническом описании приведено уравнение, определяющее частоту на выходах F1 и F2 (выходах управления электро-механическим счетчиком) в зависимости от величины среднеквадратического значения сигнала на входах V1 и V2. Это уравнение для удобства приведено ниже и оно будет использоваться при определении параметров делителя на входе V2 и при калибровке счетчика.

$$Частота = \frac{8,06 \times V1 \times V2 \times K_{ус} \times F_{1-4}}{V_{НОН}^2} \quad (1)$$

Счетчик, показанный на рис. 1, разработан для работы при напряжении сети равном 220 В и при максимальном токе I<sub>МАХ</sub> равном 40 А. Однако при правильном выборе параметров делителей на входах каналов V1 и V2 счетчик сможет работать при любом напряжении сети и любом максимальном токе.

Возможность выбора одного из четырех различных частотных режимов работы ИС AD7755 позволяет разработать однотипные счетчики (управляющие напрямую электро-механическим счетным устройством), рассчитанные на максимальный ток I<sub>МАКС</sub> до 120 А. Выбранное значение базового тока (I<sub>b</sub>) для этого счетчика составляет 5 А; диапазон тока, при котором обеспечивается заданная точность, составляет от 2%·I<sub>b</sub> до I<sub>МАХ</sub>, что соответствует динамическому диапазону 400:1 (100 мА... 40 А). Электро-механический счетчик (кВт·ч) рассчитан на постоянную счетчика 100 импульсов/кВт·ч, то есть каждому потребленному кВт·ч соответствует 100 импульсов на выходе микросхемы AD7755. В стандарте IEC1036, раздел 4.2.11, описаны требования к электромагнитному счетчику: каждый разряд счетчика отображает десять цифр, в индикаторе имеется 5 разрядов, отображающих десятки тысяч, тысячи, сотни, десятки и единицы кВт·ч, плюс один разряд, отображающий десятые доли киловатт-часа. Постоянная счетчика (для калибровки и тестирования) равна 3200 импульсов/кВт·ч.



Рис. 2. Внешний вид конструкции счетчика электроэнергии на ИС AD7755

### Источник опорного напряжения для AD7755

В схеме, показанной на рис. 1, предполагается использование внешнего, необязательного источника опорного напряжения. Внутренний И.О.Н. в микросхеме AD7755 обладает температурным коэффициентом напряжения с типичным значением  $30 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . Однако, это значение не гарантировано для ИС категории А, у которых оно может достигать до  $80 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . При значении температурного коэффициента напряжения  $80 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  погрешность микросхемы AD7755 при температуре  $-20 \dots +60^\circ\text{C}$  может достигать  $0,65\%$ , если калибровка была сделана при  $25^\circ\text{C}$ .

### Выбор шунта

Величина сопротивления шунта ( $350 \text{ мкОм}$ ) выбрана из соображения максимизации динамического диапазона канала V1 (токового канала). Однако, существует несколько других важных аспектов при выборе шунта для счетчика электроэнергии. Первый: минимизация рассеиваемой мощности на шунте. Максимальный рабочий ток для данной конструкции составляет  $40 \text{ А}$ , следовательно, максимальная мощность, рассеиваемая на шунте, равна  $(40 \text{ А})^2 \cdot 350 \text{ мкОм} = 560 \text{ мВт}$ . Стандарт IEC1036 допускает значение максимальной рассеиваемой мощности до  $2 \text{ Вт}$  (включая энергию, потребляемую источником питания). Во-вторых, при большой рассеиваемой мощности могут возникнуть проблемы с отводом тепла. Хотя шунт изготовлен из марганца – сплава с низким температурным коэффициентом сопротивления – высокая температура все же может привести к значимой погрешности при большой потребляемой мощности. Третий аспект – возможность счетчика противостоять попыткам вмешаться в работу счетчика замыканием цепи фазы. При очень малой

величине сопротивления шунта эффект внешнего закорачивания этого шунта будет минимальным. Следовательно, шунт всегда должен иметь наименьшее возможное сопротивление, но он должен обеспечивать достаточный диапазон сигнала на входе канала V1 (среднеквадратическое значение  $0 \dots 20 \text{ мВ}$  при коэффициенте усиления равном 16). Если шунт будет иметь слишком низкое сопротивление, будет невозможно обеспечить требования по точности стандарта IEC1036 при небольших нагрузках. Величина сопротивления шунта  $350 \text{ мкОм}$  представляется приемлемым компромиссом для данной конструкции.

### Вычисление параметров для данной конструкции

Напряжение сети:  $220 \text{ В}$

$I_{\text{MAX}} = 40 \text{ А}$  ( $I_b = 5 \text{ А}$ )

Постоянная счетчика (выходы F1, F2) =  $100 \text{ импульсов/кВт}\cdot\text{ч}$

Постоянная счетчика (калибровочный выход) =  $3200 \text{ импульсов/кВт}\cdot\text{ч}$

Сопротивление шунта =  $350 \text{ мкОм}$

$100 \text{ импульсов/ч} = 100/3600 \text{ сек} = 0,027777 \text{ Гц}$

Калибровка счетчика проводится при  $I_b$  ( $5 \text{ А}$ )

Мощность при токе  $I_b = 5 \text{ А}$ :  $220 \text{ В} \cdot 5 \text{ А} = 1,1 \text{ кВт}$

Частота на выходах F1 и F2 при токе  $I_b = 5 \text{ А}$ :

$1,1 \cdot 0,027777 \text{ Гц} = 0,0305555 \text{ Гц}$

Напряжение, снимаемое с шунта (V1) при токе  $I_b$ :  $5 \text{ А} \cdot 350 \text{ мкОм} = 1,75 \text{ мВ}$

Для того чтобы выбрать частоту  $F_{1,4}$  в уравнении 1 смотрите техническое описание ИС AD7755 (data sheet), раздел "Выбор частоты при проектировании счетчика электроэнергии". По таблицам V и VI в техническом описании ИС AD7755 видно, что оптимальное значение частоты для счетчика при  $I_{\text{MAX}} = 40 \text{ А}$  составляет  $3,4 \text{ Гц}$  ( $F_2$ ). Выбор частоты осуществляется путем установления сигналов на логических входах S0 и S1 в соответствии с таблицей II в техническом описании ИС AD7755. Частота на высоко-частотном выходе CF (постоянная счетчика) выбирается с помощью логического входа SCF. Существует два возможных варианта:  $64 \cdot F1$  ( $6400 \text{ импульсов/кВт}\cdot\text{ч}$ ) или  $32 \cdot F1$  ( $3200 \text{ импульсов/кВт}\cdot\text{ч}$ ). В данной конструкции выбран вариант  $3200 \text{ импульсов/кВт}\cdot\text{ч}$  путем подачи на вход SCF напряжения логического нуля. При постоянной счетчика равной  $3200 \text{ импульсов/кВт}\cdot\text{ч}$  и максимальном токе  $40 \text{ А}$ , максимальная частота на выходе CF будет составлять  $7,82 \text{ Гц}$ . Во многих калибровочных стендах, которые используются для поверки счетчиков электроэнергии, до сих пор используется оптическая технология. Это ограничивает максимальную частоту, при которой происходит надежное считывание, значением около  $10 \text{ Гц}$ . Единственное неизвестное, оставшееся в уравнении 1 – это

уровень сигнала на входе канала V2 (канала напряжения).

Из уравнения 1 на предыдущей странице:

$$0.030555 \text{ Гц} = \frac{8.06 \times 1.75 \text{ мВ} \times V2 \times 16 \times 3.4 \text{ Гц}}{2.5^2}$$

$$V2 = 248.9 \text{ мВ среднеквадратич.}$$

Таким образом, при калибровке счетчика напряжение сети должно быть ослаблено делителем до 248,9 мВ.

### КАЛИБРОВКА СЧЕТЧИКА

В предыдущем разделе говорилось, что в процессе калибровки необходимо добиться, чтобы напряжение на входе V2 составляло 248.9 мВ. Напряжение сети ослабляется при помощи простого резистивного делителя как показано на рис. 3. Схема делителя должна обеспечивать возможность калибровки в пределах как минимум  $\pm 30\%$ , чтобы перекрыть разброс сопротивления шунта и разброс встроенного в ИС AD7755 источника опорного напряжения (который составляет 8% - см. техническое описание AD7755). К тому же топология схемы делителя такова, что обеспечивается совпадение фаз сигналов каналов V1 и V2 даже когда производится калибровка делителя (см. раздел "Совпадение фазы в каналах счетчика").

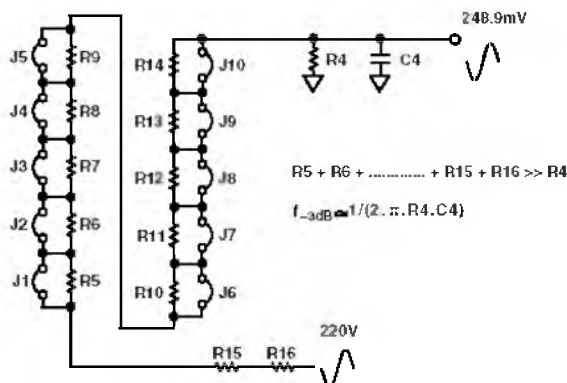


Рис. 3. Схема делителя напряжения

Как видно из рисунка 3, частота, соответствующая уровню -3 dB, в этой схеме определяется номиналами резистора R4 и конденсатора C4. Даже когда все переключки замкнуты, сопротивление резисторов R15 (330 кОм) и R16 (330 кОм) все же гораздо больше, чем R4 (1 кОм). Таким образом, изменение сопротивления цепочки резисторов R5...R14 будет иметь незначительное влияние на частоту, соответствующую уровню -3 dB. Схема, показанная на рис. 3, позволяет ослабить сигнал сетевого напряжения и регулировать его в пределах от 175 мВ до 333 мВ с шагом 154 мкВ (что соответствует разрешению 10 бит). Это достигается путем использования цепочки резисторов R5...R14, сопротивление каждого из которых в два раза меньше предыдущего. Это позволяет точно откалибровать счетчик,

используя алгоритм последовательного приближения. Начиная с J1, последовательно устанавливаются переключки в порядке возрастания номера, т.е. J1, J2, J3 и т.д. Если частота калибровки на выходе CF превысит частоту 0,9777 Гц, т.е. 32·100 импульсов/час, когда какая-либо из переключек будет припаяна, необходимо отпаять ее обратно. Все переключки должны быть проверены, до последней – J10. Обратите внимание, что в качестве переключек используются резисторы сопротивлением 0 Ом, которые припаиваются на специально предусмотренные места. Такой подход предпочтительнее, нежели использование подстроечного резистора, так как временная стабильность последнего и стабильность в зависимости от условий окружающей среды недостаточны.

Так как передаточная функция микросхемы AD7755 обладает очень высокой линейностью, то калибровка в одной точке при токе Ib и коэффициенте мощности, равном единице, – это все что требуется для калибровки счетчика. Если все детали должным образом были предусмотрены на стадии проектирования, калибровка при низких значениях коэффициента мощности (PF = 0.5) не нужна. В следующем разделе обсуждаются аспекты сдвига фаз для корректного подсчета потребляемой мощности при низких значениях коэффициента мощности.

### СОВПАДЕНИЕ ФАЗЫ В КАНАЛАХ СЧЕТЧИКА

Микросхема AD7755 обеспечивает совпадение фаз в диапазоне частот 40 Гц – 1 кГц. Корректное соотношение фаз очень важно в устройствах измерения мощности, так как любое нарушение соотношения фаз между каналами приводит к значительной погрешности измерения при низких значениях коэффициента мощности. Это хорошо иллюстрирует следующий пример. На рис. 4 показаны формы напряжения и тока при индуктивной нагрузке. В данном примере ток отстает от напряжения на 60° (коэффициент мощности PF = -0,5). Предположим, что ток и напряжение чисто синусоидальные; тогда мощность равна  $V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos(60^\circ)$ . Индекс rms здесь и далее означает среднеквадратичное значение. Однако, если имеется погрешность сдвига фазы ( $\phi_e$ ) за счет внешних цепей, например, анти-алайзингового фильтра, то итоговая погрешность будет составлять

$$[\cos(\delta^\circ) - \cos(\delta^\circ + \phi_e)] / \cos(\delta^\circ) \cdot 100\% \quad (2)$$

См. примечание 3 к таблице I. Здесь  $\delta$  представляет собой фазовый угол между напряжением и током, а  $\phi_e$  – внешняя погрешность сдвига фазы. При погрешности сдвига фазы равной, например, 0,2° и при коэффициенте мощности PF = 0,5 (60°), итоговая погрешность составит 0,6%. Как показывает этот пример, даже очень небольшая фазовая погрешность приводит к значимой погрешности измерения при низком значении коэффициента мощности.



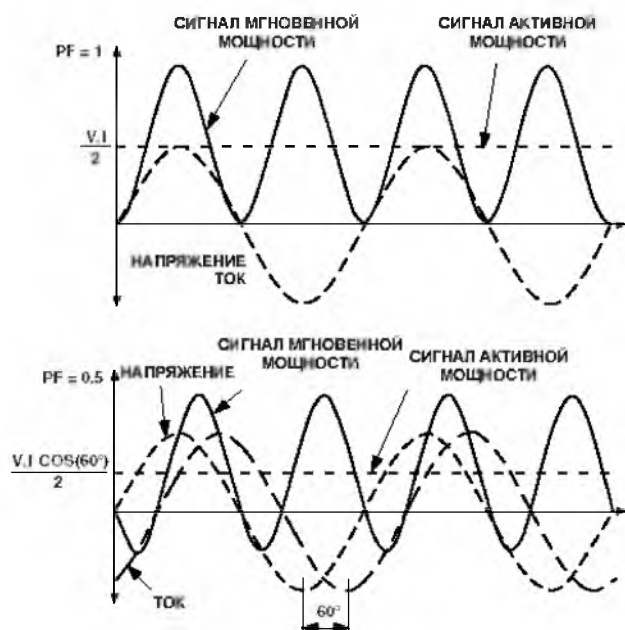


Рис. 4. Формы сигналов напряжения и тока при индуктивной нагрузке

#### АНТИАЛАЗИНГОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

В предыдущем разделе говорилось о том, что возможными источниками внешней фазовой погрешности могут быть антиалайзинговые фильтры на входах каналов V1 и V2.

Антиалайзинговый фильтр представляет собой фильтр низкой частоты, который располагается до аналогового входа любого аналого-цифрового преобразователя. Он необходим, чтобы предотвратить возможные искажения, связанные с наложением спектра в процессе аналого-цифрового преобразования. Рис. 5 иллюстрирует эффект наложения спектра.



Рис. 5. Эффект наложения спектра (aliasing)

На рис. 5 показано, каким образом эффект наложения спектра (aliasing) может привести к погрешности при работе счетчика, спроектированного на ИС AD7755. В микросхеме AD7755 применены два сигма-дельта ( $\Sigma$ - $\Delta$ ) АЦП для оцифровки сигналов напряжения и тока. Эти АЦП имеют очень высокое значение частоты дискретизации, составляющее 900 кГц. Рис. 5 иллюстрирует, каким образом частотные составляющие (показанные черными стрелками) с частотой выше, чем половина частоты дискретизации (также известной как частота Найквиста),

т.е. 450 кГц, переносятся (или отражаются) в нижнюю часть спектра относительно частоты 450 кГц (показаны пунктирными стрелками). Этот эффект происходит в любом аналого-цифровом преобразователе, независимо от его архитектуры. В данном примере видно, что только составляющие спектра с частотами, близкими к частоте дискретизации, т.е. 900 кГц, будут перемещены в интересующую нас полосу, т.е. 0...2 кГц. Это обстоятельство позволяет нам применить в данном случае очень простой фильтр низкой частоты (ФНЧ) для подавления данных высокочастотных составляющих (около 900 кГц) и таким образом предотвратить искажения в пределах интересующей нас полосы. Простейшая форма ФНЧ – это простая RC-цепочка. Она представляет собой однополюсный фильтр со спадом -20 dBs/декаду.

#### Выбор частотной характеристики фильтра

Помимо амплитудно-частотной характеристики, все фильтры имеют также фазо-частотную характеристику. АЧХ и ФЧХ простого RC-фильтра ( $R = 1$  кОм,  $C = 0,033$  мкФ) показаны на рис. 6 и 7. Из графика на рис. 6 видно, что подавление на частоте 900 кГц для этого простейшего ФНЧ превышает 40 dBs. Этого достаточно, чтобы надежно избежать эффектов наложения спектра (aliasing).

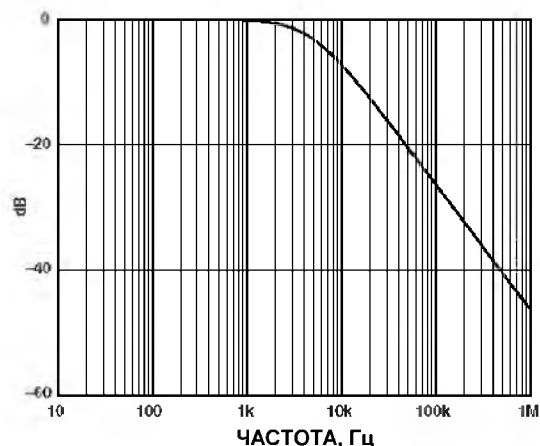


Рис. 6. Амплитудно-частотная характеристика RC-фильтра.

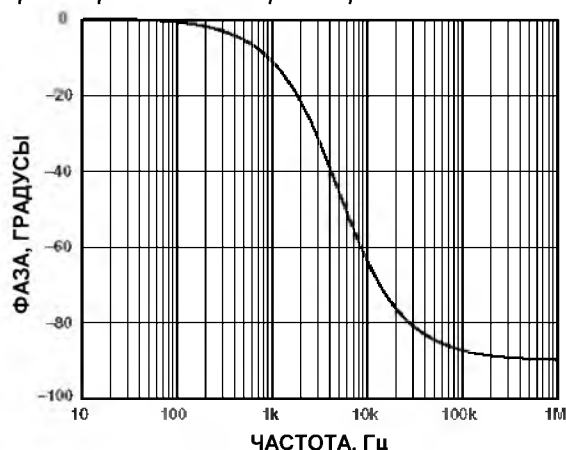


Рис. 7. Фазо-частотная характеристика RC-фильтра

## AN-559 R

В предыдущем разделе говорилось, что фазовый сдвиг может привести к значительной погрешности, если фазо-частотные характеристики фильтров низкой частоты в канале V1 и V2 не совпадают. Расхождение фазовых характеристик легко может произойти из-за невысокой точности по допуску номиналов компонентов в фильтрах низкой частоты. Чем ниже частота среза антиалайзингового НЧ фильтра (частота по уровню  $-3$  dB), тем большее влияние оказывает данный фактор на основной частоте сигнала – частоте сети. Даже если частота среза составляет  $4,8$  кГц, ( $R = 1$  кОм,  $C = 0,033$  мкФ), фазовая погрешность, привнесенная расхождением значений номиналов компонентов, может быть значительной. Рис. 8 иллюстрирует это положение. На рисунке 8 показана фазо-частотная характеристика простого ФНЧ на частоте  $50$  Гц для значений  $R = 1$  кОм $\pm 10\%$ ,  $C = 0,033$  мкФ $\pm 10\%$ . Напоминаем, что сдвиг фазы на  $0,2^\circ$  может привести к погрешности в  $0,6\%$  при низких значениях коэффициента мощности. В данной конструкции в анти-алайзинговых фильтрах использованы резисторы с допуском  $1\%$  и конденсаторы с допуском  $10\%$ , чтобы избежать возможных проблем, связанных с расхождением фаз сигналов. Другой возможный вариант – частота среза может быть отодвинута до значений  $10 - 15$  кГц. Однако, частота среза не может быть слишком большой, так как тогда фильтр перестанет подавлять высокочастотные составляющие сигнала, т.е. выполнять свою основную функцию, и в выходном сигнале появятся шумы.

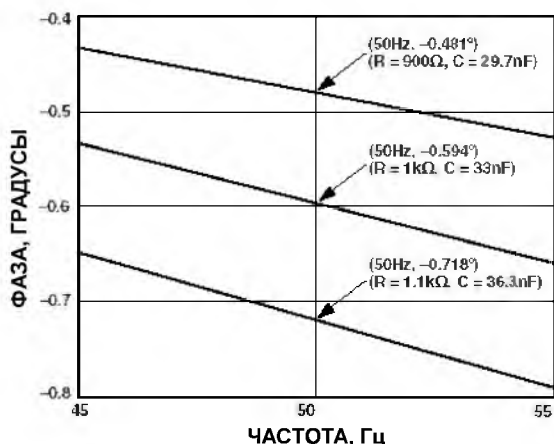


Рис. 8. Значение сдвига фазы на частоте  $50$  Гц в зависимости от разброса значений номиналов компонентов

Обратите внимание, что по этой же причине были приняты соответствующие меры при разработке цепи калибровки в канале V2 (канале напряжения). Калибровка данного счетчика путем подбора сопротивления цепи делителя не влияет на значение частоты среза, а значит, и на фазо-частотную характеристику цепи канала V2 (см. раздел "Калибровка

счетчика"). На графике на рисунке 9 показаны положения фазо-частотной характеристики схемы при изменении сопротивления цепи калибровки от  $660$  кОм (когда переключки J1 – J10 установлены) до  $1,26$  МОм (когда эти переключки удалены).

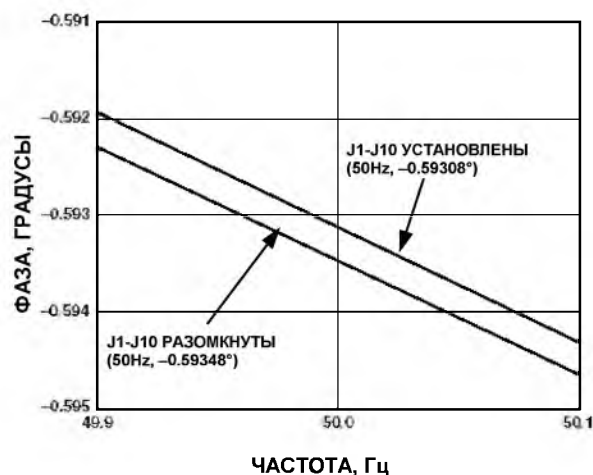


Рис. 9. Сдвиг фазы при калибровке

### КОМПЕНСАЦИЯ ПАРАЗИТНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ ШУНТА

При использовании на низких частотах шунт можно рассматривать как чисто резистивный элемент без сколько-нибудь значимой реактивной составляющей. Однако, в некоторых ситуациях, при использовании шунта в реальном устройстве сбора данных, даже небольшое значение паразитной индуктивности может вызвать нежелательные эффекты. Эта проблема очень заметна, когда сопротивление шунта очень низкое, порядка  $200$  мкОм. Ниже показана эквивалентная схема для шунта, используемого в данной разработке. Имеется три точки подключения к шунту. Две из них используются для снятия сигнала тока (V1P и V1N), третий вывод шунта используется как вывод "земли" для всей схемы.

Сопротивление шунта обозначено как  $R_{SH1}$  ( $350$  мкОм).  $R_{SH2}$  – это сопротивление между выводом шунта, к которому подключен вход V1N и точкой заземления системы. Главные паразитные индуктивности обозначены как  $L_{SH1}$  и  $L_{SH2}$ . На рис. 10 также показано, каким образом шунт подключается ко входу микросхемы AD7755 через антиалайзинговые фильтры. Назначение антиалайзинговых фильтров рассмотрено в предыдущем разделе и их АЧХ и ФЧХ показаны на рис. 6 и 7.

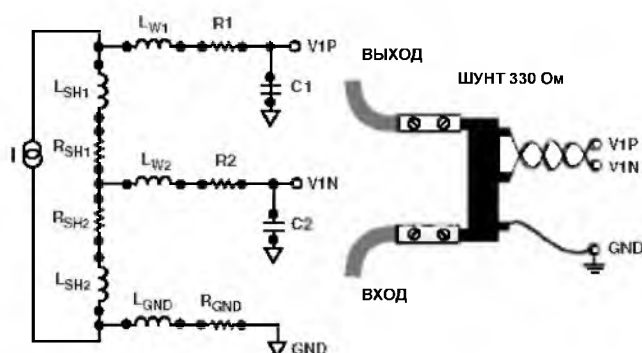


Рис. 10. Эквивалентная схема шунта

### Подавление влияния паразитной индуктивности шунта

Влияние паразитной индуктивности шунта проиллюстрировано на рис. 11. Здесь на графике показаны фазочастотная и амплитудно-частотная характеристики антиалайзингового фильтра при наличии паразитной индуктивности величиной 2 нГн (сплошной линией) и без неё (пунктирной). Из графика видно, что влиянию паразитной индуктивности подвергается как АЧХ, так и ФЧХ. Ослабление сигнала на частоте 1 МГц теперь составляет только около -15 дВ, что может привести к некоторым проблемам с воспроизводимостью и точностью данного устройства в условиях повышенного уровня шума. Что еще более важно, между сигналами в каналах тока и напряжения может появиться нежелательный фазовый сдвиг. Если предположить, что схема сделана так, чтобы обеспечить идеальное совпадение фаз сигналов в канале V1 и V2, то теперь появляется фазовый сдвиг величиной  $0,1^\circ$  на частоте 50 Гц. Обратите внимание, что фазовый сдвиг величиной  $0,1^\circ$  будет приводить к погрешности измерения в 0,3% при коэффициенте мощности  $PF = \pm 0,5$ . См. уравнение 2 (раздел "Совпадение фазы в каналах счетчика").

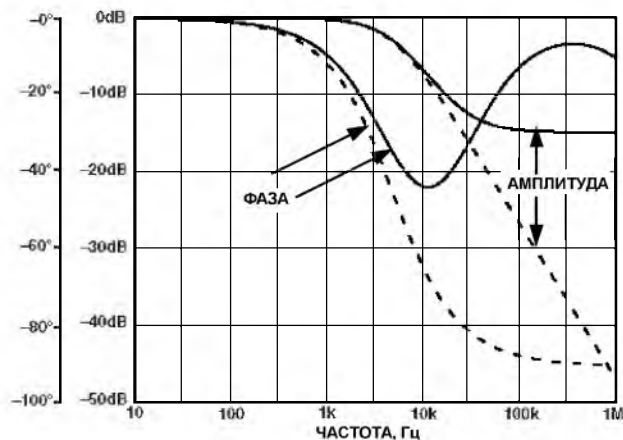


Рис. 11. Влияние паразитной индуктивности шунта на антиалайзинговый фильтр

Эта проблема возникает из-за появления дополнительного нуля в передаточной характеристике антиалайзингового фильтра.

При помощи упрощенной модели шунта, показанной на рис. 10, положение нуля определяется как  $R_{SH1}/L_{SH1}$ . Одним из путей устранения эффекта дополнительного нуля характеристики является добавление дополнительного полюса в той же точке, где находится нуль (или вблизи нее). Добавление RC-цепочки на каждый аналоговый вход канала V1 обеспечит требуемый дополнительный полюс. Новая антиалайзинговая схема для канала V1 показана на рис. 12. Для упрощения вычислений, чтобы продемонстрировать принцип работы, предполагается, что  $R_S$  и  $C_S$  имеют одинаковые величины.

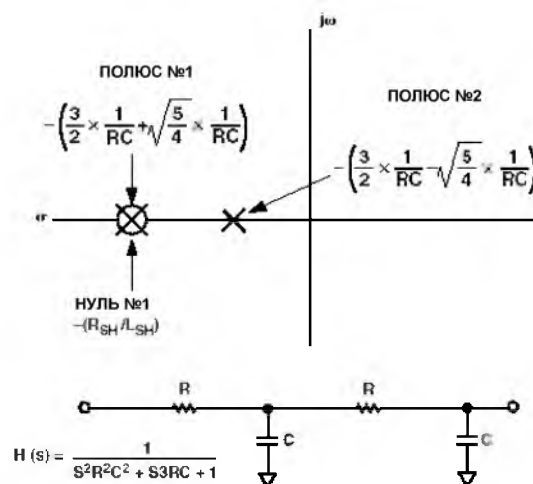


Рис. 12. Схема компенсации паразитной индуктивности шунта

На рис. 12 также приведены уравнения, определяющие положение нулей и полюсов схемы. Назначение полюса №1 заключается в подавлении влияния нуля, возникающего из-за наличия индуктивности шунта. Полюс №2 выполняет функцию антиалайзингового фильтра, как описано в разделе "Антиалайзинговые фильтры". Ниже проиллюстрирован простой пример вычисления для шунта сопротивлением 330 мкОм с паразитной индуктивностью 2 нГн. Положение полюса №1 определяется следующим образом:

$$-\left(\frac{3}{2} \times \frac{1}{RC} + \sqrt{\frac{5}{4} \times \frac{1}{RC}}\right) = \frac{R_{SH1}}{L_{SH1}}$$

Для  $R_{SH1} = 330$  мкОм,  $L_{SH1} = 2$  нГн,  $C = 0,033$  мкФ получаем в результате значение  $R = 480$  Ом приблизительно (можно использовать 470 Ом из стандартного ряда). Положение полюса №1 соответствует 165000 радиан или 26,26 кГц. Полюс №2 находится на частоте

$$-\left(\frac{3}{2} \times \frac{1}{RC} + \sqrt{\frac{5}{4} \times \frac{1}{RC}}\right) = 3.838 \text{ кГц}$$

## AN-559 R

Чтобы устранить расхождение фаз сигналов между каналами V1 и V2, полюс в канале V2 должен быть расположен точно так же. При значении  $C = 0,033$  мкФ, новая величина резистора в антиалайзинговом фильтре в канале V2 должна составлять приблизительно 1,23 кОм (используйте 1,2 кОм).

На рис. 13 показано, как влияет схема компенсации на фазо-частотную и амплитудно-частотную характеристики антиалайзингового фильтра в канале V1. Пунктирной линией показана частотная характеристика канала V2 при использовании реальных величин заново рассчитанных компонентов, т.е. 1,2 кОм и 0,033 мкФ. Сплошной линией показана частотная характеристика канала V1 с учетом паразитной индуктивности шунта. Обратите внимание, что АЧХ и ФЧХ очень близки к идеальным, показанным пунктирными линиями. Это соответствие обеспечивается действием схемы компенсации.

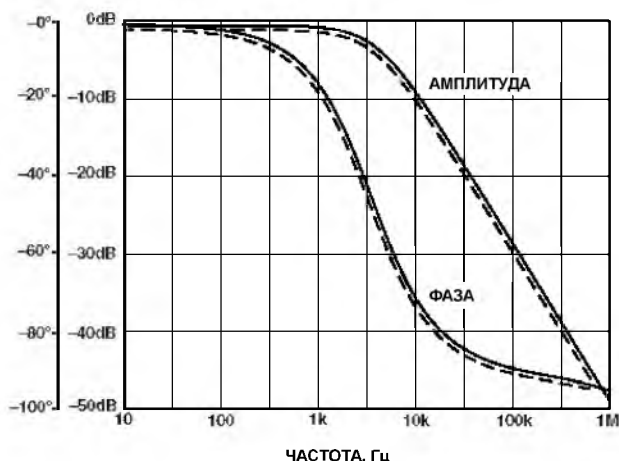


Рис. 13. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики антиалайзинговой схемы после компенсации паразитной индуктивности

Данный метод компенсации хорошо работает, если полюс, возникающий из-за наличия паразитной индуктивности у шунта, находится на частоте не выше приблизительно 25 кГц. Если нуль характеристики находится на гораздо более высокой частоте, его влияние может быть устранено просто добавлением дополнительной RC-цепочки в канале V1 с полюсом, располагающимся гораздо выше, чем полюс антиалайзингового фильтра, например, RC-цепочки 100 Ом + 0,033 мкФ. При выборе шунта нужно руководствоваться требованием, чтобы его паразитная индуктивность была минимальна. Это особенно важно для шунтов с низким сопротивлением, ниже приблизительно 200 мкОм. Обратите внимание, что чем меньше сопротивление шунта, тем ниже частота, на которой

располагается нуль характеристики при данной паразитной индуктивности ( $\text{Нуль} = R_{\text{SH1}}/L_{\text{SH1}}$ ).

### КОНСТРУКЦИЯ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

В данном счетчике используется простой недорогой источник питания, основанный на емкостном делителе на конденсаторах C17 и C18. Большая часть сетевого напряжения падает на конденсаторе C17, пленочном металлизированном полиэстеровом конденсаторе емкостью 0,47 мкФ на 250 В. Импеданс конденсатора C17 обеспечивает эффективную работу источника питания. В то же время величина конденсатора C17 соответствует требованиям стандарта IEC1036 по потребляемой мощности. Суммарная потребляемая мощность в цепи напряжения, включая источник питания, определяется в разделе 4.4.1.1 стандарта IEC1036 (1996-9). Общая потребляемая мощность не должна превышать в номинальном режиме 2 Вт и 10 В·А. Номинальное значение потребляемой мощности в данной конструкции составляет 7 В·А, при этом активная мощность, потребляемая источником питания, составляет 0,5 Вт. Вместе с мощностью, рассеиваемой на шунте при токе 40 А, суммарная потребляемая мощность счетчика составит 1,06 Вт. На рис. 14 показана схема источника питания.

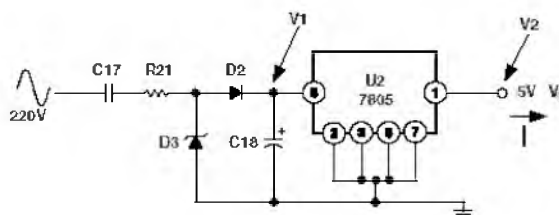


Рис. 14. Схема источника питания

Графики, показанные на рис. 15, 16, 17 и 18 иллюстрируют работу источника питания при большой нагрузке, подключенной к сети (50 А) и при изменении напряжения сети от 180 до 250 В. Самую большую нагрузку на источник питания представляет собой ток, необходимый для управления шаговым двигателем электро-механического счетчика; этот двигатель имеет сопротивление обмоток порядка 400 Ом. Это наглядно видно на кривой напряжения V1 (напряжение на конденсаторе C18) на нижеприведенных графиках.

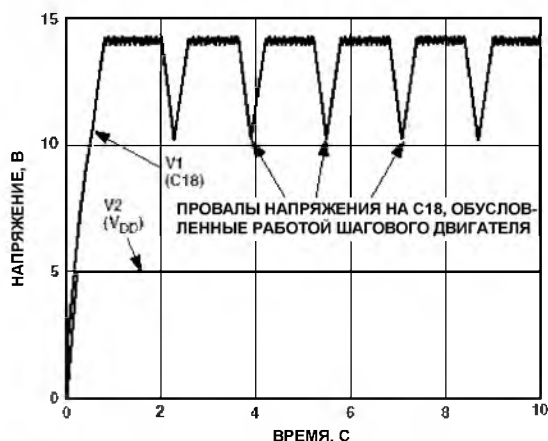


Рис. 15. Напряжение на выходе источника питания при напряжении 220 В и нагрузке сети 50 А

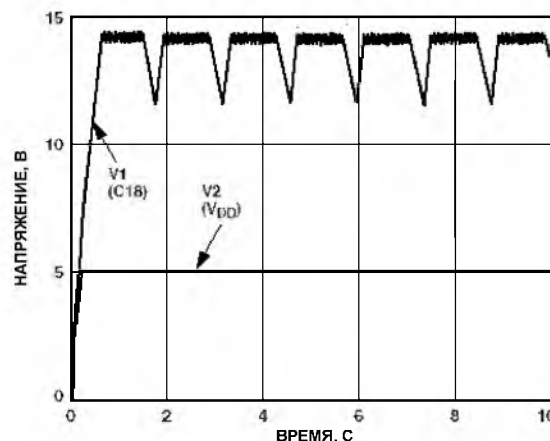


Рис. 18. Напряжение на выходе источника питания при напряжении 180 В и нагрузке сети 50 А

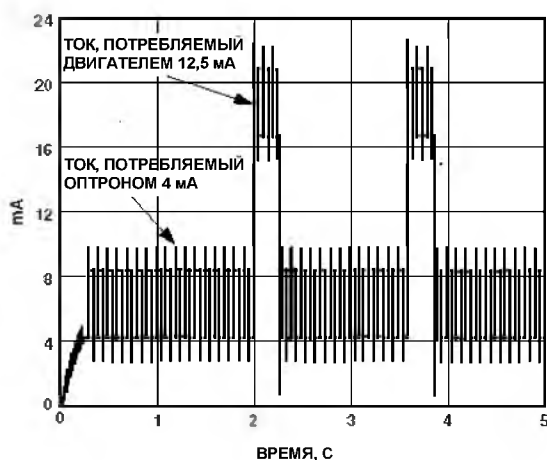


Рис. 16. Ток на выходе источника питания при напряжении 220 В и нагрузке сети 50 А

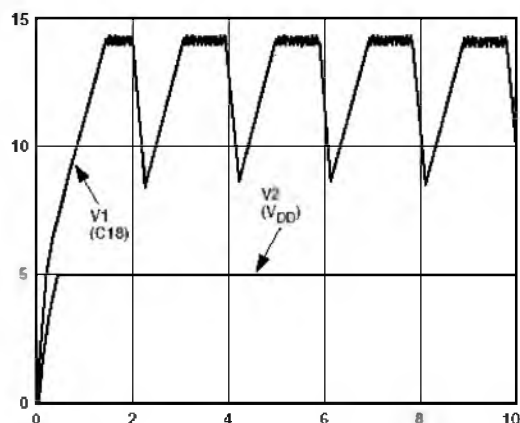


Рис. 17. Напряжение на выходе источника питания при напряжении 180 В и нагрузке сети 50 А

### АСПЕКТЫ РАЗРАБОТКИ, СВЯЗАННЫЕ С УСТОЙЧИВОСТЬЮ СЧЕТЧИКА К ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ПОМЕХАМ

В разделе 4.5 стандарта IEC1036 сказано:

"Счетчик должен быть разработан так, чтобы проведенные или излученные электромагнитные помехи, а также электростатические разряды не повреждали счетчик и не оказывали на его работу существенного влияния." Речь здесь идет о следующих воздействиях:

1. Электростатические разряды
2. Электромагнитные высокочастотные поля
3. Быстрые импульсы тока, вызванные переходными процессами

Все меры предосторожности и схемотехнические средства (такие как ферритовые бусины, конденсаторы, фильтрующие напряжение сети, большие по размерам резисторы для поверхностного монтажа, технически грамотная разводка печатной платы, предусматривающая хорошее заземление) способствуют определённому повышению степени защиты электроники счетчика от различных видов электромагнитных помех. Некоторые средства (например, ферритовые бусинки), однако, играют более важную роль в защите схемы от определенных видов помех (таких как радиочастотные помехи и импульсы от переходных процессов). Ниже обсуждается характер воздействия всех перечисленных помех и рассматривается, какие средства защиты применяются в каждом случае.

## ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЙ РАЗРЯД (ESD)

Хотя многие чувствительные электронные компоненты содержат на кристалле определенные средства защиты от электростатического разряда, эти средства не могут защитить от грубых разрядов, которые описаны ниже. Другая проблема заключается в том, что эффект от электростатических разрядов кумулятивный, т.е. устройство может выжить после электростатического разряда, но это не значит, что оно и в будущем останется исправным после многократного повторения таких же разрядов. Лучше всего избегать разряда или подавлять электростатический заряд до того, как он подействует на чувствительную электронику. То же самое можно сказать и о других видах электромагнитных воздействий. Данный тест проводится в соответствии с IEC1000-4-2 в следующих условиях:

- Контактный разряд;
- Нагрузочный тест 4 категории;
- Тест на напряжение 8 кВ;
- Количество разрядов = 10.

Часто бывает, что дополнительные компоненты для защиты устройства не нужны. С учетом некоторых деталей уже имеющиеся в схеме компоненты могут играть двойную роль. Например, счетчик должен быть защищен от электростатического разряда в той точке, где он взаимодействует с "внешним миром", то есть в точке соединения с шунтом. Микросхема AD7755 соединена с шунтом через два низкочастотных (антиалайзинговых) фильтра, которые необходимы для работы АЦП (см. раздел "Антиалайзинговые фильтры"). Этого RC-фильтра также может быть достаточно для защиты от электростатических разрядов микросхем, выполненных по технологии КМОП. Однако, некоторые меры должны быть предусмотрены. Например, резисторы не должны быть проволочными, так как разряд может легко преодолеть такой резистор. Кроме того, резисторы должны быть большого размера, чтобы предотвратить искровой разряд через резистор. В данной конструкции в антиалайзинговом фильтре использовались резисторы для поверхностного монтажа мощностью 1/8W типоразмера 1206. Также для соединения с шунтом были применены две ферритовые бусины. Такой дроссель особенно эффективен для замедления быстрого нарастания тока, вызванного электростатическим разрядом. Высокочастотная энергия импульса рассеивается в феррите, прежде чем она окажет воздействие на чувствительные компоненты устройства. (*Свойства феррита будут обсуждены ниже*). Также с выводами счетчика напрямую соединена схема блока питания. Таким образом, разряд будет рассеиваться на ферритовом дросселе, фильтрующем конденсаторе (С16) и диодах выпрямителя D2

и D3. Защита аналогового входа V2P обеспечена большим импедансом схемы делителя, который используется для калибровки.

Еще один очень широко распространенный и недорогой способ защиты от электростатического разряда – использование разрядных промежутков на компонентной стороне печатной платы – см. рис. 19. Однако, так как счетчик будет, скорее всего, работать на открытом воздухе и будет часто подвергаться электростатическим разрядам, этот способ не рекомендуется для некоторых чувствительных точек, таких как точки соединения с шунтом. Многократные разряды могут привести к появлению нагара в искровом промежутке, что может вызвать короткое замыкание или привести в схему дополнительный импеданс, который со временем повлияет на точность прибора. В данной конструкции искровой промежуток был введен в схему источника питания после варистора (обозначенного на схеме аббревиатурой MOV - metal oxide varistor) чтобы блокировать любые высоковольтные и быстрые разряды.

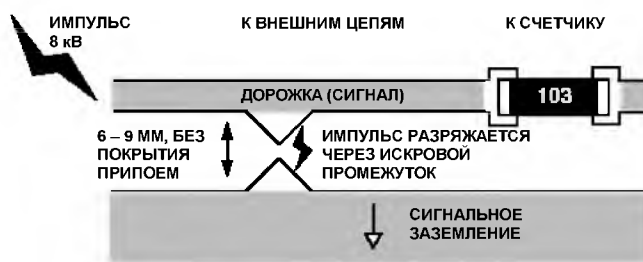


Рис. 19. Блокировка прохождения высоковольтных импульсов при помощи искрового промежутка

## ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ВЧ ПОЛЯ

Тестирование проводилось в соответствии со стандартом IEC100-4-3. Восприимчивость интегральных микросхем к радиочастотным воздействиям, как правило, наиболее выражена в полосе частот 20 – 200 МГц. Сигналы более высокой частоты обычно шунтируются паразитными емкостями. В целом, для интегральной микросхемы воздействие радиочастотного сигнала в полосе 20 – 200 МГц является широкополосным в сущности, то есть не существует какой-то частоты помехи, которая влекла бы больше неприятностей, чем другая. Однако чувствительность к каким-то определенным частотам может быть более выражена ввиду резонансных свойств разводки печатной платы. Эти резонансы могут вызвать дополнительное усиление на определенных частотах, и для чувствительного устройства это может стать причиной проблем. Большая часть радиочастотных помех попадает в устройство через соединительный кабель. Это место соединения должно быть защищено. Существуют следующие способы защиты устройства:

1. Минимизировать рабочую полосу частот схемы;
2. Изолировать чувствительные элементы системы.

### Минимизация полосы частот

В данной конструкции требуемая полоса частот составляет всего 2 кГц. Это существенно облегчает задачу уменьшения эффекта влияния радиочастотных помех. Точки входа кабеля должны быть снабжены низкочастотными фильтрами, чтобы подавить высокочастотные шумы, воздействующие на систему. Выход шунта подключен ко входу AD7755 через НЧ фильтр. Это предотвращает эффект наложения спектра (aliasing), о чем говорилось выше. При выборе соответствующих компонентов и при добавлении некоторых дополнительных компонентов (таких как ферритовые бусины) эти антиалайзинговые фильтры также выполняют функцию высокоэффективных радиочастотных фильтров. На рис. 7 показана несколько идеализированная амплитудно-частотная характеристика антиалайзингового фильтра, подключенного к аналоговому входу. Если мы имеем дело с высокой частотой (больше 1 МГц), то необходимо учитывать паразитные реактивные составляющие каждого компонента схемы. На рис. 20 показаны схемы антиалайзинговых фильтров вместе с паразитными элементами. Эти малые величины паразитных емкостей и индуктивностей становятся существенными на высоких частотах и, следовательно, должны приниматься во внимание.

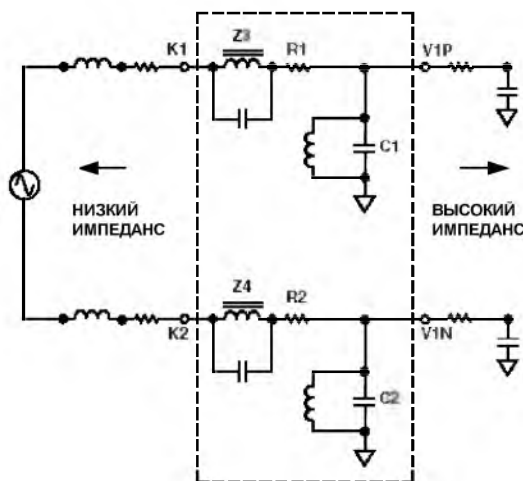


Рис. 20. Антиалайзинговые фильтры с паразитными элементами

Добиться минимизации величин паразитных элементов можно при использовании компонентов малого размера с минимальной длиной выводов (поверхностного монтажа). Так как точное значение импеданса не известно (оно зависит от импеданса источника электрического напряжения), то для минимизации возможных

резонансных явлений необходимо принять ряд мер общего характера. Резонансы, которые возникают в результате взаимодействия импеданса источника и фильтров могут привести к увеличению усиления на определенных частотах и таким образом увеличить подверженность устройства помехам на этих частотах. Компоненты с потерями (т.е. имеющие значимую резистивную составляющую), такие как конденсаторы с диэлектриком, обладающим потерями (напр. типа X7R) и индуктивности с ферритовыми сердечниками – это идеальные компоненты, способствующие уменьшению добротности входных цепей. Радиочастотная энергия рассеивается в виде тепла, прежде чем подействует на другие элементы схемы. Ферритовые бусины Z3 и Z4 играют при этом важную роль. На рис. 21 показано, как импеданс ферритовых бусин зависит от частоты.

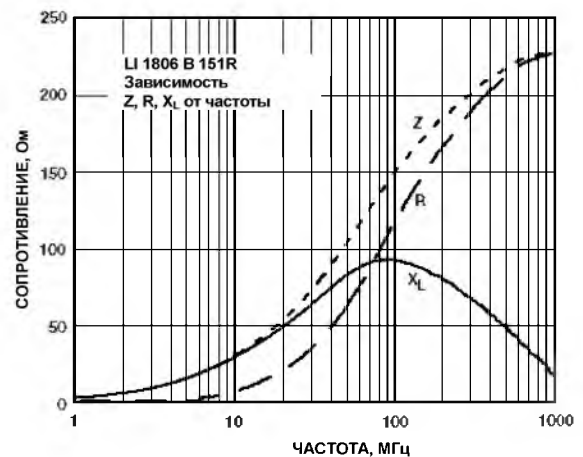


Рис. 21. Частотная характеристика ферритовых бусин (Z3 и Z4) в антиалайзинговом фильтре

Из графиков на рис. 21 видно, что ферритовые бусины-дроссели становятся резистивными на высоких частотах. Также обратите внимание, что импеданс ферритовых бусин возрастает с частотой, поэтому они подавляют только высокочастотные составляющие.

### Изоляция

Соединение с шунтом – единственное место, где микросхема AD7755 соединяется напрямую (через антиалайзинговые фильтры) со "внешним миром". Устройство также соединяется с линиями фазы и нейтрали для того, чтобы обеспечить питание схемы и получить сигнал напряжения для канала V2. Ферритовая бусина Z1 и фильтрующий конденсатор C16 должны значительно ослаблять любые радиочастотные воздействия на схему источника питания. Другой возможный путь для радиочастотных помех – сигнальное заземление устройства. Для того, чтобы обеспечить изоляцию сигнального заземления ИС AD7755 от внешней точки



заземления системы (К4), используется метод "крепостного рва". На рис. 22 показан принцип этого метода, называемого разделением или "крепостным ровом".

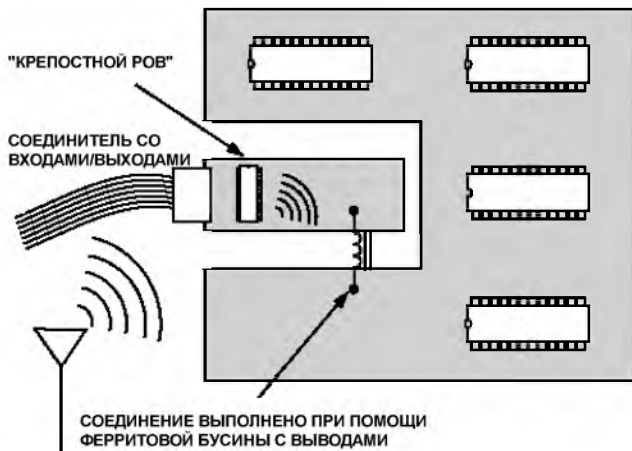


Рис. 22. Высокочастотная изоляция входов/выходов при помощи метода "крепостного рва"

Чувствительные к радиочастотам части схемы защищены от радиочастотных помех, поступающих в устройство через входы/выходы. На участке, к которому подсоединены входы/выходы устройства, нет шин питания и земли. Это уменьшает число путей, по которым попадают в устройство радиочастотные помехи; этот метод называется "крепостным ровом". Разумеется, цепи питания, заземления и сигналов должны пересекать этот "крепостной ров", и на рис. 22 показано, как это сделать безопасным образом с помощью ферритовой бусины. Не забывайте, что ферритовая бусина обладает большим импедансом на высокой частоте (см. рис. 21).

### ИСПЫТАНИЕ НА УСТОЙЧИВОСТЬ К ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ИМПУЛЬСАМ

Этот тест позволяет оценить устойчивость устройства к импульсным воздействиям. Тестирование производится в соответствии со стандартом IEC1000-4-4 при строго определенных условиях. От подобных электрических импульсов, возможно, труднее всего предусмотреть защиту, так как он воздействует на устройство через соединение с внешними цепями, т.е. с сетью. Рис. 23 иллюстрирует физические свойства электрического импульса, который используется в стандарте IEC1000-4-4. Возможно, наиболее неприятный для устройства параметр этого импульса – это не амплитуда (которая составляет 4 кВ), а высокочастотная составляющая, возникающая за счет предполагаемой высокой скорости нарастания импульса. Большая скорость нарастания означает высокочастотные помехи, которые воздействуют на компоненты устройства через

паразитные емкости и т.п. На дорожках печатной платы и в цепи сигнального заземления, обладающих индуктивностью, могут возникнуть дифференциальные сигналы значительной амплитуды. Эти высокоамплитудные дифференциальные сигналы могут повлиять на работу чувствительных электронных компонентов схемы. Цифровые системы подвергаются риску повреждения данных. Длительность воздействия на аналоговые электронные устройства обычно ограничивается только длительностью импульса помехи.

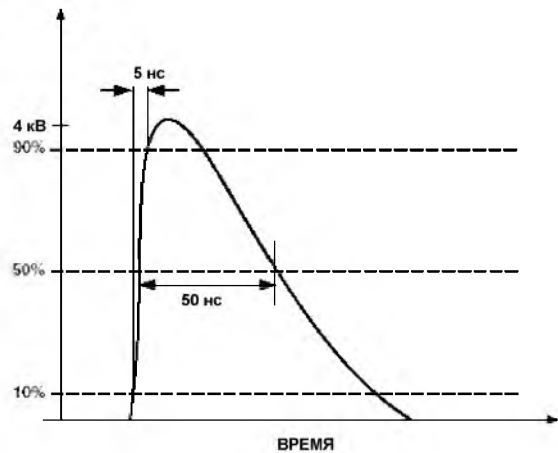


Рис. 23. Характеристики одиночного электрического импульса

Еще одна возможная проблема, связанная с электрическим импульсом, заключается в том, что его действие, подобно действию электростатического разряда, обычно является кумулятивным для электронных компонентов. Энергия электрического импульса может достигать до 0,004 Дж и вызывать ток в 40 А на нагрузке сопротивлением 50 Ом (см. рис. 26). Таким образом, воздействие многократных электрических импульсов, которое может быть результатом переключения индуктивной нагрузки и т.п., может негативно сказаться на долговременной надежности компонентов устройства. Лучший подход в данном случае заключается в том, чтобы защитить компоненты устройства, чувствительные к импульсу. Методика защиты, описанная в последнем разделе ("Электромагнитные высокочастотные поля"), также с равным успехом применима для электрических импульсов. Электронная схема должна быть изолирована насколько возможно от источника помех посредством специальной разводки (напр., метода "крепостного рва") и фильтрации сигнальных цепей и цепей питания. Кроме того, конденсатор емкостью 0,01 мкФ (С16) помещен между сетевыми линиями в качестве низкоимпедансного шунта для дифференциальных электрических импульсов. Паразитная индуктивность, возникающая за счет выводов и дорожек печатной платы, приводит к тому, что варистор (MOV) не будет достаточно эффективен

в отношении подавления дифференциального электрического импульса. Варистор очень эффективен при подавлении мощных, относительно продолжительных импульсов, например, вызванных разрядами молнии и т.п. Работа варистора рассматривается в следующем разделе.

### Варистор типа S20K275

В данной конструкции использовался варистор типа S20K275 фирмы Siemens. Варистор – это, в сущности, нелинейный резистор, сопротивление которого уменьшается при увеличении напряжения. Варистор обычно включается параллельно устройству или схеме, которую необходимо защитить. В течение высоковольтного импульса варистор действует как низкоимпедансный шунт и таким образом предохраняет от высокого напряжения защищаемую схему. Импульс высокого напряжения в сущности полностью падает на внутреннем сопротивлении источника этого импульса, т.е. внутреннем сопротивлении источника сетевого питания. Рис. 24 иллюстрирует данный принцип.

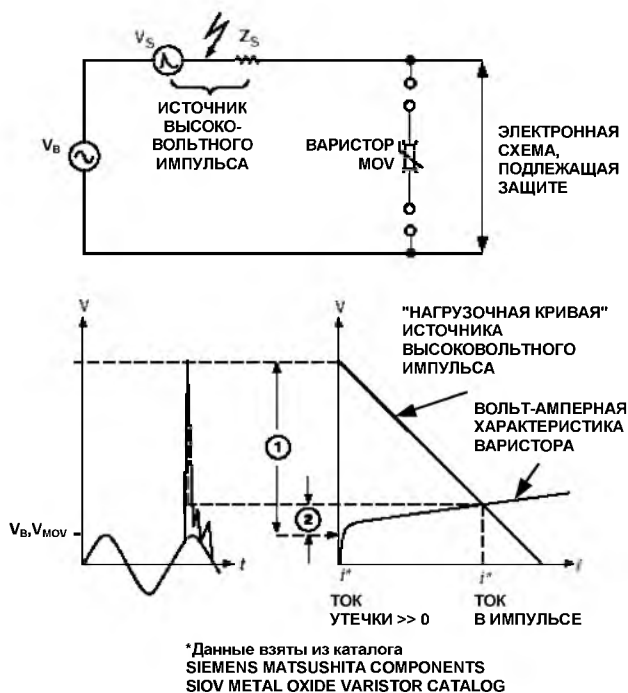


Рис. 24. Принцип работы схемы защиты на варисторе

На графике на рис. 24 показано, каким образом можно оценить значения тока и напряжения на варисторе при заданном напряжении импульса и внутреннем сопротивлении источника импульса. Нагрузочная линия (прямая, соединяющая на графике точку, соответствующую напряжению холостого хода с точкой короткого замыкания) проведена на том же графике, что и вольт-амперная характеристика варистора. Точке, где эти две характеристики пересекаются, соответствуют напряжение и ток

через варистор в момент срабатывания защиты. Необходимо со всей тщательностью отнестись к оценке тока короткого замыкания. При расчете импеданса источника (т.е. сети) необходимо принимать во внимание частотный спектр импульса, импеданс может быть разным на различных частотах. При тестировании прибора на устойчивость к высоковольтному импульсу значение импеданса сети принимается равным 50 Ом. В следующем разделе рассматриваются стандарты IEC1000-4-4 и IEC1000-4-5, регламентирующие методы тестирования прибора на устойчивость к импульсам высокого напряжения.

### Стандарт IEC1000-4-4 и варистор типа S20K275

Несмотря на то, что рассмотренный выше графический метод вполне эффективен, все же наилучшим подходом является моделирование, т.к. оно способствует лучшему пониманию принципов работы варистора. Фирма EPCOS Components предоставляет SPICE-модели для всех поставляемых варисторов и эти модели весьма полезны при расчете режимов работы прибора при различных тестах на устойчивость, предусмотренных стандартом. Для более подробного ознакомления со SPICE-моделями фирмы EPCOS и их применением воспользуйтесь следующим адресом: <http://www.epcos.de/inf/70/e0000000.htm>

Стандарт IEC1000-4-4 регламентирует методику оценки действия повторяющихся маломощных, высоковольтных, с большой скоростью нарастания импульсов на электронное устройство. Этот тест предполагает имитацию импульсных помех, подобных тем, которые возникают при переключениях (напр., при переключении индуктивной нагрузки, дребезге контактов реле и т.д.).

На рис. 25 показана схема, предназначенная для воспроизведения электрических импульсов в соответствии со стандартом IEC1000-4-4. Эта схема основана на схеме, приведенной на рис. 1 в стандарте IEC1000-4-4 (01-1995).

Характеристики, обеспечиваемые данной схемой, следующие:

- Максимальная энергия – 0,004 Дж/импульс при напряжении 2 кВ на нагрузке 50 Ом;
- Импеданс источника 50 Ом±20%;
- Емкость конденсатора, блокирующего постоянный ток – 0,01 мкФ;
- Время нарастания импульса – 5 нс±30%;
- Длительность импульса по уровню 50% от максимального – 50 нс±30%;
- Форма импульса показана на рис. 23;

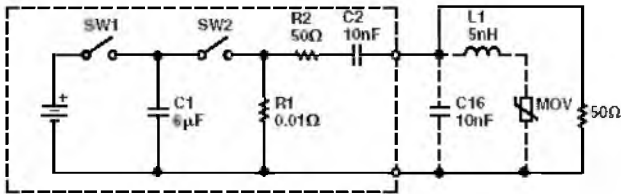


Рис. 25. Генератор электрических импульсов для испытания счетчика

Выходной сигнал этого генератора, подключенного к чисто резистивной нагрузке сопротивлением 50 Ом, показан на рис. 26. Без нагрузки амплитуда выходного импульса генератора составляет 4 кВ. Таким образом, так как внутреннее сопротивление генератора равно 50 Ом (нормируется стандартом IEC1000-4-4), то соотношение амплитуд выходного импульса без нагрузки и с нагрузкой сопротивлением 50 Ом будет составлять 2:1.

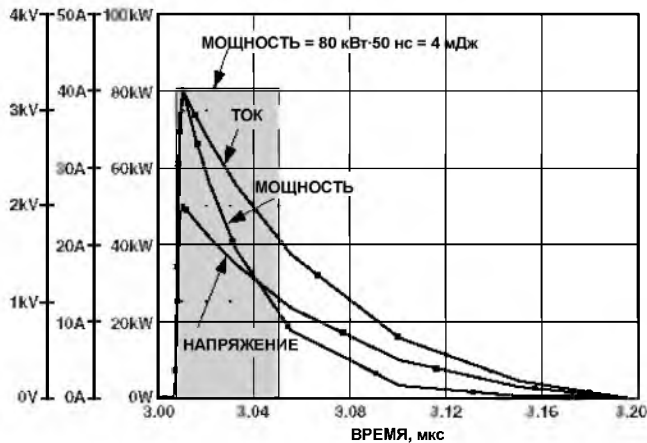


Рис. 26. Выходной сигнал генератора на нагрузке сопротивлением 50 Ом

На графике на рис. 26 также показаны ток и мгновенная мощность ( $V \cdot I$ ) на нагрузке. Суммарная энергия импульса представляет собой интеграл мощности и может быть приблизительно вычислена методом прямоугольника, как показано. Она равна приблизительно 4 мДж при напряжении 2 кВ, что соответствует спецификации. На рис. 27 показаны кривые напряжения на выходе генератора на нагрузке 50 Ом с подключенным параллельно варистором и небольшой индуктивностью (5 нГн). Индуктивность подключена для того, чтобы учесть паразитные индуктивности дорожек печатной платы и выводов элементов. Хотя результат моделирования показывает, что электрический импульс был ослаблен (до 600 В) и большая часть энергии была рассеяна на варисторе (только 0,8 мДж пришлось на нагрузку 50 Ом), необходимо учитывать, что паразитные индуктивности и емкости могут привести к тому, что варистор будет неэффективен. Для примера

на рис. 28 показана форма сигнала в той же схеме, но индуктивность увеличена до 1 мкГн; такая индуктивность вполне может быть получена, если не будет уделено соответствующее внимание разводке платы. Тогда амплитуда импульса опять может достигать 2 кВ.

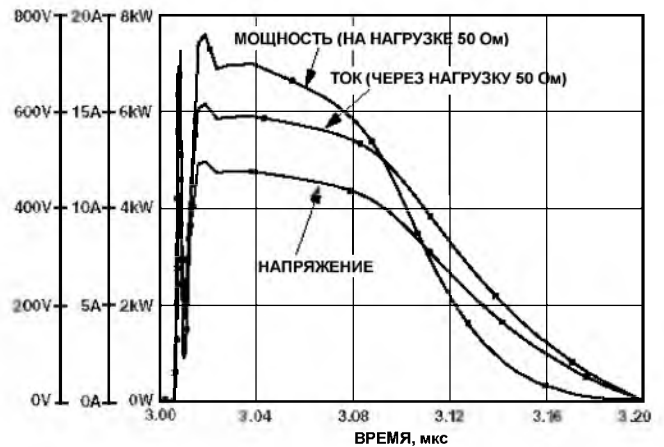


Рис. 27. Выходной сигнал генератора на нагрузке сопротивлением 50 Ом с подключенным варистором

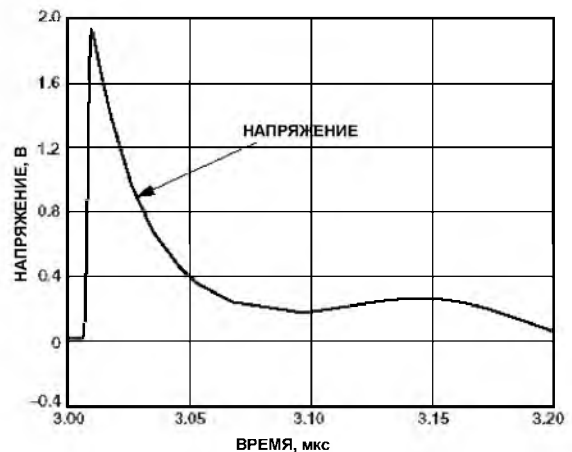


Рис. 28. Выходной сигнал генератора на нагрузке сопротивлением 50 Ом с подключенным варистором и паразитной индуктивностью 1 мкГн

Если подключен конденсатор C16 (0,01 мкФ), то он обеспечивает для дифференциальных электрических импульсов низкоимпедансный путь. Рис. 29 иллюстрирует эффект, достигаемый подключением конденсатора C16. Здесь величина паразитной индуктивности ( $L1$ ) по прежнему составляет 1 мкГн; к нагрузке присоединен варистор. На графике показан ток через конденсатор C16 и напряжение на нагрузке в 50 Ом. Конденсатор C16 обеспечивает низкоимпедансный путь для электрического импульса. Обратите внимание, что пиковый ток через конденсатор C16 составляет 80 А. В результате этого амплитуда электрического импульса значительно уменьшается.

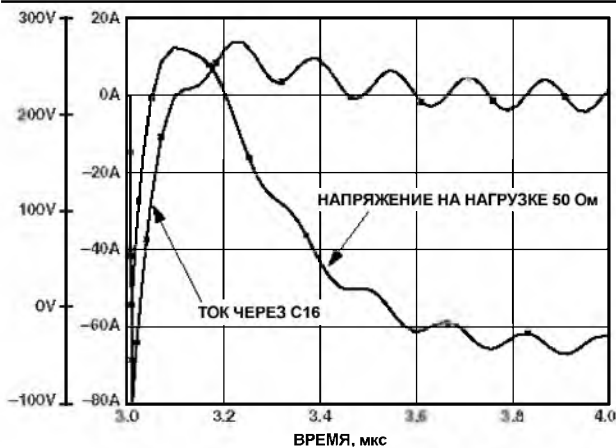


Рис. 29. Выходной сигнал генератора на нагрузке сопротивлением 50 Ом с подключенным варистором, индуктивностью в 1 мкГн и конденсатором С16 (0,01 мкФ)

### Стандарт IEC1000-4-5

Стандарта IEC1000-4-5 утверждает общие правила оценки функционирования системы, которая подвергается воздействию мощных помех по проводам питания и соединительным кабелям. На рис. 30 показана схема, которая используется для генерации комбинированного импульса, описанного в стандарте IEC1000-4-5. Эта схема основана на схеме, приведенной в стандарте IEC1000-4-5 (1995-02) на рис. 1. Этот генератор выдает импульс напряжения 1,2 мкс/50 мкс без нагрузки и импульс тока 8 мкс/20 мкс при короткозамкнутом выходе, поэтому данный генератор носит название гибридного. Генератор импульсов имеет выходной импеданс 2 Ома. Этим импедансом определяется соотношение максимального напряжения при разомкнутой цепи к максимальному току при замкнутой цепи.

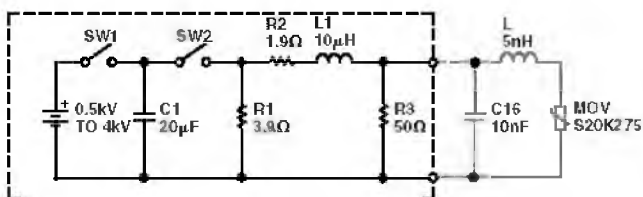


Рис. 30. Генератор импульсов в соответствии со стандартом IEC1000-4-5

На рис. 31 показаны формы тока и напряжения на выходе генератора. Характеристики данного комбинированного генератора следующие:

При разомкнутой цепи:

- Напряжение от 0,5 кВ до 4,0 кВ (минимум);
- Форма сигнала показана на рис. 31;
- Разброс значения выходного напряжения  $\pm 10\%$ .

При короткозамкнутом выходе:

- Ток от 250 А до 2000 А;
  - Форма сигнала показана на рис. 31;
  - Разброс значения тока  $\pm 10\%$ .
- Частота повторений импульсов – 1 импульс за 60 сек.

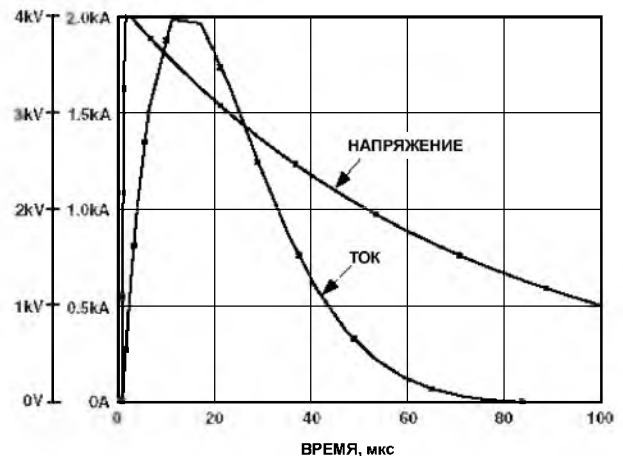


Рис. 31. Напряжение на разомкнутом выходе и ток при короткозамкнутом выходе генератора

При подавлении подобного рода мощных и продолжительных импульсов варистор очень эффективен. На рис. 32 показано напряжение на варисторе при подключении его к генератору, изображенному на рис. 30. Также показаны формы тока и мгновенной мощности. Энергию, рассеянную на варисторе, нетрудно оценить методом прямоугольника, как показано.

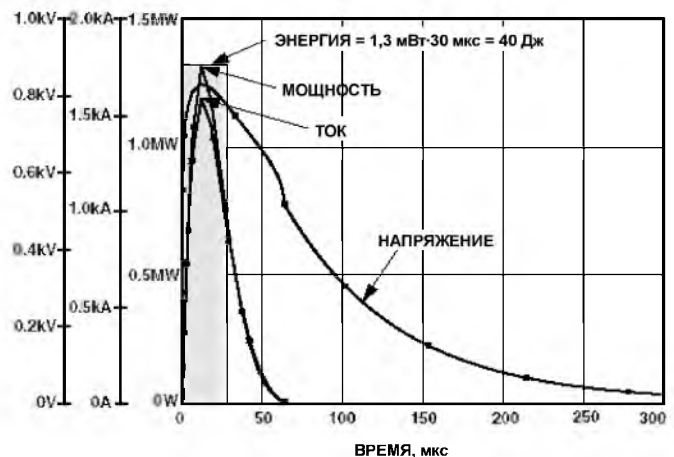


Рис. 32. Энергия, рассеиваемая варистором при воздействии мощного импульса 4 кВ

### Ограничение импульсного тока через варистор

Максимальный импульсный ток (и, следовательно, рассеиваемая энергия), который может выдержать варистор, зависит от того, сколько раз варистор будет подвергаться таким импульсам в процессе эксплуатации. Ресурс варистора сокращается всякий раз, как он подвергается воздействию

## AN-559 R

импульса тока. В техническом описании варистора указывается максимальный неповторяющийся импульсный ток для импульсов длительностью 8 мкс/20 мкс. Если импульс тока будет более продолжительным, и если он может появиться более чем один раз за время работы варистора, данный максимальный ток необходимо ограничить. На рис. 33 показаны характеристики варистора S20K275. Предполагая длительность импульсов равной 30 мкс и максимальный ток, как показано на рис. 32, максимальное число импульсов, которое может выдержать данный варистор без критического ухудшения параметров, равно 10. После многократных перегрузок (10 раз в данном случае) напряжение защиты варистора будет изменяться. Вначале оно несколько увеличится, затем будет быстро падать.

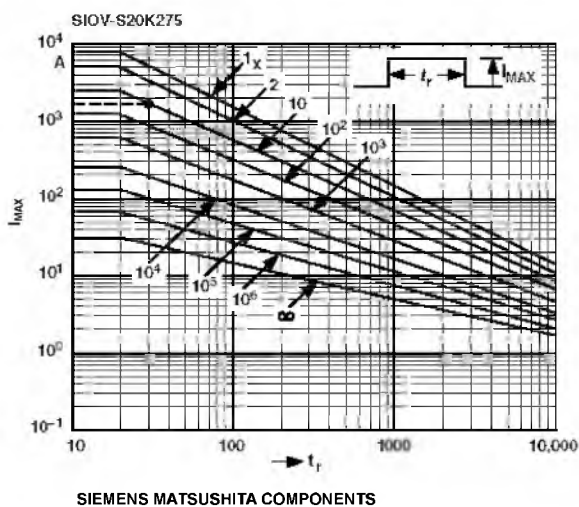


Рис. 33. Кривые зависимости максимально допустимого тока через варистор от продолжительности и числа импульсов

### Результаты теста на электромагнитную совместимость

Данная разработка была полностью протестирована на электромагнитную совместимость независимыми специалистами. Тестирование было проведено фирмой Integrity Design & Test Services Inc., Littleton, MA 01460, USA. Конструкция была также протестирована на уровень излучения (EN 55022 Класс B) в соответствии с требованиями стандарта IEC1036:1996. Копию отчета по тесту можно получить с вебсайта фирмы Analog Devices по адресу: [http://www.analog.com/techsupt/application\\_notes/ad7755/64567\\_e1.pdf](http://www.analog.com/techsupt/application_notes/ad7755/64567_e1.pdf)

Конструкция была также протестирована на устойчивость к электростатическому разряду, радиочастотному излучению, импульсному радиочастотному излучению и электрическим импульсам в соответствии со стандартом IEC1036:1996. Отчет по тесту доступен по адресу:

[http://www.analog.com/techsupt/application\\_notes/ad7755/64567\\_c1.pdf](http://www.analog.com/techsupt/application_notes/ad7755/64567_c1.pdf)

Копия сертификата на данную конструкцию приведена в разделе "Результаты тестирования" данного руководства по применению.

### РАЗРАБОТКА ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

При разработке печатной платы необходимо учитывать как устойчивость устройства к проведенным или излученным электромагнитным помехам, так и работу аналоговой части устройства. К счастью, существует много приемов разработки печатных плат, эффективных с точки зрения аналоговой и аналого-цифровой производительности системы, а также способствующих улучшению помехоустойчивости устройства. Основная идея заключается в изоляции тех частей устройства, которые наиболее чувствительны к шумам и электромагнитным помехам. Так как все этапы преобразования сигнала и его цифровая обработка происходят в ИС AD7755, то надежность работы устройства определяется в первую очередь тем, как защищена микросхема AD7755.

Для того, чтобы обеспечить точность в широком динамическом диапазоне, та часть платы, которая ответственна за обработку сигналов, должна находиться в условиях минимального электрического шума. Шум приводит к росту погрешности в процессе аналогово-цифрового преобразования, выполняемого ИС AD7755. Обычным источником шума в любом устройстве со смешанными сигналами является шум шины "земли", идущей к источнику питания. Здесь высокочастотный шум (возникающий из-за того, что цифровые сигналы имеют высокую скорость нарастания) может влиять на аналоговую часть устройства, т.к. шины "земли" аналоговой и цифровой частей имеют общий участок, идущий к источнику питания. Рис. 34 поясняет этот принцип.

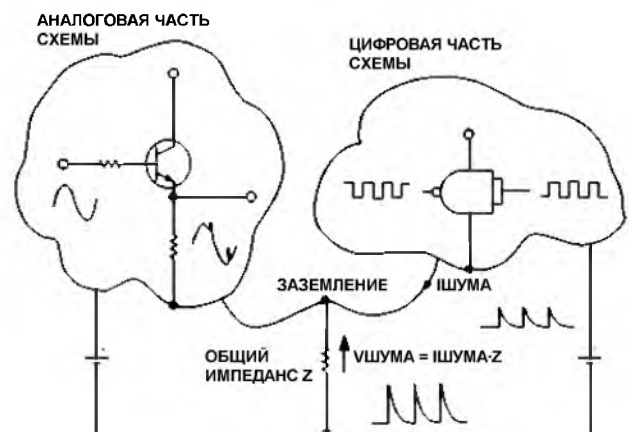


Рис. 34. Влияние цифрового шума через общий импеданс "земли"

Общепринятый метод преодоления такого рода неприятностей заключается в использовании отдельных цепей заземления, идущих к источнику питания, для аналоговой и цифровой частей схемы. Кроме того, необходимо приложить все усилия для того, чтобы импеданс этих цепей был по возможности низким. При разработке печатной платы для ИС AD7755 были предусмотрены отдельные заземляющие поверхности для того, чтобы изолировать друг от друга цепи заземления, идущие к источнику питания. Использование заземляющих поверхностей также гарантирует, что будет обеспечен очень низкий импеданс заземления.

Микросхема AD7755 и чувствительные к помехам сигнальные пути расположены в "тихой" части платы, которая изолирована от шумных компонентов устройства, таких как источник питания, мигающий светодиод и т.д. Так как в устройстве используется источник питания с гасящим конденсатором, значительный ток (приблизительно 32 мА при напряжении сети 220 В) будет возвращаться по заземлению в фазный провод (точку заземления устройства). Эта проблема проиллюстрирована на рис. 35. При размещении источника питания на цифровой части печатной платы обеспечивается удаленность пути этого обратного тока от ИС AD7755 и аналоговых входных сигналов. Этот ток имеет ту же частоту, что и измеряемые сигналы и может отрицательно повлиять на точность прибора (в результате влияния помех от источника питания на аналоговые входы), если не будут приняты должные меры при разводке печатной платы. Кроме того, частично схема делителя для канала V2 (канала напряжения) находится на цифровой части платы. Это помогает избежать возможного влияния на канал V1 за счет того, что обеспечивается насколько возможно малая амплитуда аналогового сигнала на аналоговой ("тихой") части платы. Напоминаем, что при сопротивлении шунта 350 мкОм диапазон напряжения на входе канала V1 изменяется в пределах от 35 мкВ до 14 мВ (от 2%·I<sub>b</sub> до 800%·I<sub>b</sub>). На рис. 35 показан предварительный эскиз размещения компонентов на печатной плате счетчика электроэнергии.

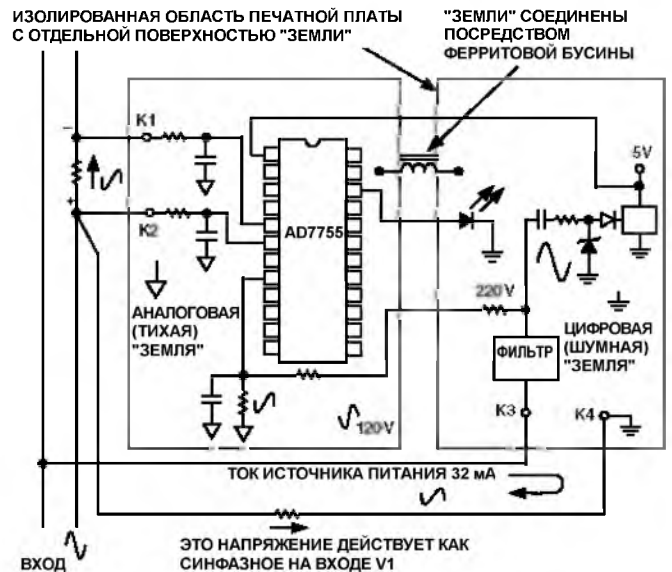


Рис. 35. Эскиз компоновки печатной платы счетчика на ИС AD7755

Разделение поверхностей на печатной плате, как показано на рис. 35, также позволяет нам применить метод "крепостного рва" с целью повысить устойчивость системы к электромагнитным помехам. Цифровая часть печатной платы – это место, куда подключаются линии фазы и нейтрали. Эта часть платы содержит схему подавления импульсных помех (варистор, ферритовый дроссель и т.д.) и схему источника питания. Поверхности "земли" соединены посредством ферритовой бусины, которая способствует изоляции аналоговой земли от высокочастотных помех (см. раздел "Аспекты разработки, связанные с устойчивостью счетчика к электромагнитным помехам").

## РЕЗУЛЬТАТЫ ПОВЕРКИ И ТЕСТИРОВАНИЯ СЧЕТЧИКА

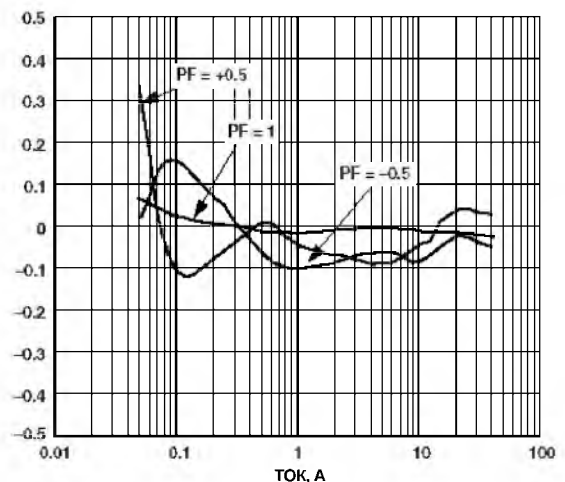


Рис. 36. Погрешность измерения в % при 25°C, 220 В, коэффициент мощности PF = +0,5/-0,5, частота = 50 Гц

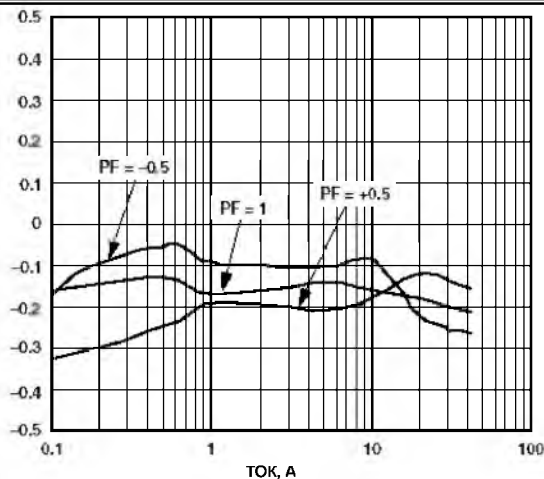


Рис. 37. Погрешность измерения в % при 70°C, 220 В, коэффициент мощности  $PF = +0,5/-0,5$ , частота = 50 Гц

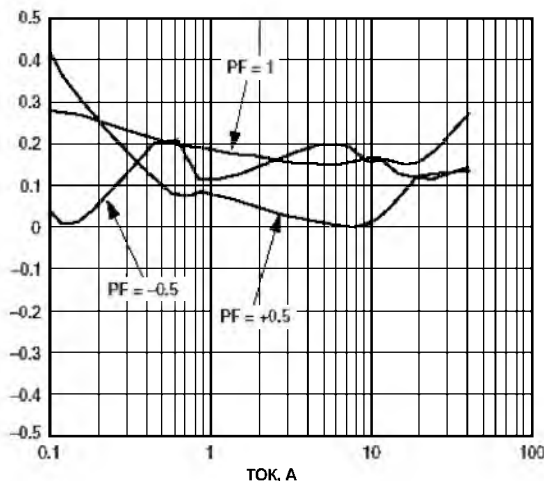


Рис. 38. Погрешность измерения в % при -25°C, 220 В, коэффициент мощности  $PF = +0,5/-0,5$ , частота = 50 Гц

#### ТЕСТИРОВАНИЕ НА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ (EMC) N55022:1994

В конце данного руководства по применению.

#### ТЕСТИРОВАНИЕ НА ЭЛЕКТРОМАГНИТНУЮ СОВМЕСТИМОСТЬ (EMC) EN 61000-4-2, EN 61000-4-3, EN 61000-4-4, ENV 50204

В конце данного руководства по применению.

#### СТАНДАРТЫ ANSI C12.16 И IEC1036

Стандарт ANSI, в котором описываются требования к полупроводниковым электронным счетчикам - это ANSI C12.16-1991.

Так как в данном руководстве по применению при разработке конструкции мы ссылались на стандарт IEC 1036, в этом разделе мы рассмотрим некоторые из ключевых спецификаций стандарта IEC1036 в соответствующих эквивалентах стандарта ANSI. Это поможет избежать возможной путаницы, вызванной тем, что в этих стандартах некоторые термины имеют различное значение.

#### Класс – стандарт IEC1036

Класс прибора в стандарте IEC1036 зависит от точности этого прибора. Например, счетчик класса 1 обладает погрешностью не более 1%. Счетчик класса 0,5 будет иметь максимальное отклонение 0,5% и т.д. В стандарте ANSI C12.16 класс определяется максимальным током, с которым может работать счетчик при заданной точности. Здесь имеются следующие классы: 10, 20, 100, 200 и 320. Это соответствует максимальному току через счетчик 10, 20, 100, 200 и 320 А соответственно.

#### Базовый ток ( $I_b$ ) стандарт IEC1036

Базовый ток ( $I_b$ ) – это величина тока, относительно которой нормируется рабочий диапазон счетчика. В стандарте IEC1036 определяется класс точности прибора в динамическом диапазоне  $0,05 \cdot I_b \leq I \leq I_{MAX}$ . Эта величина тока также используется при тестировании счетчика на максимально допустимые величины различных параметров, таких как диапазон рабочего напряжения или частоты сети. Наиболее близкий эквивалент в стандарте ANSI C12.16 – это тестовый ток. Значения тестового тока для счетчиков различного класса (с различным максимальным током) приведены ниже:

- Class 10 : 2.5 A
- Class 20 : 2.5 A
- Class 100 : 15 A
- Class 200 : 30 A
- Class 320 : 50 A

#### $I_{MAX}$ – стандарт IEC1036

$I_{MAX}$  – это максимальный ток, при котором счетчик обеспечивает заданную точность. Эта величина соответствует классу счетчика в стандарте ANSI C12.16. Например, счетчик с максимальным током  $I_{MAX}$  равным 20 А в стандарте IEC1036 соответствует счетчику класса 20 в стандарте ANSI C12.16.

#### Порог отключения по отсутствию нагрузки

Микросхема AD7755 имеет встроенную схему отключения самохода счетчика. ИС AD7755 не будет выдавать импульсы на выходах CF, F1 и F2, если выходная частота снизилась до определенного уровня. Эта особенность гарантирует, что счетчик не будет регистрировать расход электроэнергии, когда нагрузка отсутствует. В стандарте IEC1036 (1996-09), в разделе 4.6.4 нормируется начальный ток, который не должен превышать более 0,4%  $I_b$  при коэффициенте мощности  $PF = 1$ . В данной конструкции начальный ток составляет 7,8 мА или 0,16%  $I_b$ . См. раздел "Порог выключения по отсутствию нагрузки" в документации на AD7755.



## Перечень компонентов

Обозначение	Параметры	Комментарии
R1, R2, R3, R4	1 кОм, 1%, 1/8 Вт	SMD 1206 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic ERJ-8EHФ1001 Digi-Key No. P 1K FCT-ND
R5	300 кОм, 5%, 1/2 Вт, 200 В	SMD 2010 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic, ERJ-12ZY304 Digi-Key No. P 300K WCT-ND
R6	150 кОм, 5%, 1/2 Вт, 200 В	SMD 1210 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic, ERJ-14YJ154 Digi-Key No. P 150K VCT-ND
R7	75 кОм, 5%, 1/8 Вт, 200 В	SMD 1206 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic, ERJ-8GEYJ753 Digi-Key No. P 75K ECT-ND
R8	39 кОм, 5%, 1/16 Вт, 50 В	SMD 0402 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic, ERJ-2GEJ393 Digi-Key No. P 39K JCT-ND
R9	18 кОм, 5%, 1/16 Вт, 50 В	SMD 0402 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic, ERJ-2GEJ183 Digi-Key No. P 18K JCT-N
R10	9,1 кОм, 5%, 1/16 Вт, 50 В	SMD 0402 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic, ERJ-2GEJ912 Digi-Key No. P 9.1K JCT-ND
R11	5,1 кОм, 5%, 1/16 Вт, 50 В	SMD 0402 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic, ERJ-2GEJ512 Digi-Key No. P 5.1K JCT-ND
R12	2,2 кОм, 5%, 1/16 Вт, 50 В	SMD 0402 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic, ERJ-2GEJ222 Digi-Key No. P 2.2K JCT-ND
R13	1,2 кОм, 5%, 1/16 Вт, 50 В	SMD 0402 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic, ERJ-2GEJ122 Digi-Key No. P 1.2K JCT-ND
R14	560 Ом, 5%, 1/16 Вт, 50 В	SMD 0402 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic, ERJ-2GEJ561 Digi-Key No. P 560 JCT-ND
R15, R16	330 кОм, 5%, 1/2 Вт, 200 В	SMD 2010 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic, ERJ-12ZY334 Digi-Key No. P 330K WCT-ND
R17, R23	1 кОм, 5%, 1/8 Вт, 200 В	SMD 1206 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic, ERJ-8GEYJ102 Digi-Key No. P 1K ECT-ND
R18	820 Ом, 5%, 1/8 Вт, 200 В	SMD 1206 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic, ERJ-8GEYJ821 Digi-Key No. P 820 ECT-ND
R19, R20	20 Ом, 5%, 1/8 Вт, 200 В	Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic, ERJ-8GEYJ200 Digi-Key No. P 20 ECT-ND
R21	470 Ом, 5%, 1 Вт	Резистор, Panasonic, Digi-Key No. P470W-1BK-ND
R22	10 Ом, 5%, 1/8 Вт, 200 В	SMD 1206 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic, ERJ-8GEYJ100 Digi-Key No. P 10 ECT-ND
C1, C2, C3, C4	33 нФ, Многослойный керамический, 10% 50 В, X7R	SMD 0805 Конденсатор для поверхностного монтажа, Panasonic, ECJ-2VB1H333K Digi-Key No. PCC 1834 CT-ND
C5, C13	10 $\mu$ F, 6,3 В	EIA size A Конденсатор для поверхностного монтажа, Panasonic, ECS-TOJY106R Digi-Key No. PCS 1106CT-ND – 3.2 mm $\times$ 1.6 mm

Обозначение	Параметры	Комментарии
C6, C7, C10, C12, C14, C15, C19	100 нФ, многослойный керамический, 10%, 16 В, X7R	SMD 0805 Конденсатор для поверхностного монтажа, Panasonic, ECJ-2VB1E104K Digi-Key No. PCC 1812 CT-ND
C8, C9	22 пФ, многослойный керамический, 5%, 50 В, NPO	SMD 0402 Конденсатор для поверхностного монтажа, Panasonic, ECU-E1H220JCQ Digi-Key No. PCC 220CQCT-ND
C11	6.3 В, 220 мкФ, Электролитический	Through-hole Panasonic, ECA-OJFQ221 Digi-Key P5604 – ND D = 6.3 mm, H = 11.2 mm, Pitch = 2.5 mm, Dia. = 0.5 mm
C16	10 нФ, 250 В, Class X2	Пленочный полиэстеро- металлизированный Through-Hole Panasonic, ECQ-U2A103MN Digi-Key No. P4601-ND
C17	470 нФ, 250 В AC	Пленочный полиэстеро- металлизированный Through-Hole Panasonic, ECQ-E6474KF Digi-Key No. EF6474-NP
C18	35 В, 470 мкФ, электролитический	Through-Hole Panasonic, ECA-1VHG471 Digi-Key P5554 – ND
U1	AD7755AN	Поставляется фирмой ADI в 24-выводном DIP-корпусе; применяйте штырьковые разъемы (P1-P24)
U2	LM78L05	National Semiconductor, LM78L05ACM, S0-8 Digi-Key LM78L05ACM-ND
U3	PS2501-1	Оптопара, NEC, Digi-key No PS2501-1NEC-ND
U4	AD780BRS	Supplied by ADI – 8 Pin SOIC
D1	Светодиод	HP HLMP-D150 Newark 06F6429 (Farnell 323-123)
D2	Выпрямительный диод	1 W, 400 V, DO-41, 1N4004, Digi-Key 1N4004DICT-ND
D3	Стабилитрон	15 V, 1 W, DO-41, 1N4744A Digi-Key 1N4744ADICT-ND
Z1, Z2	Дроссели с ферритовыми бусинами	Axial-Leaded (15 mm × 3.8 mm) 0.6 mm Lead Diameter Panasonic, EXCELSA391, Digi-Key P9818BK-ND
Z3, Z4	Ферритовый дроссель для поверхностного монтажа	SMD 1806 Steward, LI 1806 E 151 R Digi-Key 240-1030-1-ND
Y1	Кварцевый резонатор 3.579545 МГц	Quartz Crystal, HC-49(US), ECS No. ECS-35-17-4 Digi-Key No. X079-ND
MOV1	Варистор	AC 275 V, 140 Joules FARNELL No. 580-284, Siemens, S20K275
J1–J10	0.1 Ом, 5%, 1/4 W, 200 V	SMD 1210 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic ERJ-14RSJ0R1, Digi-Key No. P0.1SCT-ND
J11–J15	0 Ом, 5%, 1/8 W, 200 V	SMD 1206 Резистор для поверхностного монтажа, Panasonic, ERJ-8GEYJ000 Digi-Key No. P0.0ECT-ND
P1–P24	Разъемы для штырьков микросхемы	Sockets for U1 0.022" to 0.025" Pin Diameter ADI Stock 12-18-33. ADVANCE KSS100-85TG
K1–K8	Штырьки соединительные	0.037" to 0.043" Pin Diameter, Hex Press Fit Mil-Max no. 0328-0-15-XX-34-XX-10-0 Digi-Key ED5017-ND
Counter	Электромеханический счетный механизм с двухфазным шаговым двигателем	China National Electronics Import & Export Shaanxi Co. No.11 A, Jinhua northern Road, Xi'an China. Email: chenylf@public.xa.sn.cn Tel: 86-29 3218247, 3221399 Fax: 86-29 3217977, 3215870

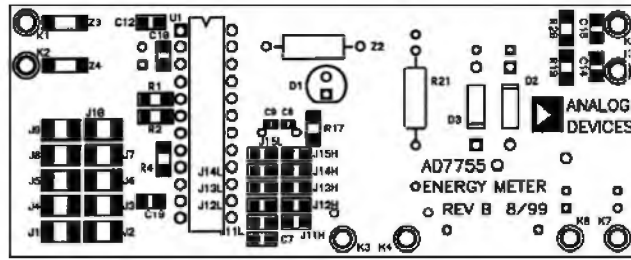


Рис. 39. Схема сборки печатной платы (вид сверху)

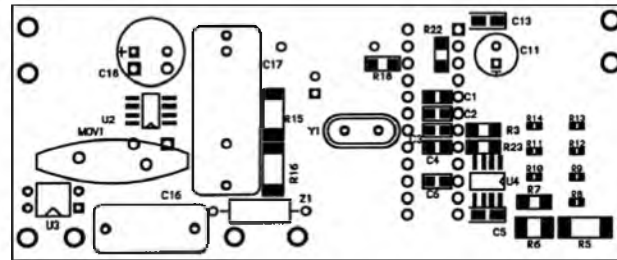


Рис. 40. Схема сборки печатной платы (вид снизу)

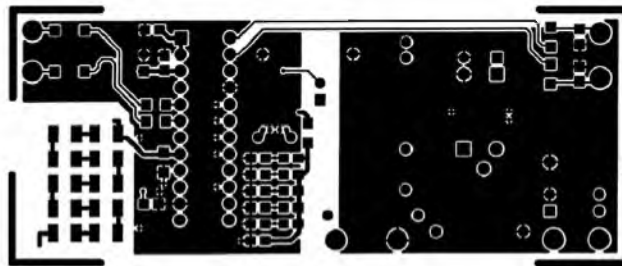


Рис. 41. Разводка печатной платы (вид сверху)

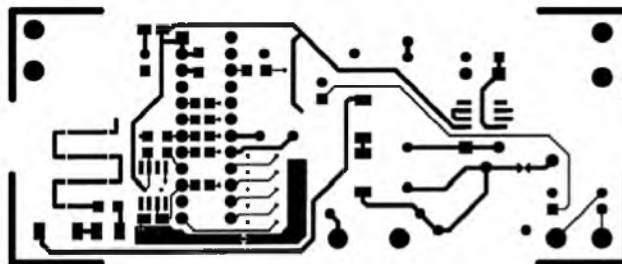


Рис. 42. Разводка печатной платы (вид снизу)

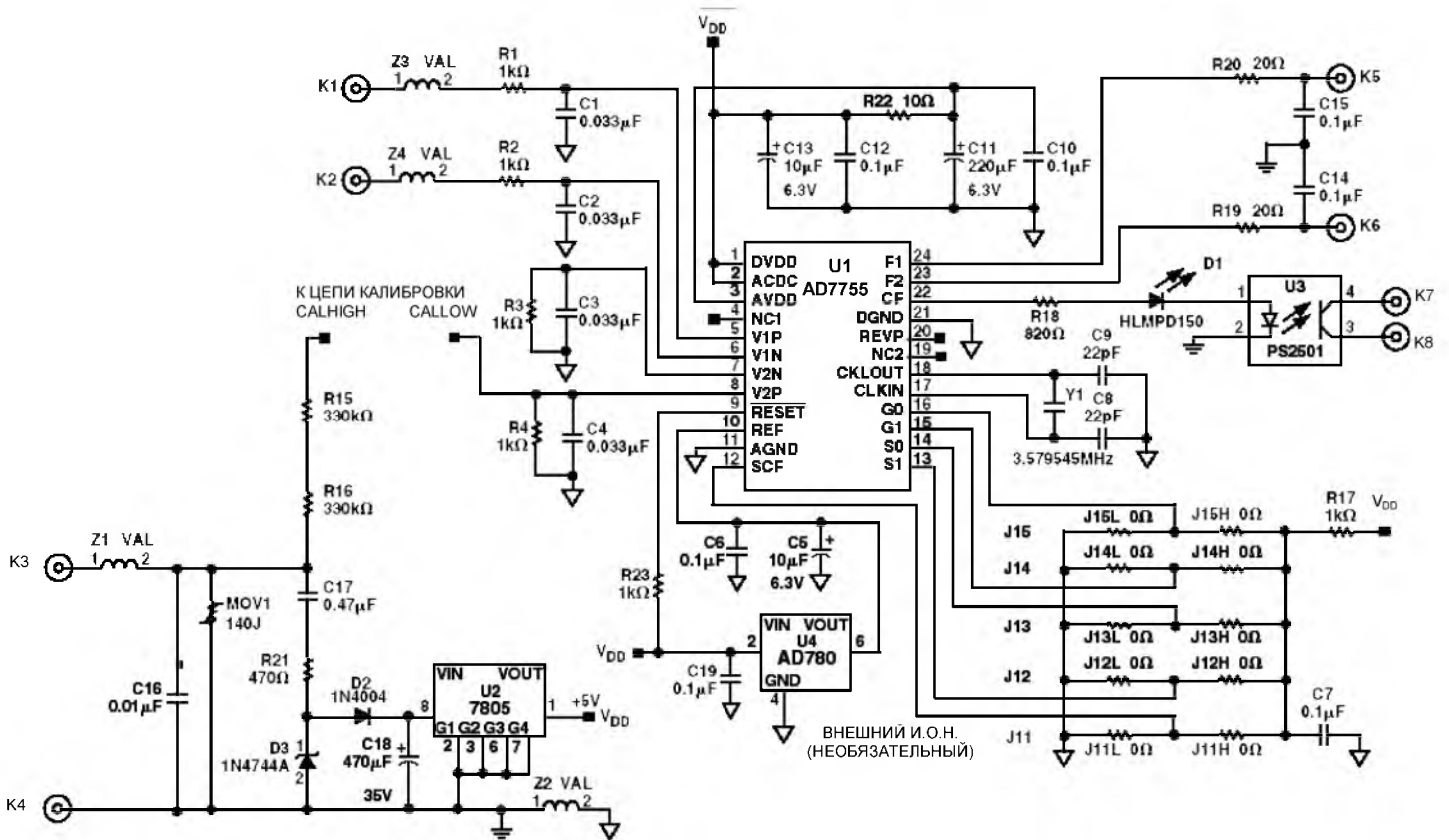


Рис. 43. Принципиальная схема счетчика электроэнергии на микросхеме AD7755, часть 1



Рис. 44. Принципиальная схема счетчика электроэнергии на микросхеме AD7755, часть 2

**ИЗМЕРИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СЧЕТЧИКОВ УЧЕТА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ****Особенности**

- Диапазон рабочих температур - 25°C ÷ +70°C
- Аналоговая обработка сигналов в реальном масштабе времени
- Гарантируемая точность измерения в диапазоне 72 дБ
- Работа с токовыми входными сигналами

**Общее описание**

ИМС УР1101ПС01А и УР1101ПС01Б представляют собой измеритель мощности  $P=U \times I$  с аналоговым и цифровым выходами. Микросхемы предназначены для использования в измерительных преобразователях мощности и в одно- и трехфазных электронных счетчиках электрической энергии в цепях переменного и постоянного тока. Конструктивно микросхемы ИМС УР1101ПС01А и УР1101ПС01Б выполнены в корпусе типа DIP-16, SOP-16. Микросхемы изготовлены по биполярной технологии. Масса микросхем не более 4,0 г.

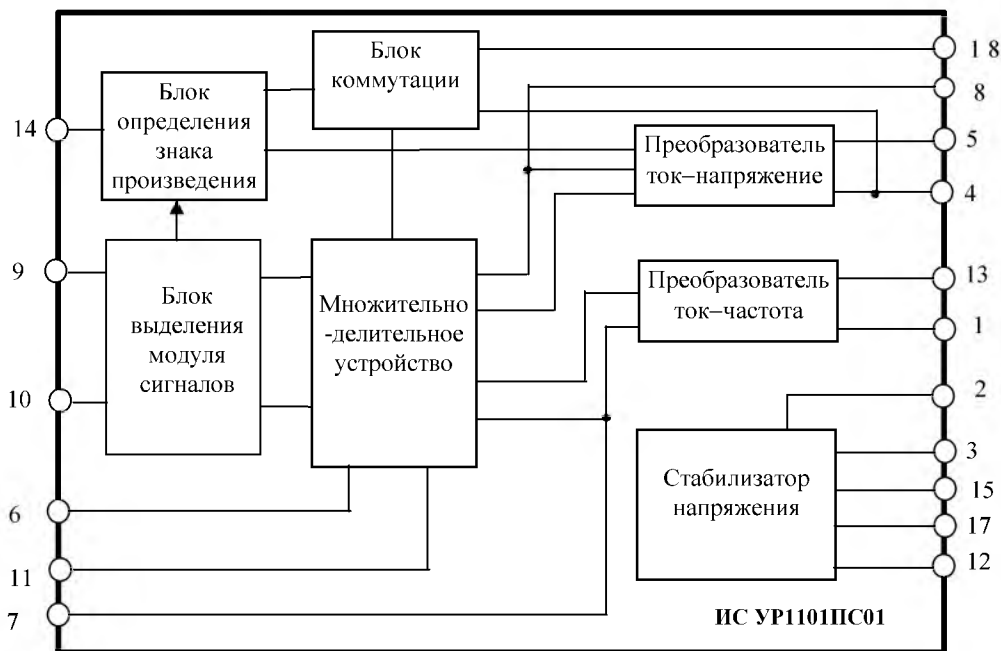
**Таблица электрических параметров при T=25°C**

Наименование параметра, единица измерения	Буквенное обозначение	Норма	
		Не менее	Не более
1. Частота выходного импульсного сигнала, Гц	$f_{OD}$	0,6	2,0
2. Максимальное выходное напряжение на цифровом выходе, В	$U_{OD MAX}$	10,5	-10,5
3. Относительная погрешность преобразования по импульсному выходу, % УР1101ПС01А при $I_Y = \pm (1 \div 100)$ мкА (ампл.) УР1101ПС01Б ----- УР1101ПС01А при $I_Y = \pm (0,1 \div 1,0)$ мкА (ампл.) УР1101ПС01Б -----	$\varepsilon$		0,6 1,3 1,2 2,5
4. Максимальное выходное напряжение на аналоговом выходе, В	$U_{OA MAX}$	10,5	-10,5
5. Опорное напряжение, В	$U_{REF}$ $-U_{REF}$	5,9 -11,0	7,3 -9,0
6. Ток потребления, мА	$I_{CC}$	3,0	7,0
7. Напряжение питания	$U_{CC}$ $-U_{CC}$	13,5 -13,5	16,5 -16,5

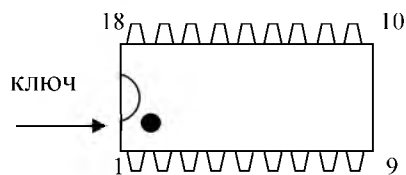
**Таблица назначения выводов ИМС УР1101ПС01**

№ вывода	Назначение	№ вывода	Назначение
DIP-18(16)		DIP-18(16)	
1(1)	Цифровой выход	10(10)	Вход Y
2(2)	Выход опорного напряжения UREF	11	
3(3)	Выход опорного напряжения -UREF	12(11)	Общий
4(4)	Выход сигнала SP	13(12)	Выход интегрирующего усилителя в цифровом канале
5(5)	Аналоговый выход	14(14)	Вход компаратора Y
6(6)	Вход Z	15(14)	Напряжение питания +Ucc
7(7)	Выход инвертора тока в цифровом канале	16	Не задействован
8(8)	Выход инвертора тока в аналоговом канале	17(15)	Напряжение питания -Ucc
9(9)	Вход X	18(16)	Вход обратной связи преобразователя

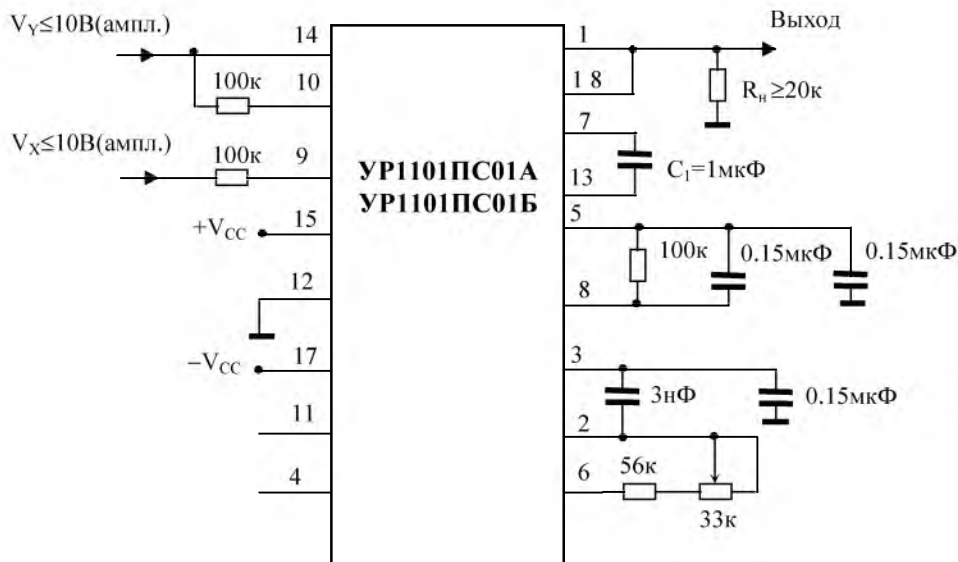
ИЗМЕРИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СЧЕТЧИКОВ УЧЕТА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ



Блок-схема ИМС УР1101ПС01



Масса не более 4г.



Типовая схема включения ИМС УР1101ПС01 в электронном счётчике учёта электроэнергии

# РЕГУЛЯТОР ОБОРОТОВ ВЕНТИЛЯТОРА



В жару «преют» не только водители отечественных легковых автомобилей (иномарки высокого класса, как правило, оснащены кондиционерами), но также водители и пассажиры грузовиков. При 25...30°C на улице, в кабине температура подскакивает до 45...50°C. Тут уж не спасают открытые люки и окна. Одно из решений проблемы — установить в кабине дополнительный вентилятор. С помощью несложной схемы регулятора оборотов обдув можно «подогнать» под конкретную температуру.

Элемент DA1.1 — повторитель напряжения. Он обеспечивает высокое входное сопротивление управляющей цепи. Напряжение на выходе DA1.1 плавно изменяется резистором R1. Коэффициент усиления ОУ DA1.2 зависит от величины отрицательной обратной связи, поступающей на его инвертирующий вход через цепочку R5-C2. Напряжение с выхода DA1.2 управляет силовым транзистором VT1, подающим питание на двигатель. Положительная обратная связь (ПОС) по току двигателя через цепочку C5-R6 стабилизирует его обороты при изменении нагрузки и напряжения. Напряжение ПОС снимается с резистора R7.

Поскольку электродвигатель вентилятора при работе создает в бортовой сети автомобиля помехи, в схему введена помехоподавляющая цепь DA2-C1-C4. Устройство в настройке не нуждается и, собранное без ошибок, начинает работать сразу. Мощный резистор R7 может нагреваться до температуры 40°C, это нормально.

Данную схему можно применять и в других случаях, где необходимо обеспечить стабильную частоту вращения электродвигателя при изменении нагрузки (крутящего момента). Тогда переменным резистором R5 добиваются изменения коэффициента усиления DA1.2, так чтобы скорость вращения вала электродвигателя не менялась при увеличении нагрузки.

Микросхему KP1435UD2 можно заменить на KM544UD7 или KP1401UD2 с любым буквенным индексом. Стабилизатор DA2 может применяться любой из KP142EHx с применением стабилизации 5...6 В. Потребляемый ток от стабилизатора DA2 не превышает единиц миллиампер. Электролитические (оксидные) конденсаторы в схеме — типа K50-20 на рабочее напряжение не ниже 25 В. Остальные конденсаторы — КМ. Вместо транзистора KT827 можно применить KT834A-B. Транзистор VT1 необходимо установить на изолированный от массы автомобиля радиатор. Все постоянные резисторы, кроме R7 — МЛТ-0,5; R7 — типа ПЭВ-5 или ПЭВР. Если такой резистор найти не удастся, можно изготовить его самостоятельно, намотав на карандаше, в качестве оправки, 10 витков провода ПЭЛ Ø0,8 мм. Переменный резистор R1 — СПО-1, R5 — лучше многооборотный, например, СП5-1ВБ.

Устройство успешно проработало в течение лета 2003 г. с вентилятором российского производства ДВ-302Т.

Выпускаемая отечественной промышленностью микросхема KP1095ПП1 представляет собой БИС преобразователя мощности переменного тока промышленной частоты (50 Гц или 60 Гц) в частоту импульсов (ПМЧ). Изготовитель рекомендует использовать ИМС ПМЧ для счетчиков активной и реактивной мощности класса точности 0,1...1%, однако она может быть использована и в других устройствах, о чем пойдет речь в данной статье.

Микросхема выполнена в DIP-корпусе, расстояние между рядами выводов составляет 10 мм. Условное графическое обозначение микросхемы KP1095ПП1 и типовая схема включения представлены на рис.1, а назначение выводов и их буквенно-цифровые обозначения — в табл.1.

В микросхеме ПМЧ используется принцип импульсного перемножения двух сигналов на основе широтно-импульсной и амплитудно-импульсной модуляции входных сигналов, пропорциональных мгновенным значениям напряжения и тока.

Как известно из физики, мощность P равна энергии W, израсходованной за единицу времени t, т.е.

$$P = \frac{dW}{dt}$$

Значение потребленной энергии W выражается формулой:

$$W = \int_0^T p(t) \cdot dt,$$

где p(t) — мгновенное значение активной мощности в момент времени t;

T — период измерения.

Согласно последней формуле, значение активной мощности P может быть получено как среднее арифметическое произведений дискретных значений напряжения U<sub>i</sub> и тока I<sub>i</sub> в последовательной выборке по периоду измеряемого сигнала:

$$P = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N U_i I_i,$$

где N — количество дискретных



# ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ МОЩНОСТИ В ЧАСТОТУ КР1095ПП1

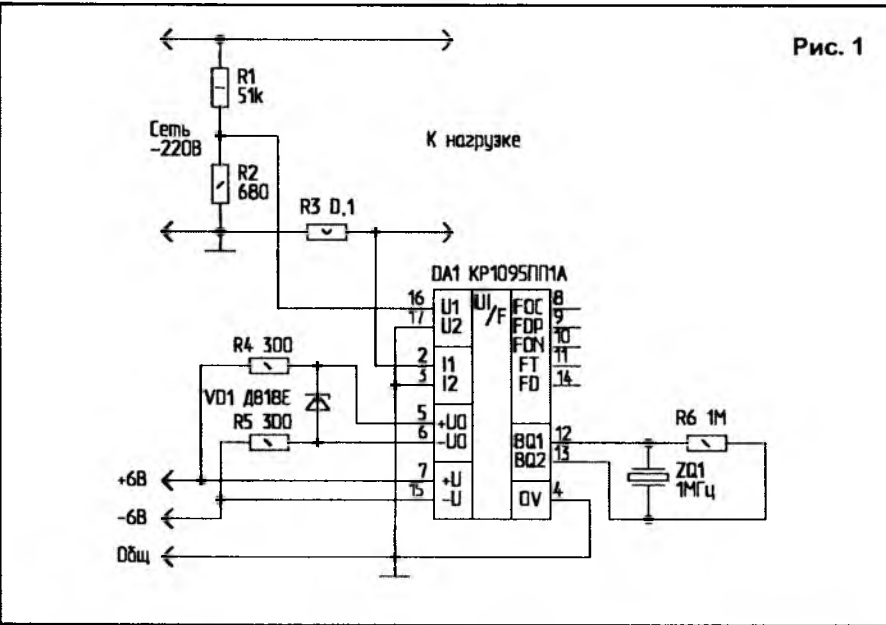


Рис. 1

интервалов, на которых производится измерение и перемножение мгновенных значений напряжения и тока. Чем больше  $N$ , тем выше точность измерения. Следует особо отметить, что такой метод измерения и вычисления позволяет определить значение активной мощности, потребляемой нагрузкой. Напомним, что активная мощность  $P$  определяется по формуле

$$P = U \cdot I \cdot \cos\varphi,$$

а реактивная  $Q$  — по формуле

$$Q = U \cdot I \cdot \sin\varphi,$$

где  $U, I$  — действующие значения напряжения и тока,  $\varphi$  — угол сдвига фаз между напряжением и током.

Рассмотрим работу микросхемы в типовом режиме — измерения мощности переменного тока (рис.1). Резисторы  $R1$  и  $R2$  образуют делитель сетевого напряжения, с которого сигнал, пропорциональный его величине, поступает на вход  $U1$  микросхемы (второй вход  $U2$  соединен с общим проводом). Напряжение на резисторе  $R3$ , являющемся датчиком тока, пропорционально величине тока нагрузки. Сигнал с датчика тока поступает на вход  $I1$  (второй вход  $I2$  соединен с общим проводом). На входы  $+U0$  и  $-U0$  подается образцовое напряжение (около 9 В) с параметрического стабилизатора напряжения  $R4, R5, VD1$ .

При подаче напряжения питания и подключении нагрузки, на выводах микросхемы имеются следующие сигналы:

- на выходе  $FT$  — импульсы тактовой частоты 1 МГц (частота основной гармоники кварцевого резонатора  $ZQ1$ );

- на выходе  $FOP$  — импульсы с частотой, пропорциональной потребляемой нагрузкой мощностью,
- на выходе  $FON$  — постоянное напряжение -6 В;
- на выходе  $FOC$  — импульсы с частотой, в 16 раз большей, чем частота импульсов на выходе  $FOP$ ,
- на выходе  $FO$  — импульсы с час-

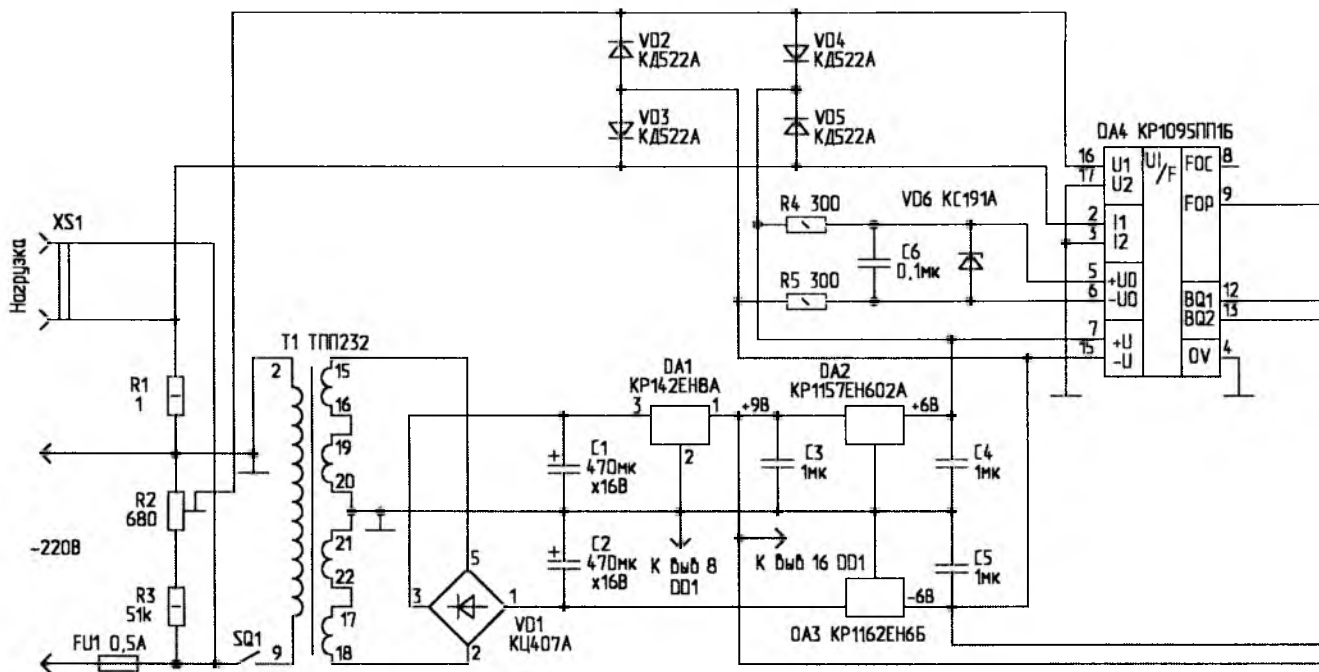
Табл. 1

Номер вывода	Буквенно-цифровое обозначение	Назначение вывода
1	-	—
2	I1	Вход 1 датчика тока
3	I2	Вход 2 датчика тока
4	0 В	Общий
5	+U0	Вход "+" опорного напряжения
6	-U0	Вход "-" опорного напряжения
7	+U	"+" напряжения питания
8	FOC	Контрольный частотный выход
9	FOP	Частотный выход положительной мощности
10	FON	Частотный выход отрицательной мощности
11	FT	Выход тактовой частоты
12	BQ1	Вывод 1 для кварцевого резонатора
13	BQ2	Вывод 2 для кварцевого резонатора
14	FO	Выход опорной частоты
15	-U	"-" напряжения питания
16	U1	Вход 1 датчика напряжения
17	U2	Вход 2 датчика напряжения
18	-	—

### Основные характеристики микросхемы:

Диапазон изменения входных сигналов (амплитудное значение), мВ	1.. 4000
Диапазон линейного изменения частоты выходных импульсов, Гц	2.. 8000
Напряжение питания, В	$\pm 6 \pm 5\%$
Ток потребления, мА, не более	10
Диапазон рабочих температур, °C	-60 . +60

Рис. 2



тотой, в  $2^{18}$  раз меньшей, чем тактовая частота (т.е. около 3,81 Гц).

Коэффициент преобразования произведения сигналов напряжения и тока в частоту  $K_{имс}$  составляет примерно  $1700 \text{ Гц}/\text{В}^2$  и зависит от частоты тактового генератора и напряжения стабилизации VD1 (с уменьшением величины опорного напряжения  $K_{имс}$  уменьшается).

Зная коэффициенты преобразования датчика напряжения R1-R2 и датчика тока R3, несложно вычислить коэффициент преобразования мощности  $K_p$  в частоту  $F_{вых}$ :

$$K_p = \frac{F_{вых}}{P_H} = \frac{K_{имс} \cdot R_3 \cdot R_2}{R_1 + R_2},$$

где  $P_H = U_H \cdot I_H$ .

Для указанных на схеме параметров он составляет около 2,2 Гц/Вт. По выходу FOC коэффициент преобразования в 16 раз больше, чем по выходам FOP и FON.

Термины "положительная мощность" и "отрицательная мощность" являются условными. Они введены для того, чтобы микросхема "чувствовала" направление потока электрической энергии: от питающей сети к нагрузке или наоборот. Как было указано выше, для схемы питания на

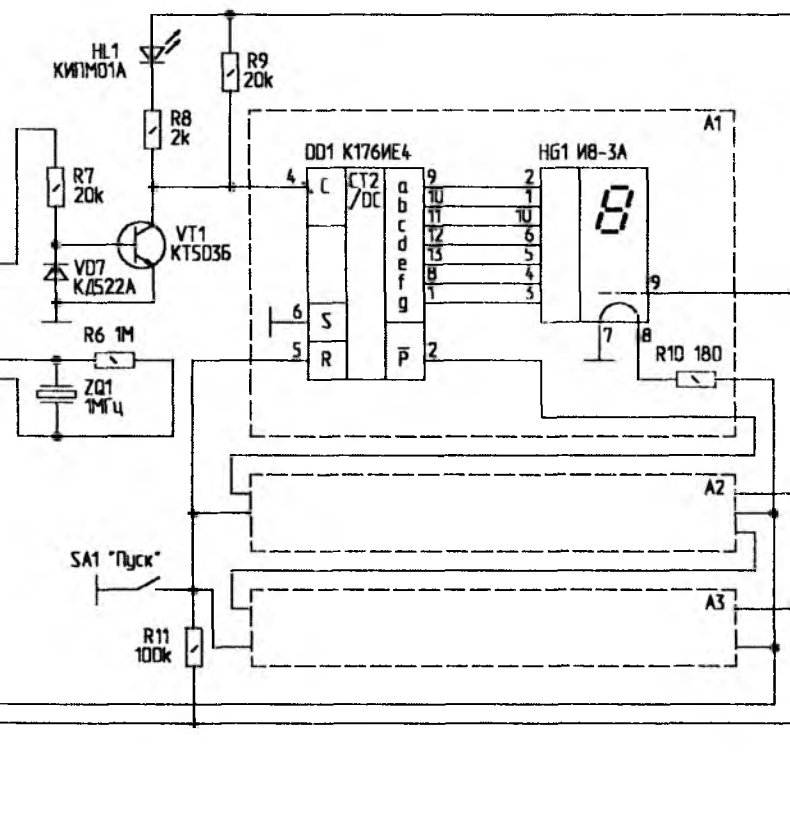
грузки, показанной на рис. 1, импульсы снимаются с выхода положительной мощности FOP. Если выводы подключения нагрузки и питающей сети поменять местами, то импульсы, пропорциональные величине мощности, появятся на выходе отрицательной мощности FON (на выходе FOP при этом установится напряжение -6 В). Такого же эффекта можно достичь, если поменять местами подключение выводов U1 и U2 (либо выводов I1 и I2) микросхемы. Можно также сказать, что "знак" мощности определяется полярностью напряжения на датчике тока R3, определяемой, в свою очередь, направлением протекания тока через этот резистор.

При построении устройств на базе данной микросхемы, частотную последовательность импульсов можно снимать с выходов FOP и FON. Если удобнее работать с большей частотой, то выходной сигнал снимают с выхода FOC. Сигнал на этом выходе не зависит от "знака" мощности.

Стабильность коэффициента преобразования мощности в частоту зависит от стабильности опорного напряжения и частоты кварцевого генератора. Высокая температурная стабильность опорного напряжения

обеспечивается применением прецизионного стабилитрона с термокомпенсацией Д818Е или аналогичного (КС191 и пр.). Для дополнительного повышения стабильности опорного напряжения питание  $\pm 6$  В следует осуществлять от стабилизированного источника. Стабильность частоты можно повысить, поместив кварц в термостабилизированную камеру, однако в большинстве случаев в этом нет необходимости.

Убедиться в том, что микросхема учитывает только активную мощность переменного тока, можно следующим образом. В качестве нагрузки подключают небумажный конденсатор, например, типа К73-17 емкостью 1 мкФ с максимальным напряжением не менее 400 В. При этом импульсы на выходе FOP микросхемы должны отсутствовать. При использовании конденсаторов с большими потерями (например, МБГО — 400 В, 10 мкФ) на выходе FOP могут присутствовать импульсы невысокой частоты (порядка 20...30 Гц). При проведении экспериментов с конденсаторами следует помнить, что в момент включения конденсатора через него протекает значительный ток, что вызывает всплеск напряжения в несколько де-



продолжительность одного оборота затрудняет процесс измерения. Здесь и пригодится счетчик на микросхеме ПМЧ. Схема такого счетчика представлена на рис.2.

Микросхема преобразователя мощности DA4 включена по типовой схеме. Разница только в том, что здесь добавлены диоды VD2 VD5, подключенные ко входам микросхемы. Назначение этих диодов — ограничивать напряжение, приложенное к выводам 2 и 16 микросхемы. При превышении напряжением значений +6 или -6 В открывается соответствующий диод, и ограничивает напряжение на входе микросхемы на уровне около 7 В. Вместо ограничительных диодов можно применять стабилитроны КС133А, КС139А, включенные последовательно-встречно. Такие цепи, из двух стабилитронов каждая, включаются между общим проводом и выводами 2 и 16 микросхемы.

Датчики напряжения и тока — такие же, как и в предыдущей схеме. Для возможности регулировки сигнала с датчика напряжения установлен подстроечный резистор R2. Счетчик импульсов — трехразрядный. Каждый разряд выполнен на микросхеме К176ИЕ4 и семисегментном люминесцентном индикаторе ИВ-3А.

Микросхема К176ИЕ4 представляет собой двоично-десятичный счетчик, совмещенный с дешифратором для преобразования двоичного кода в семисегментный код индикатора. Изменение состояния счетчика происходит по спадам входных импульсов, а установка в исходное состояние производится подачей напряжения высокого уровня на вход R с помощью выключателя SA1 "Пуск". Сигнал переноса снимается с выхода P.

Напряжение на сегменты индикатора подается непосредственно с выходов микросхемы DD1. При этом аноды индикатора питаются пониженным напряжением 9 В (номинальное напряжение составляет 20...30 В), однако яркость свечения при таком напряжении оказывается вполне достаточной. Зато значительно упрощается схема, так как не требуются семь транзисторных ключей и отдельный источник питания анодов индикатора. Накал индикатора питается через токоограничительный резистор R10.

(Окончание следует)

сятков вольт на датчике тока. Если не принять мер к защите входа микросхемы, она выйдет из строя. Напряжение на входе ПМЧ можно ограничить двумя последовательно-встречно включенными стабилитронами КС133 или КС139, либо с помощью диодных ограничителей.

На входы U или I можно подать постоянное напряжение положительной либо отрицательной полярности величиной не более 4 В. Микросхема может также работать и с пульсирующим однополярным напряжением, получающимся в результате одно- или двухполупериодного выпрямления.

Рассмотрим применение микросхемы КР1095ПП1 в счетчике электрической энергии. Необходимость в таком счетчике может возникнуть в радиолюбительской практике, когда требуется измерить количество электричества, переносимое мощностью в единицы ватт или десятые доли ватта. В практике автора такая потребность возникала при измерении мощности холостого хода маломощных трансформаторов.

Казалось бы, такую мощность можно вычислить, замерив напряжение и ток (их можно замерить с достаточной точностью). Но ток холостого

хода содержит активную и реактивную составляющие, а мощность требуется измерить только активную. Разделить активную и реактивную составляющие тока не просто, и здесь очень удобен счетчик электроэнергии, учитывающий только активную составляющую мощности.

Бытовые электросчетчики также учитывают активную мощность, но их разрешающая способность составляет десятки ватт. Так, например, широко распространенные счетчики СО-И446, СО-И449, СО-505 имеют передаточное число, то есть количество оборотов диска (обозначим его N), соответствующее количеству электроэнергии 1 кВт · час, порядка 1000 (может находиться в диапазоне от 500 до 1300 оборотов). Несложно вывести, что скорость вращения диска счетчика  $\omega$  (об/с) при мощности P (кВт) может быть вычислена по формуле

$$\omega = \frac{P \cdot N}{3600}$$

По этой формуле можно определить, что при P = 1 Вт и N = 1000 диск счетчика совершит 1 оборот за 3600 с. При этом будет велика погрешность измерения из-за трения в подвижных частях диска счетчика, а большая

# ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ МОЩНОСТИ В ЧАСТОТУ КР1095ПП1

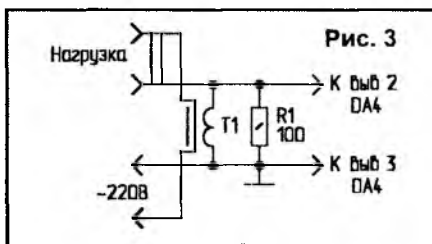
(Окончание. Начало в N8/04)

(Для преобразования двухполярных импульсов с амплитудой  $\pm 6$  В, имеющих на выходе FOP микросхемы, в однополярные импульсы, использован ключ на транзисторе VT1. Диод VD7 исключает подачу отрицательных импульсов на базу транзистора. Светодиод HL1 служит для визуального контроля наличия импульсов на выходе микросхемы. На выходе ключа (то есть на коллекторе транзистора VT1) имеются прямоугольные импульсы положительной полярности с амплитудой 9 В, а их частота равна частоте импульсов на выходе FOP.

Питаются элементы устройства от источника, выполненного на мостовом выпрямителе VD1 и интегральных стабилизаторах напряжения DA1...DA3 (+9 В, +6 В, -6 В).

Настройка счетчика электроэнергии состоит в регулировке подстроечным резистором R2 коэффициента преобразования мощности в частоту (10 Гц/Вт).

Для измерения количества посту-



пившей в нагрузку электроэнергии замыкают контакты выключателя SA1. При этом счетчики в блоках А1.. А3 работают в счетном режиме. Поскольку один импульс на выходе FOP при установленном коэффициенте преобразования соответствует количеству электричества 0,1 Вт·с ( $2,77 \cdot 10^{-8}$  кВт·час), счетчик в А1 считает десятые доли ватт-секунд, счетчик в А2 — единицы, а счетчик в А3 — десятки ватт-секунд. Замерив секундомером время измерения, несложно определить среднюю за период измерения мощность в нагрузке. Для этого следует разделить показания индикаторов на время изме-

рения. Так, если по прошествии 60 с индикаторы показали 45,0 Вт·с, средняя мощность будет равна 0,75 Вт.

Чтобы повысить чувствительность счетчика (увеличить коэффициент преобразования), сигнал на резистор R7 можно подавать с выхода FOC микросхемы — это приведет к увеличению коэффициента преобразования мощности в частоту в 16 раз. Аналогичный результат можно получить при увеличении сопротивления R1. Следует только помнить, что напряжения на измерительных входах микросхемы не должны превышать 4 В. Если же требуется, напротив, понизить чувствительность электросчетчика, то следует уменьшить сопротивление R1. Если этого недостаточно, между выходом транзисторного ключа и счетным входом DD1 включается делитель частоты с требуемым коэффициентом деления. Для этого удобно использовать микросхемы K561IE8 или K561IE10.

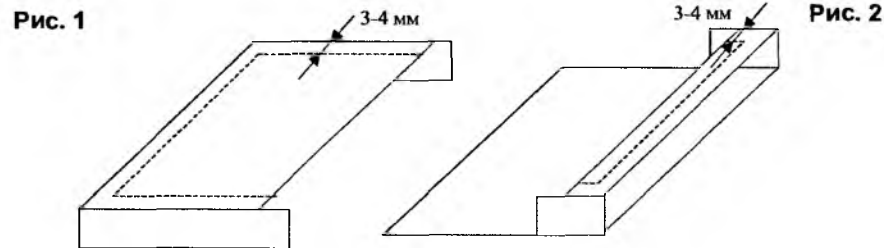
Для измерения мощности при боль-

## “ВЕЧНЫЙ” ЛОТОК

но сейчас в продаже появился скотч шириной 100 мм, что может быть удобнее.

Итак, если использовался подкассетник нового образца, у вас получится полностью прозрачный лоток, а если подкассетник от старой кассеты типа МК-60, то прозрачный наполовину, но зато более прочный, т.к. изготовлен он из более толстой пластмассы. При желании, из оставшегося после обрезки материала можно изготовить поперечную перегородку и разделить лоток пополам, вклеив ее внутрь.

Получившиеся лотки вставляются в готовую подставку для аудиокассет (конечно, предназначенную для горизонтального расположения кассет), а если таковой нет, изготавливаем ее из подручного материала, например, из фанеры или ДВП. Надписи можно сделать на бумажных ярлычках, а затем приклеить ярлычки к лоткам при помощи полосок того же скотча. При необходимости их можно быстро заменить.



Подкассетник состоит из двух частей: крышки и основания, в которое вкладывается кассета. Крышку надо немного доработать, сделав пропил, как показано на рис.1 пунктирной линией. Пропил делается не заподлицо, а с небольшим отступом от краев, чтобы конструкция была более прочной. Поперечные надрезы удобнее сделать ножовкой по металлу, а для продольного можно использовать резак из обломка

ножовочного полотна все той же ножовки. Затем места пропилов обрабатывают напильником. Что касается основания, его, в принципе, можно вообще не трогать, либо тоже немного “подкорректировать”, как показано на рис.2.

После этого крышку вставляют на место, а снаружи получившийся лоток оклеивают скотчем, придавая конструкции целостность. Я, в свое время, использовал скотч шириной 50 мм,

шом токе через нагрузку можно использовать трансформатор тока, содержащий один виток в первичной обмотке, включенной в цепь нагрузки (рис.3). Напряжение, снимаемое с резистора R1 и подаваемое на вход микросхемы, вычисляется по формуле

$$U_{R1} = \frac{I_H \cdot R1}{W2},$$

где  $I_H$  — ток нагрузки;

$W2$  — число витков вторичной обмотки трансформатора тока

Зная максимальный ток нагрузки и предельное напряжение на входе ИМС (амплитудное значение — 4 В), несложно рассчитать количество витков вторичной обмотки. Резистор R1 должен иметь возможно меньшее сопротивление (на схеме указано предельное значение), поскольку трансформатор тока должен работать в режиме короткого замыкания. В противном случае точность трансформации тока будет снижена. Трансформатор тока удобно выполнить на тороидальном (кольцевом) магнитопроводе, изготовленном из трансформаторной стали, например, типоразмера К50х32х16. Вторичная обмотка должна содержать 100...1000 витков провода ПЭТВ-2  $\varnothing 0,1 \dots 0,2$  мм. При этом можно измерять ток от 2,8 до 28 А.

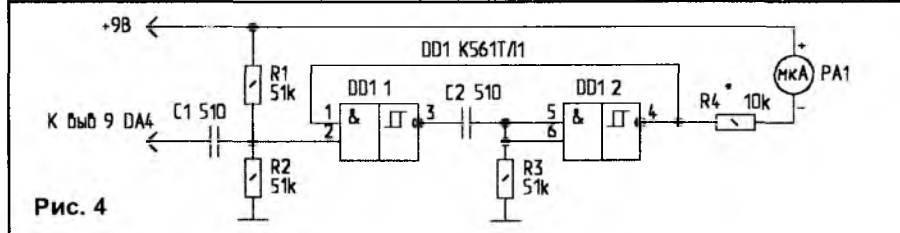


Рис. 4

Если устройство предполагается использовать для измерения потребляемой нагрузкой мощности, цифровой счетчик можно заменить стрелочным индикатором. Схема такой приставки приведена на рис.4. С выхода ФОР микросхемы ПМЧ через дифференцирующую цепь C1-R1-R2 импульсы поступают на ждущий мультивибратор, выполненный на триггерах Шмитта DD1.1, DD1.2 и элементах C2, R3. В результате на выходе ждущего мультивибратора формируются импульсы постоянной длительности, определяемой постоянной времени  $\tau = C2 \cdot R3$ . Средний ток через прибор PA1 прямо пропорционален частоте импульсов, поступающих на вход ждущего мультивибратора. Для нормальной работы ждущего мультивибратора необходимо выполнение следующего неравенства: длительность выходных импульсов должна быть больше длительности запускающих, но меньше периода сле-

дования выходных импульсов ПМЧ при наибольшей частоте, т.е. при наибольшей мощности. Величины сопротивлений и емкостей, указанные на схеме, обеспечивают нормальную работу ждущего мультивибратора при предельной частоте выходных импульсов ПМЧ (8 кГц)

Настройка приставки заключается в подборе сопротивления R4, которое зависит от тока полного отклонения PA1. Величина этого сопротивления может лежать в пределах от 5 кОм до 50 кОм для PA1 с током полного отклонения 0,1...1 мА, например, М4200.

Микросхема КР1095ПП1 может быть с успехом использована в стабилизированных регуляторах активной мощности. В [1] описан такой регулятор на базе электромеханического бытового счетчика электроэнергии. Напомним, что речь идет о стабилизации потребляемой мощности при изменяющемся сопротивлении нагрузки.

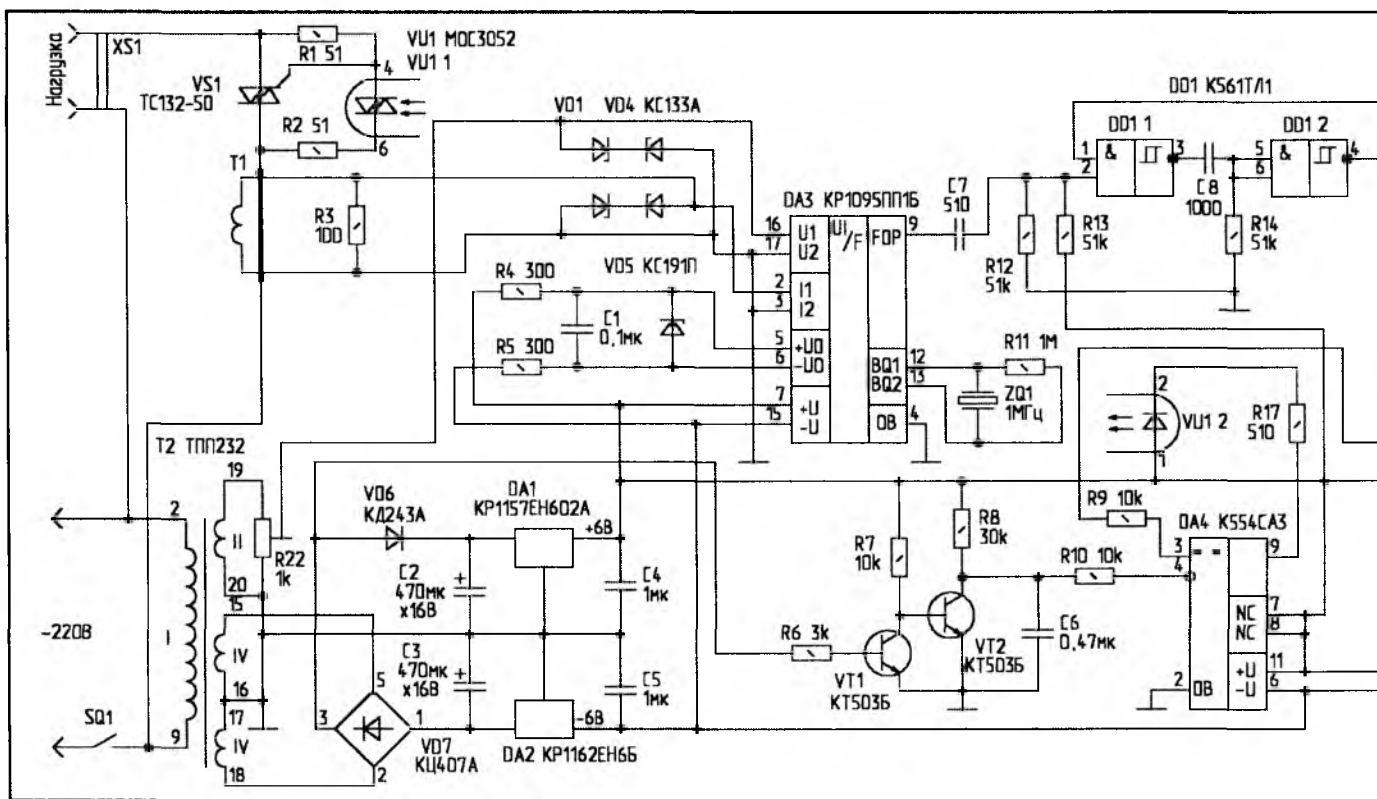


Схема стабилизированного регулятора мощности представлена на рис.5. Управление мощностью в нагрузке осуществляется путем изменения угла включения симистора VS1, который (угол) зависит от разности между заданным напряжением (снимается с движка R19) и напряжением, пропорциональным мощности в нагрузке (снимается с R16). Операционный усилитель DA1 работает таким образом, что указанная разность стремится к нулю. Поскольку напряжение на резисторе R16 пропорционально мощности в нагрузке, величина этой мощности поддерживается на заданном уровне.

Датчиком тока является первичная обмотка трансформатора тока T1. Напряжение с резистора R3, пропорциональное току нагрузки, подается на токовые входы DA3. Датчиком напряжения является обмотка II трансформатора питания T2. Напряжение с этой обмотки через подстроечный резистор R22 подается на входы измерения напряжения микросхемы. Стабилитроны ограничивают напряжение на измерительных входах DA3 на уровне около 4 В.

На микросхеме DD1 выполнен ждущий мультивибратор, работа которого была рассмотрена выше. На интегрирующей цепочке C9-R16 имеется постоянное напряжение, пропорцио-

нальную мощности в нагрузке. Интегрирующая цепь применяется для снижения уровня пульсаций напряжения.

Импульсы для управления симистором VS1 снимаются с выхода компаратора напряжения DA4. Интегральный компаратор K554CA3 имеет открытый коллекторный выход, рассчитанный на подключение нагрузки с током до 50 мА. Выходной транзистор открыт (т.е. на выходе при подключенной нагрузке — низкий уровень), если напряжение на выводе 4 DA4 больше напряжения на выводе 3. При противоположном соотношении напряжений, на выходе компаратора — высокий уровень.

Компаратор DA4 сравнивает пилообразное напряжение с генератора на транзисторах VT1, VT2 и напряжение с выхода DA5. Пилообразное напряжение имеет частоту 100 Гц и синхронизировано с напряжением сети. Напряжение с выпрямительного моста VD7 через R6 поступает на базу VT1. Большую часть времени транзистор открыт, а в моменты перехода синусоидального напряжения через ноль транзистор закрывается. На его коллекторе формируются короткие прямоугольные импульсы, которые подаются на базу транзистора VT2. Пока напряжение на базе VT2 равно нулю, транзистор закрыт, и на его коллекторе формируется нарастающее напряжение, поскольку конденсатор C6 заряжается через резистор R8. В момент появления положительного импульса на базе VT2, последний открывается, и напряжение на коллекторе уменьшается практически до нуля. На выходе компаратора DA4 формируются прямоугольные импульсы. Нагрузкой компаратора являются резистор R17 и светодиод оптопары VU1. При протекании тока через VU1, ее симистор открывается, обеспечивая открывание силового симистора VS1. При этом через нагрузку протекает ток. Изменение длительности импульсов на выходе компаратора приводит к изменению среднего значения напряжения и, следовательно, мощности в нагрузке. Увеличение напряжения на выходе микросхемы DA5 приводит к уменьшению мощности в нагрузке, и наоборот.

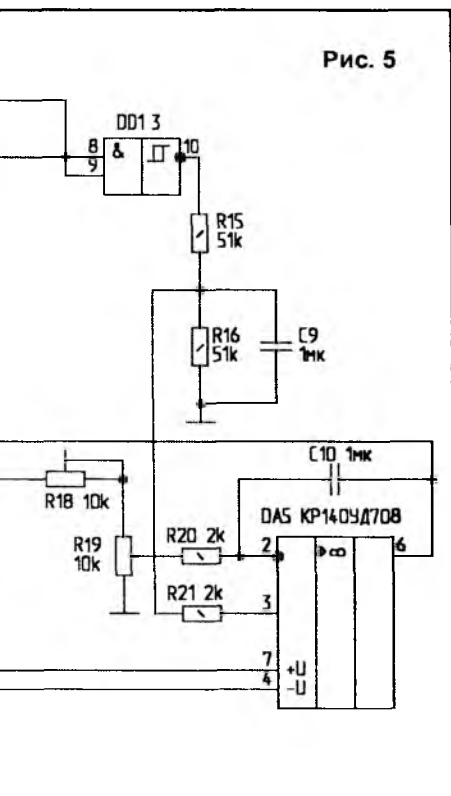
Микросхема DA5 выполняет функции усилителя сигнала ошибки, т.е. разностного сигнала задающего напряжения и напряжения, пропорционального мощности. Усреднение сигнала с выхода ждущего мультивибра-

тора обеспечивается интегрирующей цепью C10-R20. Нижнему по схеме положению движка R19 соответствует нулевое значение мощности в нагрузке, верхнему — максимальное.

Источник питания выполнен на двух микросхемах интегральных стабилизаторов напряжения — DA1 и DA2. Диод VD6 исключает влияние фильтрующего конденсатора C2 на форму выпрямленного напряжения, подаваемого на вход генератора пилообразного напряжения через резистор R6.

**Детали** В качестве компаратора DA4, помимо указанного на схеме, можно использовать K521CA3, K521CA5, K521CA6, K1401CA1. Две последние микросхемы содержат 2 и 4 компаратора в одном корпусе. Операционный усилитель можно применить K140УД7, K140УД8, K140УД20 (содержит 2 усилителя в одном корпусе), K553УД2, K1401УД1 (4 усилителя в корпусе). Микросхему KP1157EH602A (DA1) можно заменить импортными аналогами 78L62 или 78M06, а KP1162EH6B (DA2) — 7906, 79M06. Транзисторы VT1, VT2 — КТ315, КТ342, КТ503. Оптопара импортного производства МОС3052 может быть заменена на отечественную АОУ160А, Б, В. В качестве силового симистора VS1 подойдет ТС112, ТС122, ТС132, ТС142 с допустимым напряжением в закрытом состоянии не менее 400 В и током в открытом состоянии, соответствующем максимальному току нагрузки. Диод КД243А (VD6) заменим на КД105, КД106, КД221, КД226 с любыми буквами. Выпрямительный мост VD7 — любой из серий КЦ402, КЦ405, КЦ417. Оксидные конденсаторы C2, C3 могут быть типов К50-16, К50-35, К50-24, К50-29, C1, C4, C5, C9, C10 — КМ-6, К10-17, C6 — К73-17, К73-24, К76-П2 (этот конденсатор должен иметь малый температурный коэффициент емкости). Подстроечные резисторы R22, R18 — СП5-2, СП3-19, СП3-39, переменный резистор R19 — СП-04, СП3-4М, СП3-16, СП3-30. Остальные резисторы — МЛТ, C2-23. Трансформатор тока T1 выполнен на кольцевом магнитопроводе из трансформаторной стали К50х32х16. Вторичная обмотка содержит 1000 витков провода ПЭТВ-2 Ø0,1 . 0,2 мм. Единственный виток первичной обмотки представляет собой отрезок обмоточного провода ПЭТВ-2 Ø2.. 2,5 мм или монтажного провода

Рис. 5





сечением не менее 4 мм<sup>2</sup>. Трансформатор ТПП232 (Т2) заменим на любой другой с вторичной обмоткой с напряжением 18.. 22 В, отводом от середины и током не менее 150 мА. Выключатель питания SQ1 — автоматический выключатель типа АЗ161, АЕ2050 или АП50. Он выполняет также функцию предохранителя и размыкает цепь питания при недопустимом увеличении тока (свыше 40...50 А).

После проверки правильности монтажа, включения устройства и контролируют выходные напряжения микросхем DA1 и DA2 (они должны соответствовать указанным на принципиальной схеме). Движки подстроечных резисторов R22 и R18 устанавливают в среднее положение, а переменного резистора R19 — в нижнее положение.

Подключают нагрузку (лампу накаливания мощностью 100..200 Вт) к разъему XS1 и, плавно вращая ось переменного резистора R19, убеждаются в увеличении напряжения на нагрузке. Может оказаться, что напряжение на нагрузке максимально при любом положении движка R19, а импульсы на выходе FOP DA3 отсутствуют. Причиной этого может быть неправильная фазировка обмотки II трансформатора T2 со вторичной обмоткой трансформатора тока T1. В этом случае выводы любой из указанных обмоток следует поменять местами.

С помощью подстроечного резистора R22 добиваются, чтобы максимальное (амплитудное) значение напряжения на входе U1 DA3 не превышало 4 В при максимальной мощности в нагрузке. Это удобно контролировать с помощью осциллографа. При отсутствии осциллографа можно воспользоваться вольтметром переменного тока. Регулировка мощности должна плавно осуществляться во всем диапазоне поворота оси R19. Если в верхнем положении движка R19 при максимальной нагрузке напряжение на ней не достигает сетевого, следует уменьшить сопротивление R18.

Для проверки стабилизации мощности необходимо иметь нагрузку с изменяющимся сопротивлением (удобно использовать двухсекционный бытовой нагреватель) и лабораторный автотрансформатор соответствующей мощности. Нагрузка должна быть обязательно активной (не иметь индуктивной или емкостной

составляющих). Регулятор мощности подключают к сети через автотрансформатор и подсоединяют к его выходу одну секцию бытового нагревателя. Автотрансформатором устанавливают напряжение 220 В. Подключив параллельно нагрузке вольтметр переменного тока, измеряющий эффективные значения (квадратичный вольтметр), переменным резистором R19 устанавливают на нагрузке напряжение 150...200 В. Затем подключают еще одну секцию нагрузки и вновь замеряют напряжение на разъеме XS1. Оно должно уменьшиться в  $\sqrt{2} = 1,4$  раза. Это следует из того, что подключение второй нагрузки уменьшит общее сопротивление нагрузки в два раза (сопротивление двух параллельно соединенных резисторов), а мощность нагрузки вычисляется по формуле

$$P_H = \frac{U_H^2}{R_H}.$$

Следовательно, для стабилизации мощности ( $P_H = \text{const}$ ) напряжение должно уменьшиться в  $\sqrt{2}$  раз. При другом законе изменения сопротивления нагрузки в любом случае будет выполняться равенство

$$\frac{U_H^2}{R_H} = \text{const}$$

в диапазоне  $U_H$  от нуля до максимального значения, равного разности напряжений питающей сети и падения напряжения на открытом симисторе (1,5...2 В). Если же сопротивление нагрузки увеличится настолько, что для поддержания установленной мощности напряжение должно превысить свое максимальное значение, то регулятор выйдет из режима стабилизации мощности.

Достоинством регулятора мощности является то, что он обладает стабилизирующими свойствами не только при изменении сопротивления нагрузки, но и при колебаниях сетевого напряжения. В этом можно убедиться, изменяя питающее напряжение с помощью автотрансформатора в диапазоне от 190 В до 240 В (при подключенной нагрузке). Напряжение на нагрузке при таком изменении питающего напряжения измениться не должно. Изменяться будет лишь угол открывания симистора VS1, в чем можно убедиться с помощью осциллографа. Сигнал можно снимать либо с нагрузки, либо с выхода компаратора DA4 (на экране осцилло-

графа будет наблюдаться изменение скачка будет наблюдаться изменение скажности импульсов).

Стабилизированный регулятор мощности может быть легко превращен в стабилизатор переменного тока или напряжения. Для этого на одну пару измерительных входов микросхемы КР1095ПП1 должно быть подано постоянное напряжение величиной не более 4 В. Так, для стабилизации напряжения токовый вход I1 (вывод 2) микросхемы DA3 отключают от трансформатора тока и подают постоянное напряжение. Если же требуется стабилизировать ток через нагрузку, то задающее напряжение положительной или отрицательной полярности следует подавать на вход U1 (вывод 16) микросхемы DA3. Следует заметить, что входы напряжения и токовые входы являются равнозначными, и сигнал с датчика тока или напряжения может быть подан на любой из этих входов.

При подаче на один измерительный вход постоянного напряжения коэффициент преобразования произведений сигналов в частоту  $K_{имс}$  уменьшается. Это связано с тем, что в течение одной половины полупериода переменного напряжения его знак совпадает со знаком постоянного задающего напряжения (сигналы синфазны), и при этом импульсы присутствуют на выходе FOP микросхемы; в течение второй половины полупериода знаки переменного и задающего напряжения противоположны (сигналы противофазны), и импульсы имеются на выходе FOP микросхемы.

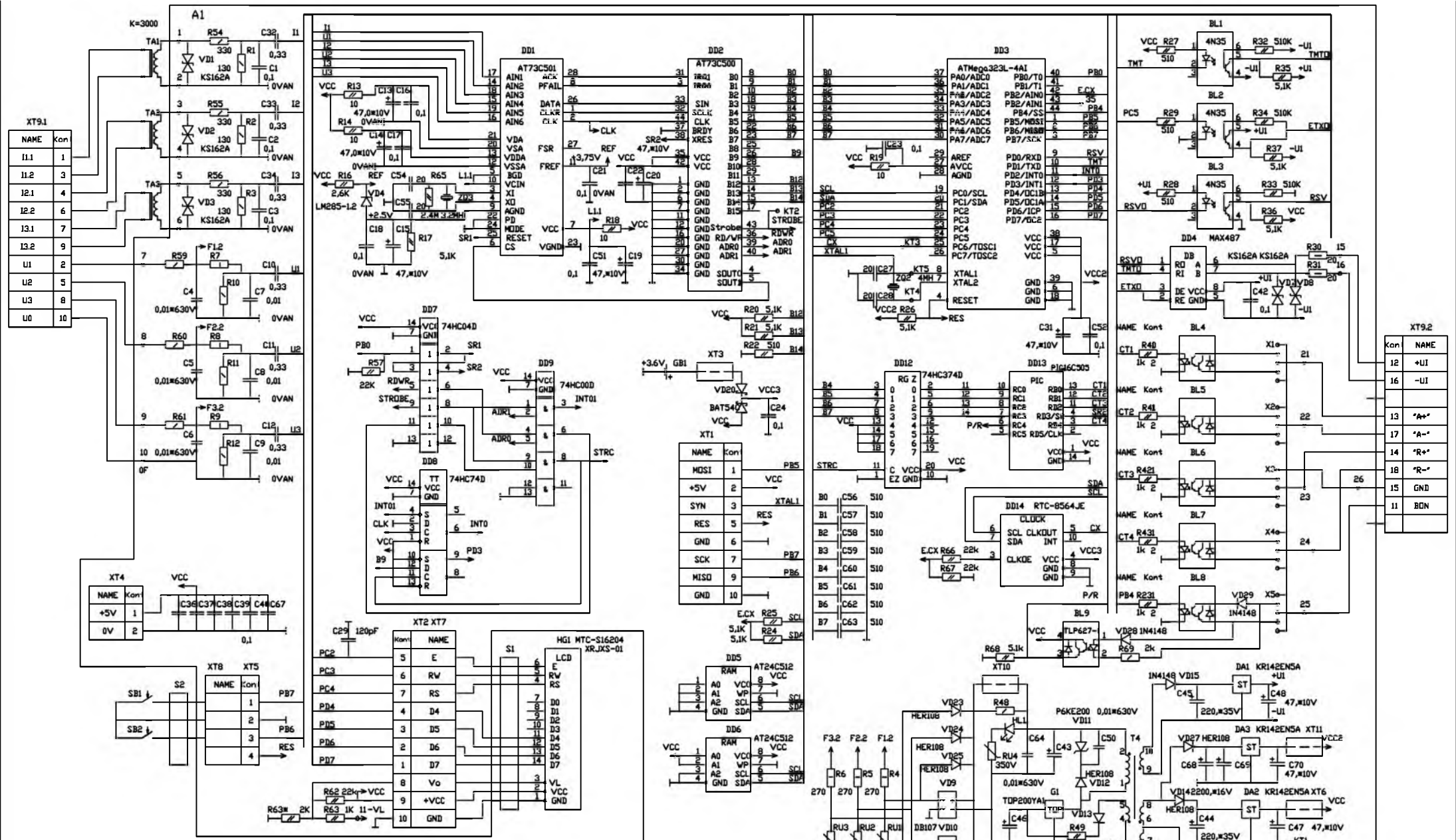
Изменение  $K_{имс}$  необходимо учитывать также и в тех случаях, когда производится измерение или стабилизация мощности тока однополярной формы, например, после одно- или двухполупериодного выпрямления.

Автор надеется, что радиолюбители смогут предложить и другие варианты применения этой действительно универсальной микросхемы и с благодарностью примет замечания и пожелания на свой электронный адрес: evseev@tula.net.

Описанную микросхему выпускает единственное в России предприятие — Калужский радиоламповый завод (E-mail: krlz@kaluga.ru).

## Литература

1. Евсеев А.Н. Радиолубительские устройства для дома. — М.: СОЛОН-Р, 2002, С.186—206.



NAME	Kon
11.1	1
11.2	3
12.1	4
12.2	6
13.1	7
13.2	9
U1	2
U2	5
U3	8
U0	10

NAME	Kon
12	+UI
16	-UI
17	*A+
14	*A-
15	*R+
18	*R-
11	BDN

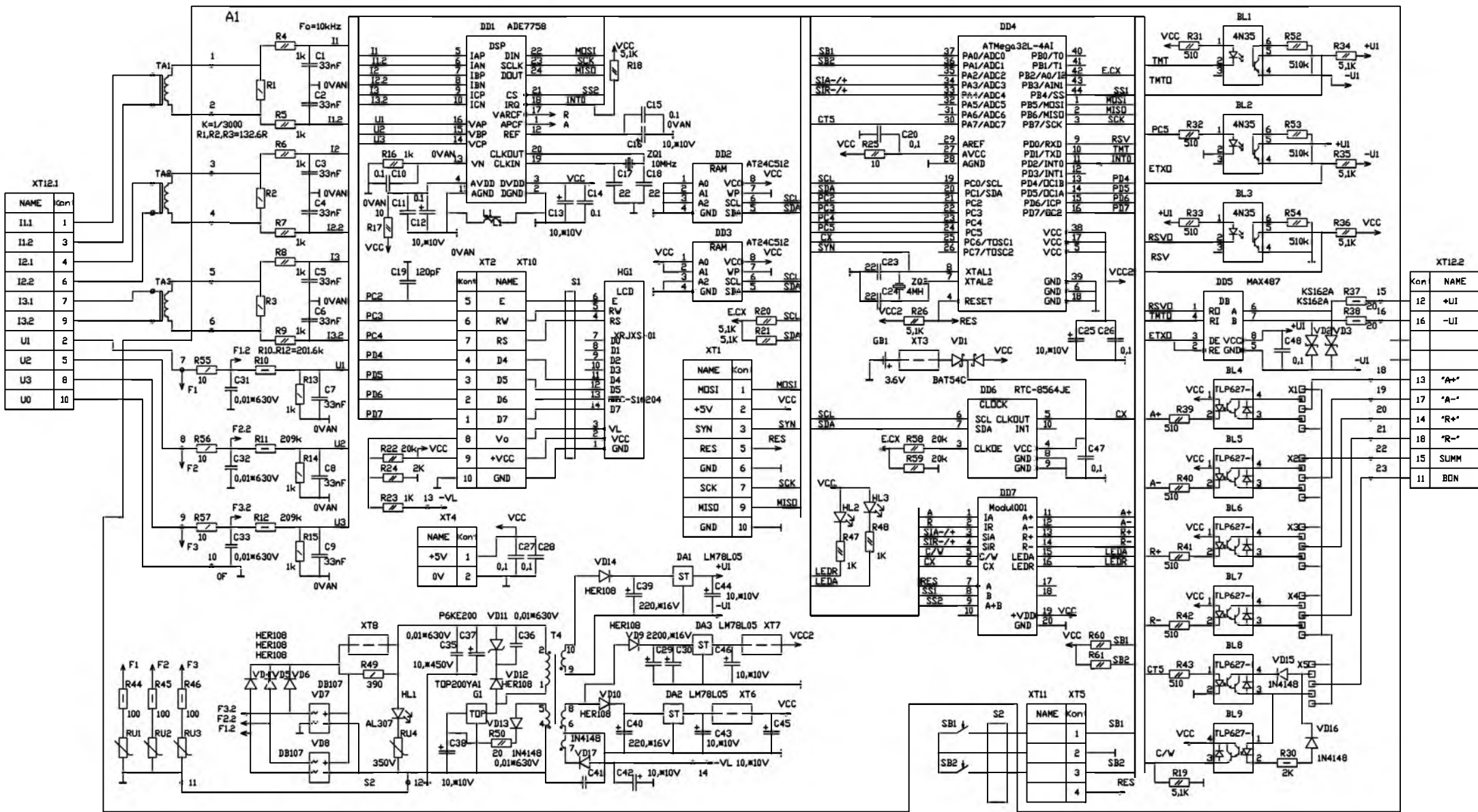
NAME	Kon
MDS1	1
+5V	2
SYN	3
RES	5
GND	6
MISO	9
GND	10

Kon	NAME
5	E
6	RW
7	RS
4	D4
3	D5
2	D6
1	D7
8	V0
9	+VCC
10	GND

NES-04.01 V=-281,3V R7/R10=414	
R7, R8, R9	180 kΩ, 1,0W
R10, R11, R12	440 Ω, 0,25W
RU1, RU2, RU3	420 V
RU4	350V
HL1	AL307
C43	10, #450V
R48	1,0k 0,5W

NES-04.00 V=-70,3V R7/R10=103,4	
R7, R8, R9	91 kΩ, 0,25W
R10, R11, R12	880 Ω, 0,25W
RU1, RU2, RU3	180 V
RU4	---
HL1	---
C43	22, #250V
R48	390, 0,25W

MID-79.SCH  
20.04.2004



NAME	Kon
I1.1	1
I1.2	3
I2.1	4
I2.2	6
I3.1	7
I3.2	9
UI	2
U2	5
U3	8
U0	10

Kon	NAME
12	+UI
16	-UI
13	"A"
17	"A"
20	"R"
18	"R"
15	SUM
11	BDN

I<sub>max</sub>=80A  
K<sub>t</sub>=1/3000  
R<sub>1,2,3</sub>=132.6R

NES-05.01 V=-280.0V R10/R13=	
R10, R11, R12	792 kΩ, 1.0W
RU1, RU2, RU3	420 V
R49	1k, 0.5W

NES-05 V=-71.29V R10/R13=	
R10, R11, R12	201.6 kΩ, 0.5W
RU1, RU2, RU3	180 V
R49	390, 0.25W