

Применение интегральных DC/DC-преобразователей компании Monolithic Power Systems (MPS) в источниках питания ADSL-модемов

Александр Полищук (Москва)

В статье рассмотрены номенклатура и характеристики высокоэффективных силовых интегральных микросхем для источников электропитания компании MPS. Приведён пример разработки и расчёта схемы. Обоснованы преимущества применения данной продукции в изделиях при серийном и массовом производстве.

ВВЕДЕНИЕ

При выборе элементной базы для серийно выпускаемых изделий, особенно при жёстком ограничении себестоимости, на первое место выходят два фактора – цена компонента и трудоёмкость настройки и регулировки узла, в котором он используется. Оба фактора в той или иной степени влияют на се-

бестоимость конечного продукта. Для мелких партий уникальных и оттого дорогих приборов это влияние незначительно, а вот для массовых изделий оно может быть определяющим.

Продукция MPS как нельзя лучше удовлетворяет указанным критериям. Компания MPS относится к так называемым контрактным производителям

электронных компонентов. В последние годы тенденция контрактного производства полупроводниковых приборов активно развивается. В таких компаниях работают высококлассные специалисты – разработчики и схемотехники, а производство готовых изделий размещается на лучших фабриках, оснащённых самым современным технологическим оборудованием. Это связано с очевидными преимуществами, которые получает компания-разработчик: резко снижаются накладные расходы, связанные с содержанием собственного высокотехнологического производства, появляется возможность оптимального выбора лучших контрактных производителей для обеспечения высокого качества изделий и сосредоточения усилий на разработке новых изделий и технологий, гарантируются высокие показатели длительности жизненного цикла приборов и динамика производства.

Всё это даёт возможность значительно снизить себестоимость изделий и, как следствие, – цену для конечного потребителя, обеспечивая при этом высокое качество и передовые схемотехнические решения.

Являясь держателем 18 патентов в области BiCMOS- и DMOS-технологий, MPS специализируется на разработке и контрактном производстве силовых интегральных схем для источников вторичного электропитания постоянного тока, твердотельных источников света, драйверов люминесцентных ламп с холодным катодом и аудиоусилителей класса D. Передовые технологические решения позволяют интегрировать на одном кристалле цифровые схемы управления, прецизионные аналоговые компоненты и силовые транзисторы, достигая высокой плотности мощности при сверхмалых размерах интегральных схем.

Опыт разработки и производства изделий с применением контроллеров MPS для DC/DC-преобразовате-

Таблица 1. Понижающие DC/DC-преобразователи (температурный диапазон –40...85°C)

Наименование	$V_{вх}$, В	$V_{вых}$, В	$I_{вых макс}$, А	$U_{ос}$, В	$I_{выкл}$ мкА	Частота, МГц	Корпус	Отладочная плата
Понижающие DC/DC-преобразователи с синхронным выпрямлением								
MP1567	2,6...6,0	0,9...6,0	1,2	0,9	1	0,8	QFN10	EV0033
							MSOP10	EV0060
MP1570	4,75...23,0	1,2...20,0	3	1,2		0,34	SOIC8N	EV1570DN
MP2104	2,5...6,0	0,6...6,0	0,6	0,6		1,7	TSOT23-5	EV2104DJ
MP2104-1.5		1,5						
MP2104-1.8		1,8						
MP2105		0,6...6,0						
MP2106	2,6...13,5	0,9...5,5	1,5	0,9		0,8	QFN10	EV2106DQ
							MSOP10	
MP2109	2,5...6,0	2 × 0,6...6,0	2 × 0,8	0,6		1	QFN10	EV2109DQ
						MSOP10		
MP2305	4,5...23,0	0,9...20,0	2	0,92	0,34	SOIC8	EV2305DS	
MP2307							EV2307DN	
MP2309							EV2309DS	
Понижающие DC/DC-преобразователи с внешним диодом Шоттки								
MP1591	6,5...32,0	1,2...21,0	2	1,23	35	0,33	SOIC8E	EV0020
MP1593	4,75...28,0	1,2...25,0	3	1,22	30	0,385		EV1593DN
MP2351	4,75...23,0	0,9...16,0	2	1,23	36	1,4	QFN10	EV2351DK
MP2354		1,2...20,0	3	1,22	30	0,38	SOIC8	EV2154DS
MP2355							SOIC8E	EV2155DN
MP2361	0,9...16,0	2	0,92	36	1,4	QFN10	EV2361DK	
MP2364	2 × 0,9...16	2 × 1,5			70		TSSOP20F	EV2364DF

лей показал их высокую надёжность и эффективность. Особо можно отметить следующие моменты:

- высокая стабильность и повторяемость характеристик микросхем: независимо от партии, основные характеристики близки к типовым значениям, заявленным в документации;
- высокая устойчивость схемы обратной связи: контроллеры не критичны ни к номиналам, ни к типу применяемых конденсаторов; внешние цепи компенсации не требуют подстройки;
- высокая эффективность: при правильном выборе параметров дросселя удаётся получить КПД даже больший, чем заявленный в документации;
- готовое изделие не требует регулировки, что позволяет при серийном производстве использовать простой тест на включение.

Рассмотрим применение контроллеров MPS на примере источника питания ADSL-модема.

Постановка задачи

Для иллюстрации преимуществ применения контроллеров MPS не случайно были выбраны ADSL-модемы. В настоящее время их использование – самый популярный в мире способ доступа к сети Интернет. Например, по данным DSLforum.com, в декабре 2004 г. в мире было произведено 96,9 млн. модемов, поэтому нетрудно посчитать экономический эффект от снижения себестоимости изделия на каждый доллар.

Используя стандартную телефонную линию, ADSL-модемы работают за пределами полосы частот передачи звука (0...4 кГц). Так, ADSL1 (скорость передачи до 10 Мбод) работает в полосе частот от 4 кГц до 1,1 МГц, ADSL2 (скорость передачи до 25 Мбод) – в полосе частот до 2,2 МГц.

Сформулируем типовые требования к источнику питания ADSL-модема.

Входное напряжение: большинство модемов используют для питания сетевые адаптеры. Как правило, их выпускают с выходными напряжениями 5; 9 и 12 В. С учётом того, что многие адаптеры имеют нестабилизированный выход (напряжение на холостом ходу превышает номинал в 1,41 раза), ИВЭП модема должен гарантировать работоспособность в диапазоне входного напряжения от 5 до 23 В.

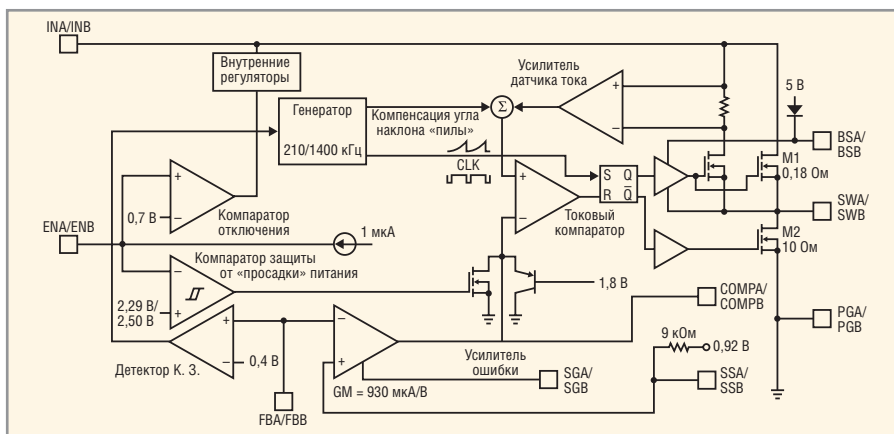


Рис. 1. Структурная схема MP2364

Выходные напряжения: для питания ядра и I/O-буферов ADSL-контроллера (например, BCM6348 Broadcom) требуются напряжения 1,8 и 3,3 В соответственно с токами до 1,5 А. Для управления DSL-линией разработчик может выбрать напряжение 5 или 12,8 В при токе до 100 мА.

Дополнительные требования:

- преобразователи должны иметь как можно большую частоту преобразования, желательно за пределами полосы модема, чтобы свести к минимуму возможную интерференцию шумов от переключения силовых транзисторов и частот передатчика и приёмника модема;
- ИВЭП должен обеспечивать высокую надёжность, возможность непрерывной работы, минимальные габариты и стоимость.

Выбор микросхем контроллеров

Номенклатура интегральных микросхем понижающих и повышающих DC/DC-преобразователей компании MPS приведена в таблицах 1 и 2.

Для формирования напряжений 1,8 и 3,3 В с токами до 1,5 А подходит мик-

росхема двухканального преобразователя MP2364. В контроллере MP2364 на одном кристалле размещены два независимых канала, полностью идентичных по структуре (см. рис. 1). Схема включения MP2364 и типовой КПД преобразователя показаны на рисунке 2.

Контроллер построен по схеме ШИМ с постоянной частотой преобразования (1,4 МГц), ограничением тока внутри циклов и компенсацией крутизны наклона пилообразного напряжения. Встроенный силовой транзистор M1 (см. рис. 1) имеет сопротивление канала 180 мОм, что позволяет обеспечить ток нагрузки до 1,5 А. Поскольку для управления верхним транзистором требуется напряжение, превышающее уровень входного, в микросхеме имеется бутстрепная схема питания драйвера с внутренним диодом и внешним накопительным конденсатором. Транзистор M2 с сопротивлением канала 10 Ом не является силовым, он обеспечивает заряд накопительного конденсатора в паузе, когда M1 закрыт.

Микросхема выпускается в миниатюрном корпусе для поверхностного монтажа TSSOP20, что в сочетании с высокой частотой преобразования

Таблица 2. Повышающие DC/DC-преобразователи (температурный диапазон –40...85°С)

Наименование	$V_{вх}$, В	$V_{вых макс}$, В	Ток огр. ключа, А	$U_{ос}$, В	$I_{выкл}$, мкА	Частота, МГц	Корпуса	Отладочная плата
MP1517	2,6...25,0	25	4	0,7	1	1,1	QFN10	EV0043
							MSOP10	
MP1522	2,7...25,0	25	0,45	1,2	3	Перем.	SOIC8N	EV0022
MP1527	2,6...25,0		3					
MP1530	2,7...5,5	22	3,6	1,25	1	1,4	TSOT23-5	EV0055
MP1531			0,65				0,25	QFN10
MP1541	2,5...6,0	22	1,5	1,2	1	1,3	MSOP10	EV0077
							QFN10	
MP1542	2,5...22,0	22	2	1,25	1	0,7...1,0	SOIC8	EV1542DK

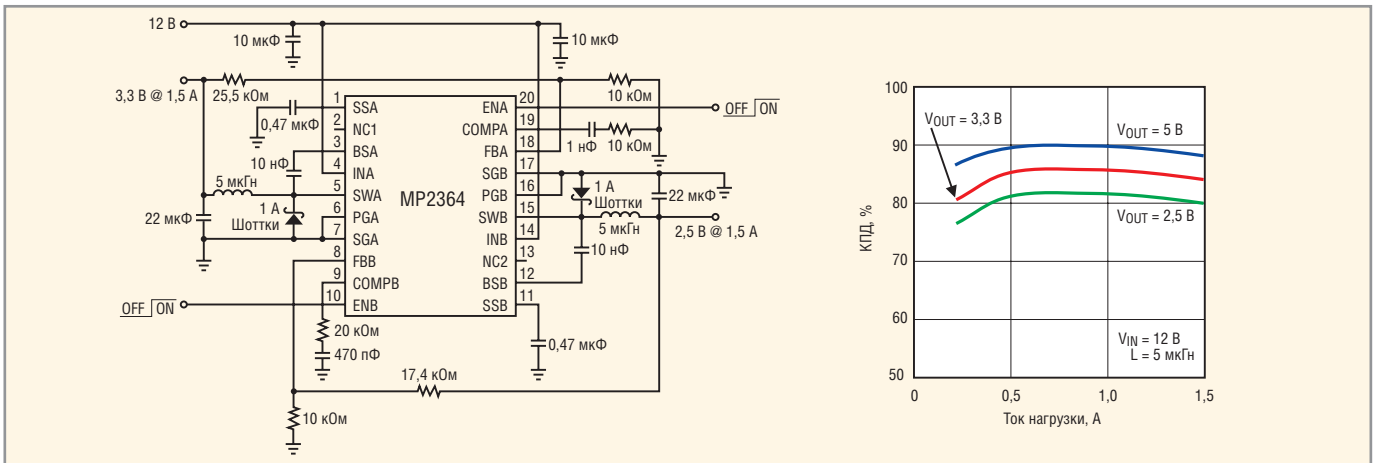


Рис. 2. Схема включения и типовой КПД преобразователя на базе MP2364

позволяет минимизировать площадь на печатной плате.

Поскольку задан весьма широкий диапазон изменения входного напряжения, напряжение 12,8 В целесообразно сформировать из выходного напряжения канала 3,3 В MP2364. Для этих целей можно использовать повышающий преобразователь MP1541 в корпусе SOT23-5 (см. табл. 2).

Структурная схема MP1541 показана на рисунке 3. Микросхема имеет встроенный ключевой транзистор с сопротивлением канала 650 мОм и обеспечивает ток нагрузки до 0,5 А. Схема включения и типовой КПД преобразователя на базе MP1541 показаны на рисунке 4. Контроллер построен по схеме ШИМ с регулировкой по току и фиксированной частотой преобразования (1,3 МГц). Микросхема имеет защиту от низкого входного напряжения, обрыва нагрузки и перегрева кристалла свыше 160°C, а также функцию плавного запуска.

Формирование напряжения +5 В, 100 мА можно осуществить с помощью понижающего преобразователя, однако с целью минимизации стоимости и количества компонентов целесообразно использовать линейный стабилизатор с малым падением напряжения, например серии xx78L05 любого производителя.

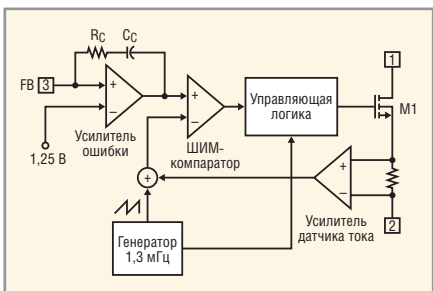


Рис. 3. Структурная схема MP1541

ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА

Принципиальная схема разработанного устройства приведена на рис. 5.

На элементах DA2, L1, L3, VD1, VD3 собран двухканальный преобразователь с выходными напряжениями 1,8 В и 3,3 В и током нагрузки каждого канала до 1,5 А. Напряжения ОС формируются с помощью делителей R7, R9 и R3, R2. Фильтрация осуществляется конденсаторами C14, C15. В данной разработке использованы керамические конденсаторы, однако могут использоваться и танталовые с низким эквивалентным последовательным сопротивлением (Low ESR).

Напряжение +12,8 В формируется преобразователем на элементах DA3, VD2, L2. Питание преобразователя осуществляется с выхода № 2 +3,3 В. Такое решение выбрано с целью снижения количества компонентов схемы. Если бы мы решили питать его непосредственно от входа ИВЭП, потребовалось бы проектировать преобразователь, способный работать одновременно и как понижающий, и как повышающий. Это, в свою очередь, привело бы к значительному усложнению и удорожанию схемы.

Выходное напряжение +5 В, 100 мА формируется с помощью линейного стабилизатора на микросхеме DA1.

Обоснование такого решения мы привели выше.

Все входы дистанционного включения преобразователей выведены на отдельный разъём X2 для реализации в случае необходимости раздельного управления каналами.

РАСЧЁТ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ

Многие разработчики пренебрегают предварительным расчётом элементов системы ОС, считая, что достаточно использовать номиналы компонентов, указанные на типовой схеме включения в технической документации. К сожалению, это не всегда так. Расчёт занимает немного времени, зато готовое изделие впоследствии не потребует регулировки даже при замене типов и номиналов выходных конденсаторов. Ниже приведена типовая методика расчётов на примере преобразователя на базе MP2364.

Выходное напряжение канала №2 определяется из соотношения:

$$V_{OUT2} = V_{FB} \frac{R9}{R9 + R7}; \quad (1)$$

для канала № 3:

$$V_{OUT3} = V_{FB} \frac{R2}{R3 + R2}, \quad (2)$$

где $V_{FB} = 0,92 В$ – напряжение обратной связи MP2364.

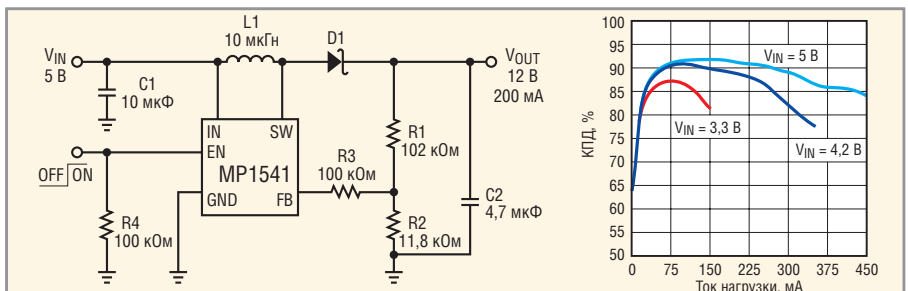


Рис. 4. Схема включения и типовой КПД преобразователя на базе MP1541

Значение индуктивности выбирается исходя из компромисса между габаритами катушки и величиной амплитуды пульсаций тока. Хорошие результаты получаются при величине удвоенной амплитуды тока дросселя, равной примерно 30% от максимального тока нагрузки. Значение индуктивности может быть рассчитано по формуле:

$$L = \frac{V_{OUT}}{f_S \times \Delta I_L} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right), \quad (3)$$

где V_{OUT} и V_{IN} – соответственно выходное и входное напряжения преобразователя, ΔI_L – двойная амплитуда пульсаций тока дросселя, f_S – частота преобразования.

Конденсатор C_6 необходим для фильтрации пульсаций, создаваемых ключевыми транзисторами преобразователя. Тип конденсатора выбирается исходя из величины тока пульсаций I_{CIN} , протекающего через него, который определяется из соотношения:

$$I_{CIN} = I_{LOAD} \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)}, \quad (4)$$

где I_{LOAD} – ток нагрузки.

Если величина ёмкости конденсатора C_{IN} выбрана исходя из конструктивных соображений, величину пульсаций напряжения ΔV_{IN} на нём можно рассчитать по формуле:

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{C_{IN}} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right). \quad (5)$$

Конденсаторы фильтров C_{14} , C_{15} определяют величину пульсаций выходного напряжения. Рекомендуется использовать керамические или танталовые конденсаторы с низким эквивалентным последовательным сопротивлением R_{ESR} . Кроме того, величина R_{ESR} влияет на стабильность цепи обратной связи, что необходимо учитывать при расчёте компенсационных цепей. В общем случае амплитуда пульсаций выходного напряжения определяется выражением:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_S L} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \left(R_{ESR} + \frac{1}{8 f_S C_0} \right). \quad (6)$$

При использовании керамических конденсаторов величиной R_{ESR} можно пренебречь по сравнению с импедансом:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{8 f_S^2 L C_0} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right). \quad (7)$$

При использовании танталовых конденсаторов – наоборот, величина

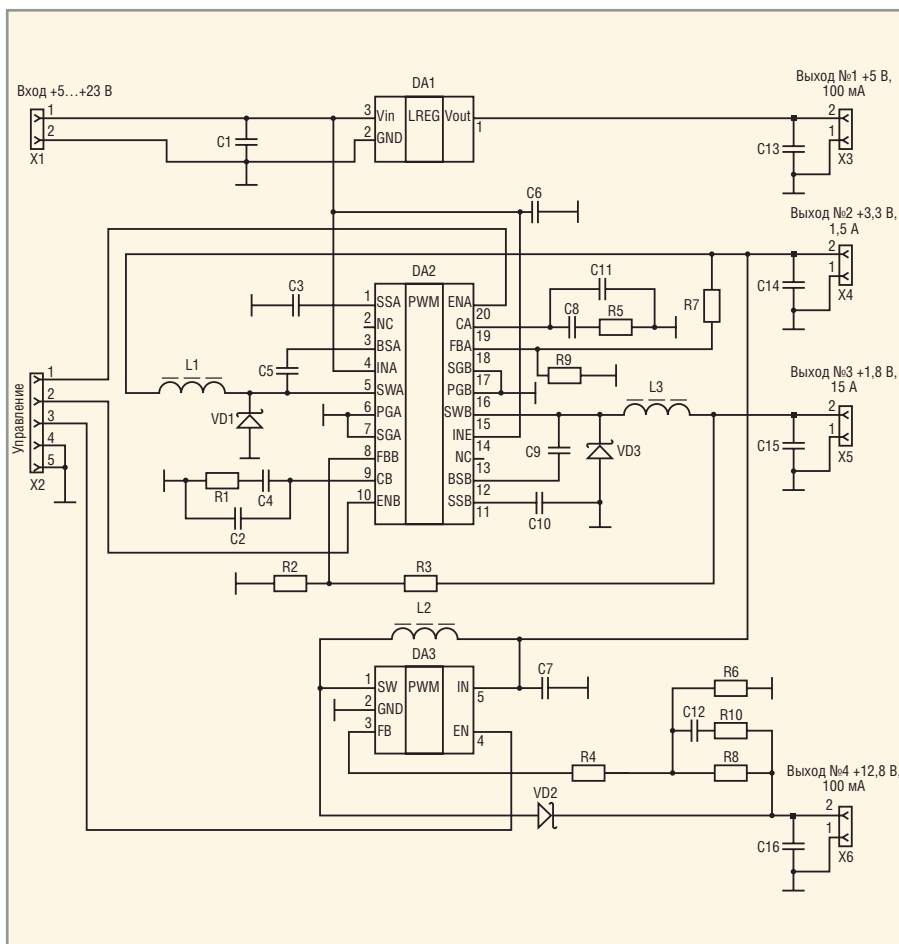


Рис. 5. Принципиальная схема разработанного устройства

на R_{ESR} преобладает над импедансом:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_S L} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) R_{ESR}. \quad (8)$$

В MP2364 использован метод токового управления в каждом канале, что позволяет упростить цепи компенсации и повысить скорость установления. Цепи коррекции УСО подключаются к выводам CA и CB, являющимся выходами трансимпедансных усилителей.

Усиление петли ОС по постоянному току определяется выражением:

$$K_{DC} = R_{LOAD} S_{CS} K_{EA} \frac{V_{FB}}{V_{OUT}}, \quad (9)$$

где R_{LOAD} – сопротивление нагрузки, S_{CS} – крутизна усиления усилителя ОС по току, K_{EA} – коэффициент усиления УСО.

Система ОС имеет два полюса и ноль. Один из полюсов определяется цепью, состоящей из конденсатора C_2 (C_{11}) и выходного сопротивления УСО, второй – конденсатором фильтра и сопротивлением нагрузки. Частоты, на которых раз-

мещены полюса, определяются выражениями:

$$f_{p1} = \frac{S_{EA}}{2\pi C_4 K_{EA}}, \quad (10)$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_0 R_{LOAD}}. \quad (11)$$

Ноль петли ОС определяется цепью C_4 (C_8) R_1 (R_5) и расположен на частоте:

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi C_4 R_1}. \quad (12)$$

Система может иметь дополнительный ноль, если выходной конденсатор имеет большое значение ESR. Он будет располагаться на частоте:

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi C_0 R_{ESR}}. \quad (13)$$

В этом случае третий полюс устанавливается конденсатором C_2 (C_{11}) и резистором R_1 (R_5) для компенсации эффекта нуля петлевого усиления от эквивалентного последовательного сопротивления конденсатора фильтра:

$$f_{p3} = \frac{1}{2\pi C_2 R_1}. \quad (14)$$

Основная цель выбора параметров компенсационных цепей – обеспече-

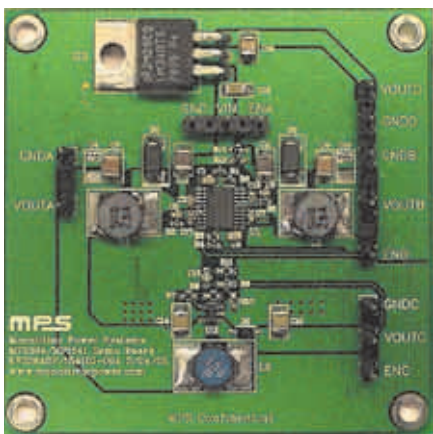


Рис. 6. Смонтированная плата разработанного устройства

ние требуемых петлевого усиления и формы передаточной характеристики системы ОС. При этом важным параметром является частота перегиба

ЛАЧХ, при которой петлевое усиление равно $1 - f_1$ (f_1 – частота единичного усиления). Слишком низкая частота ухудшает линейность и увеличивает время установления, высокая может привести к неустойчивости системы. Компромиссным обычно считают значение частоты единичного усиления, равное приблизительно одной десятой от частоты преобразования.

Таким образом, процедура оптимизации компенсационной цепи выглядит следующим образом:

1. Выбор компенсационного резистора R1 (R5) для установки значения частоты единичного усиления:

$$R1 = \frac{2\pi C_0 f_1 V_{OUT}}{S_{EA} S_{CS} V_{FB}} \quad (15)$$

2. Выбор корректирующего конденсатора C4 (C8) для обеспечения за-

паса по фазе. Для обеспечения запаса по фазе и снижения чувствительности к шумам ноль передаточной функции располагают на частоте $f_1/2$. В этом случае соотношения для вычисления ёмкости конденсатора частотной коррекции C4 (C8) имеют вид:

$$C4 \geq \frac{2}{\pi R1 f_1} \quad (16)$$

3. Расчёт компенсационного конденсатора C2 (C11). Этот конденсатор необходим в том случае, когда частота [12] меньше половины частоты единичного усиления. В этом случае величина C2 (C11) определяется выражением:

$$C2 = \frac{C_0 R_{ESR}}{R1} \quad (17)$$

ПРИМЕР РЕАЛИЗАЦИИ

На рисунке 6 показан пример реализации разработанного устройства, а в таблице 3 дан перечень элементов и их стоимость. Плата имеет размер 65×65 мм и предназначена исключительно для демонстрации возможностей разработанной схемы. Устройство не нуждается в регулировке и начинает работать сразу после включения.

Как следует из таблицы 3, стоимость приведённого здесь решения при серийном производстве составляет чуть более 4 долл. При расчёте его себестоимости цены компонентов были взяты из прайс-листов компании Digi-Key (кроме компонентов MPS, цены на которые взяты из прайс-листов склада в Москве).

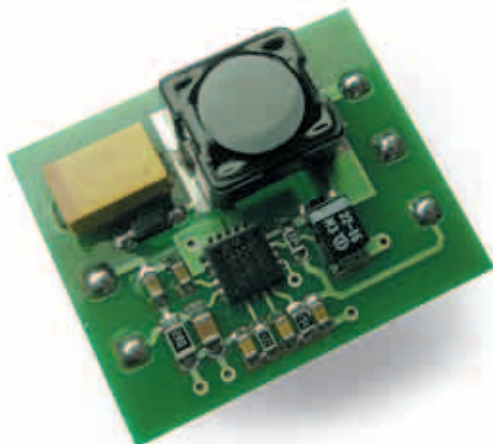
Что касается аналогов, то, например, ближайшей заменой MP2364 является микросхема LT1940EFE. Однако она требует двух дополнительных бутстрепных диодов и имеет низкую максимальную температуру кристалла (125°C), что требует применения достаточно большого теплоотвода. Стоимость её при этом составляет 4,35 долл. при партии 1000 шт. (без учёта налогов и стоимости доставки в Россию).

Таким образом, применение микросхем MPS позволяет разрабатывать эффективные и недорогие решения для систем распределённого питания, что в сочетании с их высокой надёжностью делает их очень привлекательными для применения в серийных и массовых изделиях.

Таблица 3. Перечень элементов и их стоимость

Поз. обозначение	Наименование	Количество	Цена ед. долл.	Всего, долл.	Производитель
Резисторы					
R1	7,5 кОм, ЧИП 0603, 5%	1	0,0016	0,0016	Panasonic: ERJ-3GEYJ752V
R2, R5, R9, R10	10 кОм, ЧИП 0603, 1%	4	0,0016	0,0064	Panasonic: ERJ-3EKF1002V
R3	9,53 кОм, ЧИП 0603, 1%	1	0,0016	0,0016	Panasonic: ERJ-3EKF9531V
R4	100 кОм, ЧИП 0603 1%	1	0,0016	0,0016	Panasonic: ERJ-3EKF1003V
R6	11,8 кОм, ЧИП 0603, 1%	1	0,0016	0,0016	Panasonic: ERJ-3EKF1182V
R7	25,5 кОм, ЧИП 0603, 1%	1	0,0016	0,0016	Panasonic: ERJ-3EKF2552V
R8	110 кОм, ЧИП 0603, 1%	1	0,0016	0,0016	Panasonic: ERJ-3EKF1103V
Конденсаторы					
C1	1 мкФ, 25 В, X5R, 1210	1	0,045	0,045	Murata: GRM31C5C1E104JA01L
C2	10 пФ, 50 В, X5R, 0603	1	0,007	0,007	Murata: GRM1885C1H100JA01D
C3, C10	0,47 мкФ, 16 В, 0805, X7R	2	0,036	0,072	TDK: C2012X7R1C474K
C4	3,3 нФ, 50 В, 0603, X7R	1	0,007	0,007	Panasonic: ECJ-1VB1H332K
C5, C9	10 нФ, 50 В, 0603, X7R	2	0,007	0,014	TDK: C1608X7R1H103K
C6, C7	10 мкФ, 25 В, 1210, X7R	2	0,045	0,09	TDK: C3225X7R1E106M
C8	2,2 нФ, 50 В, 0603, X7R	1	0,007	0,007	TDK: C1608X7R1H222K
C11	82 пФ, 50 В, X5R, 0603	1	0,007	0,007	Murata: GRM1885C1H820JA01D
C12	–	–	–	–	–
C13	100 пФ, 50 В, 0603, C0G	1	0,007	0,007	TDK: C1608C0G1H101J
C14, C15	22 мкФ, 6,3 В, 1210, X5R	2	0,045	0,09	TDK: C3225X5R0J226M
C16	4,7 мкФ, 16 В, X5R, 1210	1	0,045	0,045	Panasonic: ECJ-4YB1C475K
Дроссели					
L1, L3	CDRH6D28-5R0NC	2	0,1	0,2	Sumida: CDRH6D28
L2	CDRH6D28-100NC	1	0,1	0,1	Sumida: CDRH6D28
Диоды					
VD1, VD3	B230A-13	2	0,08	0,16	Diodes Inc.
VD2	MBR0520LT1	1	0,07	0,07	ON Semiconductor
Микросхемы					
DA1	LM7805CT	1	0,05	0,05	National Semiconductor
DA2	MP2364DF	1	2,2	0,83	MPS
DA3	MP1541	1	0,83	2,2	MPS
ИТОГО:				4,02	

Интегральные DC/DC-преобразователи компании Monolithic Power Systems: эффективные решения для серийного производства электронной техники



Модульный источник электропитания на базе MP1517

Преимущества использования ИС MPS

- Высокая стабильность и повторяемость характеристик микросхем
- Высокая устойчивость схемы управления
- Высокая эффективность
- Готовое изделие не требует регулировки.
- Стоимость при серийном производстве – на 50...60% ниже, чем у аналогов!

Примеры применения

- $U_{ВХ} = 2,6...12 В,$
- $U_{ВЫХ} = 12 В,$
- $I_{ВЫХ} = 1,5 А,$
- Типовой КПД 93%

Понижающие DC/DC-преобразователи. Температурный диапазон $-40...+85^{\circ}C$

Наименование	$V_{ВХ}, В$	$V_{ВЫХ}, В$	$I_{ВЫХ макс.}, А$	$U_{ОС}, В$	$I_{shutdown}, мкА$	Частота, МГц	Корпуса	Отладочная плата
с синхронным выпрямлением								
MP1567	2,6...6,0	0,9...6,0	1,2	0,9	1,0	0,8	QFN10 MSOP10	EV0033 EV0060
MP1570	4,75...23,0	1,2...20,0	3,0	1,2	1,0	0,34	SOIC8N	EV1570DN
MP2104	2,5...6,0	0,6...6,0	0,6	0,6	1,0	1,7	TSOT23-5	EV2104DJ
MP2104-1,5	2,5...6,0	1,5	0,6	0,6	1,0	1,7	TSOT23-5	EV2104DJ
MP2104-1,8	2,5...6,0	1,8	0,6	0,6	1,0	1,7	TSOT23-5	EV2104DJ
MP2105	2,5...6,0	0,6...6,0	0,8	0,6	1,0	1,0	TSOT23-5	EV2105DJ
MP2106	2,6...13,5	0,9...5,5	1,5	0,9	1,0	0,8	QFN10 MSOP10	EV2106DQ
MP2109	2,5...6,0	2x0,6...6,0	2x0,8	0,6	1,0	1,0	QFN10 MSOP10	EV2109DQ
MP2305	4,5...23,0	0,9...20,0	2,0	0,92	3,0	0,34	SOIC8	EV2305DS
с внешним диодом Шоттки								
MP1591	6,5...32,0	1,2...21,0	2,0	1,23	35	0,33	SOIC8E	EV0020
MP1593	4,75...28,0	1,2...25,0	3,0	1,22	30	0,385	SOIC8E	EV1593DN
MP2351	4,75...25,0	0,9...16,0	2,0	1,23	36	1,4	QFN10 MSOP10	EV2351DK
MP2354	4,75...23,0	1,2...20,0	2,0	1,3	36	0,380	SOIC8	EV2154DS
MP2355	4,75...23,0	1,2...20,0	3,0	1,22	30	0,380	SOIC8E	EV2155DN
MP2361	4,75...23,0	0,9...16,0	2,0	0,92	36	1,4	QFN10 MSOP10	EV2361DK
MP2364	4,75...23,0	2x0,9...16	2x1,5	0,92	70	1,4	TSSOP20F	EV2364DF

Повышающие DC/DC-преобразователи. Температурный диапазон $-40...+85^{\circ}C$

Наименование	$V_{ВХ}, В$	$V_{ВЫХ макс.}, В$	Ток огр. ключа, А	$U_{ОС}, В$	$I_{shutdown}, мкА$	Частота, МГц	Корпуса	Отладочная плата
MP1517	2,6...25,0	25	4,0	0,7	1,0	1,1	QFN10 MSOP10	EV0043
MP1522	2,7...25,0	25	0,45	1,2	3,0	Перем.	SOIC8N	EV0022
MP1527	2,6...25,0	25	3,0	1,2	1,0	1,3	TSOT23-5	EV0034
MP1530	2,7...5,5	22	3,6	1,2	1,0	1,4	TSOT23-5	EV0055
MP1531	2,7...5,5	22	0,65	1,25	1,0	0,25	QFN10 MSOP10	EV1531DQ
MP1541	2,5...6,0	22	1,5	1,2	1,0	1,3	QFN10 MSOP10	EV0077 EV0062
MP1542	2,5...22,0	22	2,0	1,25	1,0	0,7...1,0	SOIC8	EV1542DK