

Высококачественные аналоговые компоненты

Журнал по применению аналоговых компонентов

Второй квартал, 2011



ВАЖНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Продукция и услуги компании Texas Instruments Incorporated и её подразделений, описанные здесь, предоставляются в соответствии с стандартными условиями и положениями о продажах. Мы рекомендуем перед размещением заказов ознакомиться с наиболее актуальной и полной информацией о продукции и услугах TI. Компания TI не несёт ответственности за клиентские приложения или разработки, производительность программного обеспечения или нарушения патентного законодательства. Публикация информации о продуктах и услугах других компаний не означает, что TI рекомендует таковые продукты и услуги, принимает за них ответственность или гарантирует их качество.

Компания Texas Instruments Incorporated и её дочерние компании сохраняют за собой право на введение исправлений, усовершенствований, улучшений и других изменений в свою продукцию и оборудование в любое время и на остановку производства любой продукции и оборудования без предварительного уведомления. Покупатели должны получить последнюю соответствующую информацию, прежде чем размещать заказы, и подтверждение, что эта информация действительна и полна. Вся продукция, продаваемая TI, подпадает под действие терминов и условий продажи и поставляется в сроки, указанные в подтверждении заказа.

Компания TI гарантирует характеристики своей продукции в соответствии со спецификациями, действовавшими на момент продажи и в соответствии со стандартными гарантийными обязательствами компании. Испытания и другие методы управления качеством использованы в той мере, которую TI считает необходимой для поддержания этих гарантий. За исключением выполнения обязательств, связанных с выполнением правительственных требований, не обязательно выполняются испытания всех параметров каждого образца продукции.

Компания TI заявляет, что она не несёт ответственности за разработки, выполняемые потребителями её продукции или за содействие в области применения этой продукции. Потребители ответственны за свою продукцию и её применение при использовании в ней компонентов производства компании TI.

Для минимизации риска, связанного с продукцией потребителя и её применением, потребитель должен обеспечить соответствующие меры по обеспечению безопасности.

TI не гарантирует и не представляет каких-либо лицензий, прямых или косвенных, на патентные права TI, авторские права, промышленные образцы или другие права интеллектуальной собственности TI, связанные с любым оборудованием и процессами, в котором используются продукты или услуги TI. Информация, опубликованная TI в отношении продуктов третьих сторон или услуг, не является лицензией от TI на использование таких продуктов или услуг или гарантией их одобрения. Использование такой информации может требовать лицензий третьей стороны на использование соответствующих патентов или другой интеллектуальной собственности третьей стороны или лицензии от TI на использование патентов или другой интеллектуальной собственности TI.

Воспроизведение информации, приведённой в справочниках TI или справочных листах, допустимо только тогда, когда оно осуществляется без изменений и сопровождается всеми связанными с ней гарантиями, условиями, ограничениями и уведомлениями. Воспроизведение этой информации с изменением является неправомерным и противоречит бизнес-практике. TI не несёт ответственности за такие изменённые документы.

Перепродажа продукции или услуг TI с заявленными параметрами, отличающимися или выходящими за пределы параметров, заявленных TI для этого продукта или услуги, приводит к немедленному прекращению любых подразумеваемых гарантий на связанные продукты или услуги TI и является неправомерным и противоречащим бизнес-практике. TI не несёт ответственности за любые такие заявления.

Продукция TI не предназначена для использования в критических с точки зрения безопасности областях (таких как системы жизнеобеспечения), где отказ изделия компании TI может привести к нанесению серьёзного вреда здоровью или смерти, если только сотрудники компании — изготовителя оборудования не выполнили все требования, предъявляемые к продукции подобного назначения. Покупатели должны представлять, что они обязаны выполнить все необходимые экспертизы по безопасности и нести юридическую ответственность за свою продукцию, должны знать и согласны, что именно они ответственны за соответствие своей продукции всем имеющим законную силу требованиям безопасности, касающимся их продукции, и любое использование изделий TI в таких критических с точки зрения безопасности областях, несмотря на любую информацию по применению или поддержку, обеспечиваемую компанией TI. Далее, покупатели должны полностью возместить компании TI и её представителям любой ущерб, имевший место из-за использования продукции TI в таких критических с точки зрения безопасности областях.



TI E2E™ Community

**engineer.to.engineer,
solving problems**

Общайтесь!

- задавайте вопросы,
- делитесь опытом,
- обсуждайте идеи,
- решайте проблемы.

Включайтесь в дискуссию!

e2e.ti.com

e2e.ti.com/ru

e2e.ti.com/ru/forums

Содержание

Введение	4
Сбор данных	
IBIS-модели, часть 3: Использование IBIS-моделей для анализа целостности сигналов	5
<p>Компания TI постоянно совершенствует имитационные IBIS-модели выпускаемых устройств, чтобы по максимуму удовлетворить запросы своих потребителей. В данной, заключительной, статье цикла рассказывается о том, как можно использовать содержимое IBIS-моделей для анализа целостности сигналов и проектирования печатных плат.</p>	
Управление электропитанием	
Реализация интеллектуального зарядного устройства с микропроцессорным управлением, широким диапазоном входного напряжения и поддержкой шины SMBus	11
<p>В последнее время всё более популярным становится использование микропроцессоров для управления процессом заряда литий-ионных батарей, поскольку такой подход позволяет обеспечить максимальную гибкость системы. В данной статье описывается вариант микропроцессорного зарядного устройства, поддерживающего входное напряжение до 55 В и обеспечивающего напряжение заряда от 5 до 51 В и выходной ток до 10 А. Аппаратные и программные решения, предлагаемые в этой статье, были полностью проверены, что позволит разработчикам быстро создавать прототипы собственных решений.</p>	
Преимущества DC/DC-преобразователей топологии SEPIC со связанными индуктивностями	14
<p>Топология SEPIC является удачным решением для создания преобразователей, способных работать как в понижающем, так и в повышающем режимах. Хотя SEPIC-преобразователи содержат небольшое число внешних компонентов, простой контроллер и создают относительно низкий уровень помех, время от времени возникает вопрос выбора конфигурации катушки индуктивности. В данной статье обсуждаются особенности реализации SEPIC-преобразователей с использованием как связанных, так и несвязанных индуктивностей.</p>	
Что такое I_Q и как его можно использовать	18
<p>Ток покоя прибора, обозначаемый I_Q, является весьма важным параметром для разработки энергоэффективных схем с использованием малопотребляющих DC/DC-преобразователей. В данной статье показывается, в каких случаях ток I_Q может оказаться лишь частью тока, потребляемого системой в режиме ожидания, и объясняется необходимость контроля всех путей протекания входного тока. Также рассматриваются способы изменения этого параметра с тем, чтобы помочь разработчикам избежать наиболее распространённых ошибок.</p>	
Реализация подсветки в планшетных компьютерах	23
<p>Подсветка дисплея является одной из наиболее энергоёмких подсистем планшетного ПК. Данная статья представляет собой руководство по выбору оптимального драйвера белых СИД и конфигурации светодиодов подсветки, позволяющих обеспечить необходимые характеристики, не жертвуя при этом эффективностью и, соответственно, не расходуя впустую ресурсы батареи. В статье также приводятся результаты сравнения КПД для различных конфигураций СИД.</p>	
Вопросы проектирования высокочастотных DC/DC-преобразователей с высоким входным напряжением.	28
<p>DC/DC-преобразователи, работающие на частоте 1 или 2 МГц, требуют меньше места на печатной плате, однако использование более высоких частот переключения влияет не только на размер и КПД источника питания. В данной статье рассматривается несколько схем, демонстрирующих как достоинства, так и проблемы, возникающие при высоких частотах преобразования.</p>	
Указатель статей	32

Чтобы посмотреть прошлые выпуски журнала

Analog Applications Journal, посетите веб-сайт

www.ti.com/aaaj

Введение

Журнал по применению аналоговых компонентов — это сборник статей, призванный дать читателю базовые представления о продукции, производимой TI, и предложить простые практические примеры её использования в типичных приложениях. Статьи предназначены не только для инженеров-разработчиков, но и для руководителей инженерных подразделений, техников, системотехников, маркетологов и специалистов отделов продаж. Поэтому основное внимание в данных статьях уделяется общим вопросам применения, без привлечения сложного математического аппарата.

Материалы статей не содержат прямых указаний по реализации конкретных схем — их можно рассматривать только как примеры использования тех или иных устройств для решения определённых задач. В этом сборнике читатели найдут как учебные материалы, так и практические рекомендации по применению компонентов в следующих областях:

- сбор данных;
- управление электропитанием.

Также читатель сможет найти структурные схемы и исходные коды программ и подпрограмм. Наконец, журнал содержит рекомендации и практические советы по подготовке к реализации проектов.

IBIS-модели, часть 3: Использование IBIS-моделей для анализа целостности сигналов

Бонни Бейкер

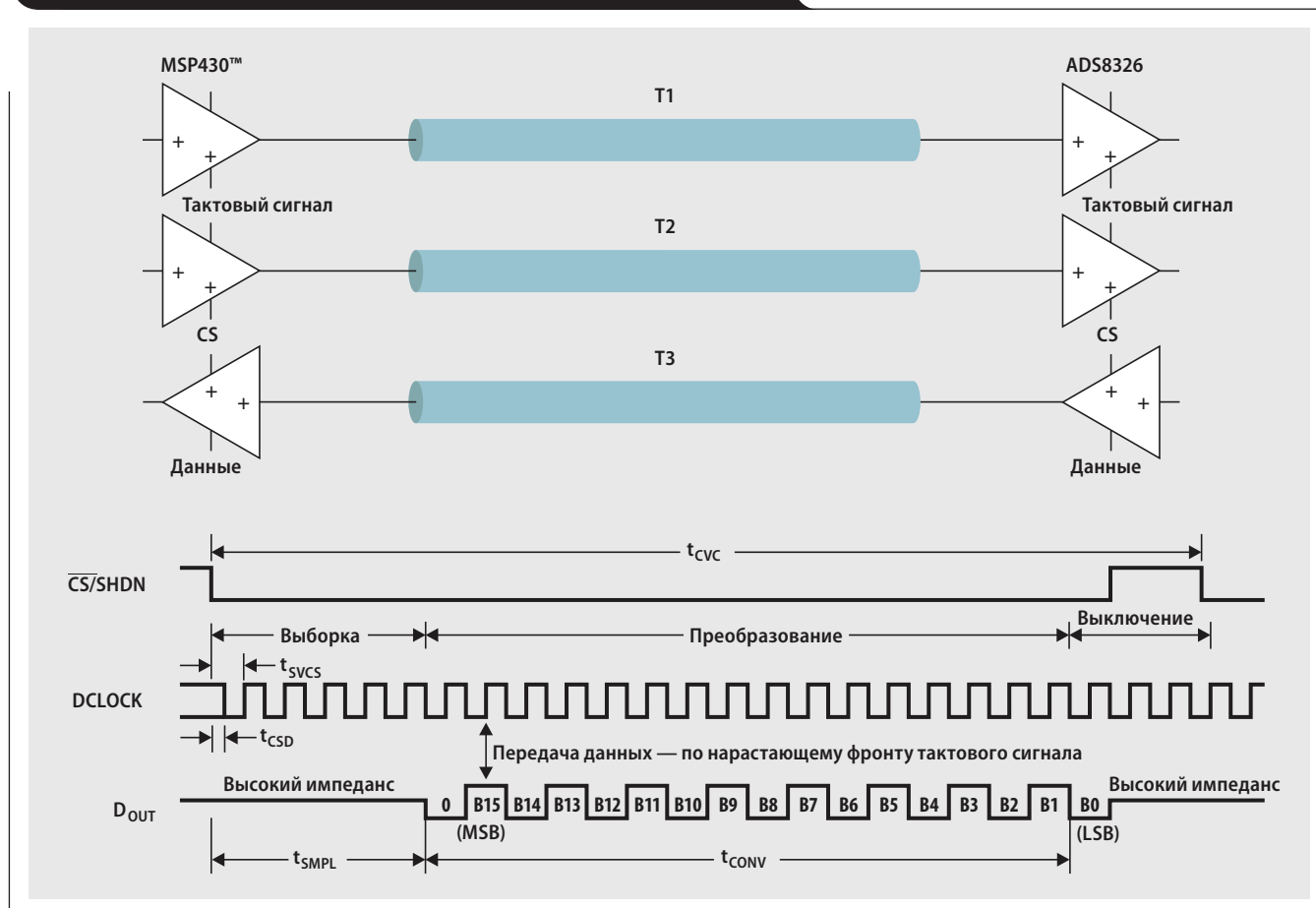
Инженер по применению

Данная статья является завершающей в цикле статей, посвящённом вопросам использования IBIS-моделей при проектировании печатных плат (ПП). В первой статье мы с вами познакомились с основными элементами IBIS-моделей и рассмотрели процесс создания этих моделей по результатам аналогового моделирования в среде SPICE[1]. Вторая статья была посвящена оценке корректности полученных IBIS-моделей [2]. Вообще говоря, IBIS-модель представляет разработчику простой инструментарий для решения многих вопросов, связанных с целостностью сигналов, которые могут возникнуть при проектировании ПП. Поэтому в данной статье мы рассмотрим, как можно выделять из IBIS-моделей параметры, необходимые для анализа целостности сигналов и проектирования ПП. Обратите внимание, эти параметры являются неотъемлемой частью IBIS-модели.

Проблемы целостности сигналов

Если разработчик посмотрит на цифровой сигнал в начале и в конце линии передачи, то увиденное может его весьма сильно удивить. При передаче на относительно большие расстояния поведение сигнала больше похоже на бегущую волну, нежели на мгновенно изменяющийся сигнал. Хорошей аналогией, описывающей поведение электромагнитной волны при прохождении по дорожке ПП, являются волны в бассейне. Небольшая рябь беспрепятственно проходит от одного края бассейна до другого, поскольку один объём воды имеет такой же «импеданс», как и другой. Однако стенка бассейна имеет совсем другой «импеданс» и потому отражает волну в противоположном направлении. Электрические сигналы, проходящие по дорожке ПП, ведут себя похожим образом, точно так же отражаясь при несогласованности импедансов. На **Рис. 1** приведена модель ПП с несогласованными

Рис. 1. Печатная плата с несогласованными линиями передачи



линиями передачи данных. Микроконтроллер, в данном случае семейства MSP430™ производства компании Texas Instruments (TI), передаёт тактовый сигнал АЦП ADS8326 (тоже производства TI), который отсылает результаты преобразования обратно в микроконтроллер. На Рис. 2 показано воздействие отражений сигнала, вызванных несогласованностью импедансов в данной конфигурации ПП. Такие отражения вызывают нарушения целостности сигналов в линии передачи. Согласование электрических импедансов на одном или обоих концах дорожки ПП может значительно ослабить возникновение таких переотражений сигнала.

Для того чтобы осуществить согласование импедансов в системе, разработчик должен иметь представление о соответствующих характеристиках интегральных микросхем (ИС) и дорожек ПП, служащих линиями передачи. Зная эти характеристики, разработчик сможет выполнить моделирование дорожек как линий передачи с распределёнными параметрами.

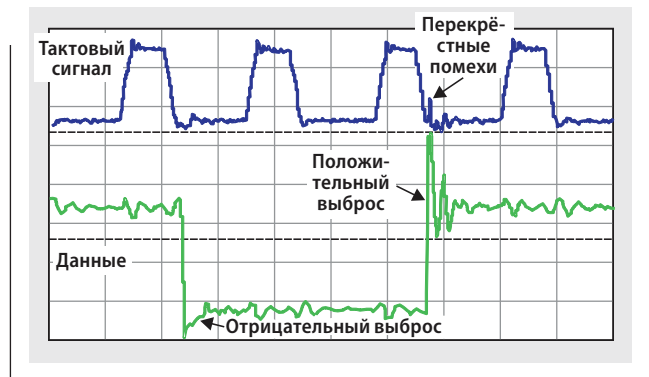
Линии передачи используются для соединения самых разных устройств, начиная от устройств с несимметричными и дифференциальными входами/выходами, до устройств, имеющих выходы с открытым стоком. В данной статье основное внимание уделяется несимметричным линиям передачи, управляемым драйверами с двухтактным выходным каскадом. На Рис. 3 наглядно показаны основные параметры таких линий передач, используемые при их расчёте.

Помимо этого, нам также необходимо знать следующие параметры вывода ИС:

- выходной импеданс передатчика, Z_T (Ом);
- время нарастания t_{Rise} и спада t_{Fall} сигнала на выходе передатчика (с);
- входной импеданс приёмника, Z_R (Ом);
- входная ёмкость приёмника, C_{R_Pin} (Ф).

Как правило, в справочной документации, предлагаемой производителем ИС, указанные параметры не приводятся. Как мы увидим дальше, все эти значения можно извлечь из IBIS-модели ИС и, используя данную модель, выполнить расчёт дорожек ПП.

Рис. 2. Проявление отражений в линиях передачи из Рис. 1, вызванных несогласованностью импедансов



Линии передачи характеризуются следующими параметрами:

- волновое сопротивление, Z_0 (Ом);
- удельная задержка распространения сигнала, D (пс/дюйм);
- задержка распространения сигнала в линии, t_D (пс);
- длина дорожки, LENGTH (дюйм).

В зависимости от конструкции конкретной ПП указанный список параметров может быть расширен. В частности, конструкция устройства может предусматривать соединительную плату (backplane) со множеством узлов приёма/передачи сигналов [3]. Значения всех параметров линии передачи зависят от материала ПП. Как правило, платы, выполненные на текстолите марки FR-4, имеют Z_0 в диапазоне от 50 до 75 Ом, а D — в диапазоне от 140 до 180 пс/дюйм. Конкретные значения Z_0 и D зависят от материала линии передачи и её физических размеров [4]. Задержка распространения сигнала на конкретной плате вычисляется по формуле:

$$t_D = D \times \text{LENGTH}. \quad (1)$$

Рис. 3. Пример цепи с несимметричной линией передачи



Для плат из текстолита FR-4 приемлемое значение задержки распространения в полосковой линии передачи (Рис. 4) составляет 178 пс/дюйм при волновом сопротивлении 50 Ом. Эти величины можно проконтролировать непосредственно на плате, измерив ёмкость и индуктивность дорожки и подставив полученные значения в следующие выражения:

$$D = 10^{12} \times \sqrt{C_{TR} \times L_{TR}} \quad (2)$$

или

$$D = 85 \text{ пс/дюйм} \times \sqrt{\epsilon_r} \quad (3)$$

и

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{TR}}{C_{TR}}} \quad (4)$$

где C_{TR} — удельная ёмкость дорожки в Ф/дюйм,

L_{TR} — удельная индуктивность дорожки в Гн/дюйм,

85 пс/дюйм — диэлектрическая постоянная воздуха и

ϵ_r — диэлектрическая проницаемость материала ПП.

Например, если удельная ёмкость несимметричной полосковой линии составляет 2.6 Ф/дюйм, а индуктивность — 6.4 Гн/дюйм, то $D = 129$ пс/дюйм и $Z_0 = 49.4$ Ом.

Схемы с сосредоточенными и распределёнными параметрами

После того, как определены параметры линии передачи, необходимо понять, что за систему представляет собой наша схема — с сосредоточенными или распределёнными параметрами. В общем случае, схемы с сосредоточенными параметрами имеют небольшие размеры, тогда как схемы с распределёнными параметрами занимают на печатной плате гораздо больше места. Небольшими схемами считаются те, в которых эффективная длина проводников (LENGTH) меньше длины волны самой высокочастотной составляющей сигнала. Таким образом, топология ПП представляет собой схему с сосредоточенными параметрами, если выполняется соотношение:

$$\text{LENGTH} < \frac{t_{\text{Rise}}}{6 \times \sqrt{L_{TR} \times C_{TR}}}, \quad (5)$$

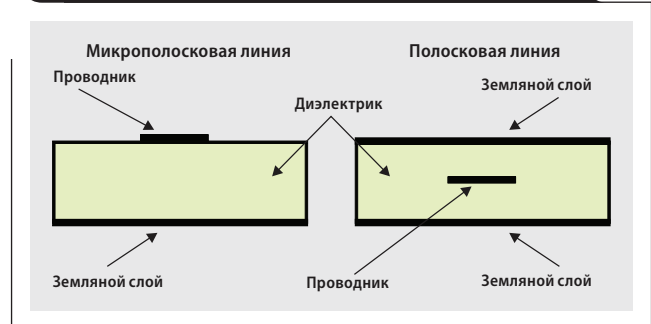
где t_{Rise} — время нарастания сигнала в секундах.

Если наша ПП представляет собой систему с сосредоточенными параметрами, то вопрос согласования импедансов отсутствует в принципе. Проще говоря, в этом случае считается, что сигналы, формируемые драйверами в линиях передачи, сразу же попадают на входы приёмников.

Организация данных в IBIS-модели

Каждая IBIS-модель содержит данные для трёх, шести или девяти сочетаний параметров, в зависимости от диапазона питающих напряжений ИС. В данном случае речь идёт о таких параметрах, как разброс параметров техпроцесса [1], напряжение питания и температура кристалла. Для создания точной IBIS-модели очень важно знать конкретные значения этих переменных процесс/напряжение/температура (Process/Voltage/Temperature — PVT), используемые при SPICE-моделировании устройств.

Рис. 4. Поперечное сечение линий передачи на ПП



Разброс параметров технологического процесса изменяется от номинального значения в сторону максимальных и минимальных допусков. Значения напряжения питания определяются разработчиком, исходя из требований конкретного компонента, и изменяются от минимального до максимального значения. Наконец, значения температуры кристалла определяются диапазоном рабочих температур компонента, номинальной рассеиваемой мощностью и тепловым сопротивлением корпуса (θ_{JA}).

В качестве примера в Табл. 1 приведены значения трёх PVT-переменных и их взаимосвязь с КМОП-процессом, применяемым компанией TI при изготовлении микросхем семейства ADS129x, которые представляют собой 24-битные АЦП для измерения биопотенциалов. Эти переменные используются для шестикратного выполнения моделирования в среде SPICE. При 1-й и 4-й симуляции используются модели для номинальных параметров техпроцесса, номинальное напряжение питания и комнатная температура. При второй и пятой симуляции используются модели для максимального разброса параметров техпроцесса, минимальное напряжение питания и максимальная температура. При третьей и шестой симуляции используются модели для минимального разброса параметров техпроцесса, максимальное напряжение питания и минимально допустимая температура кристалла.

Таблица 1. PVT-переменные для IBIS-модели ИС ADS1296

№	Разброс параметров техпроцесса	Напряжение питания [В]	Температура [°C]
1	Номинальный	1.8	24
2	Максимальный	1.65	85
3	Минимальный	2.0	-40
4	Номинальный	3.3	27
5	Максимальный	3.0	85
6	Минимальный	3.6	-40

Нахождение и/или вычисление параметров передатчика

К параметрам передатчика, необходимым для оценки целостности сигнала, относятся его выходной импеданс (Z_T), а также времена нарастания и спада сигнала (t_{Rise} и t_{Fall} соответственно). На **Рис. 5** приведён фрагмент листинга IBIS-модели ads129x.ibs [5] для АЦП ADS1296. Значения сопротивлений выводов содержатся в секции, помеченной ключевым словом «[Pin]», а также в описании моделей буферов (на рисунке не показаны). Значения времени нарастания и спада находятся в секции IBIS-модели, описывающей переходные процессы.

Импедансы входов и выходов

Импеданс вывода для любого сигнала определяется индуктивностью и ёмкостью корпуса, добавляемых к импедансу модели. На **Рис. 5** секции, помеченные ключевыми словами «[Component]», «[Manufacturer]» и «[Package]» описывают конкретный корпус — 64-выводной PBGA (ZXG). Индуктивность и ёмкость конкретных выводов можно найти в секции [Pin]. Например, вывод 5E для сигнала GPIO4 имеет значения параметров L_{pin} (индуктивность вывода) и C_{pin} (ёмкость вывода) 2.5339 нГн и 0.28001 пФ соответственно.

Второе интересующее нас значение ёмкости — ёмкость кристалла, C_{comp} . Значения C_{comp} можно найти в секции [Model] модели DIO_33 в файле ads192x.ibs (**Рис. 6**). Для данной модели значение C_{comp} представляет собой ёмкость буфера DIO при напряжении питания 3.3 В. Символ «|» обозначает комментарий. Таким образом, параметр C_{comp} имеет значения 3.0727220e-12 Ф (типовое), 2.3187130e-12 Ф (минимальное) и 3.8529520e-12 Ф (максимальное), из которых разработчик может выбрать требуемое. Для расчёта параметров дорожек ПП вполне достаточно будет взять типовое значение — 3.0727220e-12 Ф.

Рис. 5. Фрагмент IBIS-модели ИС ADS1296, содержащий параметры корпуса

```
ads1296zxg :: PBGA, 64 pin package

[Component]    ads1296zxg
[Manufacturer] TI
|
[Package]      |ZXG (PBGA) - 64 pin
| variable     typ          min          max
R_pkg          0.084959      0.084959     0.084959
L_pkg          1.726943nH        1.173300nH   2.802300nH
C_pkg          0.203317pF        0.155540pF   0.299270pF
|
[Pin]          signal_name  model_name   R_pin        L_pin        C_pin
|
1A             IN8P           TERM         0.080388     1.4891nH     0.16542pF
1B             IN7P           TERM         0.078742     1.4385nH     0.15797pF
1C             IN6P           TERM         0.077541     1.4231nH     0.16358pF
|
|              |
|              |
|              |
5E             GPIO4          DIO          0.106300     2.5339nH     0.28001pF
|
|              |
|              |
|              |
```

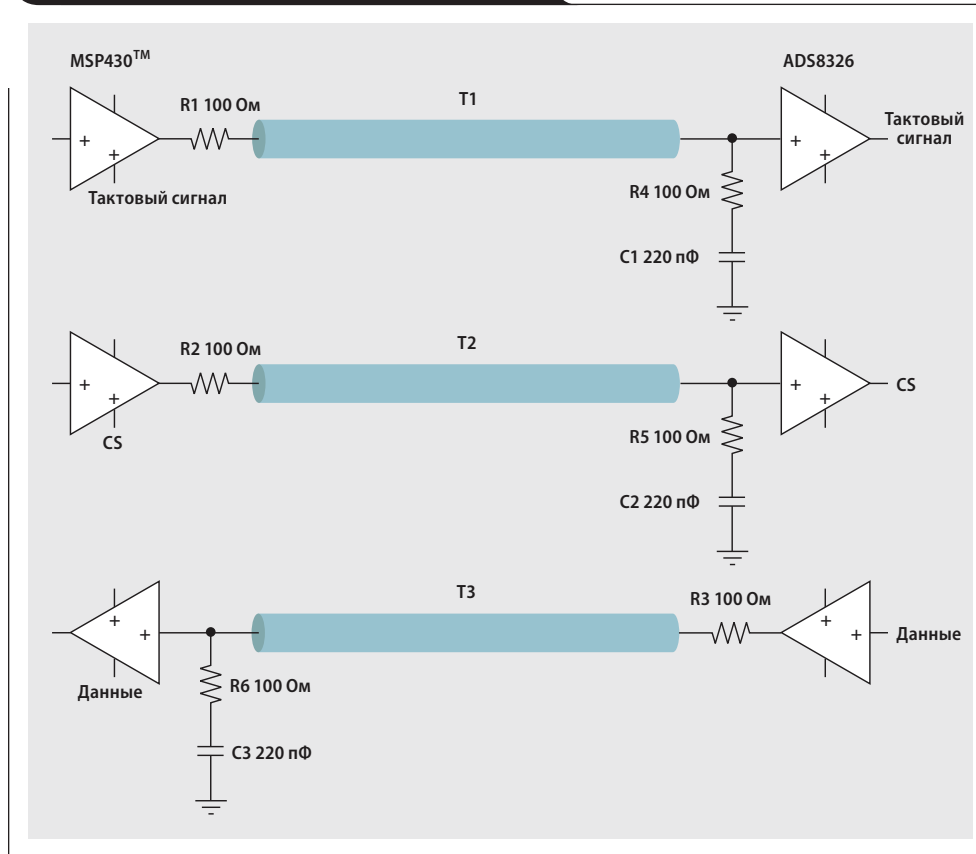
Рис. 6. Фрагмент модели DIO_33 из файла ads129x.ibs, содержащий значения C_{comp}

```
[Model]        DIO_33
Model_type     I/O
|Signals       SCLK, DAISY_IN
|
Vin1 = 0.66
Vinh = 2.64
Vmeas = 1.65
Vref = 1.65
Cref = 15pF
Rref = 50
|
|              typ          min          max
|              (nom PVT)    (fast PVT)   (slow PVT)
|
C_comp         3.0727220e-12    2.3187130e-12  3.8529520e-12
|C_comp (ON state)  5.2856500e-12    4.3183460e-12  6.0694320e-12
|C_comp (OFF state) 6.2160260e-12    5.1916700e-12  7.4675830e-12
|
|
| Where nom PVT is Nominal Process, 3.3V, 27C
|       Fast PVT is Strong Process, 3.6V, -40C
|       Slow PVT is Weak Process, 3V, 85C
```

Входные и выходные импедансы устройств могут иметь критическое значение при передаче сигналов. Выходной импеданс выводов IBIS-модели вычисляется по формуле:

$$Z_T = Z_R = \sqrt{\frac{L_{pin}}{C_{pin} + C_{comp}}} \quad (6)$$

Рис. 7. Согласование линий передачи



Время нарастания и спада выходного сигнала

В качестве времени нарастания и спада сигнала принято использовать время, требуемое для изменения уровня сигнала между 10% и 90% от его полного размаха, обычно равного размаху напряжения питания ($0 \dots DV_{DD}$). Организацией IBIS Open Forum используется немного другое определение времени нарастания, что обусловлено большими паразитными выбросами при переключении КМОП-элементов.

Такие параметры моделей выходов, входов/выходов и выходов с тремя состояниями как R_{load} (тестовая нагрузка), dV/dt_r (время нарастания) и dV/dt_f (время спада) в файле IBIS-модели располагаются в секции, помеченной ключевым словом «[Ramp]». Значения времени нарастания и спада соответствуют изменению напряжения выходного сигнала от 20 до 80%. Если умножить знаменатель типичного значения dV/dt_r на дробь 0.8/0.6, то мы получим значение, соответствующее общепринятому определению (изменение сигнала от 10% до 90%). Пожалуйста, обратите внимание, что содержащиеся в модели данные соответствуют буферу с резистивной нагрузкой R_{load} . Значения для вывода DIO_33, содержащиеся в файле ads129x.ibs, приведены для 50-омной нагрузки, чтобы данные не вышли за значение DV_{DD} . Используя эти значения, мы можем вычислить соответствующее значение t_{Rise} , необходимое для проведения расчётов различных параметров линии передачи, таких как f_{Knee} , f_{3dB} и длительности нарастающих фронтов.

Использование IBIS-модели для расчёта линии передачи

В самом начале статьи мы привели пример ППП, в которой импедансы дорожек не были согласованы с импедансами нагрузок. После этого мы рассмотрели содержимое файла IBIS-модели, чтобы понять и определить критические элементы, влияющие на прохождение сигнала. Так что теперь нам осталось только показать решение вышеозначенной проблемы. Схема, содержащая цепи согласования импедансов линий передачи, приведена на Рис. 7, а осциллограммы соответствующих сигналов — на Рис. 8.

Рис. 8. Стабильные сигналы на плате с согласованными импедансами



Заключение

Для того чтобы рассчитать линии передачи, выполненные в виде дорожек ПП, сначала необходимо найти значения соответствующих параметров компонентов из их документации. Затем следует изучить IBIS-модель, чтобы найти параметры, отсутствующие в документации, — входной/выходной импеданс, время нарастания, входную/выходную ёмкость. И уже с помощью IBIS-моделей определить основные характеристики изделия и выполнить симуляцию окончательного варианта проекта, прежде чем воплощать его в железе.

Литература

Дополнительную информацию по теме статьи вы можете получить из документов в формате Acrobat® Reader®, расположенных по адресу www.ti.com/lit/litnumber (вместо *litnumber* необходимо подставить **TI Lit. #** соответствующего документа).

Название документа	TI Lit. #
1. Bonnie Baker, «The IBIS model: A conduit into signal-integrity analysis, Part 1», <i>Analog Applications Journal</i> (4Q 2010).	slyt390
2. Bonnie Baker, «The IBIS model, Part 2: Determining the total quality of an IBIS model», <i>Analog Applications Journal</i> (1Q 2011).	slyt400

3. Shankar Balasubramaniam, Ramzi Ammar, Ernest Cox, Steve Blozis, and Jose M. Soltero, «Basic design considerations for backplanes», Отчёт по применению. szza016
4. Howard W. Johnson and Martin Graham, *High-Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1993. —
5. ads129x.ibs IBIS Model [Online]. Адрес документа: <http://www.ti.com/litv/zip/sbam021b> —
6. «Using IBIS models for timing analysis», Отчёт по применению. spra839
7. Roy Leventhal and Lynne Green, *Semiconductor Modeling for Simulating Signal, Power, and Electromagnetic Integrity*. New York: Springer Science+ Business Media, LLC, 2006. —

Ссылки

dataconverter.ti.com
www.ti.com/sc/device/ADS1296
www.ti.com/sc/device/ADS8326

Реализация интеллектуального зарядного устройства с микропроцессорным управлением, широким диапазоном входного напряжения и поддержкой шины SMBus

Кейт Келлер (Keith Keller)

Инженер по применению аналоговых компонентов

В связи с повсеместным распространением литий-ионных аккумуляторов, остро встает вопрос поиска новых решений для заряда таких аккумуляторных батарей. Чтобы обеспечить максимальную гибкость системы, для управления всеми аспектами заряда батарей, в том числе для реализации уникальных алгоритмов заряда, позволяющих увеличить скорость заряда и срок службы отдельных элементов батареи, имеет смысл использовать микропроцессор. Такая методика подходит и для сборок аккумуляторных батарей, имеющих повышенное напряжение.

В данной статье рассматриваются вопросы использования микропроцессора для управления платой силового каскада DC/DC-контроллера с широким диапазоном входного напряжения. Предлагаемое схемное решение может работать при входном напряжении до 55 В, обеспечивая напряжение заряда от 5 до 51 В и выходной ток, в большинстве случаев, до 10 А. И схемные, и программные решения, обсуждаемые в данной статье, были разработаны и протестированы отделом по применению компании Texas Instruments (TI) с тем, чтобы пользователи продукции компании могли быстро разработать прототип собственного решения.

Для упрощения процесса разработки зарядное устройство было размещено на двух печатных платах: плате управления с микропроцессором и плате силового каскада DC/DC-преобразователя (Рис. 1). Плюсовой и минусовой выводы батареи подключаются к плате силового каскада, а линии шины SMBus подключаются к плате управления. Интеллектуальная батарея отправляет микропроцессору информацию о требуемом напряжении и токе заряда, на основании которой тот формирует два сигнала с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) для управления силовым каскадом DC/DC-преобразователя (установки требуемых значений напряжения и тока).

Чтобы иметь возможность использовать стандартный DC/DC-преобразователь с широким диапазоном входно-

го напряжения, на плате силового каскада предусмотрена специальная схема обратной связи (Рис. 2), обеспечивающая корректное управление процессом заряда батареи. Сначала микроконтроллер ограничивает ток заряда до тех пор, пока напряжение батареи не достигнет своего максимального значения. С этого момента напряжение на батарее поддерживается на постоянном уровне и контролируется ток заряда. Когда ток заряда снизится до некоторого значения, свидетельствующего о полном заряде батареи, генерация обоих ШИМ-сигналов прекращается.

Можно предусмотреть два уровня начального тока заряда. В этом случае при заряде глубоко разряженной батареи сначала будет использоваться ток заряда, в несколько раз меньший номинального. Переключение на номинальный ток заряда произойдет после того, как напряжение батареи достигнет уровня, обеспечивающего безопасный заряд таким током.

В схеме обратной связи, приведенной на Рис. 2, операционный усилитель U3:В сравнивает опорное напряжение ШИМ-сигнала управления током (I_PWM1) с напряжением, пропорциональным измеренному току заряда батареи (ISNS1). Если опорное напряжение выше измеренного, то на выходе усилителя устанавливается ВЫСОКИЙ уровень, иначе — НИЗКИЙ.

Резистивный делитель (R30 и R34) используется для уменьшения измеренного выходного напряжения VBAT1 перед подачей его на вход усилителя U3:A. Это напряжение сравнивается с опорным напряжением ШИМ-сигнала управления напряжением (V_PWM1). Если опорное напряжение выше, то на выходе усилителя устанавливается ВЫСОКИЙ уровень, в противном случае — НИЗКИЙ уровень. Максимальное выходное напряжение определяется выражением:

$$V_{OUT(max)} = \frac{V_{BAT1}}{R34 \times (R34 + R30)}$$

Рис. 1. Общая блок-схема интеллектуального зарядного устройства с широким диапазоном входного напряжения

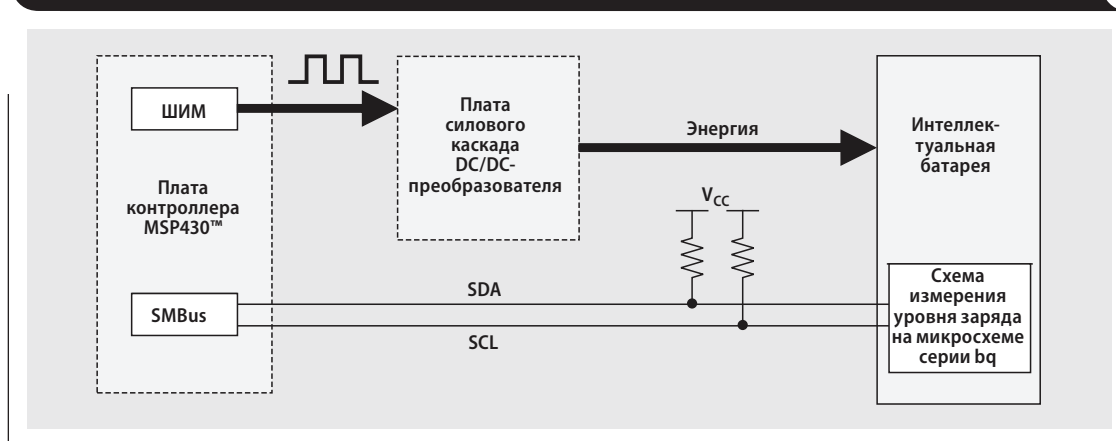


Рис. 2. Схема обратной связи поддержки постоянного тока/напряжения, обеспечивающая корректный заряд батареи

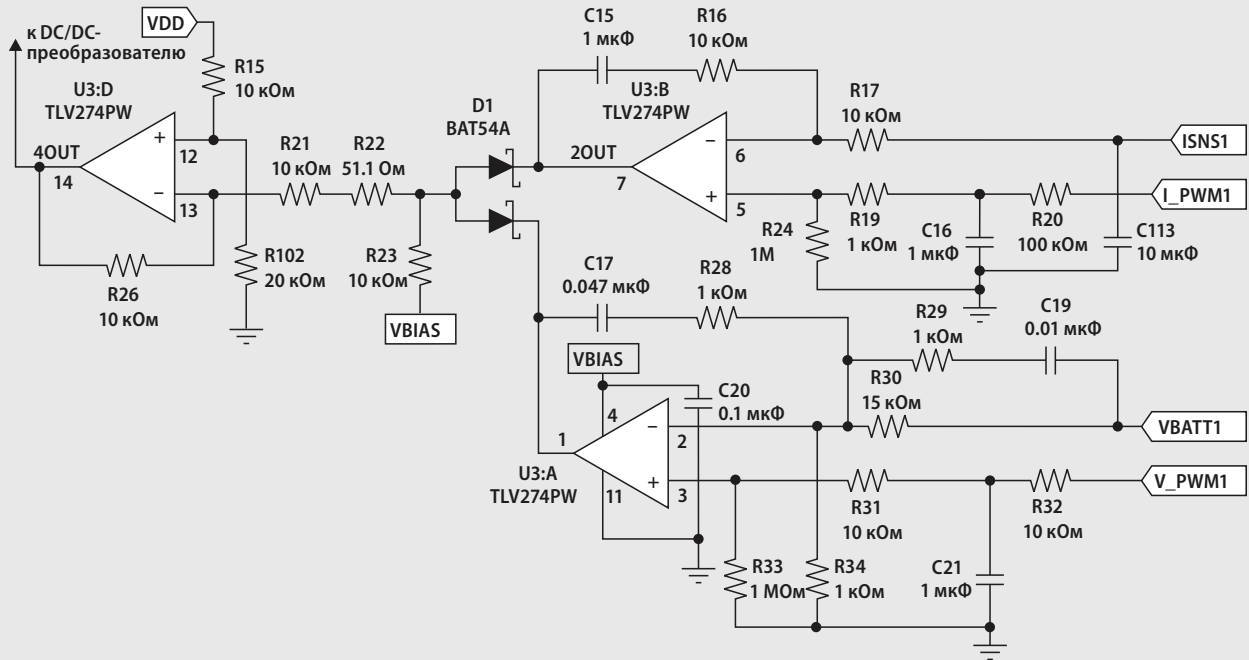
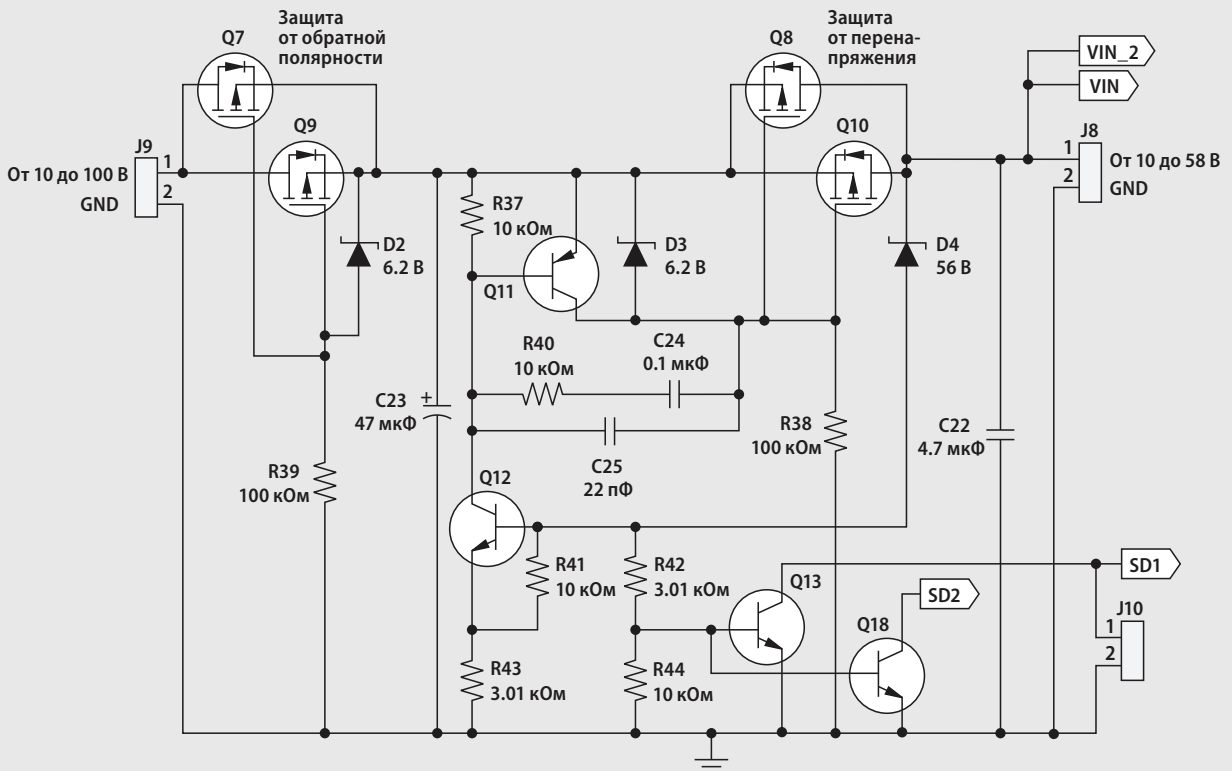


Рис. 3. Схема защиты от перенапряжения и переплюсовки



Диоды сборки D1 объединяют выходные сигналы обоих усилителей по схеме логического ИЛИ. Наименьшее напряжение поступает на инвертирующий усилитель (U3:D), который используется для формирования требуемой полярности сигнала ошибки, подаваемого на DC/DC-преобразователь (в данном случае — TPS40170 производства TI). Во время работы контроллер пытается задать определённый уровень тока и, если нагрузка может выдержать такой ток, то контроллер переходит в режим поддержания этого значения тока. Если устанавливаемый ток слишком велик для данной нагрузки, то напряжение на нагрузке начинает возрастать и в конце концов достигает значения $V_{OUT(max)}$. Когда это происходит, срабатывает схема обратной связи по напряжению и включается режим стабилизации выходного напряжения.

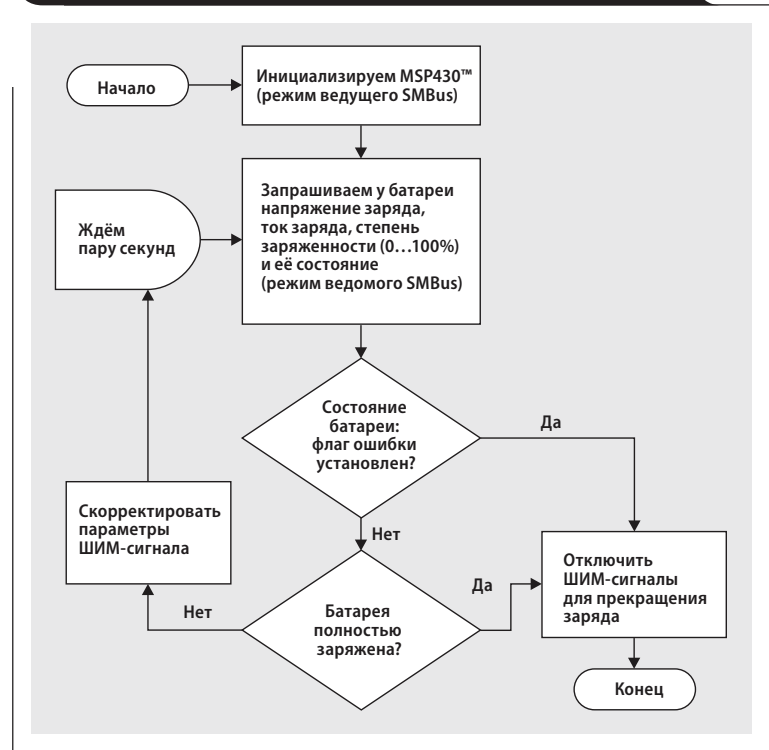
Для повышения безопасности предлагаемого решения на плате силового каскада предусмотрено на схеме защиты от перенапряжения (до 100 В) и переплюсовки (подключения плюса источника питания к отрицательному, а минуса — к положительному выводу стабилизатора). Схема соответствующей защиты приведена на Рис. 3.

Защита от обратной полярности реализуется на двух MOSFET (транзисторы Q7 и Q9) и стабилитроне (D2). Эта схема препятствует подаче в систему напряжения обратной полярности. Схема защиты от перенапряжения тоже собрана на MOSFET (транзисторы Q8 и Q10); напряжение срабатывания схемы определяется стабилитроном D4. При достижении входным напряжением уровня, превышающего напряжение стабилизации, начинает уменьшаться напряжение затвор—исток полевых транзисторов. При этом транзисторы продолжают работать на линейном участке характеристики, обеспечивая питание микропроцессора. В то же время DC/DC-преобразователи отключаются с одновременной подтяжкой линии SD1 и SD2 к земле.

Понятно, что программное обеспечение такой системы не менее важно, чем аппаратное. Блок-схема алгоритма соответствующей программы приведена на Рис. 4. Микропроцессор «общается» с батареей по шине SMBus, запрашивая у неё предпочтительные значения напряжения и тока. После подтверждения полученных значений он начинает генерировать соответствующие ШИМ-сигналы, регулирующие выходное напряжение и ток, подаваемые на батарею. При формировании батарей какого-либо тревожного сообщения генерация ШИМ-сигналов сразу же прекращается. Кроме того, выходы ШИМ-сигналов отключаются в момент полного заряда батареи, который определяется по установке флага полного заряда.

Нельзя забывать об обеспечении безопасности в процессе заряда батареи. В любом решении должно быть предусмотрено несколько уровней защиты. Первый уровень защиты реализуется самой батареей посредством встроенных защитных MOSFET. Во время заряда микропроцессор должен периодически опрашивать батарею (хотя бы раз в две секунды) и контролировать состояние всех флагов, относящихся к безопасности, в регистре Battery Status. Реакции требуют такие флаги, как флаг перезаряда (OCA), флаг экстренного прекращения заряда (TCA), флаг перегрева батареи (OTA) и флаг полного заряда (FC). Для дополнительного контроля перегрузок по напряжению и току может использоваться встроенный АЦП микропроцессора.

Рис. 4. Упрощённая блок-схема алгоритма программы



Заключение

Используя связку из микропроцессора и DC/DC-контроллера с широким диапазоном входного напряжения, можно реализовать полностью программируемое зарядное устройство. Данная статья описывает реализацию такого зарядного устройства на базе малопотребляющего микропроцессора MSP430F5510 и DC/DC-преобразователя TPS40170 компании TI, который может работать при входном напряжении до 55 В. Описывается работа специальной схемы обратной связи, разработанной инженерами TI, для обеспечения корректного процесса заряда батареи. Также обсуждается вопрос защиты схемы зарядного устройства от перенапряжения и переплюсовки. Программу, обеспечивающую взаимодействие микропроцессора с батареей по шине SMBus, можно загрузить по ссылке, содержащейся в [1]. В указанном документе также содержится более подробная информация об интеллектуальном зарядном устройстве с поддержкой шины SMBus.

Литература

Дополнительную информацию по теме статьи вы можете получить из документов в формате Acrobat® Reader®, расположенных по адресу www.ti.com/lit/litnumber (вместо *litnumber* необходимо подставить TI Lit. # соответствующего документа).

Название документа

TI Lit. #

1. Abhishek A. Joshi and Keith J. Keller, «Wide-Vin battery charger using SMBus communication interface between MSP430™ MCUs and bq fuel gauges», Отчёт по применению. slaa476

Ссылки

power.ti.com
www.ti.com/sc/device/MSP430F5510
www.ti.com/sc/device/TPS40170

Преимущества DC/DC-преобразователей топологии SEPIC со связанными индуктивностями

Джон Беттен (John Betten)

Инженер по применению

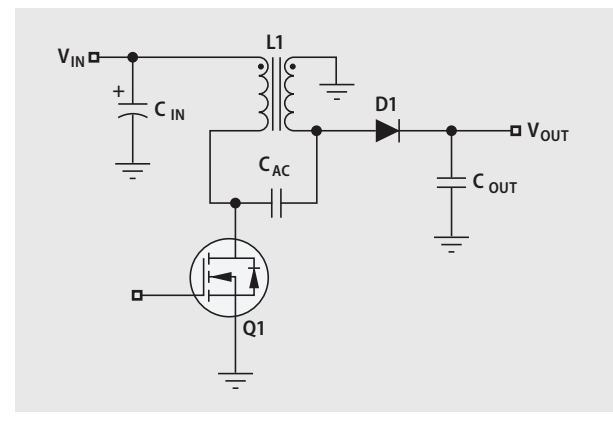
DC/DC-преобразователь, построенный по топологии с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью (Single-Ended Primary-Inductor Converter — SEPIC), способен работать при входном напряжении как выше, так и ниже стабилизированного выходного напряжения. Помимо того, что преобразователь с топологией SEPIC может использоваться в качестве как понижающего, так и повышающего преобразователя, он также содержит минимальное число внешних активных компонентов, простой контроллер и создаёт низкий уровень помех за счёт ограничения амплитуды и длительности переходных процессов. Преобразователи с топологией SEPIC можно опознать по наличию двух обмоток. Причём эти обмотки могут быть размещены на общем сердечнике (при использовании катушки индуктивности с двумя связанными обмотками) или же являться обмотками двух несвязанных катушек. Разработчики преобразователей часто не знают, какой из двух подходов лучше и есть ли между ними вообще какая-нибудь заметная разница. В данной статье мы рассмотрим оба решения и проанализируем влияние каждого из этих решений на практическую реализацию преобразователя.

Принцип работы схемы

Базовая схема SEPIC-преобразователя со связанными индуктивностями приведена на **Рис. 1**. При открывании полевого транзистора Q1 входное напряжение оказывается приложенным к первичной обмотке катушки L1. Поскольку обмотки имеют одинаковое число витков, на выводах вторичной обмотки появляется напряжение, равное входному. Однако из-за того, что направление витков обмоток совпадает, к аноду диода D1 оказывается приложенным отрицательное напряжение, а сам диод — смещённым в обратном направлении. При открытом транзисторе напряжение на нагрузке поддерживается выходным конденсатором, а блокирующий конденсатор C_{AC} заряжается до уровня входного напряжения. В этот период токи обеих обмоток протекают через открытый транзистор Q1 на землю, а ток вторичной обмотки течёт ещё и через конденсатор C_{AC}. Суммарный ток через открытый транзистор равен сумме токов первичной и вторичной обмоток.

При закрытии транзистора полярность напряжений на обмотках меняется на противоположную, стремясь удержать исходный ток. Напряжение на вторичной обмотке ограничивается на уровне выходного напряжения, при этом ток через открытый диод течёт в нагрузку. Взаимная индукция приводит к ограничению напряжения на первичной обмотке. Напряжение на стоке полевого транзистора ограничивается на уровне, равном сумме входного и выходного напряжения. Токи обеих обмоток при закрытом транзисторе Q1 протекают через диод D1 в нагрузку, при этом ток первичной обмотки течёт ещё и через конденсатор C_{AC}.

Рис. 1. Базовая схема преобразователя топологии SEPIC со связанными индуктивностями



Балансировка скорости нарастания

При замене катушки индуктивности со связанными обмотками двумя независимыми катушками схема работает аналогично. Правда, чтобы схема нормально работала, для каждой из катушек должен сохраняться баланс скорости нарастания напряжения. То есть при открытом и закрытом состояниях полевого транзистора значения произведений напряжения на обмотке каждой из катушек на время должны иметь одинаковую амплитуду и противоположную полярность. Алгебраическим способом можно показать, что конденсатор C_{AC} в схеме с несвязанными индуктивностями тоже заряжается до уровня входного напряжения (это доказательство приведено в разделе **Приложение** в конце данной статьи). Напряжение на выходной катушке преобразователя при закрытом транзисторе, как и на вторичной обмотке катушки со связанными обмотками, ограничивается на уровне выходного напряжения. При открытом транзисторе к катушке прикладывается напряжение конденсатора C_{AC}, равное по амплитуде и противоположное по полярности входному напряжению. При указанных напряжениях, присутствующих на обмотках в каждом из интервалов, балансировка скорости нарастания определяет значение рабочего цикла (D) преобразователя. При работе в режиме непрерывных токов (Continuous-Conduction Mode — CCM) величина рабочего цикла определяется выражением:

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{OUT} + V_{IN}}$$

При открытом транзисторе к обмотке входной катушки прикладывается напряжение, равное входному. При закрытом транзисторе баланс скорости нарастания поддерживается за счёт ограничения напряжения на обмотке на уровне V_{OUT}. Нетрудно запомнить, что при открытом транзисторе входное напряжение прикладывается к обеим катушкам, а при закрытом — на обеих катушках при-

сутствует выходное напряжение. Осциллограммы сигналов напряжения и тока в преобразователях с двумя несвязанными катушками индуктивности настолько похожи на соответствующие осциллограммы в преобразователях со связанными индуктивностями, что только по одним осциллограммам довольно трудно различить эти два варианта преобразователей.

Две катушки или одна?

Естественно, возникает вопрос — если оба варианта преобразователя работают практически одинаково, не всё ли равно, какой из них использовать? Вариант со связанными индуктивностями часто выбирают из-за меньшего числа компонентов, большей степени интеграции и возможности использования катушки с меньшей индуктивностью. Однако в этом случае перед разработчиком возникает проблема весьма ограниченного выбора готовых силовых катушек индуктивности со связанными обмотками. При использовании заказной катушки разработчику придётся сообщить производителю все необходимые параметры, а также смириться с увеличением времени разработки. Некоторым преимуществом варианта топологии SEPIC со связанными индуктивностями является более низкая индуктивность рассеяния, уменьшающая потери по переменному току. Для обеспечения баланса скорости нарастания обе обмотки катушки должны иметь одинаковое число витков. В то же время, приняв решение использовать отдельные катушки индуктивности, разработчик, как правило, обретает намного большую свободу в выборе готовых компонентов. Поскольку допустимые токи и даже индуктивности катушек не обязательно должны быть одинаковыми, разработчик вполне может выбирать катушки разных типоразмеров.

Расчёт индуктивностей катушек со связанными обмотками и для несвязанных катушек осуществляется по формулам (1)...(3):

$$L_{\text{связ.}} = \frac{V_{\text{IN(max)}}^2 \times d_{\text{min}}^2}{2 \times f_s \times P_{\text{OUT(min)}} \times \left(1 + d_{\text{min}} \times \frac{1 - \eta}{\eta}\right)}, \quad (1)$$

$$L1 = \frac{d_{\text{min}} \times V_{\text{IN(max)}}^2 \times \eta}{2 \times f_s \times P_{\text{OUT(min)}}}, \quad (2)$$

$$L2 = \frac{(1 - d_{\text{min}}) \times V_{\text{OUT}}^2}{2 \times f_s \times P_{\text{OUT(min)}}}. \quad (3)$$

Данные формулы определяют минимальную индуктивность, необходимую для обеспечения работы в режиме непрерывных токов при максимальном входном напряжении и минимальной нагрузке. Если сравнить приведённые формулы для 50%-го рабочего цикла (который возникает при $V_{\text{IN}} = V_{\text{OUT}}$) и КПД = 1, то можно увидеть, что значение индуктивности для связанных катушек, полученное по формуле (1), оказывается в два раза больше индуктивности несвязанных катушек. Поскольку в преобразователе непременно будут присутствовать потери, а источники входного напряжения могут быть самыми разными, такое обобщение в общем-то некорректно, однако всё же применимо в большинстве случаев, кроме экстремальных. Вследствие этого обобщения преобразователь будет переключаться в режим прерывистых токов (Discontinuous-Conduction Mode — DCM) немного раньше (или позже), чем ожидалось, что, впрочем, в большинстве случаев вполне допустимо. Как уже было отмечено, при использовании несвязанных катушек индуктивности

вовсе не требуется, чтобы индуктивности катушек были одинаковыми, как часто считают. По большей части равные значения индуктивности выбирают для упрощения расчётов. Индуктивность выходной катушки может быть получена простым умножением индуктивности входной катушки на отношение $V_{\text{IN}}/V_{\text{OUT}}$. Выгода от использования выходной катушки меньшей индуктивности заключается в том, что такие катушки, как правило, имеют меньшие размеры и стоимость.

Примеры схем

В качестве примера разработаем схему DC/DC-преобразователя с параметрами, указанными в Табл. 1. Сначала рассчитаем схему со связанными индуктивностями, а потом — с несвязанными.

Таблица 1. Параметры прототипа SEPIC-преобразователя

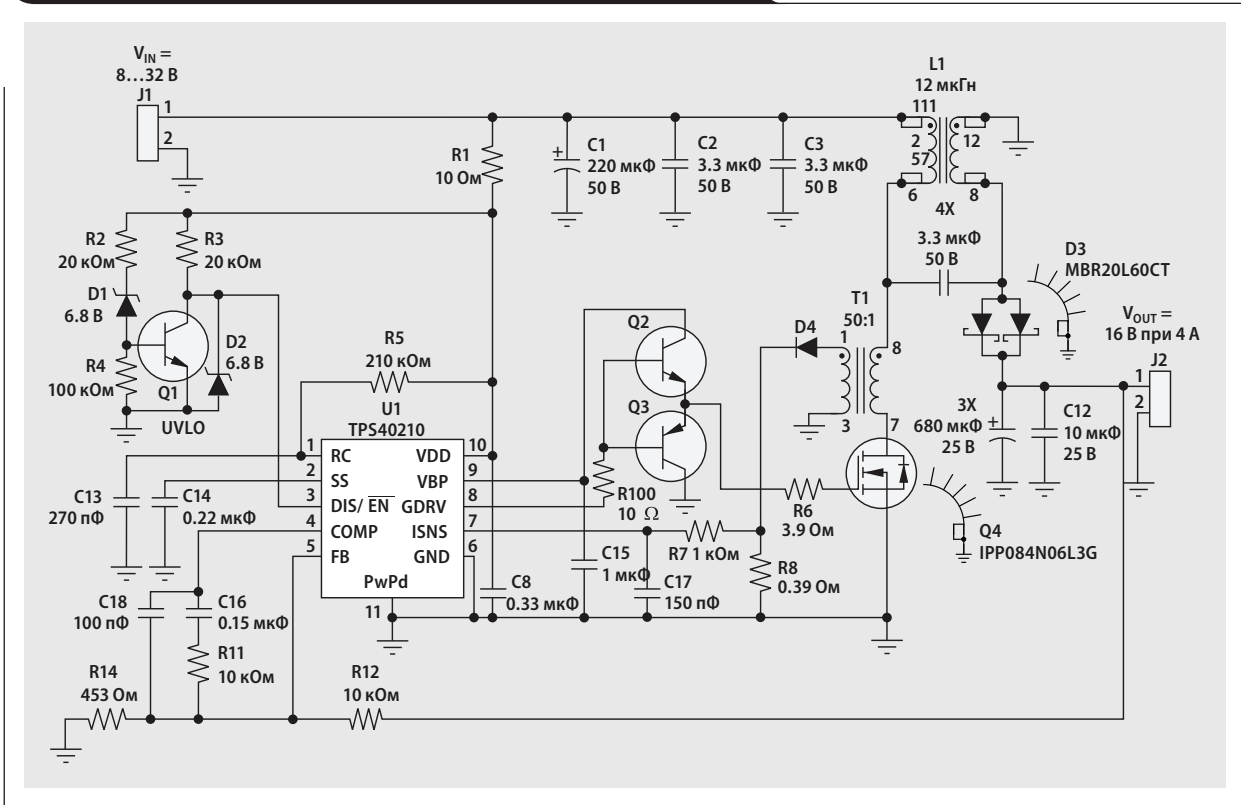
Параметр	Значение
Входное напряжение	От 8 до 32 В
Выходное напряжение	16 В
Максимальный выходной ток	4 А
Величина пульсаций	1%
Минимальный КПД (при максимальной нагрузке)	91%

В данном случае мы рассчитываем преобразователь для автомобильного диапазона входных напряжений и выходной мощностью 64 Вт. Подставляя значения из таблицы в формулу (1), получаем, что индуктивность катушки со связанными обмотками должна быть равна 12 мкГн, а суммарный допустимый ток — 13 А (из расчёта $I_{\text{IN}} + I_{\text{OUT}}$). Поскольку готовой катушки с требуемыми параметрами найти не удалось, нам пришлось заказать её изготовление в компании Renco. Катушка была намотана на двухсекционном каркасе для минимизации циркулирующих переменных токов, которые могут привести к возникновению потерь. При создании менее мощных преобразователей хорошей альтернативой этой заказной катушке являются катушки производства Coilcraft (серия MSS1278) и Coiltronics (серия DRQ74/127).

Для варианта схемы с несвязанными индуктивностями в качестве L1 была взята катушка Coilcraft серии SER2918 с индуктивностью 33 мкГн, а в качестве L2 — катушка Coiltronics серии HC9 индуктивностью 22 мкГн. При выборе обеих катушек учитывались такие параметры, как сопротивление обмотки, номинальный ток и габаритные размеры. При выборе катушек разработчик также должен учитывать потери в сердечнике и обмотках. Эти потери вызывают уменьшение допустимого постоянного тока через обмотку, однако не все производители предоставляют адекватную информацию, которая позволила бы оценить степень этого уменьшения. Обратите внимание, просчёт в этом вопросе может привести к значительному нагреву сердечника выше типичной температуры +40°C. Он также может уменьшить КПД преобразователя и вызвать его преждевременный отказ.

На Рис. 2 приведена схема прототипа SEPIC-преобразователя со связанными индуктивностями. Для реализации варианта с несвязанными катушками катушка с двумя обмотками была просто заменена двумя отдельными катушками (печатная плата осталась той же). На Рис. 3 приведены фотографии обоих вариантов устройства. На Рис. 3б катушка L1 расположена на ме-

Рис. 2. Схема SEPIC-преобразователя со связанными индуктивностями



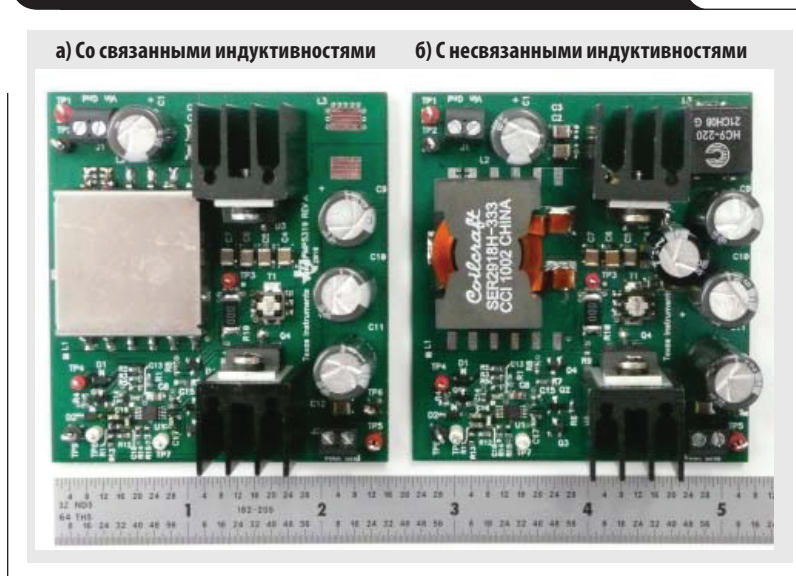
сте катушки со связанными обмотками, а L2 — в правом верхнем углу. Как и ожидалось, обе схемы работают практически одинаково — основные отличия проявились в их эксплуатационных качествах. Если контур регулирования в схеме со связанными индуктивностями удалось реализовать достаточно просто, то схема с несвязанными катушками сначала получилась нестабильной. Измерение коэффициента петлевого усиления показало, что виновником нестабильности оказался низкочастотный

резонанс, вызванный высокой добротностью катушки индуктивности. Это потребовало подключения параллельно конденсатору C_{AC} демпфирующей RC-цепочки. Резонансная частота грубо вычисляется по следующей формуле:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_{AC} \times (L1 + L2)}}$$

Топология SEPIC имеет достаточно сложные параметры контура регулирования, поэтому для детального ана-

Рис. 3. Прототипы преобразователя с топологией SEPIC в сборе



лиза приходится применять специальные математические пакеты, поскольку результаты, полученные аналитическим путём, часто бывает довольно сложно интерпретировать. Введение указанной демпфирующей RC-цепочки (220 мкФ/2 Ом) увеличивает стоимость комплектации, площадь платы и потери. И это не считая того, что для размещения двух несвязанных катушек индуктивности требуется площадь на 10% больше, нежели в случае использования катушки со связанными обмотками.

На Рис. 4 приведены графики КПД для обоих вариантов. Нетрудно заметить, что схема со связанными индуктивностями во всём диапазоне нагрузок имеет КПД, который больше на 0.5%. Скорее всего, это обусловлено меньшими потерями в сердечнике связанных обмоток, поскольку потери по постоянному току в этой схеме выше. В катушке L2 используется сердечник из карбонильного железа, потери в котором заметно выше, нежели в ферритовом сердечнике катушки L1 и заказной катушки со связанными обмотками [2]. При использовании для катушки L2 ферритового сердечника увеличиваются её габаритные размеры.

Заключение

Преобразователи с топологией SEPIC могут быть с успехом реализованы с помощью как связанных, так и несвязанных катушек индуктивности. Используя заказную катушку, намотанную соответствующим образом, мы получили более эффективное устройство, занимающее меньшую площадь на печатной плате и имеющее контур регулирования с более предсказуемым поведением. К тому же на рынке уже предлагаются готовые катушки индуктивности со связанными обмотками, правда, на небольшие токи. Если же время вывода продукции на рынок критично, то можно использовать и несвязанные катушки индуктивности, обеспечивающие разработчику большую свободу действий.

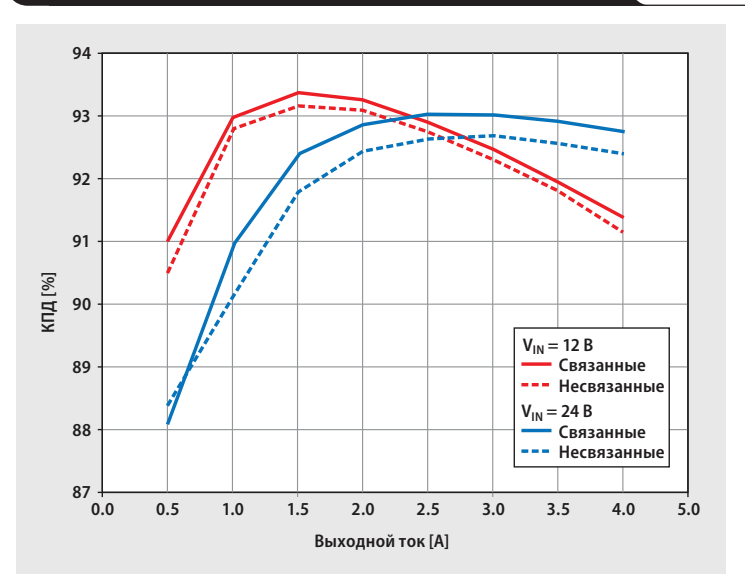
Литература

1. John Betten. (27 мая 2010). «SEPIC converter benefits from leakage inductance». *PowerPulse.Net Design Features* [Online]. Адрес статьи: <http://www.powerpulse.net/techPaper.php?paperID=153>
2. Robert Kollman. (13 июля 2009). «Power tip: Don't get burned by inductor core losses». *EE Times Power Management DesignLine* [Online]. Адрес статьи: <http://www.eetimes.com/design/power-management-design/4012507/Power-Tip-Don-t-get-burned-by-inductor-core-losses>

Ссылки

power.ti.com
www.ti.com/sc/device/TPS40210

Рис. 4. КПД SEPIC-преобразователей со связанными и несвязанными индуктивностями



Приложение.

Доказательство равенства $V_{IN} = V_{Cap}$ для схемы с несвязанными индуктивностями

Для балансировки времени нарастания катушек L1 и L2 используются следующие выражения:

$$D \times V_{IN} = (1 - D)(V_{Cap} + V_{OUT} - V_{IN}) \quad (\text{для } L1),$$

$$(1 - D) \times V_{OUT} = D \times V_{Cap} \quad (\text{для } L2)$$

или

$$V_{OUT} = \frac{V_{Cap} \times D}{1 - D}.$$

Используя различные подстановки и упрощения, получаем:

$$D \times V_{IN} = (1 - D) \times \left[V_{Cap} + \frac{V_{Cap} \times D}{1 - D} - V_{IN} \right],$$

$$D \times V_{IN} = (1 - D) \times V_{Cap} + V_{Cap} \times D - (1 - D) \times V_{IN},$$

$$D \times V_{IN} = (1 - D) \times V_{Cap} + V_{Cap} \times D - V_{IN} + D \times V_{IN},$$

$$V_{IN} = (1 - D) \times V_{Cap} + V_{Cap} \times D,$$

$$V_{IN} = V_{Cap} - D \times V_{Cap} + V_{Cap} \times D,$$

$$V_{IN} = V_{Cap}.$$

Что такое I_Q и как его можно использовать

Крис Глейзер (Chris Glaser)

Инженер по применению

Введение

Ток покоя прибора, обозначаемый I_Q , является весьма важным параметром для малопотребляющих энергоэффективных схем, о котором, тем не менее, часто забывают при их разработке. Во многих устройствах с батарейным питанием ток, потребляемый от батареи в режиме ожидания при малой или вовсе отсутствующей нагрузке, определяет суммарное время работы системы. В интегральных импульсных преобразователях ток I_Q является всего лишь одним из компонентов тока, потребляемого от батареи. В данной статье даётся точное определение параметра I_Q , объясняется, как измеряется это значение и развенчиваются ошибочные представления об этом параметре. Также в статье даются рекомендации по использованию данного параметра, позволяющие разработчику избежать широко распространённых ошибок, связанных с его измерениями. Всё сказанное в настоящей статье в полной мере справедливо для любой из микросхем серий TPS61xxx, TPS62xxx, TPS63xxx или TPS650xx производства компании Texas Instruments (TI).

Что такое I_Q

Если в документации на микросхему не указано иное, то значение I_Q определяется как ток, потребляемый микросхемой в отсутствие нагрузки при условии, что микросхема находится в разрешённом, но неактивном состоянии. Отсутствие нагрузки означает отсутствие выходного тока интегральной схемы (ИС). Как правило, выходной ток в понижающем преобразователе — это ток, протекающий через вывод SW, а в повышающем — через вывод V_{OUT} . Все составляющие тока I_Q стекают внутри ИС на землю. Неактивность означает отсутствие в ИС открытых силовых ключей. Это касается основного ключа, управляющего ключа, а также синхронного выпрямителя, если он встроен в ИС. Другими словами, ИС находится в высокоимпедансном состоянии, а силовой каскад полностью отключён от выхода микросхемы (за исключением имеющихся в ряде приборов паразитных диодов встроенных MOSFET, которые в принципе невозможно отключить). Разрешённое состояние означает, что ИС включена подачей соответствующего сигнала на вывод EN и не находится в режиме UVLO или любом другом режиме отключения. Значение I_Q определяет рабочий ток, а не ток в режиме отключения, поэтому микросхема должна быть включена. И наконец, параметр I_Q имеет смысл только в режиме энергосбережения, поэтому если в конкретном приборе есть такой режим, то он должен

быть включён. Если прибор работает в режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ), то из-за наличия входного тока силового каскада и потерь на переключение ток I_Q необходим для запуска прибора.

Ток I_Q по существу течёт через два вывода микросхемы: V_{IN} и V_{OUT} . Через какой именно из этих выводов (а может и через оба) течёт ток I_Q , указывается в документации на микросхему. В качестве примера на **Рис. 1** приведены технические данные по I_Q из спецификации на микросхему TPS61220/21/22 [1] компании TI, представляющие собой повышающие преобразователи, в которых ток I_Q течёт как с вывода V_{IN} , так и с вывода V_{OUT} . Обычно понижающие преобразователи потребляют ток I_Q со входа, тогда как повышающие и понижающее-повышающие преобразователи потребляют I_Q как со входа, так и с выхода.

Ток I_Q — это ток, необходимый для выполнения прибором своих основных функций. Данный ток, в частности, потребляется внутренними источниками опорного напряжения, генератором, схемой тепловой защиты и схемой UVLO, схемой управляющего конечного автомата или другими логическими элементами, а также другими узлами микросхемы. Ток I_Q не включает в себя входные ток силового каскада или драйвера затвора, поскольку он измеряется при отсутствии переключений, когда указанные токи равны нулю. Это сделано специально, поскольку ток I_Q определяется исключительно ИС, тогда как входной ток силового каскада и ток драйвера затвора ключа зависят от используемых внешних компонентов, которые в большинстве случаев выбираются в зависимости от того, как часто ИС переключается в энергосберегающий режим. Таким образом, ток I_Q является характеристикой ИС, тогда как упомянутые токи характеризуют систему в целом. Компания TI не контролирует и не может гарантировать параметры системы — она может контролировать только параметры микросхемы. Вообще говоря, компания TI гарантирует соответствие I_Q справочным значениям, и, если в документации на микросхему указывается максимальное значение I_Q , то TI контролирует данный параметр для каждого выпущенного экземпляра. Для этого ИС переводят в разрешённое состояние, задают условия испытаний, указанные в документации, после чего искусственно увеличивают (подачей внешнего напряжения) выходное напряжение, напряжение на выводе FB и на других выводах до уровня, при котором переключения ИС прекращаются. Входной ток ИС в отсутствие нагрузки и при включённом режиме энергосбережения (если таковой предусмотрен) и будет током I_Q .

Рис. 1. Технические данные по I_Q из документации на ИС TPS61220/21/22

Каскад DC/DC-преобразования		Условия измерения	Мин.	Тип.	Макс.	Ед. изм.
Параметр						
I_Q	Ток покоя	$I_O = 0, V_{EN} = V_{IN} = 1.2 \text{ В}, V_{OUT} = 3.3 \text{ В}$				
	V_{IN}					
	V_{OUT}					
			5	7.5		мкА

Ошибочные представления об I_Q

Ток I_Q вовсе не является входным током ИС при отсутствии нагрузки. Как уже было сказано, ток I_Q представляет собой «избыточный» ток, необходимый для работы основных узлов ИС. Он не включает в себя входной ток силового каскада (ток, действительно передаваемый на выход) или ток, требуемый для работы драйверов затворов. Даже в отсутствие нагрузки микросхема продолжает переключать силовой ключ для стабилизации выходного напряжения. С выхода стабилизатора всегда потребляется некоторый ток, включающий в себя ток через делитель, используемый для задания выходного напряжения, ток утечки нагрузки или выходного конденсатора, ток через подтягивающие резисторы и т.д. Поскольку указанные токи вызывают уменьшение напряжения на выходном конденсаторе, ИС должна время от времени переключать силовой ключ, чтобы скомпенсировать эти потери. Поэтому измерение входного тока ИС при выполнении только одного условия — отсутствие нагрузки — нарушает требования отсутствия переключений ИС и отсутствия выходного тока ИС. В качестве примера на **Рис. 2** приведены графики, иллюстрирующие работу повышающего преобразователя TPS61220 при отсутствии нагрузки (входное напряжение — 1.2 В, выходное напряжение — 3.3 В). Из графиков видно, что для стабилизации выходного напряжения в ИС происходят переключения с периодом около 1.75 мс. Этот период зависит от значений V_{IN} , V_{OUT} и параметров внешних компонентов и, естественно, влияет на средний потребляемый ток. В фазе №1 открывается силовой MOSFET либо MOSFET синхронного выпрямителя. Основной составляющей входного тока является ток потребления силового каскада, среднее значение которого составляет около 70 мА (половина пикового тока через катушку индуктивности). На **Рис. 3** показаны более подробные осциллограммы работы микросхемы в фазе №1. При снижении выходного напряжения ниже порогового, TPS61220 формирует переключающий импульс, открывая управляющий MOSFET. Напряжение на выводе SW уменьшается, вызывая резкое нарастание тока через катушку. Затем управляющий MOSFET закрывается и открывается MOSFET синхронного выпрямителя, пропускающий ток в нагрузку. Выходное напряжение увеличивается, и эта энергия запасается в выходном конденсаторе. При снижении тока через катушку до нуля вся энергия оказывается передана на выход; поэтому MOSFET выпрямителя закрывается и ИС переключается в спящий режим (фаза №2). В этот момент оба MOSFET закрыты (разомкнуты), поэтому вывод SW находится в высокоимпедансном состоянии. Катушка индуктивности, подключённая к данному выводу, и его паразитные ёмкости приводят к появлению затухающих

Рис. 2. Работа преобразователя TPS61220 при отсутствии нагрузки

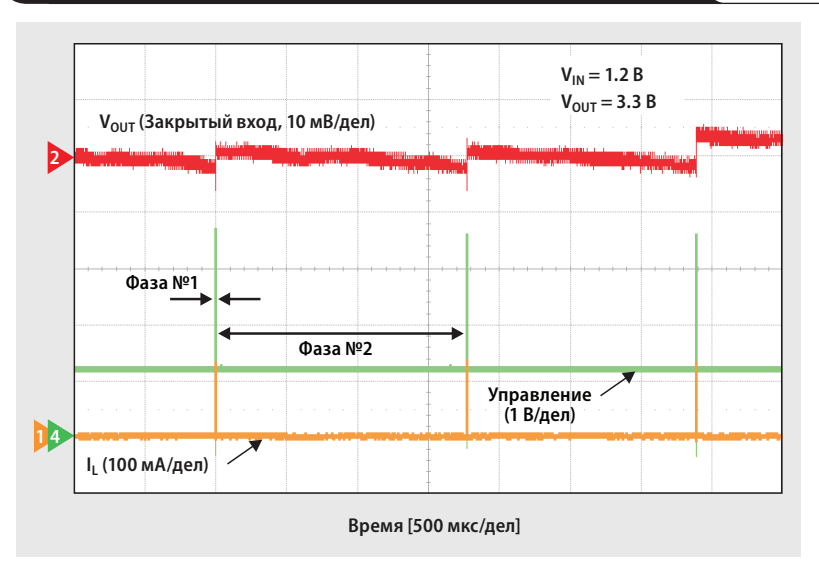
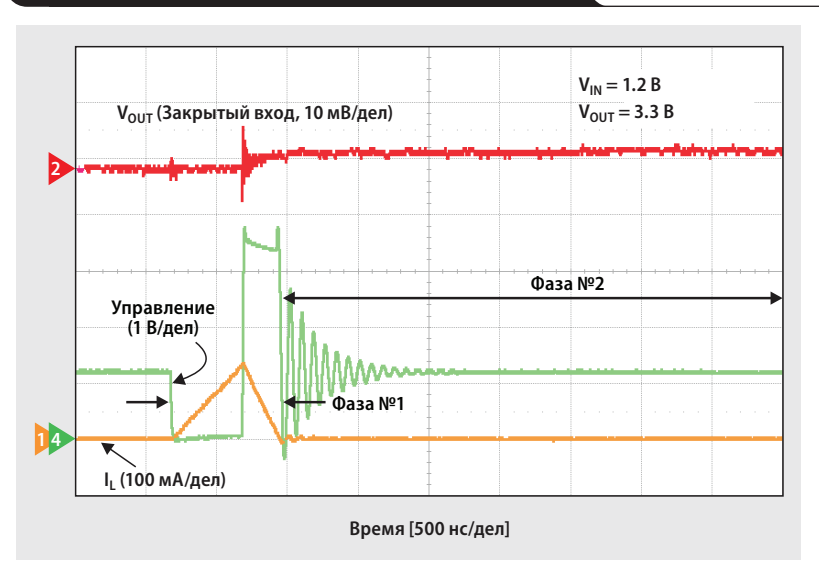


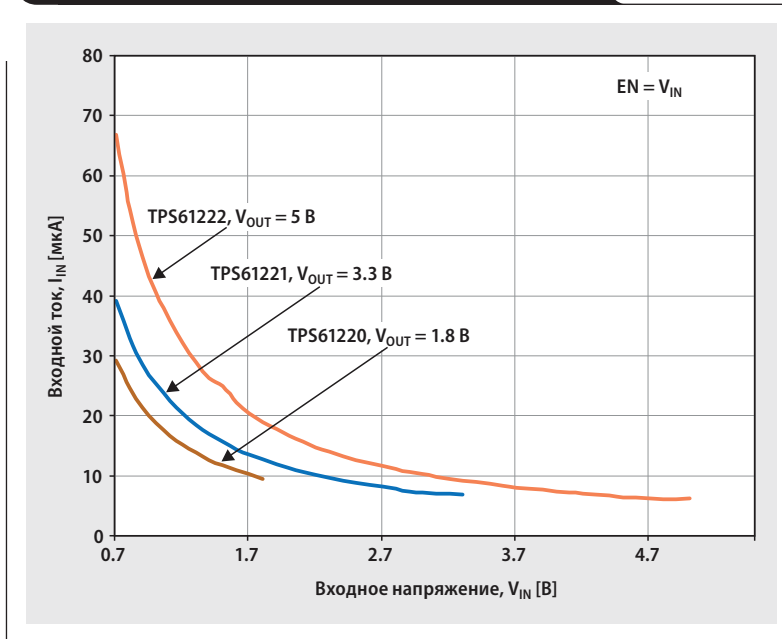
Рис. 3. Импульс переключения в микросхеме TPS61220 при работе в отсутствие нагрузки



колебаний, которые прекращаются при установлении на выводе напряжения, равного входному.

Во время фазы №2 ИС находится в высокоимпедансном состоянии, а выходное напряжение снижается в результате утечек по выходу. Поскольку ИС не переключается, ток, потребляемый микросхемой в это время, является током I_Q . Длительность фаз №1 и №2 определяет период переключения, за время которого вычисляется средний входной ток. На первый взгляд, из-за большого входного тока в момент переключения (фаза №1), средний ток за период должен оказаться намного больше, чем I_Q . Однако, поскольку длительность фазы №1 очень мала, средний входной ток, как правило, ненамного превышает входной ток, обусловленный I_Q .

Рис. 4. Графики входного тока при отсутствии нагрузки из документации на TPS61220/21/22



Чтобы подчеркнуть различие между током I_Q и током в отсутствие нагрузки, в документации на некоторые ИС в явном виде приводятся типовые значения токов при работе без нагрузки. Для других ИС приводятся графики зависимости входного тока от входного напряжения при отсутствии нагрузки для конкретных схем включения. На Рис. 4 показаны такие графики для микросхем TPS61220/21/22 [1]. А на Рис. 5 приведены технические данные по I_Q в табличном виде. Эта таблица была взята из документации на микросхемы TPS62120/22 [2], являющиеся высокоэффективными понижающими преобразователями. Типовое значение I_Q , равное 13 мкА, справедливо лишь для определённых условий измерения. Обратите внимание, что для обеих микросхем ток при отсутствии нагрузки больше тока I_Q . Из графиков на Рис. 4 видно, что для повышающего преобразователя TPS61221 ток в отсутствие нагрузки равен 20 мкА при $V_{IN} = 1.2$ В и $V_{OUT} = 3.3$ В. Это намного больше, чем ток I_Q (Рис. 1), равный 5 мкА для V_{OUT} и 0.5 мкА для V_{IN} , измеренный в тех же условиях. Это различие будет объяснено в 3-м пункте последнего раздела данной статьи.

Как использовать I_Q

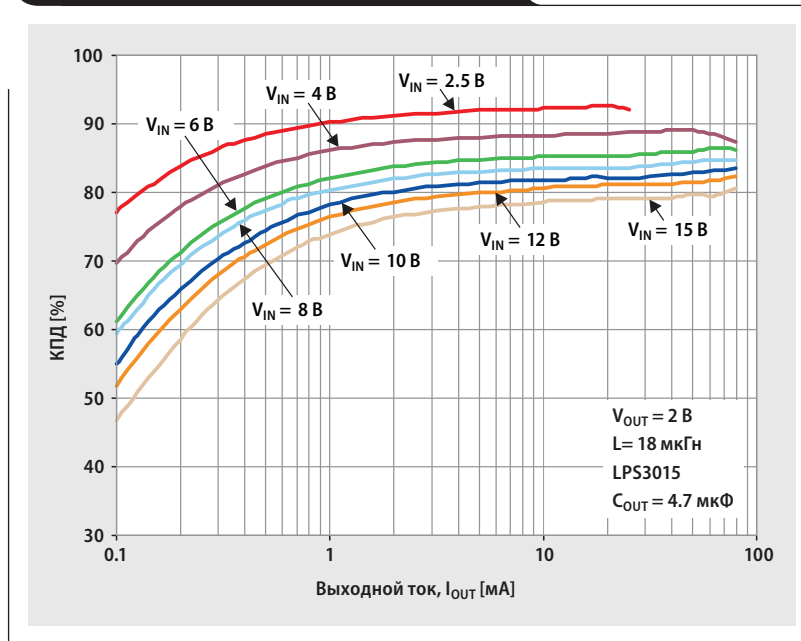
Знание I_Q позволяет разработчику сравнивать характеристики различных ИС, критичные для малопотребляющих устройств. Однако не следует забывать, что I_Q является всего лишь одной из составляющих входного тока системы, который в конечном итоге определяется внутренней конструкцией конкретной ИС (это и есть собственно I_Q), внешними компонентами, подключёнными к выводам ИС, и общей конфигурацией системы. Поэтому далеко не во всех системах потери будут определяться током I_Q и, соответственно, не в любой системе ток I_Q будет основным фактором, определяющим время работы от батареи.

Если микросхема преобразователя в конкретном устройстве действительно работает при отсутствии нагрузки, то ИС с наименьшим значением I_Q , как правило, будет иметь наименьший входной ток, что обеспечит большее время работы от батарей. При этом предполагается, что обе сравниваемые микросхемы имеют энергосберегающий режим и разрешены. Однако в разных ИС этот энергосберегающий режим может быть реализован по-разному, что проявляется в виде весьма заметной разницы между значениями входного тока разных ИС при отсутствии нагрузки.

Рис. 5. Значения входного тока в отсутствие нагрузки для TPS62120/22

Параметр	Условия измерения	Мин.	Тип.	Макс.	Ед. изм.
Питание					
I_Q Ток покоя	$I_{OUT} = 0$ мА, прибор не активен, $EN = V_{IN}$, стабилизатор в спящем режиме	11	18		мкА
	$I_{OUT} = 0$ мА, прибор активен, $V_{IN} = 8$ В, $V_{OUT} = 1.8$ В	13			мкА

Рис. 6. Графики КПД для TPS62120



Если же приложение работает в режиме ожидания (standby) или «спячки» (hibernation), при которых процессор или другая нагрузка всё же что-то потребляют, то полезность параметра I_Q резко уменьшается. Чтобы продемонстрировать это, рассмотрим пример, в котором преобразователь TPS62120 питает микроконтроллер семейства MSP430™ и другие части схемы, потребляющие суммарно ток 100 мкА при напряжении 2 В. При входном напряжении 8 В КПД преобразователя TPS62120 составляет 60% (Рис. 6) [2], в результате чего входной ток будет равен

$$\frac{2 \text{ В} \times 100 \text{ мкА}}{0.6 \times 8 \text{ В}} = 42 \text{ мкА.}$$

Одной из составляющих входного тока является ток I_Q (11 мкА), вносящий весьма весомый вклад в итоговое значение (около 26%). Однако если мы увеличим ток в режиме ожидания до 1 мА, то при входном напряжении 8 В входной ток станет равным

$$\frac{2 \text{ В} \times 1 \text{ мА}}{0.6 \times 8 \text{ В}} = 313 \text{ мкА.}$$

В этом случае ток I_Q вносит весьма незначительный вклад (около 3.5%) в итоговое значение входного тока. Поэтому для корректной оценки входного тока системы в режиме ожидания необходимо знать ток, потребляемый нагрузкой. Как мы с вами увидели, простое использование значения I_Q вместо значения входного тока при небольшой нагрузке не позволяет точно оценить ток, потребляемый от батареи.

Все графики КПД, имеющиеся в документации на микросхему, показывают суммарный КПД схемы уже с учётом потерь из-за тока I_Q. Поэтому эти потери не надо прибавлять к значениям, получаемым из графика.

Замечания по проектированию

При измерении значения I_Q или при использовании значения данного параметра, указанного в документации, могут быть допущены самые разные ошибки. При-

ведённые ниже замечания помогут разработчикам избежать этих ошибок.

1. Мы никак не можем повлиять на ток I_Q конкретной ИС

Никакими внешними воздействиями на ИС мы не можем изменить I_Q. Правда, этот ток зависит от входного напряжения и температуры, однако данные изменения обусловлены работой узлов ИС. Если ИС работает в режиме форсированного ШИМ или к её выходу подключена нагрузка, то вместо значения I_Q следует использовать значение входного тока. Существует множество способов, которыми мы можем воздействовать на входной ток в конкретном устройстве, тогда как для I_Q это абсолютно невозможно.

2. Необходимо принимать во внимание указанные условия работы

Значение I_Q, указываемое в документации, справедливо только при работе ИС в рекомендованных условиях и для заданных условий измерения, главным образом для определённых значений входного и выходного напряжений. Ни для какой микросхемы не гарантируется соответствие I_Q спецификации при входном напряжении, которое больше максимального рекомендованного (но меньше максимально допустимого) напряжения или меньше минимального рекомендованного (но больше уровня UVLO) напряжения. В частности, для понижающего преобразователя значение I_Q справедливо только в том случае, когда входное напряжение больше выходного и когда прибор не находится в режиме стабилизации с малым падением напряжения (100%). Для повышающего преобразователя входное напряжение должно быть ниже выходного.

3. Входной ток часто зависит от выхода

Основная составляющая тока I_Q в случае синхронного повышающего преобразователя обычно формируется выходным напряжением. Поскольку в конечном счёте эта энергия должна браться с входа, входной ток при отсутствии нагрузки оказывается намного больше значения I_Q, поскольку входной ток повышающего преобразо-

вателя должен быть больше его выходного тока. Возьмём для примера преобразователь TPS61220, повышающий напряжение с 1.2 В до 3.3 В. Учитывая, что $I_Q = 5$ мкА при V_{OUT} и 0.5 мкА при V_{IN} , и предполагая, что КПД преобразователя равен 100%, получим входной ток, обусловленный только током I_Q :

$$\frac{3.3 \text{ В} \times 5 \text{ мкА}}{1.2 \text{ В}} + 0.5 \text{ мкА} = 14.25 \text{ мкА}.$$

Реально данная схема при отсутствии нагрузки потребляет от источника около 20 мкА, поскольку в преобразователе помимо I_Q присутствуют также потери на переключение и управление затвором. Обратите внимание, что 20 мкА входного тока намного больше, чем I_Q , равный 5.5 мкА, поскольку TPS61220 является повышающим преобразователем, в котором ток I_Q потребляется главным образом с выхода.

4. Проконтролируйте все возможные пути протекания входного тока

При измерении I_Q на оценочной (EVM) или любой другой плате разработчик должен убедиться, что входной ток схемы, собранной на плате, потребляет именно ИС, а не другие компоненты. Утечки в конденсаторах или других компонентах, даже если последние находятся в отключённом состоянии, могут оказаться весьма значительными в связи с малыми значениями тока I_Q и, следовательно, могут сильно повлиять на входной ток схемы. Кроме того, в ряде оценочных модулей и большинстве готовых устройств входное или выходное напряжение подаётся на подтягивающие резисторы, СИД и другие компоненты, которые при определённых условиях могут потреблять ток. Совершенно очевидно, что этот ток не является частью тока I_Q микросхемы. И наконец, параметр I_Q не представляет никакой ценности в качестве системного параметра, поскольку в реальности нас интересует суммарный входной ток, который можно легко измерить при требуемых условиях.

5. Разные методики измерения могут давать весьма различные результаты

Для точного измерения входного тока или КПД в режиме энергосбережения крайне необходимо следовать рекомендациям, подробно описанным в [3].

Заключение

Ток I_Q является важным параметром ИС для современных малопотребляющих DC/DC-преобразователей и частично определяет ток, потребляемый от батареи при небольших нагрузках. Ток I_Q не является входным током ИС при отсутствии нагрузки, поскольку этот параметр определяет ток, потребляемый микросхемой при одновременном выполнении трёх условий: отсутствие нагрузки, разрешённое состояние и отсутствие переключений. Из-за наличия утечек по выходу, ИС должна управлять своими ключами (для стабилизации выходного напряжения) даже в отсутствие нагрузки. Поэтому для оценки тока, потребляемого от батареи, разработчик должен использовать входной ток системы, измеренный при отсутствии нагрузки, а вовсе не ток I_Q микросхемы. А ещё лучше будет определить нагрузку при нахождении системы в режиме пониженного энергопотребления, а затем измерить реальный ток, потребляемый от батареи. Использование полученного значения вместо значения I_Q позволит гораздо точнее предсказать время работы от батареи.

Литература

Дополнительную информацию по теме статьи вы можете получить из документов в формате Acrobat® Reader®, расположенных по адресу www.ti.com/lit/litnumber (вместо *litnumber* необходимо подставить **TI Lit. #** соответствующего документа).

Название документа	TI Lit. #
1. «Low input voltage step-up converter in 6 pin SC-70 package», TPS61220/21/22 Datasheet.	slvs776
2. «15V, 75mA high efficient buck converter», TPS62120/22 Datasheet.	slvsad5
3. Jatan Naik, «Performing accurate PFM mode efficiency measurements», Отчёт по применению.	slva236

Ссылки

power.ti.com
www.ti.com/sc/device/TPS61220
www.ti.com/sc/device/TPS62120

Реализация подсветки в планшетных компьютерах

Джеф Фалин (Jeff Falin), главный инженер по применению
Зянхао Мэн (Xianghao Meng), инженер-системотехник

Введение

Согласно оценкам экспертов, ожидается значительный рост рынка планшетных компьютеров. Так, если в текущем году предполагается продать всего 50 млн штук, то к 2016 году уровень продаж должен составить свыше 200 млн штук. К сожалению, до сих пор не выработано единой стандартной архитектуры планшетных ПК. Так, одни модели работают от одной литий-ионной батареи, тогда как в других используются две батареи. Однако независимо от числа используемых батарей, все производители планшетных компьютеров стремятся по максимуму увеличить срок службы батарей. Одной из наиболее энергоёмких подсистем любого планшетного компьютера является блок подсветки дисплея. При размерах дисплея от 7 до 10 дюймов число светодиодов (СИД) подсветки в последних моделях планшетных ПК колеблется от 20 до 36. Данная статья представляет собой руководство по выбору оптимального драйвера белых СИД и конфигурации светодиодов подсветки, позволяющих обеспечить необходимые характеристики, не жертвуя при этом эффективностью и, соответственно, не расходуя впустую ресурсы батареи.

Требования к подсветке планшетных ПК

Так же как в ноутбуках и нетбуках, схема подсветки в планшетных ПК реализуется на базе DC/DC-преобразователя и содержит резистивные цепи, через которые ток СИД протекает на землю. К схемам подобного рода обычно предъявляются следующие требования:

1. Низкий уровень электромагнитных помех в ВЧ диапазоне.
2. Отсутствие видимого мерцания при изменении яркости.
3. Минимальный уровень акустического шума (писка), вызываемого пьезоэлектрическим эффектом в выходном керамическом конденсаторе.

4. Равномерная яркость по всей площади дисплея.
5. Большой диапазон регулировки яркости.
6. Максимальный КПД для увеличения срока службы батареи.

Первый пункт указанных требований выполнить достаточно просто. Проектировщики источников питания за прошедшие годы разработали множество способов снижения электромагнитных помех, таких как использование частот преобразования, лежащих вне ВЧ диапазона, применение экранированных катушек индуктивности и использование по мере необходимости печатных проводников минимальной длины и как можно большей ширины. Некоторые микросхемы стабилизаторов содержат схемы многоуровневого управления затвором MOSFET для дальнейшего снижения уровня помех, излучаемых в ВЧ диапазоне.

Возможность выполнения следующих четырёх пунктов требований напрямую зависит от метода управления яркостью. Если для управления яркостью используется широтно-импульсная модуляция (ШИМ), при которой через светодиоды протекает импульсный ток максимальной амплитуды, формирующий заданный средний ток через СИД, то мерцание подсветки перестаёт замечаться при частоте ШИМ свыше 60 Гц. При аналоговом управлении яркостью мерцание отсутствует в принципе, поскольку для снижения яркости уменьшается постоянный ток через СИД.

Выполнение третьего пункта требований — минимального уровня акустического шума от керамического конденсатора — определяется топологией драйвера. В качестве примера, на Рис. 1 приведена схема простого драйвера с токочувствительным резистором, включённым в цепь протекания тока СИД на землю. Преобразователь стабилизирует напряжение, падающее на этом резисторе и таким образом управляет током светодиодов.

Рис. 1. Простой драйвер СИД

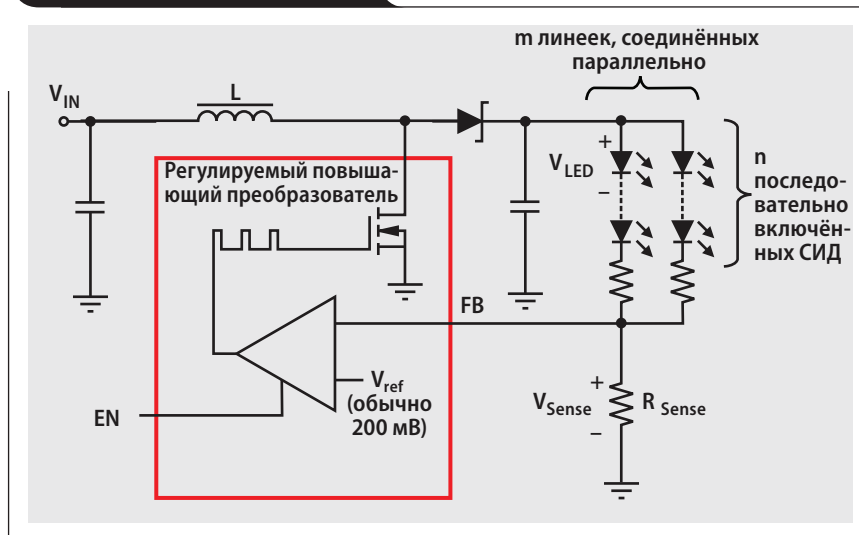
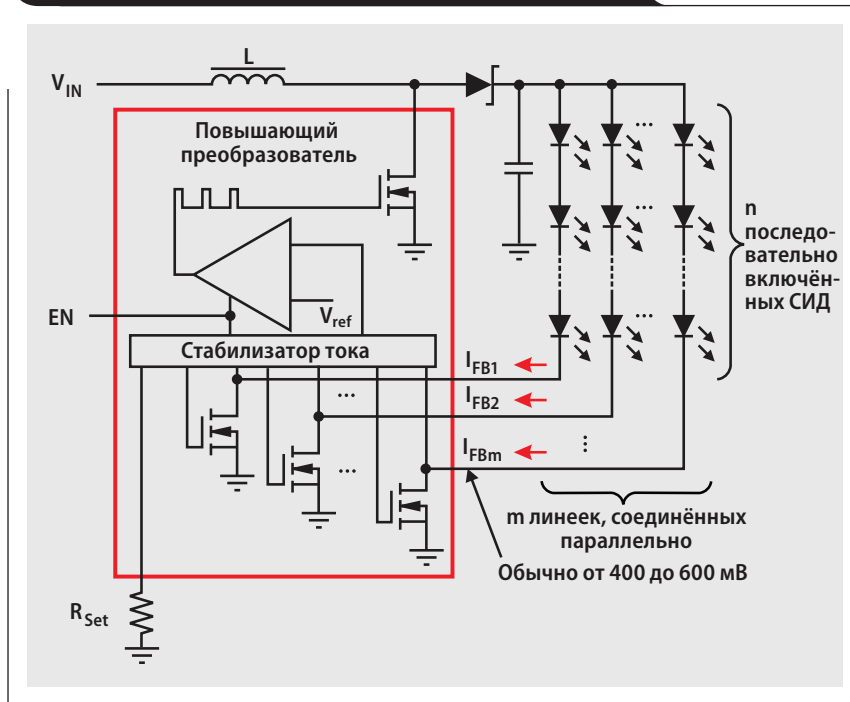


Рис. 2. Драйвер СИД со встроенными генераторами тока



На Рис. 2 приведена схема драйвера со встроенными генераторами тока. Драйвер измеряет падение напряжения на каждом источнике тока и управляет преобразователем таким образом, чтобы формируемого напряжения было достаточно для нормальной работы генераторов тока.

При аналоговом управлении яркостью светодиода проблемы акустического шума, так же как и проблемы мерцания, не существует в принципе, поскольку небольшим изменениям тока СИД соответствуют такие же малые изменения напряжения на выходном конденсаторе. А вот при импульсном управлении яркостью на первый план выходит способ, посредством которого драйвер предотвращает разряд конденсатора. В наиболее простых драйверах используется резистор, подключаемый между входом обратной связи драйвера (FB) и землёй, поэтому выходной конденсатор может весьма сильно разряжаться во время рабочих циклов при малой яркости, когда преобразователь драйвера по большей части находится в выключенном состоянии.

Более сложные драйверы с встроенными генераторами тока (наподобие показанного на Рис. 2) не используют токочувствительные резисторы, а просто выключают генератор тока, в то время как DC/DC-преобразователь продолжает подавать питание на СИД — в результате пути протекания тока разряда и перезаряда выходного конденсатора отсутствуют. Некоторые драйверы даже содержат цепи хранения выходного сигнала усилителя ошибки, с тем чтобы после формирования импульса ШИМ преобразователь быстро возвращался в своё предыдущее состояние и, соответственно, не изменял бы значительно заряд выходного конденсатора.

Выполнение четвёртого требования, касающегося равномерного освещения всей площади экрана, лучше всего достигается точным согласованием токов через каждую линейку СИД. Основным достоинством драйверов

со встроенными генераторами тока является очень точное согласование токов каждой линейки. При использовании драйверов без генераторов тока согласование между линейками СИД можно улучшить, включая последовательно со светодиодами балластные резисторы.

Пятое требование, касающееся широкого диапазона изменения яркости (например, с дискретностью 0.1% или с соотношением 1000:1), очень сложно выполнить при использовании простого драйвера, независимо от способа управления яркостью. В случае аналогового управления управляющие напряжения при большой скважности становятся такими маленькими, что точность управления значительно ухудшается из-за токов утечки и напряжения смещения ИС. Широтно-импульсное управление яркостью в простых драйверах, как правило, реализуется полным включением и выключением преобразователя. Вследствие ограниченной длительности времени мягкого запуска преобразователя происходит снижение частоты ШИМ до очень низкого значения, близкого к границе видимого мерцания. Из-за большой скважности импульсов происходит перезаряд выходного конденсатора, сопровождающийся его писком. Так что широкие диапазоны изменения яркости проще всего обеспечить, используя драйверы со встроенными генераторами тока, которые включаются и выключаются очень быстро.

Выполнение шестого и последнего требования — высокого КПД — зависит не только от драйвера, но и от конфигурации СИД. КПД преобразователя определяется характеристиками силового MOSFET DC/DC-преобразователя, катушки индуктивности и выпрямительного диода. В простейших драйверах ток на землю протекает через токочувствительный резистор. Чем меньше напряжение обратной связи преобразователя, тем больше КПД всего драйвера. Аналогичное соотношение справедливо и для драйверов со встроенными генераторами тока — чем меньше минимально допустимое паде-

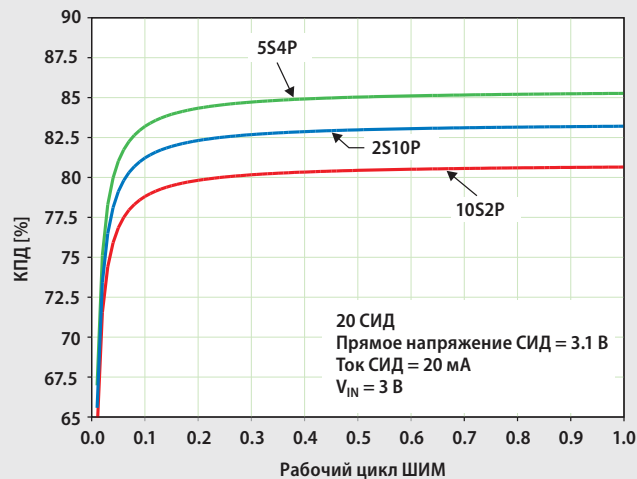
ние напряжения на этих источниках, тем больше будет КПД драйвера. При использовании одних и тех же внешних элементов простой драйвер почти всегда оказывается эффективнее драйвера со встроенными источниками тока, поскольку эти источники, как правило, требуют напряжения смещения, которое больше напряжения, падающего на токочувствительном резисторе. Однако с точки зрения удовлетворения всем остальным требованиям, предъявляемым планшетными ПК, наилучшим выбором обычно оказывается драйвер со встроенными генераторами тока.

Оптимальная конфигурация СИД

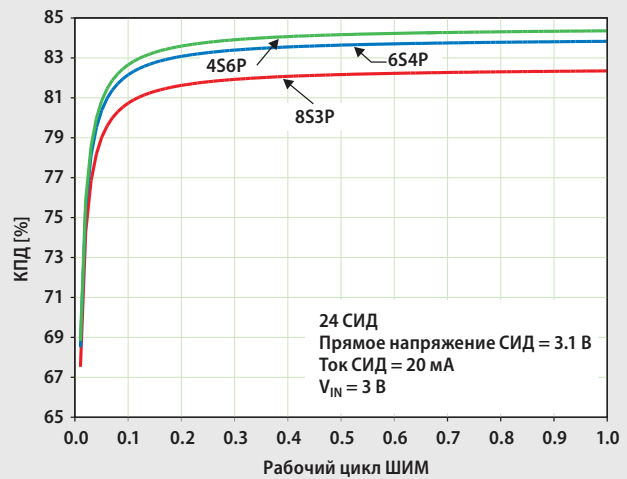
Выбор оптимального числа линеек СИД и числа СИД на линейку для минимизации энергопотребления и соответственно максимального увеличения срока службы батареи может оказаться затруднительным. Использование меньшего числа линеек требует увеличения чис-

ла СИД в каждой линейке и, соответственно, применения повышающего преобразователя с более высоким выходным напряжением. Чем больше разность между входным и выходным напряжениями преобразователя, тем ниже будет его КПД. С другой стороны, использование большего числа линеек приводит к увеличению общего выходного тока и более высоким потерям в катушке индуктивности и выпрямительном диоде преобразователя. На **Рис. 3** показаны результаты моделирования эффективности силового каскада повышающего преобразователя для трёх различных конфигураций СИД с разными комбинациями последовательного (S) и параллельного (P) включения. Использование большего числа линеек позволяет составлять их из меньшего числа СИД и требует более низкого выходного напряжения. С другой стороны, использование большего числа линеек требует большего числа источников тока, которые должны рассеивать мощность, что соответственно уменьшает общий КПД драйвера.

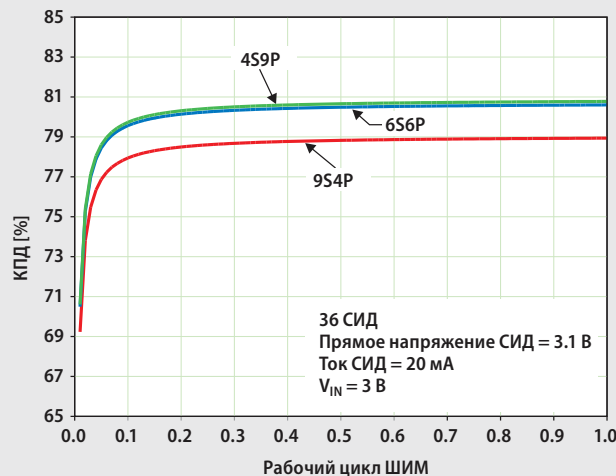
Рис. 3. КПД силового каскада повышающего преобразователя



а) 20 СИД



б) 24 СИД



в) 36 СИД

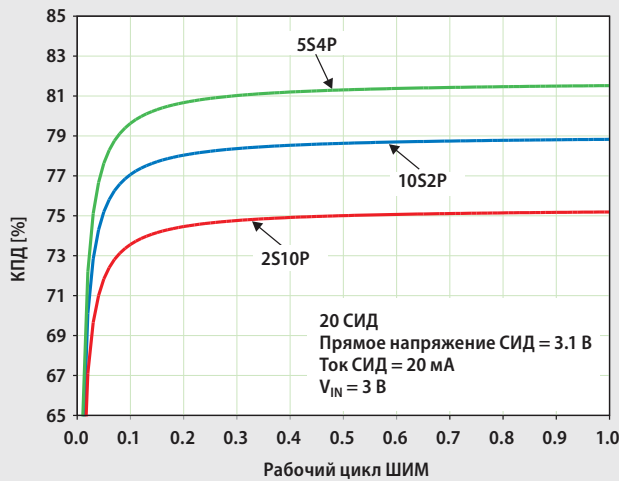
На Рис. 4 приведены графики общего КПД драйвера, учитывающего как КПД силового каскада преобразователя, так и КПД генераторов тока, для тех же конфигураций СИД, что и на Рис. 3. Из приведённых графиков легко увидеть, что для 20 СИД наибольшая эффективность достигается при использовании четырёх параллельно включённых линеек по 5 СИД в каждой (конфигурация 5S4P), для 24 СИД — при конфигурации 6S4P, а для 36 СИД — при конфигурации 6S6P. Отсюда можно сделать вывод, что для достижения максимального КПД драйвера подсветки планшетного компьютера необходимо выбирать равные или максимально близкие значения P и S (при наличии двух альтернативных вариантов следует выбирать наименьшее значение P).

Пример конфигурации подсветки

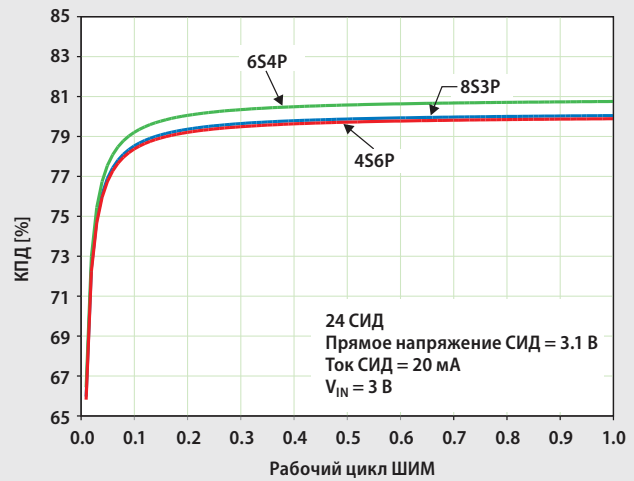
Используя полученные результаты, мы можем взять какой-либо драйвер светодиодной подсветки со встроенными источниками тока, скажем драйвер подсветки для

ноутбука TPS61181A производства TI, и оптимизировать его для применения в планшетном ПК (Рис. 5). Для планшетных компьютеров с двумя литий-ионными батареями и сам драйвер, и повышающий преобразователь могут питаться непосредственно от батарей. В компьютерах с одной батареей напряжение смещения драйвера может быть взято с линии AVDD ЖК-панели или от другого источника напряжением 4.5 В и выше. Поскольку микросхема TPS61181A имеет несколько большую нагрузочную способность, нежели требуется большинству планшетных ПК (т.е. кристаллы силовых MOSFET имеют большие размеры, чем требуется, и, соответственно, очень низкие значения $R_{DS(on)}$), то потери в таком преобразователе будут меньше, чем в преобразователе, рассчитанном на данную выходную мощность, что ещё больше увеличит эффективность драйвера. На Рис. 6 приведены графики КПД микросхемы TPS61181A, измеренных для конфигурации 6S6P.

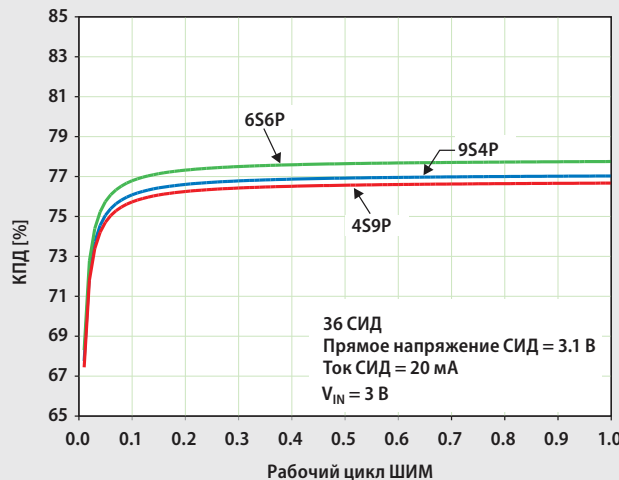
Рис. 4. Общий КПД драйвера



а) 20 СИД



б) 24 СИД



в) 36 СИД

Заключение

При выборе оптимального драйвера для реализации подсветки планшетных ПК необходимо учитывать все требования, предъявляемые данным типом устройств. Драйвер с встроенными генераторами тока наилучшим образом удовлетворяет всем этим требованиям, за исключением, быть может, эффективности. Однако разумный выбор драйвера с преобразователем, имеющим запас по мощности, внешних компонентов с наименьшими по-

терями, а также использование оптимальной конфигурации светодиодов позволяет создать подсветку, удовлетворяющую всем требованиям при обеспечении максимального срока службы батарей.

Ссылки

power.ti.com
www.ti.com/sc/device/TPS61181A

Рис. 5. Подсветка планшетного ПК на микросхеме TPS61181A

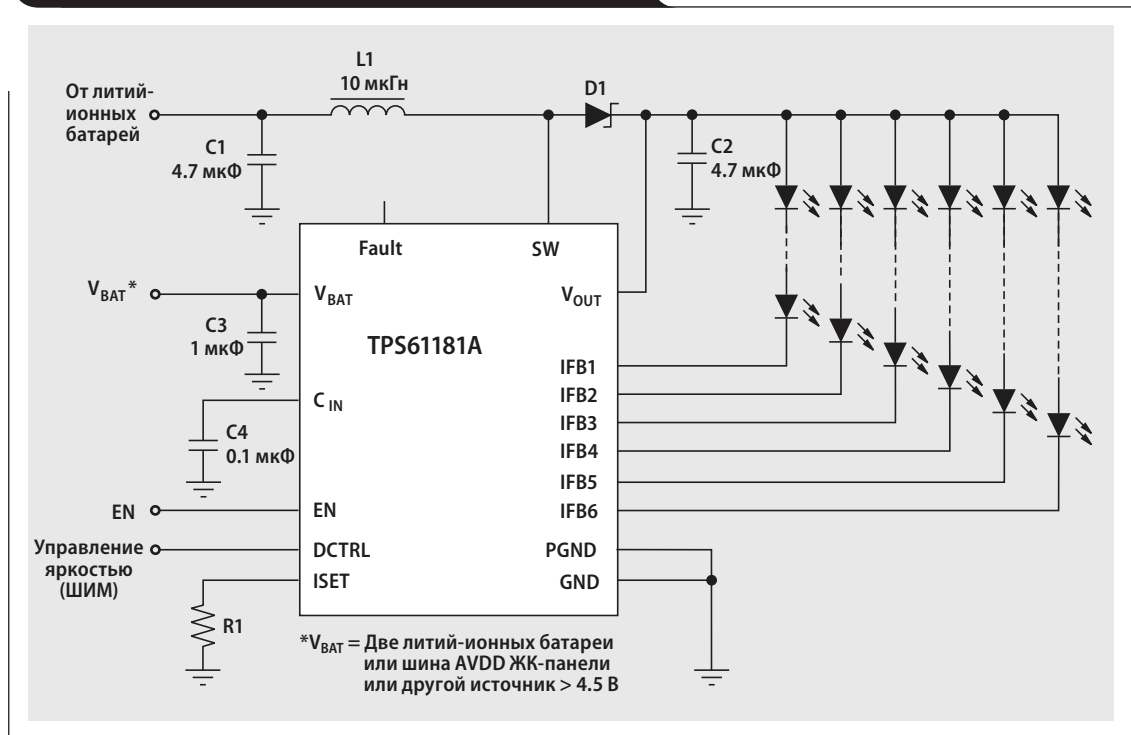
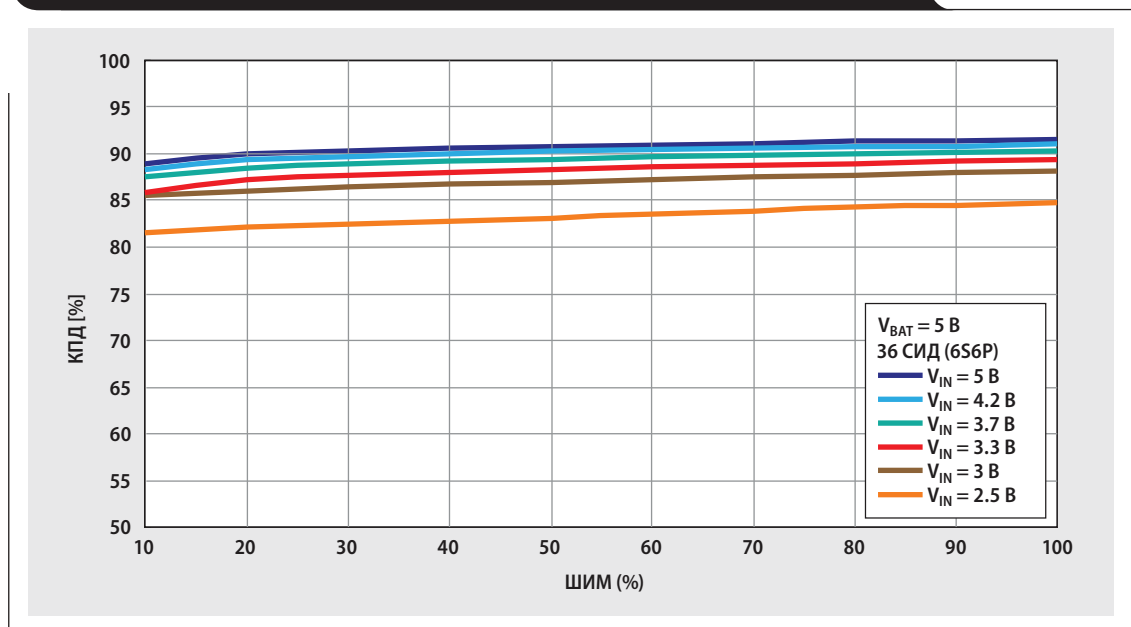


Рис. 6. КПД TPS61181A при питании от одной литий-ионной батареи



Вопросы проектирования высокочастотных DC/DC-преобразователей с высоким входным напряжением

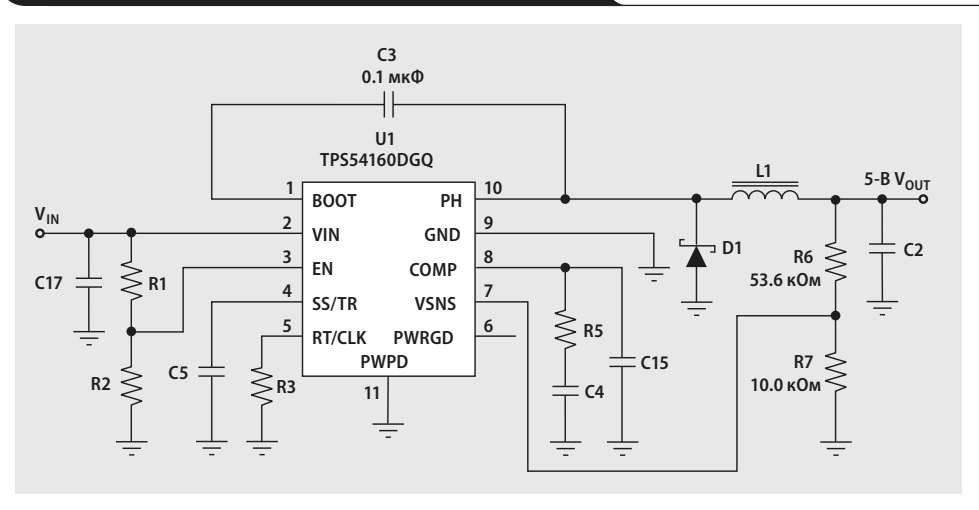
Ричард Новаковски (Richard Nowakowski), менеджер по маркетингу приборов управления электропитанием
Брайан Кинг (Brian King), инженер по применению

В настоящее время при создании DC/DC-преобразователей используются всё более высокие частоты переключения, что позволяет уменьшать габаритные размеры выходного конденсатора и катушки индуктивности, экономя тем самым место на плате. Поэтому на рынке появляется всё больше микросхем DC/DC-преобразователей с высоким входным напряжением, имеющих встроенную защиту от импульсных помех в линии, что затрудняет получение меньших напряжений при более высоких частотах из-за меньшего коэффициента заполнения. Большинство производителей силовых интегральных схем (ИС) ведут агрессивную маркетинговую политику по продвижению высокочастотных DC/DC-преобразователей, позволяющих, по их утверждениям, уменьшить площадь, занимаемую на плате. Использование преобразователей, работающих на частоте 1 или 2 МГц, на первый взгляд кажется превосходной идеей. Однако значение частоты переключения оказывает влияние не только на размер и КПД источника питания. Данная статья описывает несколько примеров схем, демонстрирующих как достоинства, так и проблемы, возникающие при высоких частотах преобразования.

Выбор приложения

Чтобы показать все плюсы и минусы использования высоких частот переключения, мы разработали три разных источника питания, работающих на частотах 100, 300 и 750 кГц. Входное напряжение всех источников было выбрано равным 48 В, выходное напряжение — 5 В, а выходной ток — 1 А. Такие параметры являются типичными для устройств, осуществляющих питание шины USB или другой 5-вольтовой шины общего назначения, используемой другими DC/DC-преобразователями, скажем, стабилизаторами с малым падением напряжения. Допустимая величина пульсаций была задана равной 50 мВ, что составляет около 1% от выходного напряжения. При этом удвоенная амплитуда тока через катушку (peak-to-peak) была принята равной 0.5 А. Все три схемы были построены на базе микросхемы TPS54160 производства компании Texas Instruments, которая представляет собой понижающий DC/DC-преобразователь с частотой 2.5 МГц, входным напряжением 60 В, выходным током 1.5 А, имеющий встроенный силовой MOSFET. Данная микросхе-

Рис. 1. Референсная схема преобразователя на TPS54160



ма требует внешних цепей компенсации, позволяет легко задавать рабочую частоту и предназначена для применения в промышленных устройствах с высоким входным напряжением.

Выбор индуктивности и ёмкости

Индуктивность катушки и ёмкость выходного конденсатора для всех трёх вариантов преобразователя рассчитывались по следующим формулам.

Для катушки индуктивности:

$$V = L \times di/dt \quad (1a)$$

Это равенство можно преобразовать следующим образом:

$$L \geq (V_{OUT} + V_{D1}) \times \frac{1 - D}{\Delta I \times f_S} \quad (16)$$

где D (коэффициент заполнения) = 5 В/48 В = 0.104 и $\Delta I = 0.5$ А (p-p).

Для конденсатора:

$$I = C \times dv/dt \quad (2a)$$

Это равенство можно преобразовать следующим образом:

$$C \geq \frac{2 \times \Delta I}{8 \times f_S \times \Delta V} \quad (26)$$

где $\Delta I = 0.5$ А (p-p), а $\Delta V = 50$ мВ.

При выводе уравнения (26) предполагалось, что выбранный конденсатор имеет ничтожно малое эквивалентное последовательное сопротивление (ESR), что вполне справедливо для керамических конденсаторов. Из-за этого, а также из-за небольших размеров керамиче-

ских конденсаторов мы использовали их во всех трёх схемах. Двойка в числителе выражения (26) учитывает падение ёмкости, вызванное смещением по постоянному току, поскольку в документации на большинство конденсаторов этот эффект не учитывается.

Для оценки всех вариантов преобразователя использовалась схема, приведённая на Рис. 1. Элементы схемы, для которых не указаны номинальные значения, подбираются для каждого варианта преобразователя отдельно. Выходной фильтр состоит из катушки L1 и конденсатора C2. Значения этих компонентов, вычисленные по формулам (1a)...(26), приведены в Табл. 1. Обратите внимание, чем выше частота преобразования, тем меньше сопротивление катушки по постоянному току. Это связано с тем, что для намотки меньшего числа витков требуется провод меньшей длины. Элементы схемы компенсации усилителя ошибки подбирались независимо для каждой из частот переключения (в данной статье расчёт этих элементов не рассматривается).

Таблица 1. Выбор конденсатора и катушки индуктивности для трёх вариантов схемы источника питания

Частота переключения [кГц]	C2 [мкФ]/типоразмер	L1 [мкГн]	L1 R _{DC, max} [МОм]
100	47/1206	100	240.9
300	10/0805	33	180
750	4.7/0603	15	135

Минимальное время нахождения в открытом состоянии

Одной из характеристик микросхем DC/DC-преобразователей является минимальное время, в течение которого силовой транзистор находится в открытом состоянии. Это время определяет минимальную ширину импульса, который может быть сформирован схемой широтно-импульсной модуляции (ШИМ). В случае понижающего преобразователя отношение времени, в течение которого силовой MOSFET находится во включённом состоянии, к длительности периода называется коэффициентом заполнения и равно отношению выходного напряжения к входному. В нашем случае коэффициент заполнения равен 0.104 (5 В/ 48 В), а минимальное время нахождения в открытом состоянии, согласно документации на микросхему TPS54160, равно 130 нс. Следствием ограничения минимальной длительности импульса является наличие минимально возможного значения коэффициента заполнения, которое может быть легко получено умножением минимального времени нахождения в открытом состоянии на частоту переключения. После нахождения минимального значения коэффициента заполнения можно определить минимально достижимое значение выходного напряжения, умножая V_{IN} на полученный коэффициент. Кроме того, минимальное выходное напряжение ограничено величиной опорного напряжения преобразователя, которое для TPS54160 составляет 0.8 В.

В нашем случае при частоте переключения, равной 750 кГц, мы можем получить выходное напряжение, равное 5 В (Табл. 2). Однако при увеличении частоты до 1 МГц минимально возможное выходное напряжение необходимо ограничивать на уровне около 6 В; в противном случае, DC/DC-преобразователь перейдёт в режим пропуска импульсов. В качестве альтернативы можно умень-

шить частоту переключения либо входное напряжение. Поэтому, прежде чем выбрать рабочую частоту преобразователя, нелишне будет заглянуть в документацию на микросхему, чтобы уточнить значение минимального контролируемого времени нахождения в открытом состоянии.

Таблица 2. Минимальное выходное напряжение при t_{ON (min)} = 130 нс

Частота переключения	Минимальный коэффициент заполнения	Минимальное V _{OUT} при V _{IN} = 48 В [В]
100 кГц	0.013	0.8 × V _{REF}
300 кГц	0.039	1.87
750 кГц	0.098	4.7
1 МГц	0.13	6

Пропуск импульсов

Пропуск импульсов происходит в том случае, когда DC/DC-преобразователь не может формировать импульсы управления затвором транзистора так часто, как это необходимо для поддержания требуемого коэффициента заполнения. Разумеется, источник питания будет пытаться стабилизировать выходное напряжение, однако из-за увеличения паузы между импульсами возрастёт напряжение пульсации. Из-за пропуска импульсов в пульсациях выходного напряжения появятся субгармонические составляющие, которые могут стать причиной помех. Кроме того, возможна некорректная работа схемы ограничения тока, поскольку ИС может оказаться не в состоянии реагировать на выбросы тока большой амплитуды. В ряде случаев, если контроллер не работает как положено, схема управления может потерять стабильность.

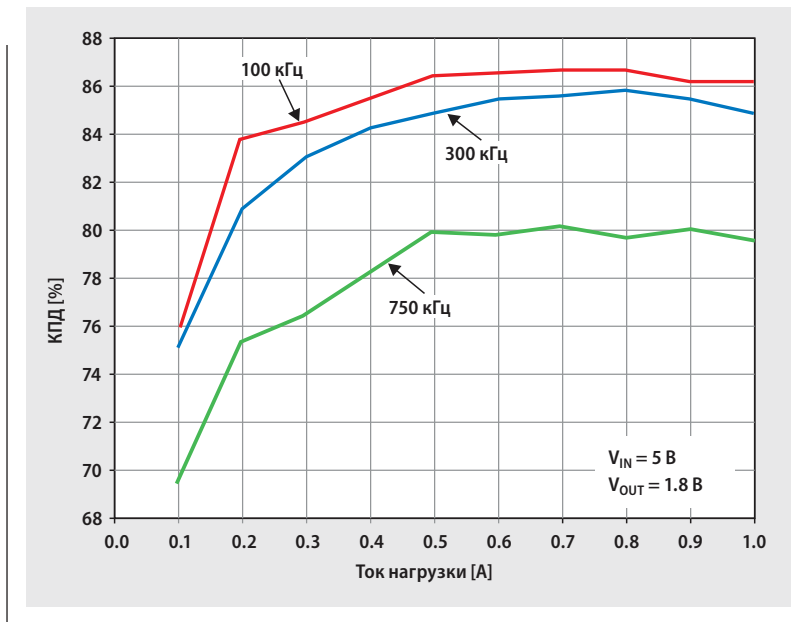
КПД и рассеиваемая мощность

Коэффициент полезного действия DC/DC-преобразователя — один из наиболее важных параметров, учитываемых при разработке источника питания. Следствием низкого КПД является большая рассеиваемая мощность, что влечёт за собой необходимость использования дополнительного теплоотвода или медных полигонов на печатной плате (ПП). Также необходимо обеспечить лучшее охлаждение источника питания. Отдельные составляющие рассеиваемой мощности указаны в Табл. 3.

Таблица 3. Составляющие рассеиваемой мощности

Составляющая потеря	Факторы
Потери на управление полевым транзистором	Зависит от заряда затвора, напряжения управления, частоты
Потери на переключение полевого транзистора	Зависит от V _{IN} , I _{OUT} , времени нарастания/спада напряжения транзистора, частоты
Сопротивление открытого транзистора	I ² × R _{DS(on)}
Потери в диоде	V _f × I _{OUT} × (1 - D)
Потери в катушке индуктивности	I ² × R _{DC} + потери в сердечнике
Потери в конденсаторе	I _{RMS} ² × ESR
Потери в ИС (I _Q)	Значение из документации

Рис. 2. Зависимость КПД преобразователя на TPS54160 от тока нагрузки для разных частот переключения



Во всех трёх проектах нас больше всего интересуют потери на управление полевым транзистором, потери на переключение транзистора и потери в катушке индуктивности. Сопротивление открытого транзистора и потери в ИС являются постоянными для всех трёх вариантов, поскольку используется одна и та же микросхема. Так как в качестве выходного конденсатора мы решили использовать керамический конденсатор с малым ESR, то потери в нём будут пренебрежимо малы и их можно не учитывать. Чтобы показать влияние рабочей частоты преобразователя, мы измерили КПД всех трёх схем (Рис. 2). Из этих графиков прекрасно видно, что чем выше частота переключения, тем меньше КПД преобразователя. Для получения большего КПД независимо от частоты, выбирайте DC/DC-преобразователь с малым сопротивлением канала открытого транзистора, малым зарядом затвора и малым значением тока I_Q при полной нагрузке или же ищите конденсаторы и катушки с меньшим эквивалентным сопротивлением.

Размеры компонентов

В Табл. 4 указаны значения площади печатных плат, требуемые для размещения компонентов каждого из трёх вариантов схемы. Там же приводятся значения площадей, занимаемых катушкой индуктивности и конденсатором (с учётом того, что рекомендованные размеры посадочного места несколько больше, нежели размеры собственно компонентов). Итоговая площадь печатной платы была получена суммированием площадей, занимаемых каждым компонентом, включая ИС, фильтр и прочие малогабаритные резисторы и конденсаторы, и удвоением полученного результата для учёта зазоров между компонентами. Из таблицы видно, что для размещения компонентов схемы, работающей на частоте переключения 750 кГц, требуется площадь почти на 250 мм² меньше, нежели для схемы, работающей на частоте 100 кГц. При этом площадь фильтра уменьшилась на 50%, а общая площадь пе-

чатной платы — на 55%. Однако не забывайте о законе убывающей отдачи, поскольку значения ёмкостей и индуктивности не могут быть уменьшены до нуля! Иначе говоря, дальнейшее увеличение частоты не приведёт к пропорциональному уменьшению площади платы, так как существуют определённые ограничения на размеры массово выпускаемых конденсаторов и катушек индуктивности. Обратите внимание, что катушки индуктивностью 33 мкГн и 15 мкГн имеют одинаковые размеры. Это стало возможным за счёт того, что первая катушка имеет высоту 3.5 мм, тогда как вторая — всего 2.4 мм. Эти две катушки были выбраны для того, чтобы проиллюстрировать прямую зависимость между индуктивностью и объёмом.

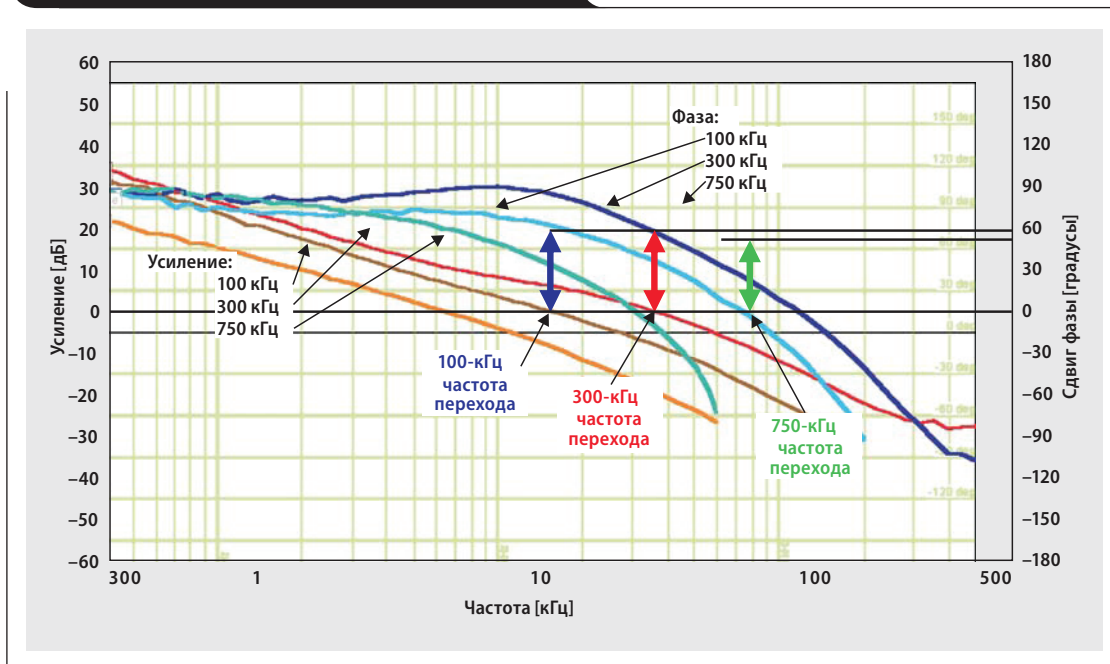
Таблица 4. Размеры компонентов и общая площадь платы

Частота переключения [кГц]	C2 [мкФ]/типоразмер	Площадь, занимаемая конденсатором [мм ²]	L1 [мкГн]	Площадь, занимаемая катушкой [мм ²]	Общая площадь [мм ²]
100	47/1206	18.9	100	150	420
300	10/0805	11.5	33	43.5	192
750	4.7/0603	6.5	15	43.5	182

Переходная характеристика

Переходная характеристика является хорошим индикатором качества источника питания. Для сравнения всех трёх источников были сняты графики Боде (Рис. 3). Как показано на рисунке, запас регулировки по фазе у всех трёх источников составляет от 45 до 50°, свидетельствуя о хорошем демпфировании переходных процессов. При этом частота перехода равна примерно 1/8 от частоты переключения.

Рис. 3. Графики Боде на частотах 100, 300 и 750 кГц



При использовании высокочастотного DC/DC-преобразователя разработчик должен убедиться в том, что полоса пропускания усилителя ошибки, встроенного в микросхему, достаточна для поддержки высокой частоты перехода. Усилитель ошибки микросхемы TPS54160 имеет полосу пропускания при единичном усилии, равную 2.7 МГц (тип). Реальные характеристики переходных процессов приведены в Табл. 5. Обратите внимание, что чем выше частота переключения, тем меньше амплитуда выбросов — это связано с более широкой полосой пропускания.

Таблица 5. Переходная характеристика

Частота переключения [кГц]	Частота перехода [кГц]	Запас по фазе [градусы]	Время отклика [мкс]	Амплитуда выброса [мВ]
100	10	60	1000	350
300	30	60	300	300
750	60	50	150	240

Джиттер

При больших значениях коэффициента преобразования и высоких частотах переключения может возникнуть необходимость борьбы с помехами. При выборе высокой частоты переключения разработчик должен учитывать джиттер и минимальное время нахождения в открытом состоянии DC/DC-преобразователя. Шум, обусловленный джиттером, выходит на первый план при малых значениях коэффициента заполнения. Для примера в Табл. 6 приведены отношения величины джиттера ко времени нахождения в открытом состоянии для преобразования из 48 В в 5 В. Допустимым считается падение напряжения на диоде, равное 0.5 В, и джиттер 20 нс.

Таблица 6. Отношение джиттера ко времени в открытом состоянии при малых коэффициентах заполнения

Частота переключения [кГц]	Время в открытом состоянии	Джиттер/время [%]
100	1.1 мкс	2
300	365 нс	5
750	150 нс	13

Заключение

При разработке преобразователей с высокой частотой преобразования разработчику постоянно приходится идти на компромиссы. В данной статье показаны такие достоинства подобных преобразователей, как меньшие размеры, меньшая длительность переходных процессов, меньшая амплитуда выбросов перерегулирования. За это приходится расплачиваться уменьшением КПД и увеличением рассеиваемой мощности. Также существует потенциальная опасность попадания в режим пропуска импульсов и возможности генерации ВЧ помех. Поэтому, прежде чем приступать к разработке высокочастотного DC/DC-преобразователя с высоким входным напряжением, необходимо внимательно изучить документацию на микросхему контроллера и выяснить минимальное время нахождения в открытом состоянии, полосу пропускания усилителя ошибки, сопротивление полевого транзистора и потери на переключение транзистора. Микросхемы, имеющие хорошие значения этих параметров, будут наилучшим выбором, однако при этом они наверняка окажутся дорогими. Поэтому лучше их использовать только в том случае, если нет другого выхода.

Ссылки

power.ti.com
www.ti.com/sc/device/TPS54160

Указатель статей

Название	Выпуск	Стр	Lit. No.
Сбор данных			
Aspects of data acquisition system design.....	August 1999.....	1	SLYT191
Low-power data acquisition sub-system using the TI TLV1572.....	August 1999.....	4	SLYT192
Evaluating operational amplifiers as input amplifiers for A-to-D converters.....	August 1999.....	7	SLYT193
Precision voltage references.....	November 1999.....	1	SLYT183
Techniques for sampling high-speed graphics with lower-speed A/D converters.....	November 1999.....	5	SLYT184
A methodology of interfacing serial A-to-D converters to DSPs.....	February 2000.....	1	SLYT175
The operation of the SAR-ADC based on charge redistribution.....	February 2000.....	10	SLYT176
The design and performance of a precision voltage reference circuit for 14-bit and 16-bit A-to-D and D-to-A converters.....	May 2000.....	1	SLYT168
Introduction to phase-locked loop system modeling.....	May 2000.....	5	SLYT169
New DSP development environment includes data converter plug-ins.....	August 2000.....	1	SLYT158
Higher data throughput for DSP analog-to-digital converters.....	August 2000.....	5	SLYT159
Efficiently interfacing serial data converters to high-speed DSPs.....	August 2000.....	10	SLYT160
Smallest DSP-compatible ADC provides simplest DSP interface.....	November 2000.....	1	SLYT148
Hardware auto-identification and software auto-configuration for the TLV320AIC10 DSP Codec — a “plug-and-play” algorithm.....	November 2000.....	8	SLYT149
Using quad and octal ADCs in SPI mode.....	November 2000.....	15	SLYT150
Building a simple data acquisition system using the TMS320C31 DSP.....	February 2001.....	1	SLYT136
Using SPI synchronous communication with data converters — interfacing the MSP430F149 and TLV5616.....	February 2001.....	7	SLYT137
A/D and D/A conversion of PC graphics and component video signals, Part 1: Hardware.....	February 2001.....	11	SLYT138
A/D and D/A conversion of PC graphics and component video signals, Part 2: Software and control.....	July 2001.....	5	SLYT129
Intelligent sensor system maximizes battery life: Interfacing the MSP430F123Flash MCU, ADS7822, and TPS60311.....	1Q, 2002.....	5	SLYT123
SHDSL AFE1230 application.....	2Q, 2002.....	5	SLYT114
Synchronizing non-FIFO variations of the THS1206.....	2Q, 2002.....	12	SLYT115
Adjusting the A/D voltage reference to provide gain.....	3Q, 2002.....	5	SLYT109
MSC1210 debugging strategies for high-precision smart sensors.....	3Q, 2002.....	7	SLYT110
Using direct data transfer to maximize data acquisition throughput.....	3Q, 2002.....	14	SLYT111
Interfacing op amps and analog-to-digital converters.....	4Q, 2002.....	5	SLYT104
ADS82x ADC with non-uniform sampling clock.....	4Q, 2003.....	5	SLYT089
Calculating noise figure and third-order intercept in ADCs.....	4Q, 2003.....	11	SLYT090
Evaluation criteria for ADSL analog front end.....	4Q, 2003.....	16	SLYT091
Two-channel, 500-kSPS operation of the ADS8361.....	1Q, 2004.....	5	SLYT082
ADS809 analog-to-digital converter with large input pulse signal.....	1Q, 2004.....	8	SLYT083
Streamlining the mixed-signal path with the signal-chain-on-chip MSP430F169.....	3Q, 2004.....	5	SLYT078
Supply voltage measurement and ADC PSRR improvement in MSC12xx devices.....	1Q, 2005.....	5	SLYT073
14-bit, 125-MSPS ADS5500 evaluation.....	1Q, 2005.....	13	SLYT074
Clocking high-speed data converters.....	1Q, 2005.....	20	SLYT075
Implementation of 12-bit delta-sigma DAC with MSC12xx controller.....	1Q, 2005.....	27	SLYT076
Using resistive touch screens for human/machine interface.....	3Q, 2005.....	5	SLYT209A
Simple DSP interface for ADS784x/834x ADCs.....	3Q, 2005.....	10	SLYT210
Operating multiple oversampling data converters.....	4Q, 2005.....	5	SLYT222
Low-power, high-intercept interface to the ADS5424 14-bit, 105-MSPS converter for undersampling applications.....	4Q, 2005.....	10	SLYT223
Understanding and comparing datasheets for high-speed ADCs.....	1Q, 2006.....	5	SLYT231
Matching the noise performance of the operational amplifier to the ADC.....	2Q, 2006.....	5	SLYT237
Using the ADS8361 with the MSP430 USI port.....	3Q, 2006.....	5	SLYT244
Clamp function of high-speed ADC THS1041.....	4Q, 2006.....	5	SLYT253
Conversion latency in delta-sigma converters.....	2Q, 2007.....	5	SLYT264
Calibration in touch-screen systems.....	3Q, 2007.....	5	SLYT277
Using a touch-screen controller’s auxiliary inputs.....	4Q, 2007.....	5	SLYT283
Understanding the pen-interrupt (PENIRQ) operation of touch-screen controllers.....	2Q, 2008.....	5	SLYT292

Название	Выпуск	Стр	Lit. No.
Сбор данных (продолжение)			
A DAC for all precision occasions.....	3Q, 2008.....	5	SLYT300
Stop-band limitations of the Sallen-Key low-pass filter.....	4Q, 2008.....	5	SLYT306
How the voltage reference affects ADC performance, Part 1.....	2Q, 2009.....	5	SLYT331
Impact of sampling-clock spurs on ADC performance.....	3Q, 2009.....	5	SLYT338
How the voltage reference affects ADC performance, Part 2.....	3Q, 2009.....	13	SLYT339
How the voltage reference affects ADC performance, Part 3.....	4Q, 2009.....	5	SLYT355
How digital filters affect analog audio-signal levels.....	2Q, 2010.....	5	SLYT375
Clock jitter analyzed in the time domain, Part 1.....	3Q, 2010.....	5	SLYT379
Clock jitter analyzed in the time domain, Part 2.....	4Q, 2010.....	5	SLYT389
The IBIS model: A conduit into signal-integrity analysis, Part 1.....	4Q, 2010.....	11	SLYT390
The IBIS model, Part 2: Determining the total quality of an IBIS model.....	1Q, 2011.....	5	SLYT400
The IBIS model, Part 3: Using IBIS models to investigate signal-integrity issues.....	2Q, 2011.....	5	SLYT413
Управление электропитанием			
Stability analysis of low-dropout linear regulators with a PMOS pass element.....	August 1999.....	10	SLYT194
Extended output voltage adjustment (0 V to 3.5 V) using the TTPS5210.....	August 1999.....	13	SLYT195
Migrating from the TI TL770x to the TI TLC770x.....	August 1999.....	14	SLYT196
TI TPS5602 for powering TI's DSP.....	November 1999.....	8	SLYT185
Synchronous buck regulator design using the TI TPS5211 high-frequency hysteretic controller.....	November 1999.....	10	SLYT186
Understanding the stable range of equivalent series resistance of an LDO regulator.....	November 1999.....	14	SLYT187
Power supply solutions for TI DSPs using synchronous buck converters.....	February 2000.....	12	SLYT177
Powering Celeron-type microprocessors using TI's TPS5210 and TPS5211 controllers.....	February 2000.....	20	SLYT178
Simple design of an ultra-low-ripple DC/DC boost converter with TPS60100 charge pump.....	May 2000.....	11	SLYT170
Low-cost, minimum-size solution for powering future-generation Celeron™-type processors with peak currents up to 26 A.....	May 2000.....	14	SLYT171
Advantages of using PMOS-type low-dropout linear regulators in battery applications.....	August 2000.....	16	SLYT161
Optimal output filter design for microprocessor or DSP power supply.....	August 2000.....	22	SLYT162
Understanding the load-transient response of LDOs.....	November 2000.....	19	SLYT151
Comparison of different power supplies for portable DSP solutions working from a single-cell battery.....	November 2000.....	24	SLYT152
Optimal design for an interleaved synchronous buck converter under high-slew-rate, load-current transient conditions.....	February 2001.....	15	SLYT139
–48-V/+48-V hot-swap applications.....	February 2001.....	20	SLYT140
Power supply solution for DDR bus termination.....	July 2001.....	9	SLYT130
Runtime power control for DSPs using the TPS62000 buck converter.....	July 2001.....	15	SLYT131
Power control design key to realizing InfiniBandSM benefits.....	1Q, 2002.....	10	SLYT124
Comparing magnetic and piezoelectric transformer approaches in CCFL applications.....	1Q, 2002.....	12	SLYT125
Why use a wall adapter for ac input power?.....	1Q, 2002.....	18	SLYT126
SWIFT™ Designer power supply design program.....	2Q, 2002.....	15	SLYT116
Optimizing the switching frequency of ADSL power supplies.....	2Q, 2002.....	23	SLYT117
Powering electronics from the USB port.....	2Q, 2002.....	28	SLYT118
Using the UCC3580-1 controller for highly efficient 3.3-V/100-W isolated supply design.....	4Q, 2002.....	8	SLYT105
Power conservation options with dynamic voltage scaling in portable DSP designs.....	4Q, 2002.....	12	SLYT106
Understanding piezoelectric transformers in CCFL backlight applications.....	4Q, 2002.....	18	SLYT107
Load-sharing techniques: Paralleling power modules with overcurrent protection.....	1Q, 2003.....	5	SLYT100
Using the TPS61042 white-light LED driver as a boost converter.....	1Q, 2003.....	7	SLYT101
Auto-Track™ voltage sequencing simplifies simultaneous power-up and power-down.....	3Q, 2003.....	5	SLYT095
Soft-start circuits for LDO linear regulators.....	3Q, 2003.....	10	SLYT096
UCC28517 100-W PFC power converter with 12-V, 8-W bias supply, Part 1.....	3Q, 2003.....	13	SLYT097
UCC28517 100-W PFC power converter with 12-V, 8-W bias supply, Part 2.....	4Q, 2003.....	21	SLYT092
LED-driver considerations.....	1Q, 2004.....	14	SLYT084
Tips for successful power-up of today's high-performance FPGAs.....	3Q, 2004.....	11	SLYT079
A better bootstrap/bias supply circuit.....	1Q, 2005.....	33	SLYT077
Understanding noise in linear regulators.....	2Q, 2005.....	5	SLYT201
Understanding power supply ripple rejection in linear regulators.....	2Q, 2005.....	8	SLYT202
Miniature solutions for voltage isolation.....	3Q, 2005.....	13	SLYT211

Название	Выпуск	Стр	Lit. No.
Управление электропитанием (продолжение)			
New power modules improve surface-mount manufacturability	3Q, 2005	18	SLYT212
Li-ion switching charger integrates power FETs	4Q, 2005	19	SLYT224
TLC5940 dot correction compensates for variations in LED brightness	4Q, 2005	21	SLYT225
Powering today's multi-rail FPGAs and DSPs, Part 1	1Q, 2006	9	SLYT232
TPS79918 RF LDO supports migration to StrataFlash® Embedded Memory (P30)	1Q, 2006	14	SLYT233
Practical considerations when designing a power supply with the TPS6211x	1Q, 2006	17	SLYT234
TLC5940 PWM dimming provides superior color quality in LED video displays	2Q, 2006	10	SLYT238
Wide-input dc/dc modules offer maximum design flexibility	2Q, 2006	13	SLYT239
Powering today's multi-rail FPGAs and DSPs, Part 2	2Q, 2006	18	SLYT240
TPS61059 powers white-light LED as photoflash or movie light	3Q, 2006	8	SLYT245
TPS65552A powers portable photoflash.	3Q, 2006	10	SLYT246
Single-chip bq2403x power-path manager charges battery while powering system.	3Q, 2006	12	SLYT247
Complete battery-pack design for one- or two-cell portable applications.	3Q, 2006	14	SLYT248
A 3-A, 1.2-VOUT linear regulator with 80% efficiency and PLOST < 1 W	4Q, 2006	10	SLYT254
bq25012 single-chip, Li-ion charger and dc/dc converter for Bluetooth® headsets	4Q, 2006	13	SLYT255
Fully integrated TPS6300x buck-boost converter extends Li-ion battery life.	4Q, 2006	15	SLYT256
Selecting the correct IC for power-supply applications	1Q, 2007	5	SLYT259
LDO white-LED driver TPS7510x provides incredibly small solution size	1Q, 2007	9	SLYT260
Power management for processor core voltage requirements	1Q, 2007	11	SLYT261
Enhanced-safety, linear Li-ion battery charger with thermal regulation and input overvoltage protection ..	2Q, 2007	8	SLYT269
Current balancing in four-pair, high-power PoE applications.	2Q, 2007	11	SLYT270
Power-management solutions for telecom systems improve performance, cost, and size	3Q, 2007	10	SLYT278
TPS6108x: A boost converter with extreme versatility	3Q, 2007	14	SLYT279
Get low-noise, low-ripple, high-PSRR power with the TPS717xx.	3Q, 2007	17	SLYT280
Simultaneous power-down sequencing with the TPS74x01 family of linear regulators.	3Q, 2007	20	SLYT281
Driving a WLED does not always require 4 V	4Q, 2007	9	SLYT284
Host-side gas-gauge-system design considerations for single-cell handheld applications	4Q, 2007	12	SLYT285
Using a buck converter in an inverting buck-boost topology.	4Q, 2007	16	SLYT286
Understanding output voltage limitations of DC/DC buck converters	2Q, 2008	11	SLYT293
Battery-charger front-end IC improves charging-system safety	2Q, 2008	14	SLYT294
New current-mode PWM controllers support boost, flyback, SEPIC, and LED-driver applications	3Q, 2008	9	SLYT302
Getting the most battery life from portable systems	4Q, 2008	8	SLYT307
Compensating and measuring the control loop of a high-power LED driver.	4Q, 2008	14	SLYT308
Designing DC/DC converters based on SEPIC topology	4Q, 2008	18	SLYT309
Paralleling power modules for high-current applications	1Q, 2009	5	SLYT320
Improving battery safety, charging, and fuel gauging in portable media applications	1Q, 2009	9	SLYT321
Cell balancing buys extra run time and battery life	1Q, 2009	14	SLYT322
Using a portable-power boost converter in an isolated flyback application	1Q, 2009	19	SLYT323
Taming linear-regulator inrush currents	2Q, 2009	9	SLYT332
Designing a linear Li-Ion battery charger with power-path control	2Q, 2009	12	SLYT333
Selecting the right charge-management solution.	2Q, 2009	18	SLYT334
Reducing radiated EMI in WLED drivers.	3Q, 2009	17	SLYT340
Using power solutions to extend battery life in MSP430 applications	4Q, 2009	10	SLYT356
Designing a multichemistry battery charger	4Q, 2009	13	SLYT357
Efficiency of synchronous versus nonsynchronous buck converters	4Q, 2009	15	SLYT358
Fuel-gauging considerations in battery backup storage systems	1Q, 2010	5	SLYT364
Li-ion battery-charger solutions for JEITA compliance	1Q, 2010	8	SLYT365
Power-supply design for high-speed ADCs	1Q, 2010	12	SLYT366
Discrete design of a low-cost isolated 3.3- to 5-V DC/DC converter	2Q, 2010	12	SLYT371
Designing DC/DC converters based on ZETA topology	2Q, 2010	16	SLYT372
Coupled inductors broaden DC/DC converter usage	3Q, 2010	10	SLYT380
Computing power going "Platinum"	3Q, 2010	13	SLYT382
A low-cost, non-isolated AC/DC buck converter with no transformer	4Q, 2010	16	SLYT391
Save power with a soft Zener clamp	4Q, 2010	19	SLYT392

Название	Выпуск	Стр	Lit. No.
Управление электропитанием (продолжение)			
An introduction to the Wireless Power Consortium standard and TI's compliant solutions.	1Q, 2011	10	SLYT401
Fine-tuning TI's Impedance Track™ battery fuel gauge with LiFePO4 cells in shallow-discharge applications .	1Q, 2011	13	SLYT402
Implementation of microprocessor-controlled, wide-input-voltage, SMBus smart battery charger	2Q, 2011	11	SLYT410
Benefits of a coupled-inductor SEPIC converter	2Q, 2011	14	SLYT411
IQ: What it is, what it isn't, and how to use it	2Q, 2011	18	SLYT412
Backlighting the tablet PC	2Q, 2011	23	SLYT414
Challenges of designing high-frequency, high-input-voltage DC/DC converters	2Q, 2011	28	SLYT415
Интерфейсы (передача данных)			
TIA/EIA-568A Category 5 cables in low-voltage differential signaling (LVDS)	August 1999	16	SLYT197
Keep an eye on the LVDS input levels	November 1999	17	SLYT188
Skew definition and jitter analysis	February 2000	29	SLYT179
LVDS receivers solve problems in non-LVDS applications	February 2000	33	SLYT180
LVDS: The ribbon cable connection	May 2000	19	SLYT172
Performance of LVDS with different cables	August 2000	30	SLYT163
A statistical survey of common-mode noise	November 2000	30	SLYT153
The Active Fail-Safe feature of the SN65LVDS32A	November 2000	35	SLYT154
The SN65LVDS33/34 as an ECL-to-LVTTL converter	July 2001	19	SLYT132
Power consumption of LVPECL and LVDS	1Q, 2002	23	SLYT127
Estimating available application power for Power-over-Ethernet applications	1Q, 2004	18	SLYT085
The RS-485 unit load and maximum number of bus connections	1Q, 2004	21	SLYT086
Failsafe in RS-485 data buses	3Q, 2004	16	SLYT080
Maximizing signal integrity with M-LVDS backplanes	2Q, 2005	11	SLYT203
Device spacing on RS-485 buses	2Q, 2006	25	SLYT241
Improved CAN network security with TI's SN65HVD1050 transceiver	3Q, 2006	17	SLYT249
Detection of RS-485 signal loss	4Q, 2006	18	SLYT257
Enabling high-speed USB OTG functionality on TI DSPs	2Q, 2007	18	SLYT271
When good grounds turn bad— isolate!	3Q, 2008	11	SLYT298
Cascading of input serializers boosts channel density for digital inputs	3Q, 2008	16	SLYT301
RS-485: Passive failsafe for an idle bus	1Q, 2009	22	SLYT324
Message priority inversion on a CAN bus	1Q, 2009	25	SLYT325
Designing with digital isolators	2Q, 2009	21	SLYT335
Magnetic-field immunity of digital capacitive isolators	3Q, 2010	19	SLYT381
Interfacing high-voltage applications to low-power controllers	4Q, 2010	20	SLYT393
Designing an isolated I2C Bus® interface by using digital isolators	1Q, 2011	17	SLYT403
Усилители: Усилители звуковой частоты			
Reducing the output filter of a Class-D amplifier	August 1999	19	SLYT198
Power supply decoupling and audio signal filtering for the Class-D audio power amplifier	August 1999	24	SLYT199
PCB layout for the TPA005D1x and TPA032D0x Class-D APAs	February 2000	39	SLYT182
An audio circuit collection, Part 1	November 2000	39	SLYT155
1.6- to 3.6-volt BTL speaker driver reference design	February 2001	23	SLYT141
Notebook computer upgrade path for audio power amplifiers	February 2001	27	SLYT142
An audio circuit collection, Part 2	February 2001	41	SLYT145
An audio circuit collection, Part 3	July 2001	34	SLYT134
Audio power amplifier measurements	July 2001	40	SLYT135
Audio power amplifier measurements, Part 2	1Q, 2002	26	SLYT128
Precautions for connecting APA outputs to other devices	2Q, 2010	22	SLYT373
Усилители: Операционные усилители			
Single-supply op amp design	November 1999	20	SLYT189
Reducing crosstalk of an op amp on a PCB	November 1999	23	SLYT190
Matching operational amplifier bandwidth with applications	February 2000	36	SLYT181
Sensor to ADC — analog interface design	May 2000	22	SLYT173

Название	Выпуск	Стр	Lit. No.
Усилители: Операционные усилители (продолжение)			
Using a decompensated op amp for improved performance	May 2000	26	SLYT174
Design of op amp sine wave oscillators	August 2000	33	SLYT164
Fully differential amplifiers	August 2000	38	SLYT165
The PCB is a component of op amp design	August 2000	42	SLYT166
Reducing PCB design costs: From schematic capture to PCB layout	August 2000	48	SLYT167
Thermistor temperature transducer-to-ADC application	November 2000	44	SLYT156
Analysis of fully differential amplifiers	November 2000	48	SLYT157
Fully differential amplifiers applications: Line termination, driving high-speed ADCs, and differential transmission lines	February 2001	32	SLYT143
Pressure transducer-to-ADC application	February 2001	38	SLYT144
Frequency response errors in voltage feedback op amps	February 2001	48	SLYT146
Designing for low distortion with high-speed op amps	July 2001	25	SLYT133
Fully differential amplifier design in high-speed data acquisition systems	2Q, 2002	35	SLYT119
Worst-case design of op amp circuits	2Q, 2002	42	SLYT120
Using high-speed op amps for high-performance RF design, Part 1	2Q, 2002	46	SLYT121
Using high-speed op amps for high-performance RF design, Part 2	3Q, 2002	21	SLYT112
FilterPro™ low-pass design tool	3Q, 2002	24	SLYT113
Active output impedance for ADSL line drivers	4Q, 2002	24	SLYT108
RF and IF amplifiers with op amps	1Q, 2003	9	SLYT102
Analyzing feedback loops containing secondary amplifiers	1Q, 2003	14	SLYT103
Video switcher using high-speed op amps	3Q, 2003	20	SLYT098
Expanding the usability of current-feedback amplifiers	3Q, 2003	23	SLYT099
Calculating noise figure in op amps	4Q, 2003	31	SLYT094
Op amp stability and input capacitance	1Q, 2004	24	SLYT087
Integrated logarithmic amplifiers for industrial applications	1Q, 2004	28	SLYT088
Active filters using current-feedback amplifiers	3Q, 2004	21	SLYT081
Auto-zero amplifiers ease the design of high-precision circuits	2Q, 2005	19	SLYT204
So many amplifiers to choose from: Matching amplifiers to applications	3Q, 2005	24	SLYT213
Getting the most out of your instrumentation amplifier design	4Q, 2005	25	SLYT226
High-speed notch filters	1Q, 2006	19	SLYT235
Low-cost current-shunt monitor IC revives moving-coil meter design	2Q, 2006	27	SLYT242
Accurately measuring ADC driving-circuit settling time	1Q, 2007	14	SLYT262
New zero-drift amplifier has an IQ of 17 μ A	2Q, 2007	22	SLYT272
A new filter topology for analog high-pass filters	3Q, 2008	18	SLYT299
Input impedance matching with fully differential amplifiers	4Q, 2008	24	SLYT310
A dual-polarity, bidirectional current-shunt monitor	4Q, 2008	29	SLYT311
Output impedance matching with fully differential operational amplifiers	1Q, 2009	29	SLYT326
Using fully differential op amps as attenuators, Part 1: Differential bipolar input signals	2Q, 2009	33	SLYT336
Using fully differential op amps as attenuators, Part 2: Single-ended bipolar input signals	3Q, 2009	21	SLYT341
Interfacing op amps to high-speed DACs, Part 1: Current-sinking DACs	3Q, 2009	24	SLYT342
Using the infinite-gain, MFB filter topology in fully differential active filters	3Q, 2009	33	SLYT343
Using fully differential op amps as attenuators, Part 3: Single-ended unipolar input signals	4Q, 2009	19	SLYT359
Interfacing op amps to high-speed DACs, Part 2: Current-sourcing DACs	4Q, 2009	23	SLYT360
Operational amplifier gain stability, Part 1: General system analysis	1Q, 2010	20	SLYT367
Signal conditioning for piezoelectric sensors	1Q, 2010	24	SLYT369
Interfacing op amps to high-speed DACs, Part 3: Current-sourcing DACs simplified	1Q, 2010	32	SLYT368
Operational amplifier gain stability, Part 2: DC gain-error analysis	2Q, 2010	24	SLYT374
Operational amplifier gain stability, Part 3: AC gain-error analysis	3Q, 2010	23	SLYT383
Using single-supply fully differential amplifiers with negative input voltages to drive ADCs	4Q, 2010	26	SLYT394
ВЧ компоненты малой мощности			
Using the CC2430 and TIMAC for low-power wireless sensor applications: A power-consumption study	2Q, 2008	17	SLYT295
Selecting antennas for low-power wireless applications	2Q, 2008	20	SLYT296

Название	Выпуск	Стр	Lit. No.
Общие вопросы			
Synthesis and characterization of nickel manganite from different carboxylate precursors for thermistor sensors	February 2001	52	SLYT147
Analog design tools2Q, 2002	50	SLYT122
Spreadsheet modeling tool helps analyze power- and ground-plane voltage drops to keep core voltages within tolerance2Q, 2007	29	SLYT273

Инструментальные средства Analog eLab™ для разработки и оценки результатов



Центр разработки компании TI Analog eLab™ предлагает поддержку и обучение новичкам и опытным разработчикам аналоговых приборов по различным аспектам, касающимся разработок. Analog eLab™ обеспечивает инженерам-разработчикам возможность обучаться посредством тренингов и интернет-конференций, подбирать приборы с помощью параметрического анализа, выполнять разработки с использованием наших серий «Pro», моделировать работу изделий с помощью различных моделирующих ресурсов и получать образцы продукции компании TI в течение 24 часов.

www.ti.com/analogelab



- Обучение в онлайн-режиме
- Видеоконференции Analog eLab™
- Поиск документации и база данных
- Указания по применению и техническая документация



- Быстрый поиск схем тактирования и синхронизации
- Быстрый поиск интерфейсов
- Системы управления питанием
 - › Быстрый поиск элементов для управления питанием
 - › Как T2-модули могут уменьшить ёмкости выходных конденсаторов
 - › Быстрый поиск по зарядным устройствам для аккумуляторов
- Преобразователи данных
 - › АЦП
 - › ЦАП
- Быстрый поиск ВЧ/ПЧ элементов
- Быстрый поиск аналоговых ключей
- Выбор преобразователей уровня
- Руководства по выбору элементов
- Готовые решения
- Параметрический поиск
- Поиск аналогов



- Серии TI Pro
 - › Программное обеспечение разработок SwitcherPro™
- Информация по SwitcherPro™
- Загрузить сейчас
- Использовать сейчас онлайн
- Научиться, как выполнять разработки с помощью SwitcherPro™
- Оценочное программное обеспечение ADCPro™
- Программное обеспечение ClockPro™
- Программное обеспечение для разработок MDACBufferPro™
- Обновлённое программное обеспечение для разработок FilterPro™ v3.0
- Эскизное проектирование
- Гаджеты и виджеты от TI
- Калькуляторы и другие утилиты
- Новый калькулятор для тепловых расчетов печатных плат
- Качество, надёжность и бесвинцовое исполнение
- Содержание и график поставок RoHS
- Информация о корпусах



- Мощная и лёгкая в использовании программа моделирования TINA-TI™
- Полная библиотека моделей SPICE
- Библиотеки моделей IBIS и BSDL



- Доступность и цены
- Запрос образцов
- Электронный склад TI eStore
 - › Оценочные модули
- Офисы продаж и поддержки TI во всём мире
- Дистрибьюторы
- Торговые представители

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of TI information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

TI products are not authorized for use in safety-critical applications (such as life support) where a failure of the TI product would reasonably be expected to cause severe personal injury or death, unless officers of the parties have executed an agreement specifically governing such use. Buyers represent that they have all necessary expertise in the safety and regulatory ramifications of their applications, and acknowledge and agree that they are solely responsible for all legal, regulatory and safety-related requirements concerning their products and any use of TI products in such safety-critical applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by TI. Further, Buyers must fully indemnify TI and its representatives against any damages arising out of the use of TI products in such safety-critical applications.

TI products are neither designed nor intended for use in military/aerospace applications or environments unless the TI products are specifically designated by TI as military-grade or "enhanced plastic." Only products designated by TI as military-grade meet military specifications. Buyers acknowledge and agree that any such use of TI products which TI has not designated as military-grade is solely at the Buyer's risk, and that they are solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

TI products are neither designed nor intended for use in automotive applications or environments unless the specific TI products are designated by TI as compliant with ISO/TS 16949 requirements. Buyers acknowledge and agree that, if they use any non-designated products in automotive applications, TI will not be responsible for any failure to meet such requirements.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

Products

Audio	www.ti.com/audio
Amplifiers	amplifier.ti.com
Data Converters	dataconverter.ti.com
DLP® Products	www.dlp.com
DSP	dsp.ti.com
Clocks and Timers	www.ti.com/clocks
Interface	interface.ti.com
Logic	logic.ti.com
Power Mgmt	power.ti.com
Microcontrollers	microcontroller.ti.com
RFID	www.ti-rfid.com
OMAP Mobile Processors	www.ti.com/omap
Wireless Connectivity	www.ti.com/wirelessconnectivity

Applications

Communications and Telecom	www.ti.com/communications
Computers and Peripherals	www.ti.com/computers
Consumer Electronics	www.ti.com/consumer-apps
Energy and Lighting	www.ti.com/energy
Industrial	www.ti.com/industrial
Medical	www.ti.com/medical
Security	www.ti.com/security
Space, Avionics and Defense	www.ti.com/space-avionics-defense
Transportation and Automotive	www.ti.com/automotive
Video and Imaging	www.ti.com/video

TI E2E Community Home Page

e2e.ti.com

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2011, Texas Instruments Incorporated