

## Счетчик электроэнергии на микросхеме ADE7755

### Недорогой счётчик электроэнергии на микросхеме ADE7755

Энтони Коллинз, компания Analog Devices, Inc.

(перевод Алексея Власенко, [alexey.vlasenko@analog.spb.ru](mailto:alexey.vlasenko@analog.spb.ru), российское представительство Analog Devices, Inc.)

В данном руководстве по применению описан недорогой, высокоточный счетчик электроэнергии на базе ИС ADE7755. Счетчик предназначен для использования в однофазной двухпроводной сети. Тем не менее данная разработка может быть без труда адаптирована в соответствии с местными требованиями.

ИС ADE7755 представляет собой недорогую микросхему, предназначенную для измерения потребления электрической энергии. ИС ADE7755 содержит два АЦП, источник опорного напряжения, и все средства обработки сигналов, необходимые для подсчета активной мощности. Микросхема ADE7755 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.

#### ЦЕЛИ РАЗРАБОТКИ

На рис. 1 представлен вариант схемы простого, недорогого счетчика электроэнергии на базе ADE7755. Для преобразования тока в сигнал напряжения, необходимый для работы ИС ADE7755, 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 ADE7755 может управлять подобным типом счетчиков напрямую. ИС ADE7755 также имеет высокочастотный выход CF с постоянной счета 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.

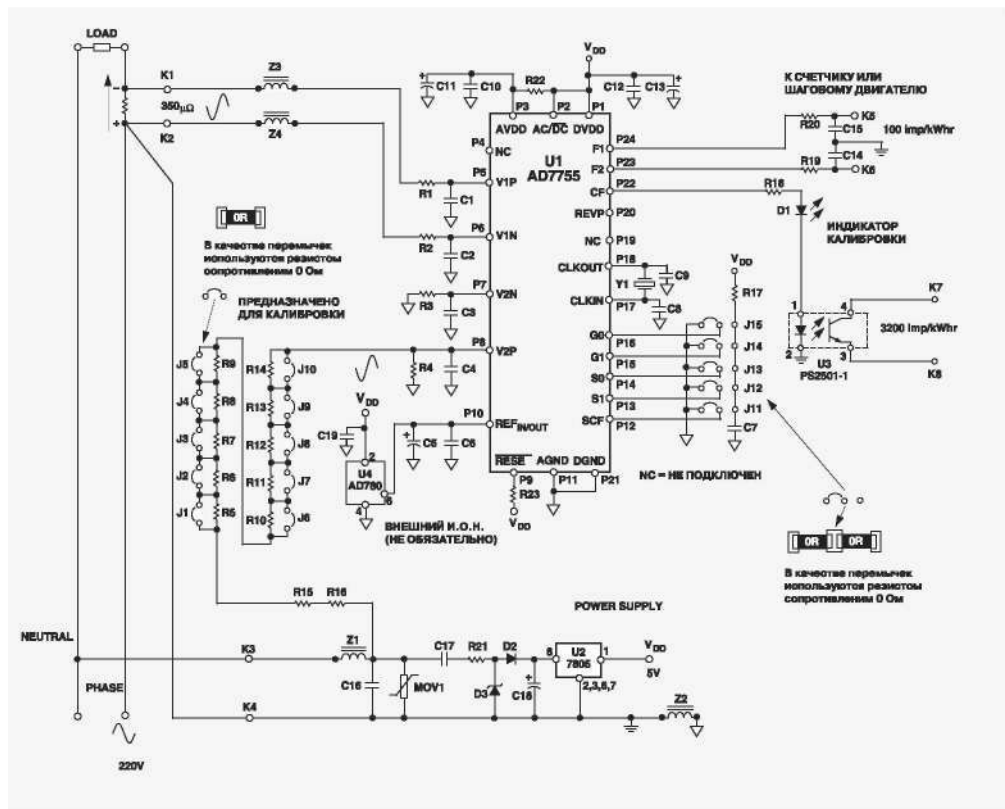


Рис. 1. Схема простого однофазного счетчика электроэнергии на основе ADE7755

#### УРАВНЕНИЯ

ИС ADE7755 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 ADE7755 рассмотрена в техническом описании (data sheet) на ИС ADE7755 в разделе "Теоретические аспекты работы ИС ADE7755". Также в этом техническом описании приведено уравнение, определяющее частоту на выходах F1 и F2 (выходах управления электромеханическим 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.

## Счетчик электроэнергии на микросхеме ADE7755

$$\text{Частота} = \frac{8.06 * V1 * V2 * K_{yc} * F_{1-4}}{V^2_{\text{и.о.н.}}} \quad (1)$$

Счетчик, показанный на рис. 1, разработан для работы при напряжении сети равном 220 В и при максимальном токе I<sub>MAX</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.

### Источник опорного напряжения для ADE7755

В схеме, показанной на рис. 1, предполагается использование внешнего, необязательного источника опорного напряжения. Внутренний ИОН в микросхеме ADE7755 обладает температурным коэффициентом напряжения с типичным значением 30 ppm/°C.

### Выбор шунта

Величина сопротивления шунта (350 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 А, следовательно, максимальная мощность, рассеиваемая на шунте, равна (40 А)²·350 мкОм = 560 мВт. Во-вторых, при большой рассеиваемой мощности могут возникнуть проблемы с отводом тепла. Хотя шунт изготовлен из манганина – 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...20 мВ при коэффициенте усиления равном 16). Если шунт будет иметь слишком низкое сопротивление, будет невозможно обеспечить требования по точности. Величина сопротивления шунта 350 мкОм представляется приемлемым компромиссом для данной конструкции.

### Вычисление параметров для данной конструкции

Напряжение сети: 220 В	100 импульсов/ч = 100/3600 сек = 0,027777 Гц
I <sub>MAX</sub> = 40 А (I <sub>b</sub> = 5 А)	Калибровка счетчика проводится при I <sub>b</sub> (5 А)
Постоянная счетчика (выходы F1, F2) = 100 импульсов/кВт·ч	Мощность при токе I <sub>b</sub> = 5 А: 220 В·5 А = 1,1 кВт
Постоянная счетчика (калибровочный выход) = 3200 импульсов/кВт·ч	Частота на выходах F1 и F2 при токе I <sub>b</sub> = 5 А: 1,1·0,027777 Гц = 0,0305555 Гц
Сопротивление шунта = 350 мкОм	Напряжение, снимаемое с шунта (V1) при токе I <sub>b</sub> : 5 А·350 мкОм = 1,75 мВ

Для того чтобы выбрать частоту F1-4 в уравнении 1 смотрите техническое описание ИС ADE7755 (data sheet), раздел "Выбор частоты при проектировании счетчика электроэнергии". По таблицам V и VI в техническом описании ИС ADE7755 видно, что оптимальное значение частоты для счетчика при I<sub>MAX</sub> = 40 А составляет 3,4 Гц (F2). Выбор частоты осуществляется путем установления сигналов на логических входах S0 и S1 в соответствии с таблицей II в техническом описании ИС ADE7755. Частота на высокочастотном выходе CF (постоянная счетчика) выбирается с помощью логического входа SCF. Существует два возможных варианта: 64·F1 (6400 импульсов/кВт·ч) или 32·F1 (3200 импульсов/кВт·ч). В данной конструкции выбран вариант 3200 импульсов/кВт·ч путем подачи на вход SCF напряжения логического нуля. При постоянной счетчика равной 3200 импульсов/кВт·ч и максимальном токе 40 А, максимальная частота на выходе CF будет составлять 7,82 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 Гц. Единственное неизвестное, оставшееся в уравнении 1 – это уровень сигнала на входе канала V2 (канала напряжения).

Из уравнения 1:

$$0,030555 \text{ Гц} = \frac{8.06 * 1,75 \text{ мВ} * V2 * 16 * 3,4 \text{ Гц}}{2,5^2} \quad (2)$$

$V2 = 248,9 \text{ мВ}$  среднеквадратич.

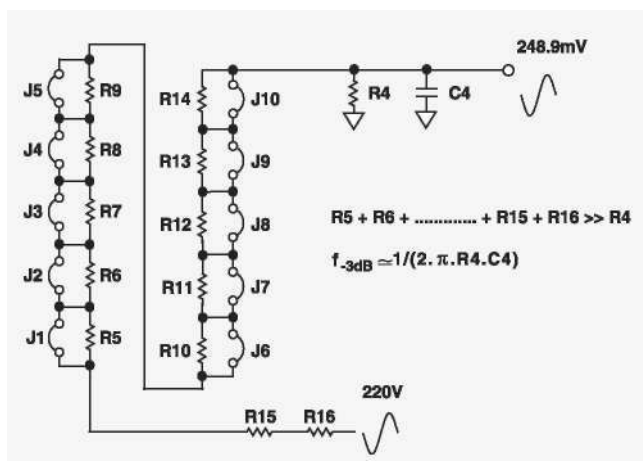
## Счетчик электроэнергии на микросхеме ADE7755

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. 2. Схема делителя должна обеспечивать возможность калибровки в пределах как минимум  $\pm 30\%$ , чтобы перекрыть разброс сопротивления шунта и разброс встроенного в ИС ADE7755 источника опорного напряжения (который составляет 8% - см. техническое описание ADE7755). 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. 2. Схема делителя напряжения



Как видно из рисунка 2, 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. 2, 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.

### СОВПАДЕНИЕ ФАЗЫ В КАНАЛАХ СЧЕТЧИКА

Микросхема ADE7755 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. 3 показаны формы напряжения и тока при индуктивной нагрузке. В данном примере ток отстает от напряжения на  $60^\circ$  (коэффициент мощности  $PF = -0,5$ ). Предположим, что ток и напряжение чисто синусоидальные; тогда мощность равна  $V_{rms} * I_{rms} * \cos(60^\circ)$ . Индекс rms здесь и далее означает среднеквадратичное значение.

Однако, если имеется погрешность сдвига фазы ( $j_e$ ) за счет внешних цепей, например, анти-алайзингового фильтра, то итоговая погрешность будет составлять

$$\begin{aligned} \% \text{ Погрешности} &= \frac{(\text{Зарегистрированная энергия} - \text{Фактическое кол-во энергии})}{\text{Фактическое кол-во энергии}} \cdot 100\% = \\ &= [\cos(\delta^\circ) - \cos(\delta^\circ + j_e)] / \cos(\delta^\circ) \cdot 100\% \quad (3) \end{aligned}$$

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

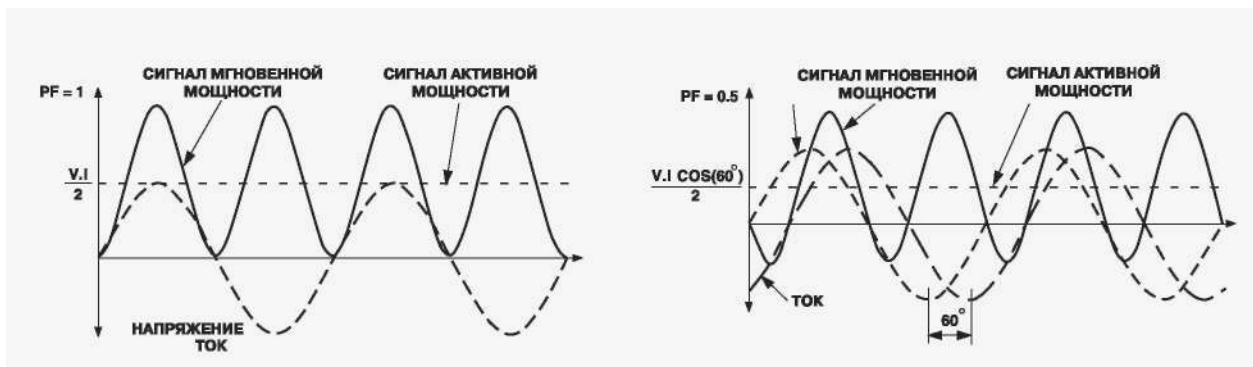


Рис. 3. Формы сигналов напряжения и тока при индуктивной нагрузке

### АНТИАЛАЙЗИНГОВЫЕ 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 аналогово-цифрового преобразования. Рис. 4 иллюстрирует эффект наложения спектра.

На рис. 4 показано, каким образом эффект наложения спектра (aliasing) может привести к погрешности при работе счетчика, спроектированного на ИС ADE7755. В микросхеме ADE7755 применены два сигма-дельта (Е-Д) АЦП для оцифровки сигналов напряжения и тока. Эти АЦП имеют очень высокое значение частоты дискретизации, составляющее 900 кГц. Рис. 4 иллюстрирует, каким образом частотные составляющие

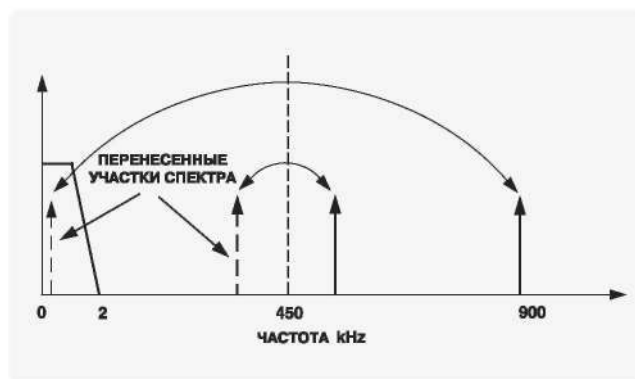


Рис. 4. Эффект наложения спектра (aliasing)

(показанные черными стрелками) с частотой выше, чем половина частоты дискретизации (также известной как частота Найквиста-Котельникова), т.е. 450 кГц, переносятся (или отражаются) в нижнюю часть спектра относительно частоты 450 кГц (показаны пунктирными стрелками). Этот эффект происходит в любом аналогово-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 ( $R = 1 \text{ кОм}$ ,  $C = 0,033 \text{ мкФ}$ ) показаны на рис. 5 и 6. Из графика на рис. 5 видно, что подавление на частоте 900 кГц для этого простейшего ФНЧ превышает 40 dBs. Этого достаточно, чтобы надежно избежать эффектов наложения спектра (aliasing).

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 -

## Счетчик электроэнергии на микросхеме ADE7755

частоте сети. Даже если частота среза составляет 4,8 кГц, ( $R = 1 \text{ кОм}$ ,  $C = 0,033 \text{ мкФ}$ ), фазовая погрешность, внесенная расхождением значений номиналов компонентов, может быть значительной.

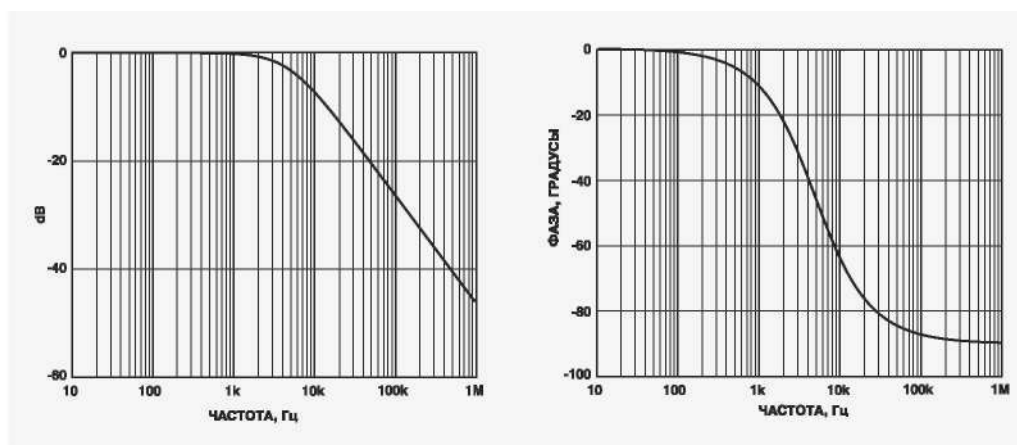
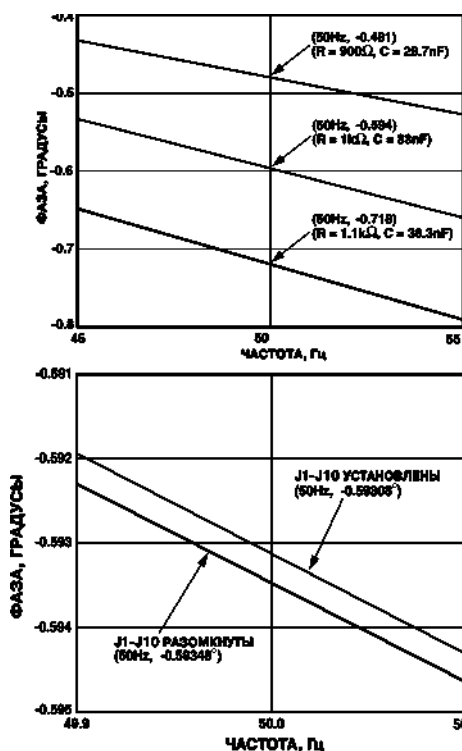


Рис. 7 иллюстрирует это положение. На рисунке 7 показана фазо-частотная характеристика простого ФНЧ на частоте 50 Гц для значений  $R = 1 \text{ кОм} \pm 10\%$ ,  $C = 0,033 \text{ мкФ} \pm 10\%$ . Напоминаем, что сдвиг фазы на  $0,2^\circ$  может привести к погрешности в 0,6% при низких значениях коэффициента 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.

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 8 показаны положения фазо-частотной характеристики схемы при изменении сопротивления цепи калибровки от 660 кОм (когда перемычки J1 – J10 установлены) до 1,26 МОм (когда эти перемычки удалены).

Рис. 7. Значение сдвига фазы на частоте 50 Гц в зависимости от разброса значений номиналов компонентов



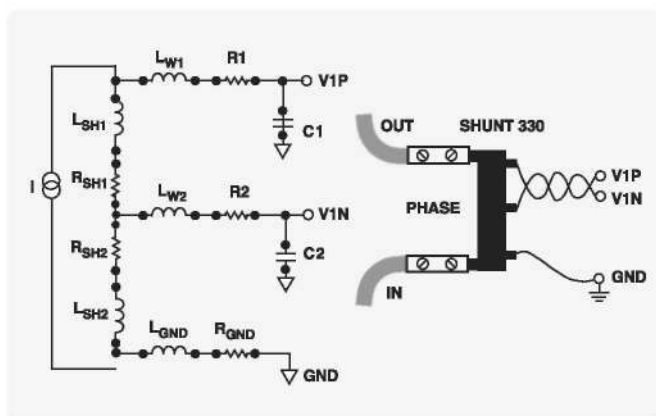
### КОМПЕНСАЦИЯ ПАРАЗИТНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ ШУНТА

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.

## Счетчик электроэнергии на микросхеме ADE7755

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  $L_{SH2}$ .

Рис. 9. Эквивалентная схема шунта



На рис. 9 также показано, каким образом шунт подключается к входу микросхемы ADE7755 через антиалязинговые фильтры. Назначение антиалязинговых фильтров рассмотрено в предыдущем разделе и их АЧХ и ФЧХ показаны на рис. 5 и 6.

### Подавление влияния паразитной индуктивности шунта

Влияние паразитной индуктивности шунта проиллюстрировано на рис. 10. Здесь на графике показаны фазочастотная и амплитудно-частотная характеристики антиалязингового 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.

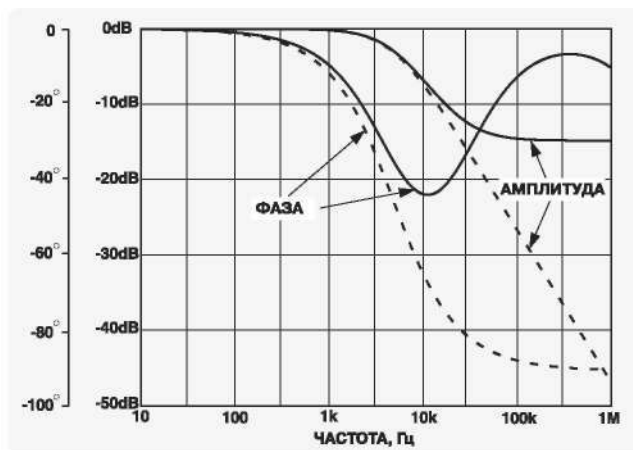


Рис. 10. Влияние паразитной индуктивности шунта на антиалязинговый фильтр

Ослабление сигнала на частоте 1 МГц теперь составляет только около -15 dB, что может привести к некоторым проблемам 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").

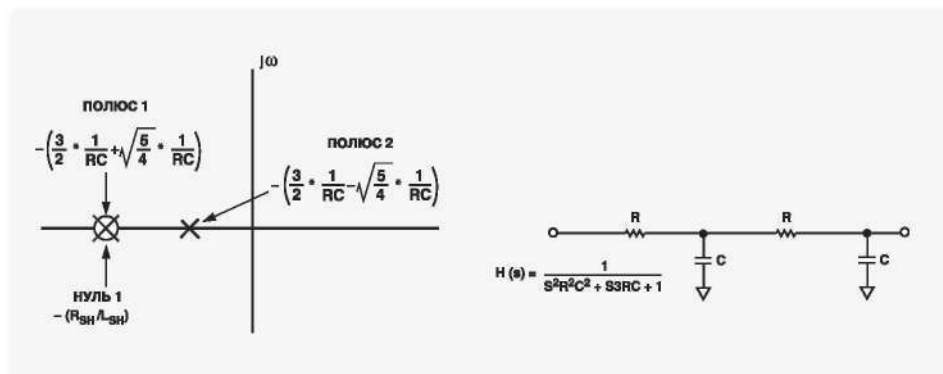


Рис. 11. Схема компенсации паразитной индуктивности шунта

## Счетчик электроэнергии на микросхеме ADE7755

Эта проблема возникает из-за появления дополнительного нуля в передаточной характеристике антиалайзингового фильтра. При помощи упрощенной модели шунта, показанной на рис. 9, 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. 11. Для упрощения вычислений, чтобы продемонстрировать принцип работы, предполагается, что  $R_s$  и  $C_s$  имеют одинаковые величины.

На рис. 11 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:

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

$$-\left(\frac{3}{2} \cdot \frac{1}{RC} + \sqrt{\frac{5}{4}} \cdot \frac{1}{RC}\right) = 3,838 \text{ кГц} \quad (4)$$

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

На рис. 12 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.

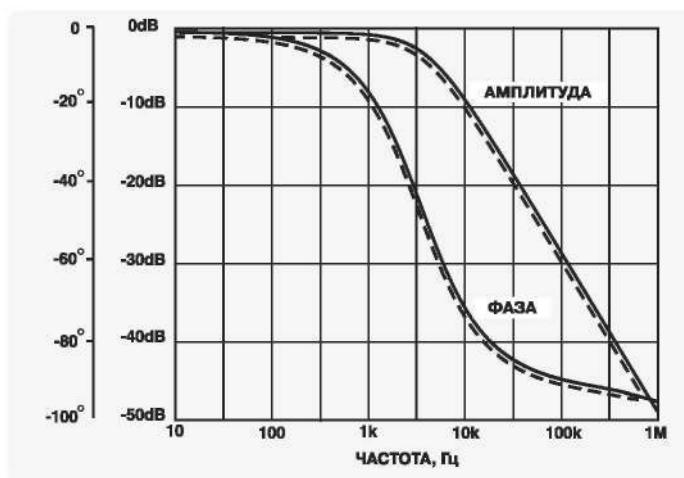


Рис. 12. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики антиалайзинговой схемы после компенсации паразитной индуктивности

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

## Счетчик электроэнергии на микросхеме ADE7755

устранено просто добавлением дополнительной RC-цепочки в канале V1 с полюсом, располагающимся гораздо выше, чем полюс антиалязингового 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 (Нуль =  $R_{SH1}/L_{SH1}$ ).

### 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 полиэфировом конденсаторе емкостью 0,47 мкФ на 250 В. Импеданс конденсатора C17 обеспечивает эффективную работу источника питания.

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. 13 показана схема источника питания.

### Изоляция

Соединение с шунтом – единственное место, где микросхема ADE7755 соединяется напрямую (через антиалязинговые фильтры) с “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 (см. рис. 1) должны значительно ослаблять любые радиочастотные воздействия на схему источника питания.

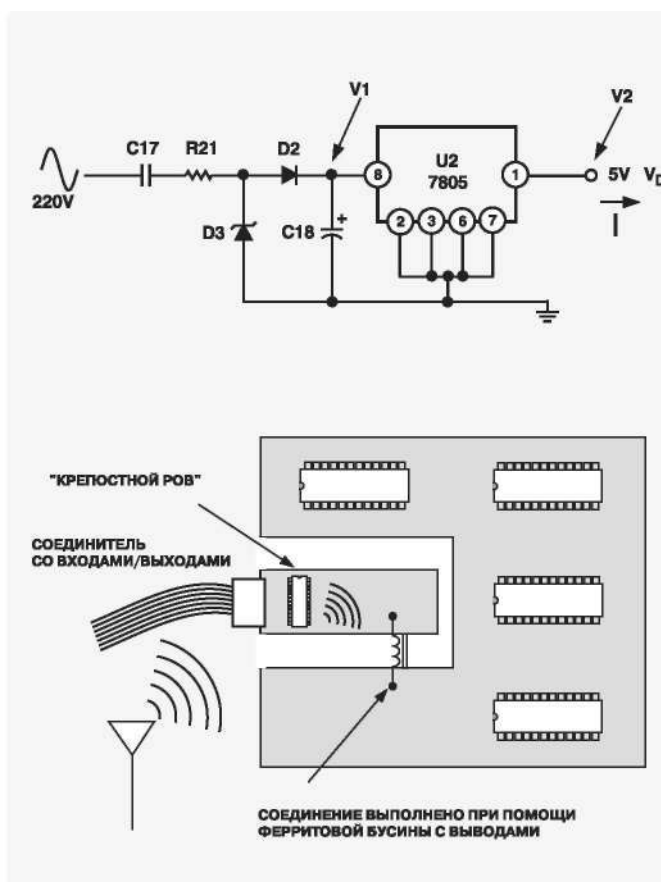


Рис. 13. Схема источника питания

Рис. 14. Высокочастотная изоляция входов/выходов при помощи метода “крепостного рва”

Другой возможный путь для радиочастотных помех – сигнальное заземление устройства. Для того, чтобы обеспечить изоляцию сигнального заземления ИС ADE7755 от внешней точки заземления системы, используется метод “крепостного рва”. На рис. 14 показан принцип этого метода, называемого разделением или “крепостным ровом”.

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. 14 показано, как это сделать безопасным образом с помощью ферритовой бусины. Ферритовая бусина обладает большим импедансом на высокой частоте.



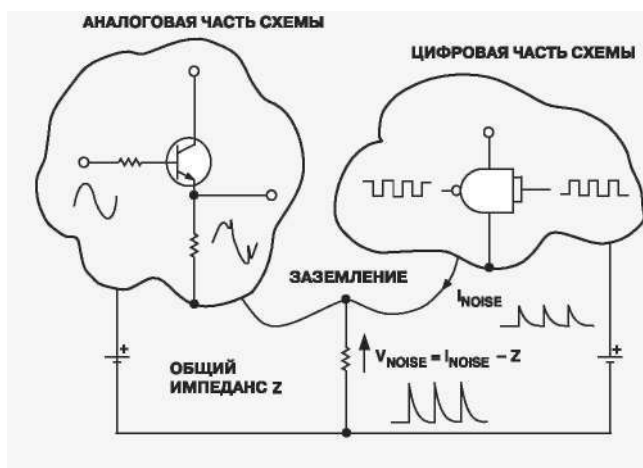
## Счетчик электроэнергии на микросхеме ADE7755

### РАЗРАБОТКА ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

При разработке печатной платы необходимо учитывать как устойчивость устройства к электромагнитным помехам, так и работу аналоговой части устройства. Существует много приемов разработки печатных плат, эффективных с точки зрения аналоговой и аналого-цифровой 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 ADE7755, то надежность работы устройства определяется в первую очередь тем, как защищена микросхема ADE7755.

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 аналого-цифрового

Рис. 15. Влияние цифрового шума через общий импеданс "земли"



преобразования, выполняемого ИС ADE7755. 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. 15 поясняет этот принцип.

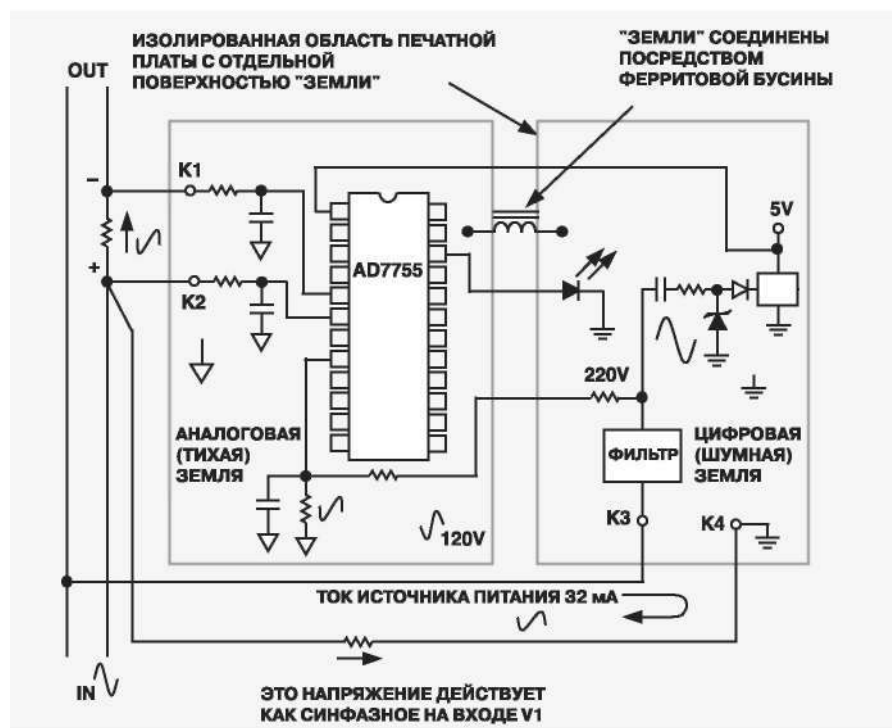


Рис. 16. Эскиз компоновки печатной платы счетчика на ИС ADE7755

## Счетчик электроэнергии на микросхеме ADE7755

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 ADE7755 необходимо предусмотреть 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 ADE7755 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. 16. При размещении источника питания на цифровой части печатной платы обеспечивается удаленность пути этого обратного тока от ИС ADE7755 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%-до 800%-базового тока). На рис. 16 показан предварительный эскиз размещения компонентов на печатной плате счетчика электроэнергии.

Разделение поверхностей на печатной плате, как показано на рис. 16, 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.

### ПОРОГ ОТКЛЮЧЕНИЯ ПО ОТСУТСТВИЮ НАГРУЗКИ

Микросхема ADE7755 имеет встроенную схему отключения самохода счетчика. ИС ADE7755 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. Начальный ток не должен превышать более 0,4%-базового тока при коэффициенте мощности  $PF = 1$ . В данной конструкции начальный ток составляет 7,8 мА или 0,16%-базового тока. (смотри раздел “Порог выключения по отсутствию нагрузки” в документации на ADE7755).

Полный вариант статьи на русском языке можно скачать с сайта русского представительства компании Analog Devices [www.analog.spb.ru](http://www.analog.spb.ru).

Более подробную информацию об интегральных счётчиках электроэнергии можно получить на официальном сайте компании-производителя [www.analog.com/energymeter](http://www.analog.com/energymeter).

Литература:

1. AN-559 R руководство по применению [www.analog.spb.ru](http://www.analog.spb.ru),
2. Техническое описание ИМС ADE7755 (data sheet) [www.analog.spb.ru](http://www.analog.spb.ru).

Примечание:

старое наименование ИМС ADE7755 AD7755. Переименование было осуществлено с целью выделить в отдельную группу интегральные счётчики электроэнергии.

Статья предоставлена российским представительством Analog Devices Inc., [www.analog.com](http://www.analog.com)