

Недорогой счётчик электроэнергии на микросхеме AD7755

Энтони Коллинз

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 ¹	Коефф. мощн. ²	Макс. допустимая погрешность ³	
		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

¹Диапазоны 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.

²Кэффициент 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 ϕ представляет собой фазовый угол между напряжением и током в случае чистой синусоиды.

³Номер 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.

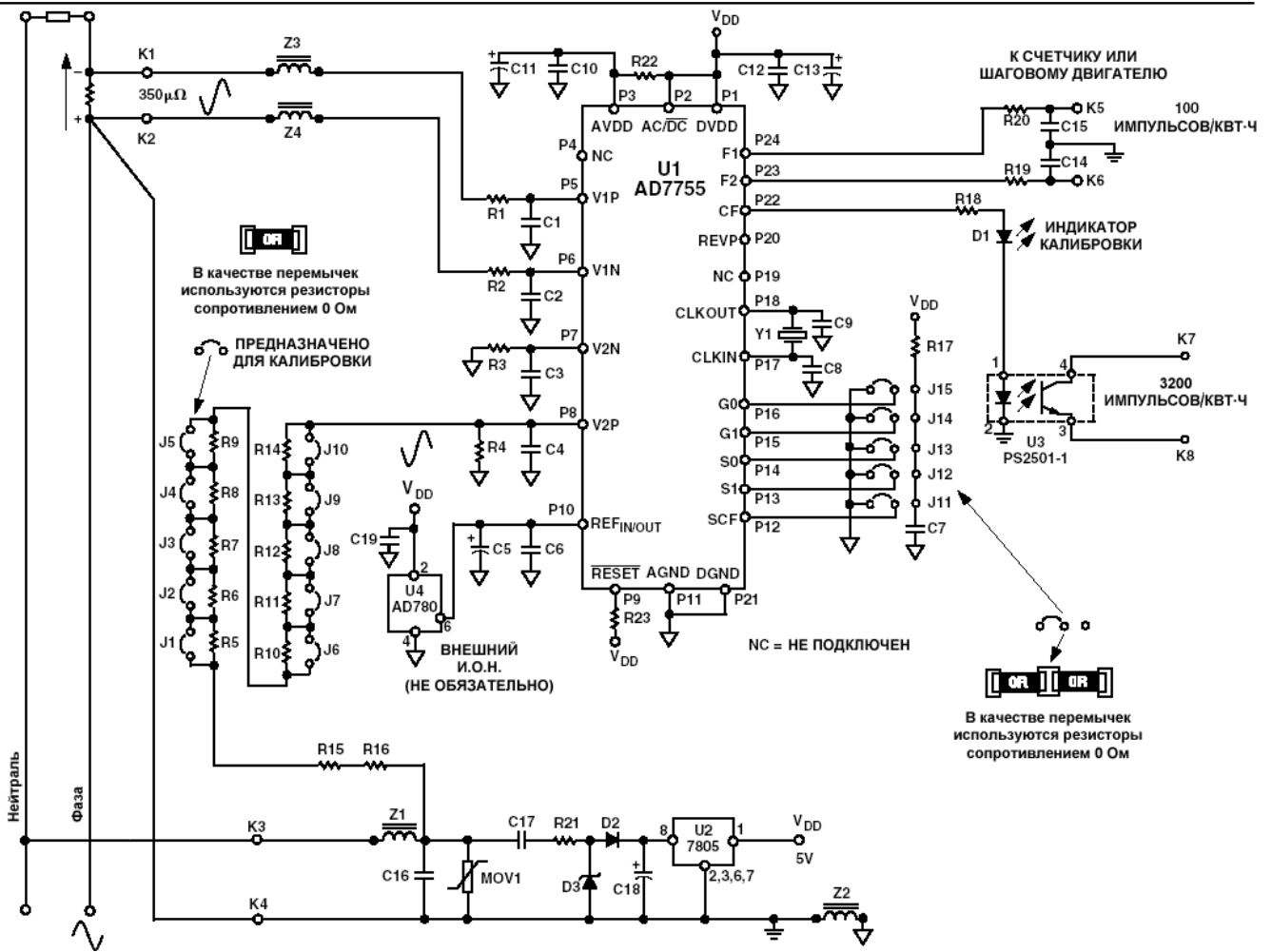


Рис. 2. Схема простого однофазного счетчика электроэнергии на основе AD7755

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.

$$Частота = \frac{8.06 \times V1 \times V2 \times K_{ус} \times F_{1-4}}{V_{ион}^2} \quad (1)$$

Счетчик, показанный на рис. 1, разработан для работы при напряжении сети равном 220 В и при максимальном токе I_{МАХ} 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_{МАКС} до 120 А. Выбранное значение базового тока (I_b) для этого счетчика составляет 5 А; диапазон тока, при котором обеспечивается заданная точность, составляет от 2%·I_b до I_{МАХ}, 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.

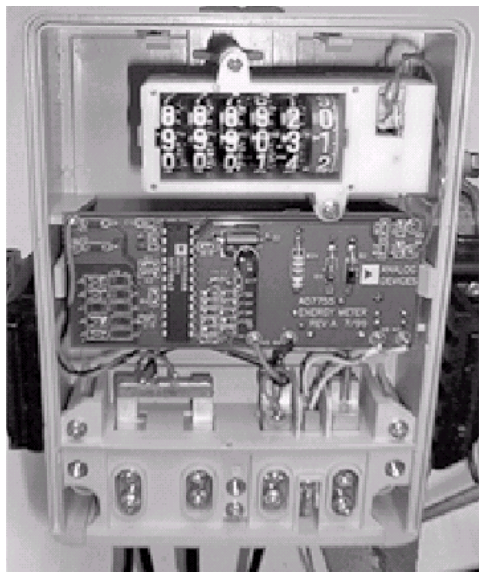


Рис. 2. Внешний вид конструкции счетчика электроэнергии на ИС AD7755

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 $-20...+60^\circ\text{C}$ может достигать 0,65%, если калибровка была сделана при 25°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 $(40 \text{ A})^2 \cdot 350 \text{ мкОм} = 560 \text{ мВт}$. Стандарт IEC1036 допускает значение максимальной рассеиваемой мощности до 2 Вт (включая энергию, потребляемую источником питания). 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 $0...20 \text{ мВ}$ 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 мкОм представляется приемлемым компромиссом для данной конструкции.

Вычисление параметров для данной конструкции

Напряжение сети: 220 В

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

Постоянная счетчика (выходы F1, F2) = 100 импульсов/кВт·ч

Постоянная счетчика (калибровочный выход) = 3200 импульсов/кВт·ч

Сопротивление шунта = 350 мкОм

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

Калибровка счетчика проводится при I_b (5 А)

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

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

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

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

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 $I_{\text{MAX}} = 40 \text{ A}$ составляет 3,4 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: $64 \cdot F_1$ (6400 импульсов/кВт·ч) или $32 \cdot F_1$ (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

AN-559 R

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").

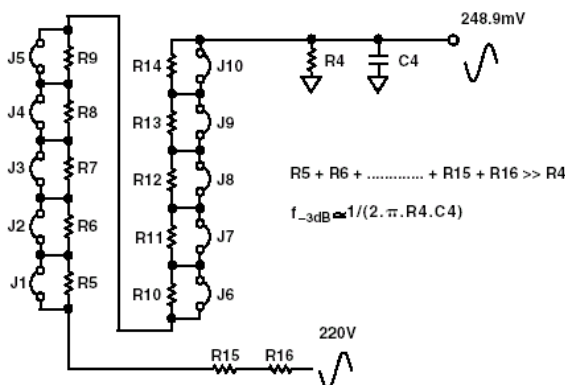


Рис. 3. Схема делителя напряжения

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 (ϕ_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 δ представляет собой фазовый угол между напряжением и током, а ϕ_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.

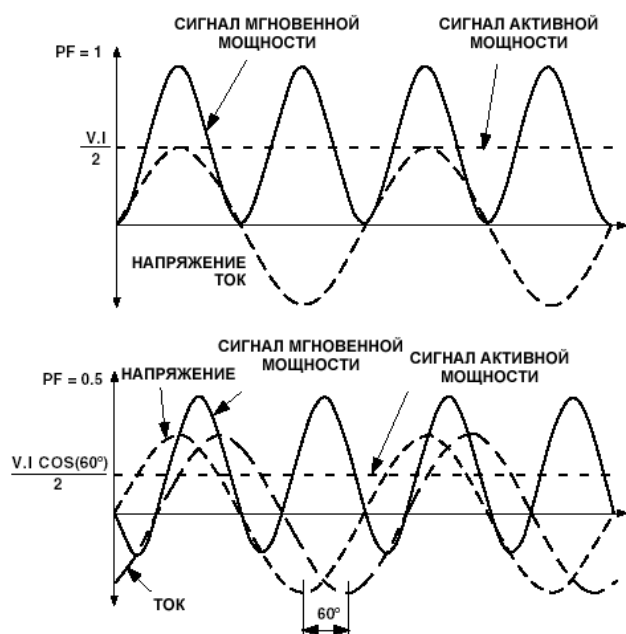


Рис. 4. Формы сигналов напряжения и тока при индуктивной нагрузке

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.

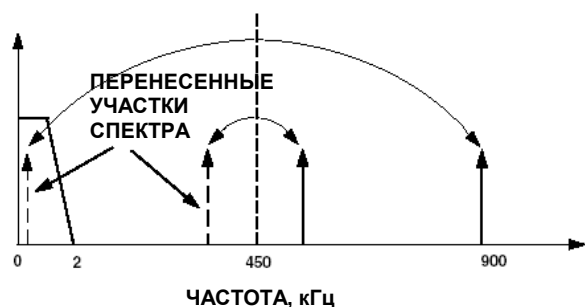


Рис. 5. Эффект наложения спектра (aliasing)

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 (Σ - Δ) 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).

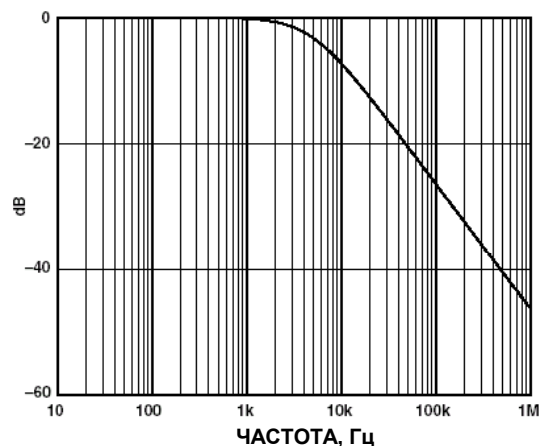


Рис. 6. Амплитудно-частотная характеристика RC-фильтра.

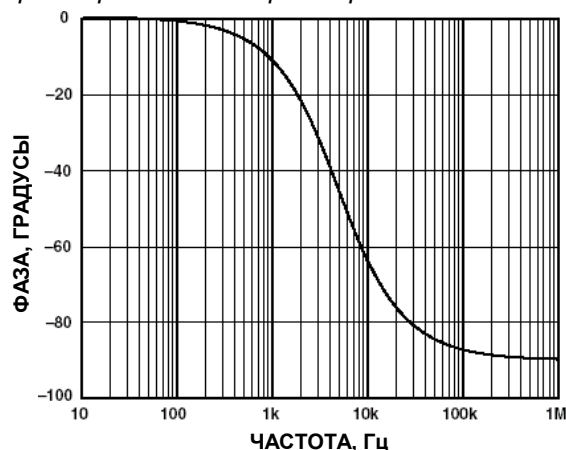


Рис. 7. Фазо-частотная характеристика RC-фильтра

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.

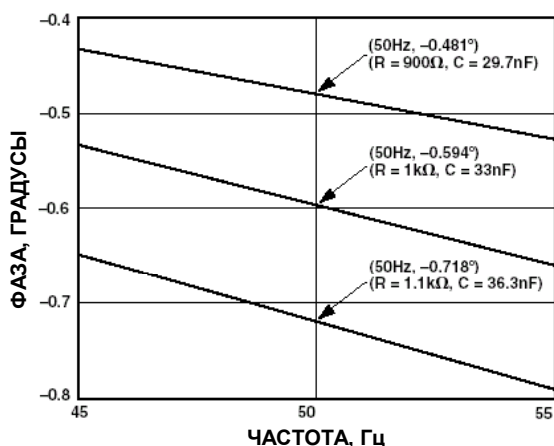


Рис. 8. Значение сдвига фазы на частоте 50 Гц в зависимости от разброса значений номиналов компонентов

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).

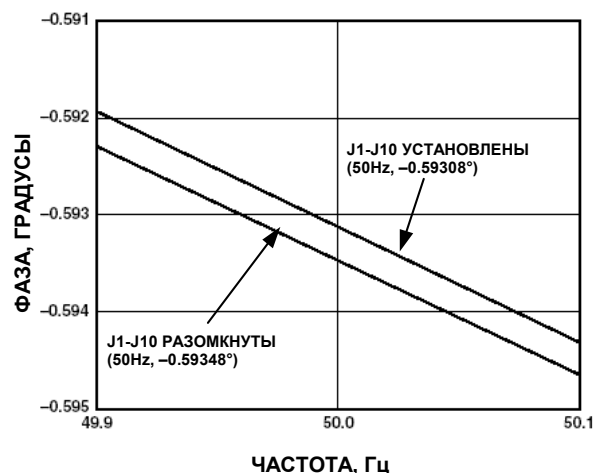


Рис. 9. Сдвиг фазы при калибровке

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.

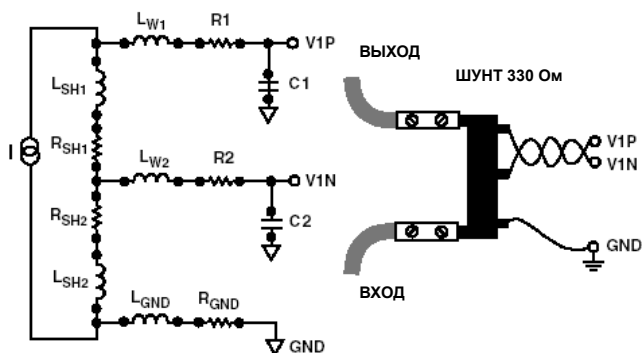


Рис. 10. Эквивалентная схема шунта

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° на частоте 50 Гц. Обратите внимание, что фазовый сдвиг величиной 0,1° будет приводить к погрешности измерения в 0,3% при коэффициенте мощности PF = ±0,5. См. уравнение 2 (раздел "Совпадение фазы в каналах счетчика").

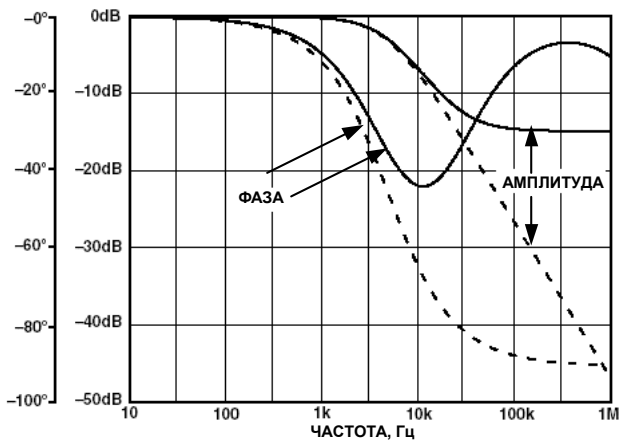


Рис. 11. Влияние паразитной индуктивности шунта на антиалайзинговый фильтр

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.

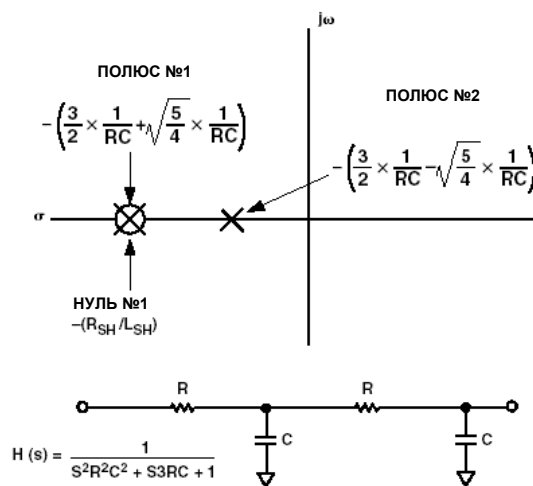


Рис. 12. Схема компенсации паразитной индуктивности шунта

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.

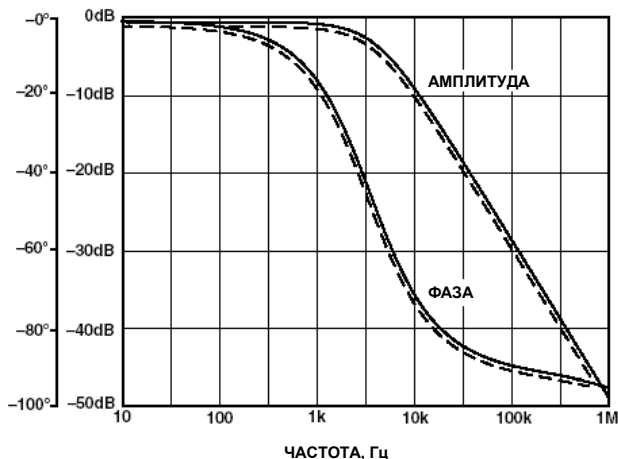


Рис. 13. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики антиалайзинговой схемы после компенсации паразитной индуктивности

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 ($\text{Нуль} = R_{SH1}/L_{SH1}$).

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 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.

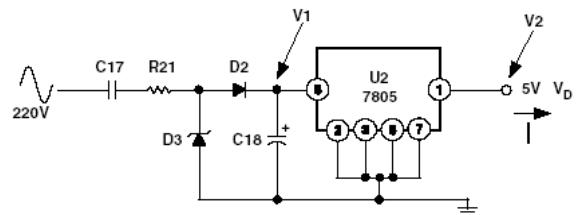


Рис. 14. Схема источника питания

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.

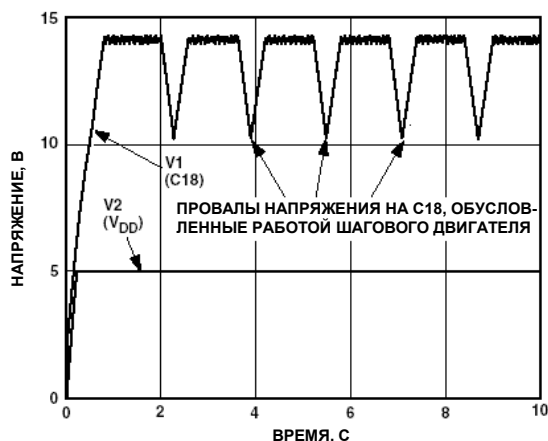


Рис. 15. Напряжение на выходе источника питания при напряжении 220 В и нагрузке сети 50 А

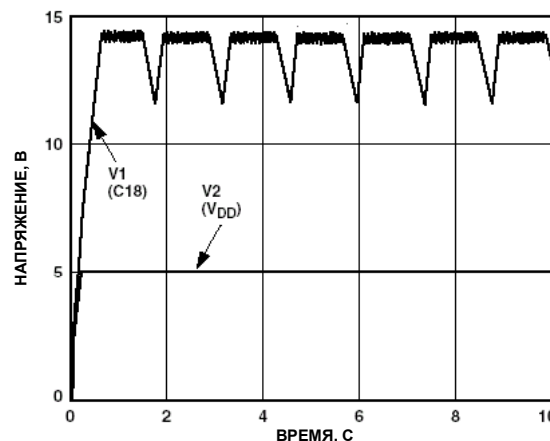


Рис. 18. Напряжение на выходе источника питания при напряжении 180 В и нагрузке сети 50 А

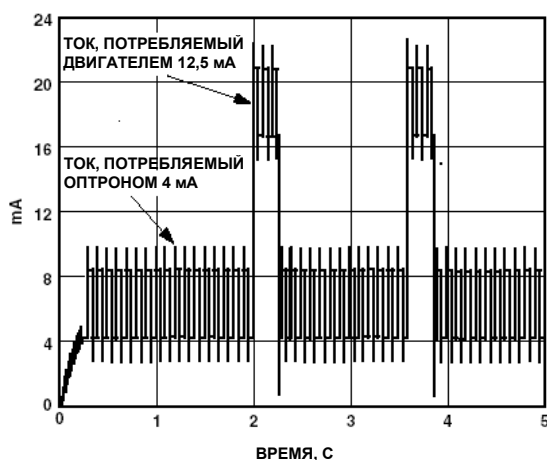


Рис. 16. Ток на выходе источника питания при напряжении 220 В и нагрузке сети 50 А

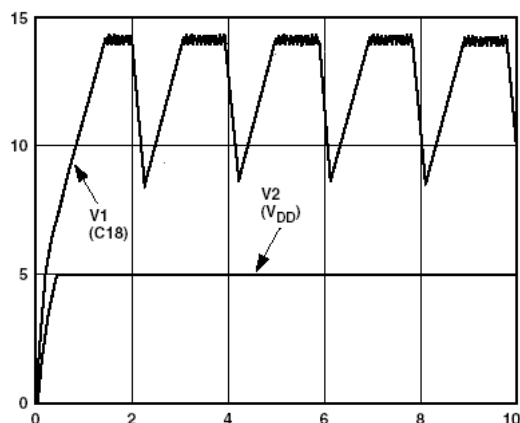


Рис. 17. Напряжение на выходе источника питания при напряжении 180 В и нагрузке сети 50 А

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 определенному 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 (C16) 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 привнести 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.

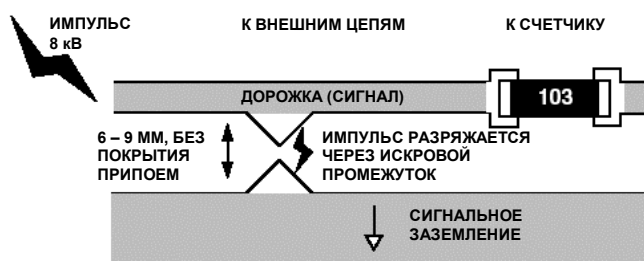


Рис. 19. Блокировка прохождения высоковольтных импульсов при помощи искрового промежутка

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.

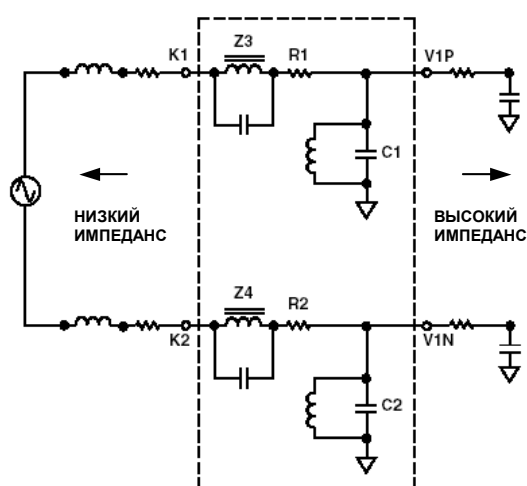


Рис. 20. Антиалайзинговые фильтры с паразитными элементами

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.

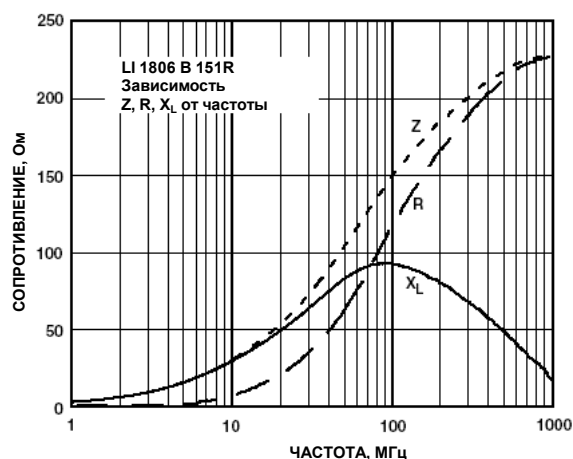


Рис. 21. Частотная характеристика ферритовых бусин (Z3 и Z4) в антиалайзинговом фильтре

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".

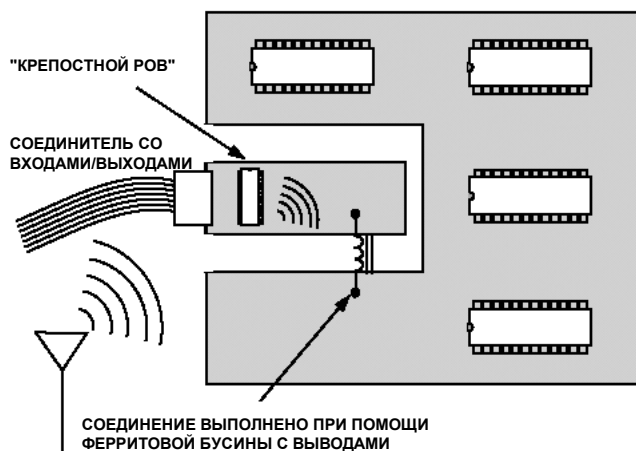


Рис. 22. Высокочастотная изоляция входов/выходов при помощи метода "крепостного рва"

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.

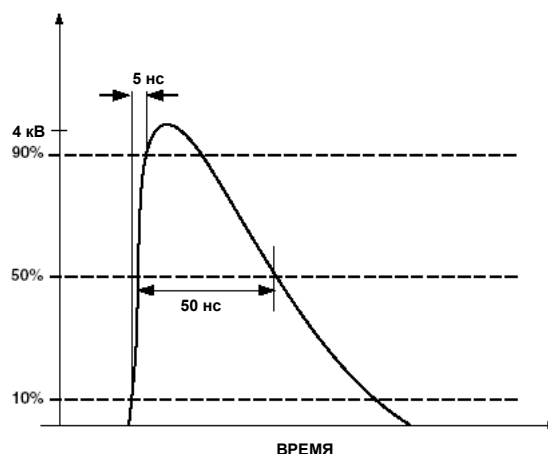


Рис. 23. Характеристики одиночного электрического импульса

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 нагрузку 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.

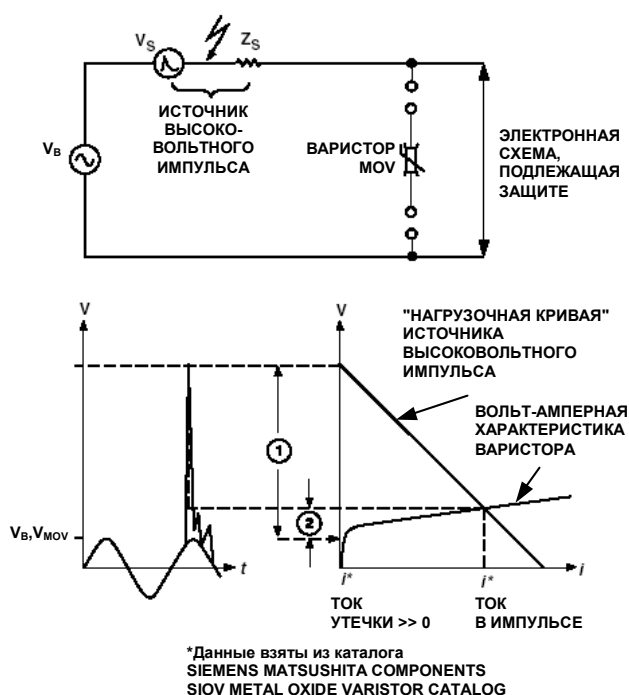


Рис. 24. Принцип работы схемы защиты на варисторе

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;

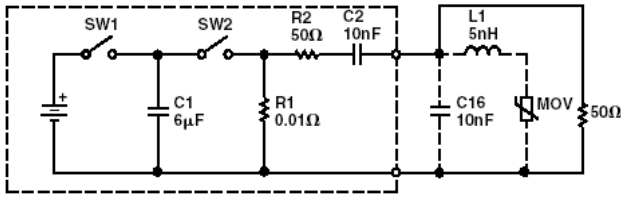


Рис. 25. Генератор электрических импульсов для испытания счетчика

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.

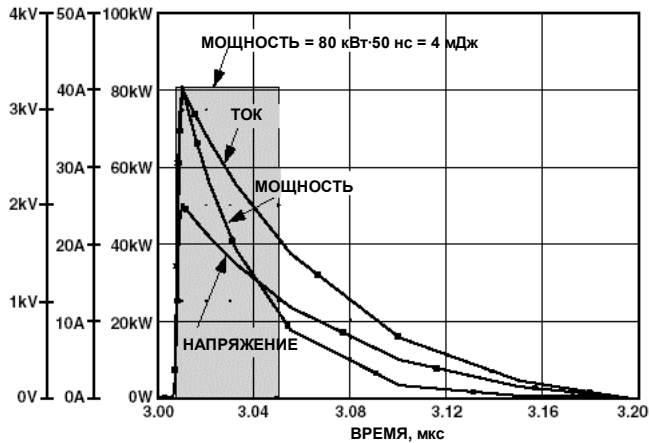


Рис. 26. Выходной сигнал генератора на нагрузке сопротивлением 50 Ом

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.

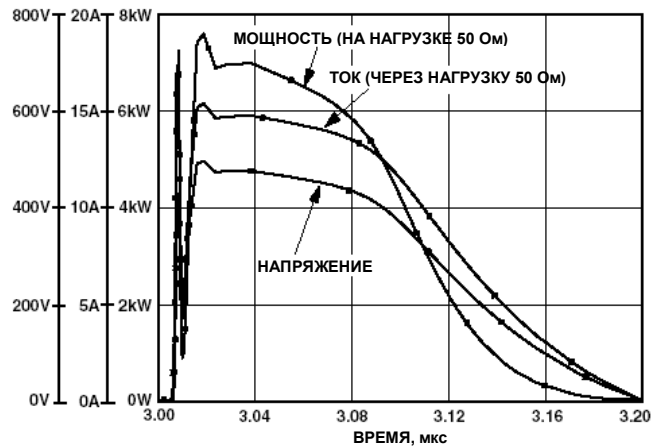


Рис. 27. Выходной сигнал генератора на нагрузке сопротивлением 50 Ом с подключенным варистором

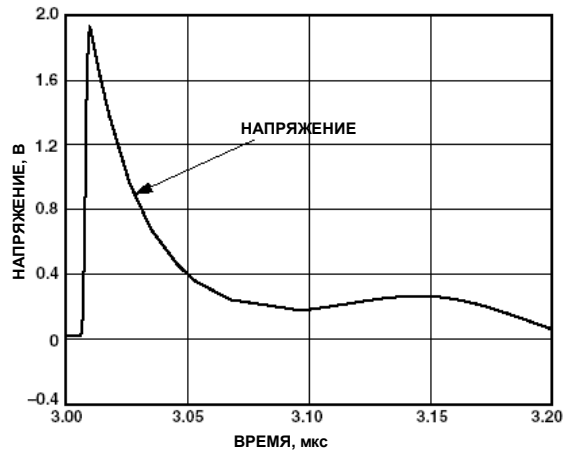


Рис. 28. Выходной сигнал генератора на нагрузке сопротивлением 50 Ом с подключенным варистором и паразитной индуктивностью 1 мкГн

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.

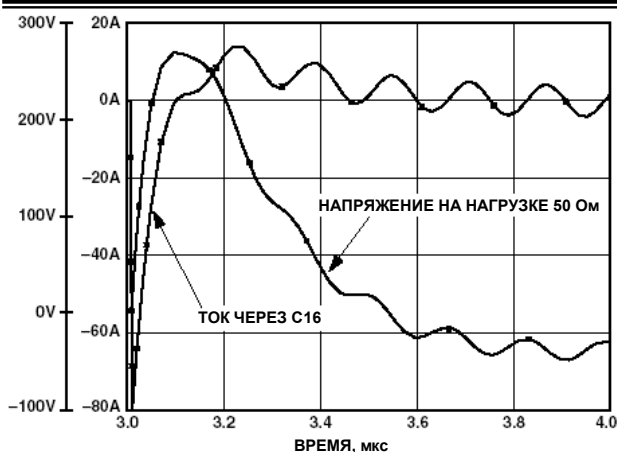


Рис. 29. Выходной сигнал генератора на нагрузке сопротивлением 50 Ом с подключенным варистором, индуктивностью в 1 мкГн и конденсатором С16 (0,01 мкФ)

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.

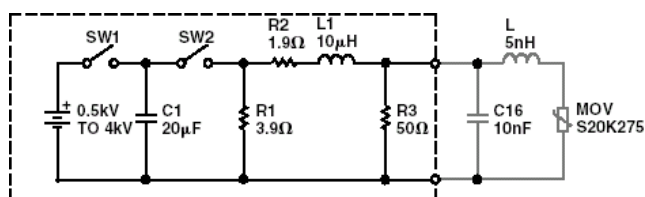


Рис. 30. Генератор импульсов в соответствии со стандартом IEC1000-4-5

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.

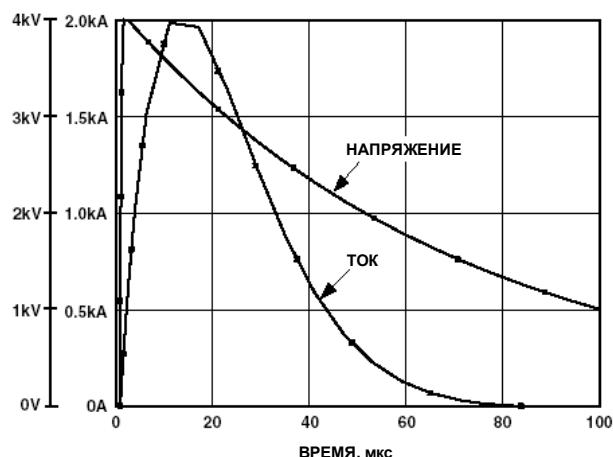


Рис. 31. Напряжение на разомкнутом выходе и ток при короткозамкнутом выходе генератора

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.

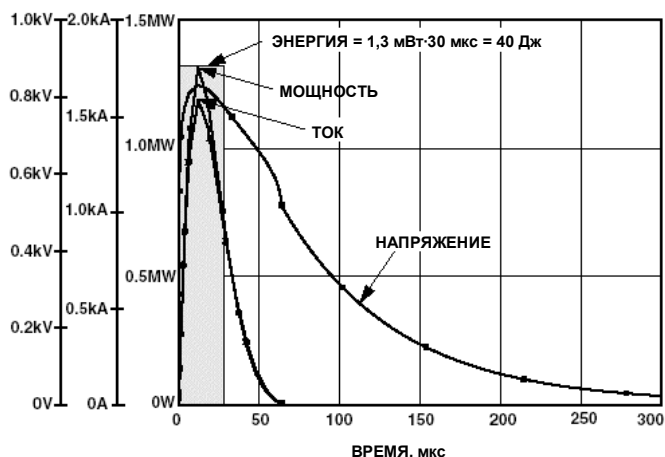


Рис. 32. Энергия, рассеиваемая варистором при воздействии мощного импульса 4 кВ

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.

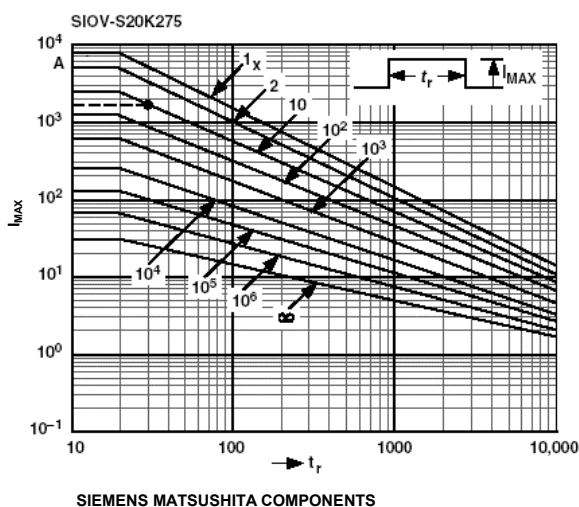


Рис. 33. Кривые зависимости максимально допустимого тока через варистор от продолжительности и числа импульсов

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

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

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.

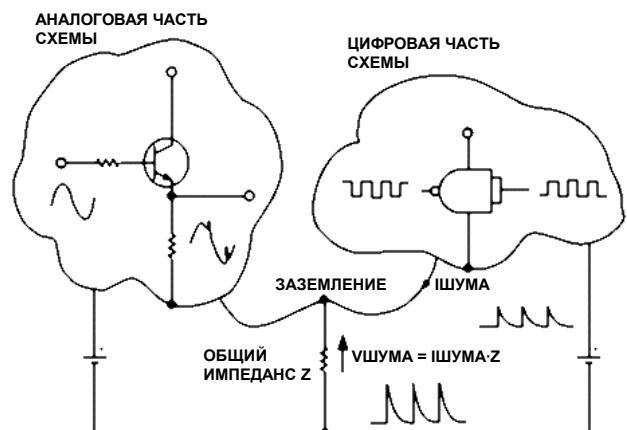


Рис. 34. Влияние цифрового шума через общий импеданс "земли"

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 $2\% \cdot I_b$ до $800\% \cdot I_b$). На рис. 35 показан предварительный эскиз размещения компонентов на печатной плате счетчика электроэнергии.

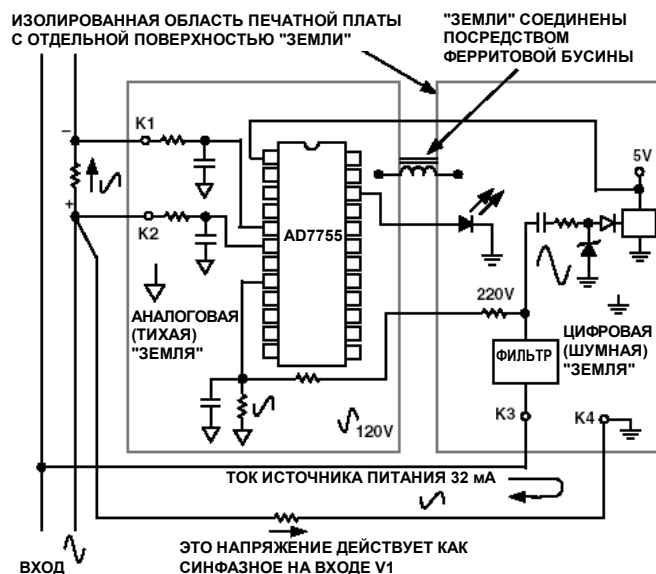


Рис. 35. Эскиз компоновки печатной платы счетчика на ИС AD7755

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

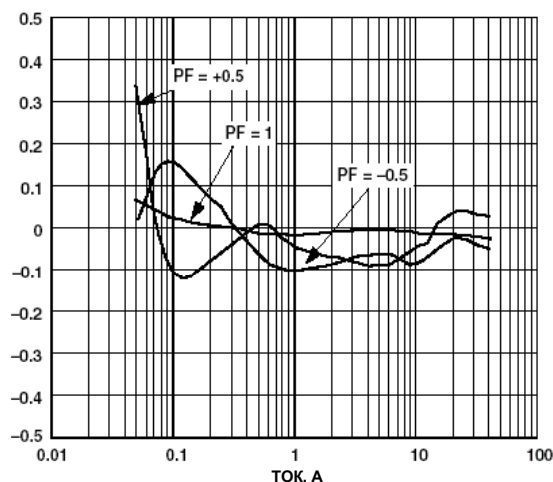


Рис. 36. Погрешность измерения в % при 25°C, 220 В, коэффициент мощности PF = +0,5/-0,5, частота = 50 Гц

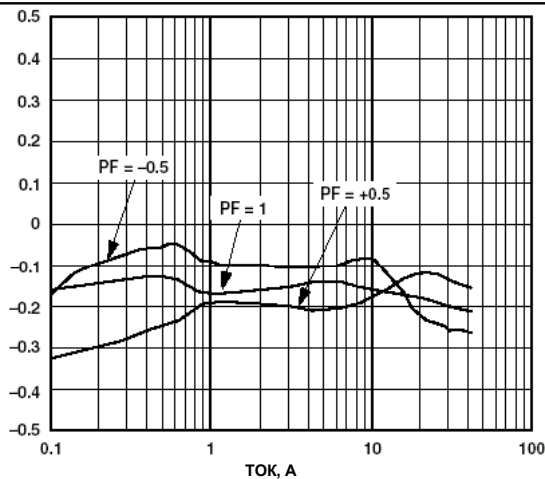


Рис. 37. Погрешность измерения в % при 70°C, 220 В, коэффициент мощности PF = +0,5/-0,5, частота = 50 Гц

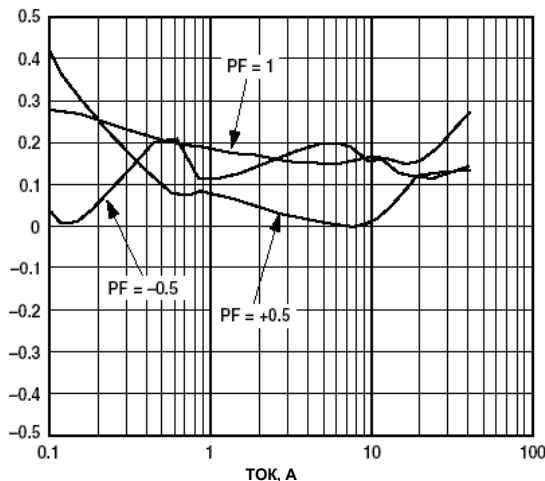


Рис. 38. Погрешность измерения в % при -25°C, 220 В, коэффициент мощности PF = +0,5/-0,5, частота = 50 Гц

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 IEC1039

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 (Ib) стандарт IEC1036

Базовый ток (Ib) – 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%·Ib при коэффициенте мощности PF = 1. В данной конструкции начальный ток составляет 7,8 мА или 0,16%·Ib. 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 μF, 6,3 В	EIA size A Конденсатор для поверхностного монтажа, Panasonic, ECS-TOJY106R Digi-Key No. PCS 1106CT-ND – 3.2 mm × 1.6 mm

AN-559 R

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 полиэстеровый металлизированный Through-Hole Panasonic, ECQ-U2A103MN Digi-Key No. P4601-ND
C17	470 нФ, 250 В AC	Пленочный полиэстеровый 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

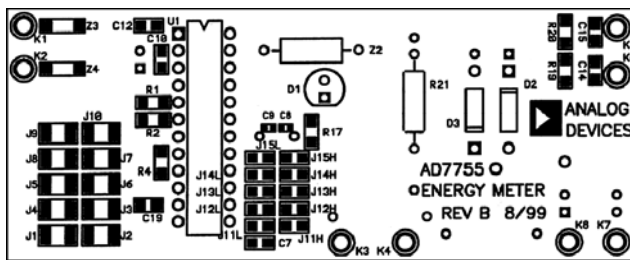


Рис. 39. Схема сборки печатной платы (вид сверху)

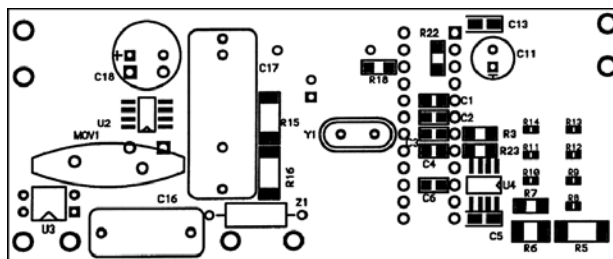


Рис. 40. Схема сборки печатной платы (вид снизу)

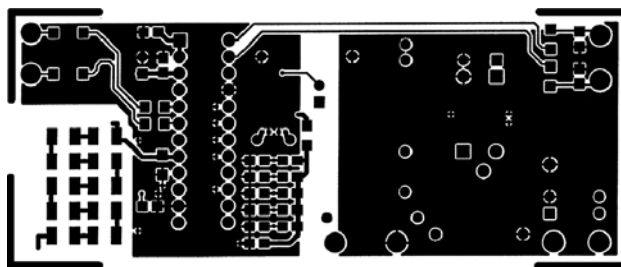


Рис. 41. Разводка печатной платы (вид сверху)

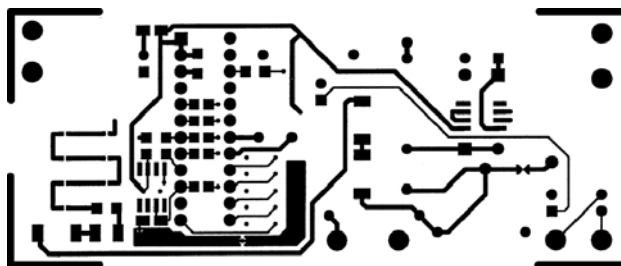


Рис. 42. Разводка печатной платы (вид снизу)



Certificate of Compliance

The following product was found to comply with the requirement stated below when tested in accordance with the test procedures described in the accompanying test/measurement report. Reference report number 64567.e1

Manufacturer: Analog Devices, Inc.
804 Woburn Street
Wilmington, MA 01887

Model: Energy Meter (AD7755)

Requirement: EN55022:1994 + A1:1995 + A2:1997,
Class B

Applicable
Directive: 89/336/EEC

Approved By:

Robert D. Goyette NVLAP Signatory	
Date	9/13/99

Remarks: *Testing is performed using calibrated equipment traceable to the National Institute of Standards and Technology (NIST).*

This certificate is valid for products tested as described in the accompanying test report. Specific modifications necessary to meet the above requirement, recommended by Integrity Design & Test Services, Inc. are described therein.

Integrity Design & Test Services, Inc. is accredited by the National Voluntary Laboratory Accreditation Program (NVLAP) for Electromagnetic Emissions Testing

Рис. 45. Сертификат № 1, тест на уровень излучения.



Integrity
 Design & Test
 Services, Inc.

Certificate of Compliance

The following product was found to comply with the requirement stated below when tested in accordance with the test procedures described in the accompanying test/measurement report. Reference report number 64567.c1

Manufacturer: Analog Devices, Inc.
 804 Woburn Street
 Wilmington, MA 01887

Model Number: Solid State Energy Meter

Requirement: EN 61000-4-2:1996, EN 61000-4-3:1996,
 ENV 50204:1993 and EN 61000-4-4:1995
 (pursuant to IEC 1036:1996)

Applicable
 Directive: 89/336/EEC

Approved By:

Christopher P. Burch Immunity Section Manager	<i>Christopher P. Burch</i>
Date	9-13-99

Remarks: *Testing is performed using calibrated equipment traceable to the National Institute of Standards and Technology (NIST).*

This certificate is valid for products tested as described in the accompanying test report. Specific modifications necessary to meet the above requirement, recommended by Integrity Design & Test Services, Inc. are described therein.

Рис. 46. Сертификат № 2, тест на чувствительность к помехам.