

Понижающие DC/DC-преобразователи

Юрий Широков (Москва)

В статье кратко описаны основы построения современных DC/DC-преобразователей; на примере микросхемы MP1593 – универсального DC/DC-преобразователя – детально рассмотрены принципы расчёта внешних цепей для получения требуемых параметров источника питания; дан пример практической реализации.

ВВЕДЕНИЕ

Современные DC/DC-преобразователи отвечают самым высоким требованиям к надёжности и параметрам выходного напряжения. Чаще всего они используются в автономных системах с батарейным или аккумуляторным питанием; такие преобразователи должны иметь высокий КПД. При помощи импульсных DC/DC-преобразователей можно регулировать напряжение на нагрузке и даже получать отрицательное выходное напряжение, что невозможно при использовании обычных (линейных) регуляторов напряжения. Одна из наиболее перспективных областей применения таких преобразователей – создание распределённых систем электропитания.

Достижения в теории и технологиях производства интегральных

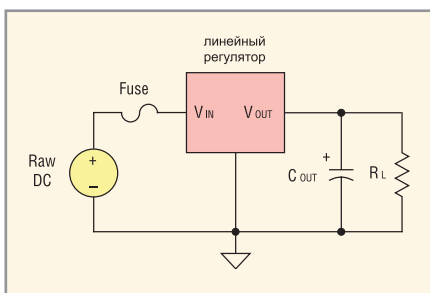


Рис. 1. Линейный регулятор

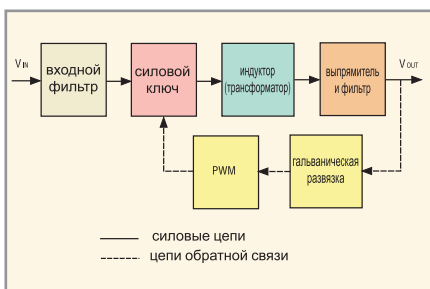


Рис. 2. Для импульсного регулятора выходное напряжение прямо пропорционально скважности импульсов

схем позволяют добиваться ранее невозможных результатов. Существенно повышен КПД, улучшены температурные характеристики, неуклонно уменьшаются габариты, повышается удельная мощность устройств.

Совершим небольшой экскурс в теорию. Итак, существует два основных типа регуляторов напряжения: линейные и импульсные. Классический линейный регулятор – это устройство, стабилизирующее напряжение на нагрузке и не позволяющее добиться выходного напряжения, превышающего входное. Его классическая схема приведена на рисунке 1. Для большинства интегральных линейных регуляторов типовое внутреннее падение напряжения составляет порядка 2 В. Это означает, что для получения на выходе такого регулятора напряжения 5 В на его входе должно быть не менее 7 В. Следствием достаточно большого падения напряжения на элементах линейного регулятора является их низкий КПД. Существуют, однако, линейные регуляторы и с малым внутренним падением напряжения, на сегодняшний день составляющим примерно 0,05 В. Такие устройства получили название LDO-регуляторы (от Low Dropout – малое падение напряжения). К сожалению, LDO-регуляторы отличаются меньшей стабильностью характеристик выходного напряжения по сравнению с их аналогами с более высоким падением напряжения. Ещё одной серьёзной проблемой линейных регуляторов является высокая вероятность выхода из строя проходного транзистора. При коротком замыкании в нагрузке к цепи коллектор-эмиттер этого транзистора оказывается приложенным

полное напряжение питания регулятора, что может привести к выходу его из строя.

Современные импульсные регуляторы практически избавлены от перечисленных недостатков и поэтому получили широкое распространение. Рассмотрим вкратце принципы их работы.

В отличие от линейных регуляторов, чьи силовые элементы постоянно находятся в открытом состоянии, в импульсных силовой элемент работает в дискретном (ключевом) режиме. Таким образом, передача энергии от первичного источника в нагрузку происходит в виде пакетов импульсов. Свойство дросселей накапливать энергию в виде магнитных полей, а конденсаторов – в виде электрического заряда используется для сглаживания пульсаций выходного напряжения, обычно имеющего исходно форму прямоугольных импульсов.

Структурная схема импульсного преобразователя приведена на рисунке 2. Наиболее часто применяемый принцип работы – широтно-импульсная модуляция (в зарубежной литературе – Pulse Width Modulation, PWM). В импульсных регуляторах, построенных по данному принципу, выходное напряжение пропорционально скважности импульсов, задаваемой блоком PWM.

Одно из основных следствий работы в ключевом режиме – малое выделение энергии в виде тепла и, следовательно, потенциально высокий КПД подобных устройств. Габариты конструкции напрямую зависят от рабочей частоты инвертора. Чем она выше, тем меньшей индуктивности требуется дроссель и меньшей ёмкости – выходной конденсатор, а значит, эти наиболее громоздкие элементы будут компактнее.

Понижающие регуляторы преобразуют входное напряжение в более низкое регулируемое выходное. Упрощённая схема и диаграммы работы устройства приведены на рисунке 3. При закрытом силовом ключе S1 ток индуктора IL1 линейно

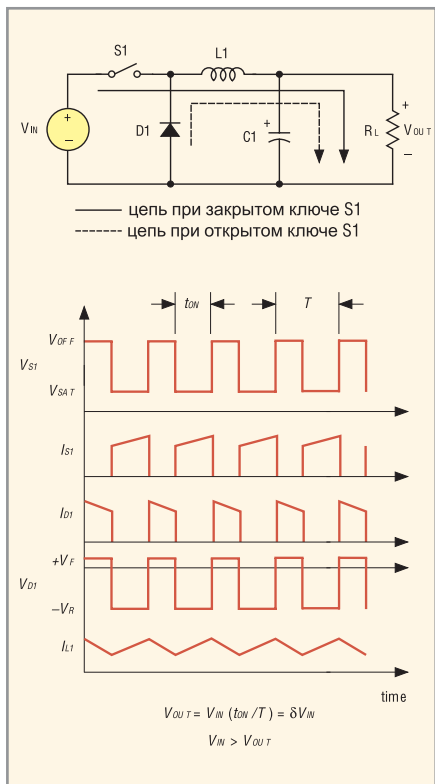


Рис. 3. Понижающий DC/DC-преобразователь преобразует входное напряжение в более низкое выходное

нарастает приблизительно в соответствии с законом:

$$\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L}$$

Ток индуктора течёт через нагрузку и выходной конденсатор C1. Когда напряжение на нём достигает порога регулирования блока PWM, ключ S1 разрывает цепь. При открытом ключе S1 ток в цепи нагрузки не прекращается, поскольку в работу вступает диод D1, предотвращающий разрыв цепи. Энергия, запасённая в индуктивности, «перекачивается» в нагрузку. Ток индуктора начинает линейно падать приблизительно в соответствии с законом:

$$\frac{V_{OUT}}{L}$$

Когда напряжение на конденсаторе C1 становится равным нижнему порогу регулирования блока PWM, ключ S1 закрывается и цикл повторяется.

ИС понижающего DC/DC-преобразователя MP1593

Теперь рассмотрим работу и схемотехнику типичного понижающе-

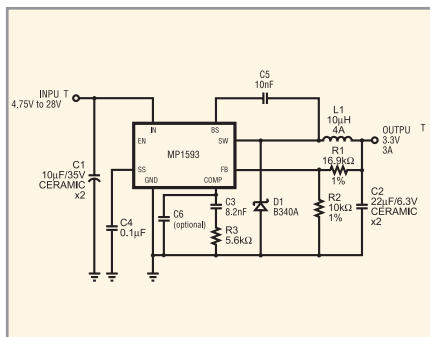


Рис. 4. Типовая схема подключения MP1593

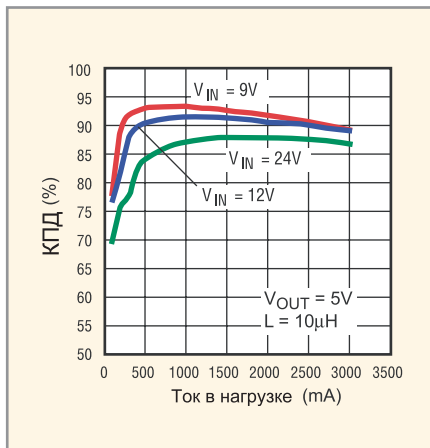


Рис. 5. Зависимость КПД от тока в нагрузке

го DC/DC-преобразователя MP1593 компании MPS. Это ИС понижающего преобразователя со встроенным выходным каскадом Power MOSFET. Она обеспечивает постоянный ток до 3 А и превосходные параметры стабильности напряжения на нагрузке в широком диапазоне питающих напряжений.

Стандартные области применения ИС:

- распределённые системы электропитания;
- батарейные зарядные устройства;
- плоскочелюстные мониторы и телевизоры;
- компьютерные игровые приставки;
- DVD-плееры.

Работа в режиме обратной связи по току обеспечивает быструю реакцию на управляющие воздействия и упрощает стабилизирующую цепь обратной связи.

Встроенные защитные механизмы ограничивают ток, отслеживая его в каждом цикле работы, а также защищают ИС от перегрева. Управляемый механизм «мягкого» запуска исключает броски тока в питающей цепи в момент включения MP1593. ИС имеет режим покоя (ждущий режим), в котором её по-

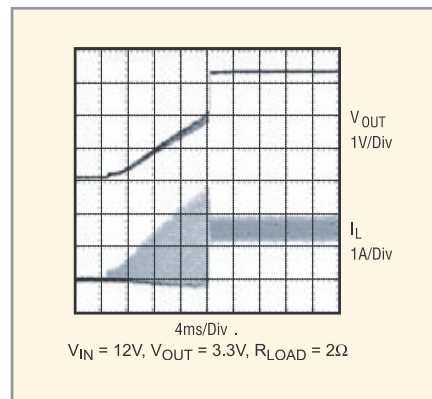


Рис. 6. Осциллограммы режима «мягкого» запуска

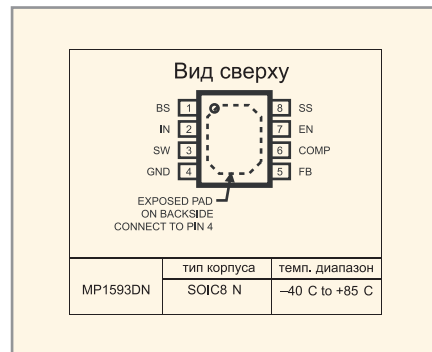


Рис. 7. Корпус и цоколёвка MP1593

ребление составляет порядка 20 мкА.

В стандартном включении с током в нагрузке до 3 А микросхема требует минимального количества внешних компонентов (см. рис. 4). Приведённые ниже расчёты и формулы ссылаются на этот рисунок. Из достоинств ИС можно отметить также её высокий КПД, достигающий 90% при максимальном токе в нагрузке (кривые зависимости КПД от напряжения питания и тока в нагрузке приведены на рисунке 5). Перечислим основные характеристики MP1593:

- выходной ток в нагрузке – до 3 А;
- управляемый режим «мягкого» запуска инвертора (см. рис. 6);
- встроенный выходной каскад Power MOSFET, сопротивление 100 мОм;
- подключение по схеме с керамическими выходными конденсаторами с малым эквивалентным последовательным сопротивлением;
- КПД – до 95%;
- низкое потребление (20 мкА) в ждущем режиме;
- фиксированная частота преобразования – 385 кГц;
- встроенная защита от перегрева;
- встроенная схема ограничения тока в нагрузке;

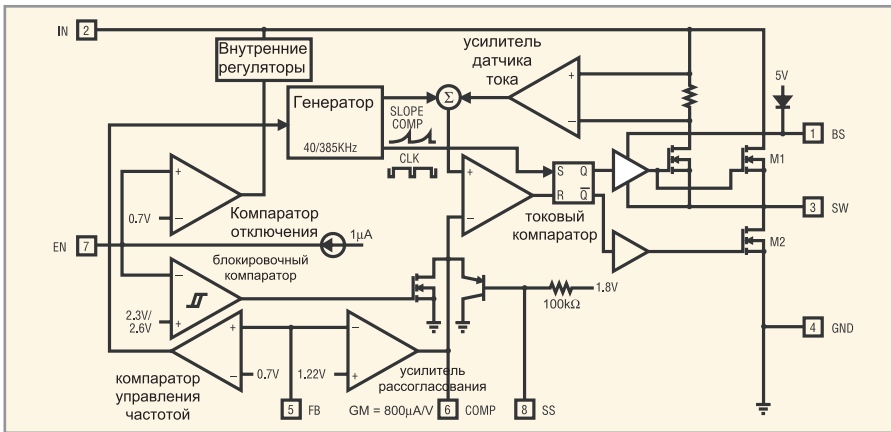


Рис. 8. Блочно-функциональная схема MP1593

- широкий диапазон питающих напряжений – 4,75...28 В;
 - регулировка выходного напряжения – от 1,22 В;
 - блокировка при понижении напряжения;
 - миниатюрный корпус – 8-pin SOIC (SOIC8N) (см. рис. 7);
 - промышленный диапазон рабочих температур от –40 до 85°C.
- Электрические характеристики ИС MP1593 приведены в таблице 1. В таб-

Таблица 1. Электрические характеристики MP1593

Параметр	Обозначение	Дополнительные условия	Мин.	Тип.	Макс.
Потребляемый ток в ждущем режиме, мкА		$V_{EN} = 0 \text{ В}$		20	30
Потребляемый ток в рабочем режиме, мА		$V_{EN} = 2,6 \text{ В}; V_{FB} = 1,4 \text{ В}$		1,0	1,2
Напряжение обратной связи, В	VFB	$4,75 \text{ В} \leq V_{IN} \leq 28 \text{ В}; V_{COMP} < 2 \text{ В}$	1,194	1,222	1,250
Коэффициент усиления по напряжению усилителя обратной связи, В/В	AEA			400	
Коэффициент усиления по току усилителя обратной связи, мкА/В	GEA	$4,75 \text{ В} \leq V_{IN} \leq 28 \text{ В}; V_{COMP} < 2 \text{ В}$	500	800	1120
Ток утечки на выходе, мкА		$V_{EN} = 0 \text{ В}; V_{SW} = 0 \text{ В}$		0	10
Предельный рабочий ток инвертора, А			3,3	4,7	6,5
Коэффициент передачи цепи обратной связи по току, А/В	GCS			6,2	
Рабочая частота инвертора, кГц	fOSC1		335	385	435
Частота инвертора в режиме КЗ, кГц	fOSC2	$V_{FB} = 0 \text{ В}$	25	45	60
Максимальный рабочий цикл, %	DMAX	$V_{FB} = 1,0 \text{ В}$		90	
Минимальный рабочий цикл, %	DMIN	$V_{FB} = 1,5 \text{ В}$			0
Время «мягкого» старта, мс		$C_{SS} = 0,1 \text{ мкФ}$		10	
Тепловая защита, °С				160	

Таблица 2. Функциональное назначение выводов MP1593

Вывод	Обозначение	Назначение
1	BS	Управление силовым MOSFET-каскадом ИС. Для включения подсоединить конденсатор ёмкостью 10 нФ или более между выводами SW и BS
2	IN	Вход высокого напряжения. Обеспечивает питание ИС и силовых ключей инвертора
3	SW	Выход инвертора
4	GND	Общий
5	FB	Вход обратной связи
6	COMP	Вход компенсации цепи обратной связи
7	EN	Логический вход включения/выключения ИС
8	SS	Вход управления режимом «мягкого» запуска. Присоединяемый конденсатор определяет длительность мягкого старта

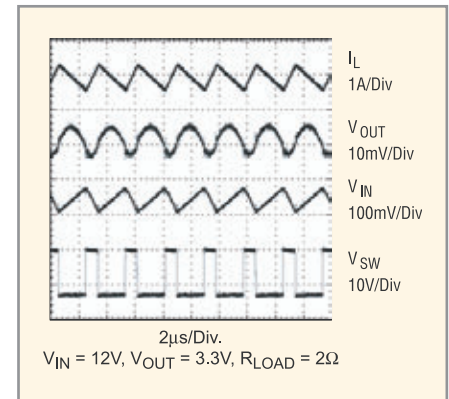


Рис. 9. Осциллограммы входных и выходных токов

лице 2 приведены функциональные назначения выводов ИС.

Для дальнейшего рассмотрения принципов функционирования MP1593 и подбора внешних компонентов приведём структурную схему этой ИС (см. рис. 8). В MP1593 используется токовый принцип регулирования выходного напряжения. Выходное напряжение подаётся на вход FB усилителя сигнала рассогласования через резистивный делитель напряжения. Выход усиленного сигнала рассогласования доступен на выводе COMP ИС. Подбором параметров RC-фильтра, подключаемого к этому выводу, можно задавать закон регулирования напряжения в нагрузке. В инверторе использованы силовые N-канальные MOSFET-ключи. Поскольку на их затвор необходимо подавать напряжение, превышающее напряжение питания, между выводами SW и BS данной ИС подключается конденсатор вольтодобавки. Он заряжается, когда на выводе SW присутствует низкий потенциал. Встроенный 10-омный ключ служит для управления процессом зарядки конденсатора.

Задание выходного напряжения

Выходное напряжение устанавливается выбором параметров цепочки обратной связи с резистивного делителя напряжения на вход FB (см. рис. 8). Напряжение, получаемое с делителя на входе FB, определяется по формуле:

$$V_{FB} = V_{OUT} \frac{R2}{R1 + R2} .$$

Выходное напряжение на нагрузке инвертора определяется по формуле:

$$V_{OUT} = 1,22 \times \frac{R1 + R2}{R2} .$$

Сопротивление резистора R2 – до 100 кОм включительно; типовое

Линейка DC/DC – преобразователей MPS

Гарантия надёжности систем питания



Оценочная плата понижающего DC/DC-преобразователя MPS EV1593DN-00A на базе ИС MP1593

ОСНОВНЫЕ ДОСТОИНСТВА

- Малые габариты
- Интегрированные силовые MOSFET-ключи
- Минимум дополнительных навесных элементов
- КПД до 95%
- Не требуют стабилизированного питания
- Встроенные системы защиты от перегрузки
- Низкая стоимость

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

	Маркировка	Диапазон напряжений питания (В)	Макс. рабочее напряжение (В)	Макс. рабочий ток (А)	Ток в спящем режиме (мкА)	Ток покоя (мкА)	Частота инвертора (МГц)	Тип корпуса
Повышающие	MP1522	2,7...25	28	0,45	3,0	650	Переменная	QFN6 SOT23-5
	MP1527	2,6...25	28	3,0	1,0	900	1,3	QFN16-4 TSSOP14
	MP1530	2,7...5,5	25	3,0	1,0	1300	1,4	QFN16-3 TSSOP16
	MP1541	2,5...6	25	1,5	1,0	700	1,3	TSOT23-5
Понижающие	MP1556	2,5...6,0	6	0,6	1,0	0,4	1700	TSOT23-5
	MP1567	2,6...6,0	6,5	1	1,0	1,2	800	QFN10 MSOP10
	MP1580	4,75...25,0	27	2	23	1,0	380	SOIC8
	MP1583	4,75...23,0	27	3	20	1,0	385	SOIC8E
	MP1591	6,5...32,0	36	2	20	1,0	300	SOIC8E
	MP1593	4,75...28,0	30	3	30	1,0	435	SOIC8N

Типовая схема включения

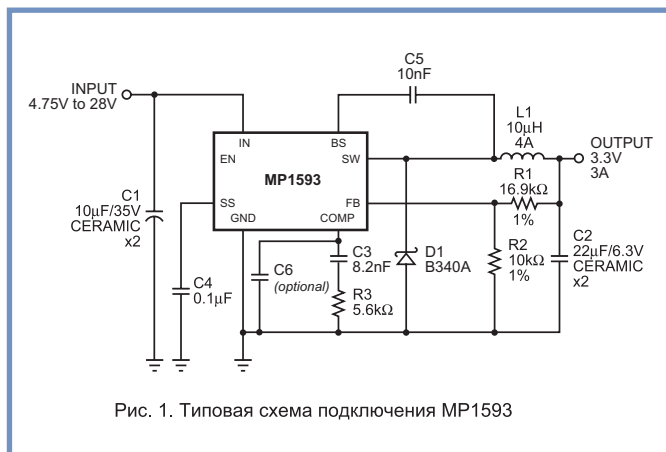


Рис. 1. Типовая схема подключения MP1593

Типовая схема включения драйвера CCFL-подсветки для портативных устройств MP1025

Области применения

- Портативные устройства с батарейным или аккумуляторным питанием
- Распределённые системы питания радиоэлектронной аппаратуры

Таблица 3. Выбор дросселя

Модель	Тип сердечника	Материал сердечника	Размеры, мм		
			Ш	Г	В
Sumida					
CR75	Открытый	Феррит	7,0	7,8	5,5
CDH74			7,3	8,0	5,2
CDRH5D28	Экранированный		5,5	5,7	5,5
CDRH6D28			6,7	6,7	3,0
CDRH104R			10,1	10,0	3,0
Toko					
D53LC Type A	Экранированный	Феррит	5,0	5,0	3,0
D75C			7,6	7,6	5,1
D104C			10,0	10,0	4,3
D10FL	Открытый		9,7	1,5	4,0
Coilcraft					
D03308	Открытый	Феррит	9,4	13,0	3,0
D03316			9,4	13,0	5,1

значение обычно равно 10 кОм. При таком номинале R2 получаем значение R1:

$$R1 = 8,18(V_{OUT} - 1,22) \text{ (кОм)}$$

Например, для того, чтобы получить на нагрузке напряжение 3,3 В, сопротивление R1 должно быть равно 10 кОм, а R2 – 17 кОм.

Выбор дросселя

Катушка индуктивности (дроссель) необходима для обеспечения постоянства тока в нагрузке при её импульсной коммутации. Увеличение индуктивности дросселя снижает величину пульсаций тока в нагрузке (см. рис. 9) и, соответственно, пульсации выходного напряжения на ней. Однако дроссели с большей индуктивностью имеют большие габариты, большее резистивное сопротивление и меньший обратный ток насыще-

ния. Компромиссные результаты достигаются при выборе значения амплитуды тока пульсаций в дросселе порядка 30% от максимально допустимого значения тока инвертора. Также надо убедиться, что пиковый ток в индуктивности ниже максимального значения тока в нагрузке. Индуктивность при этом рассчитывается по формуле:

$$L = \frac{V_{OUT}}{f_s \Delta I_L} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right),$$

где V_{OUT} – выходное напряжение, V_{IN} – входное напряжение, f_s – рабочая частота инвертора (385 кГц), ΔI_L – амплитудное значение тока пульсаций в индуктивности.

Выбираем дроссель, не входящий в насыщение при максимально допустимом токе пульсаций. Пиковое значение тока пульсаций рассчитываем по формуле:

$$I_{LP} = I_{LOAD} + \frac{V_{OUT}}{2f_s L} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right),$$

где I_{LOAD} – ток в нагрузке, V_{OUT} – выходное напряжение, V_{IN} – входное напряжение, f_s – рабочая частота инвертора (385 кГц).

В таблице 3 перечислены модели дросселей различных производителей, хорошо согласующиеся с MP1593.

Выбор диода

Диод обеспечивает протекание тока через индуктивность при за-

пертом выходном MOSFET-ключе. Для снижения потерь на диоде и устранения эффекта обратного восстановления рекомендуется использовать диод Шоттки. Выбираем диод с максимальным обратным напряжением не ниже максимального напряжения питания и допустимым током, большим максимального тока в нагрузке. В таблице 4 приведены примеры подходящих диодов различных производителей.

Выбор входного конденсатора

Характер потребления тока в данном преобразователе импульсный, следовательно, для снижения пульсаций требуется применение сглаживающего конденсатора. Лучшие результаты даёт использование конденсаторов с низким эквивалентным последовательным сопротивлением (ESR). Здесь предпочтительны керамические конденсаторы, однако можно применять и танталовые или электролитические с низким ESR. Поскольку входной конденсатор должен демпфировать токовые пульсации, приведём формулу для расчёта эффективного (среднеквадратичного) значения тока через него:

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

где I_{LOAD} – ток в нагрузке, V_{OUT} – выходное напряжение, V_{IN} – входное напряжение.

Наихудшая ситуация возникает при V_{IN} = 2V_{OUT}, при этом:

$$I_{CIN} = \frac{I_{LOAD}}{2}.$$

Для упрощения расчётов выбираем конденсатор с номинальным эффективным значением тока, большим половины максимального тока нагрузки I_{LOAD}. Если выбран электролитический или танталовый конденсатор, они должны быть конструктивно расположены как можно ближе к корпусу ИС. Напряжение пульсаций на входном конденсаторе может быть рассчитано по формуле:

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{f_s C_{IN}} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right),$$

где I_{LOAD} – ток в нагрузке, f_s – рабочая частота инвертора, C_{IN} – ёмкость входного конденсатора, V_{OUT} – выходное напряжение, V_{IN} – входное напряжение.

Таблица 4. Выбор диода

Тип диода	Напряжение/ток, В/А	Производитель
SK33	30/3	Diodes Inc.
SK34	40/3	
B330	30/3	
B340	40/3	
MBRS330	30/3	On Semiconductor
MBRS340	40/3	

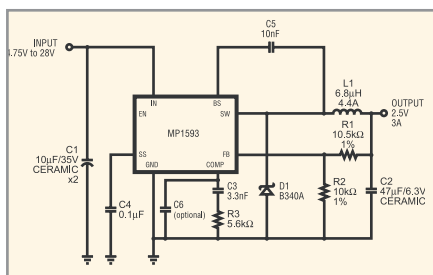


Рис. 10. Типовая схема включения с керамическим конденсатором

Выбор выходного конденсатора

Этот конденсатор требуется для сглаживания пульсаций выходного напряжения. Рекомендации по типам применяемых конденсаторов здесь те же, что и для входного конденсатора. Надо также стараться применять конденсаторы с возможно более низким ESR, поскольку они обеспечивают лучшую фильтрацию. Величина выходных пульсаций может быть рассчитана по формуле:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s L} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \left(R_{ESR} + \frac{1}{8 f_s C_O} \right),$$

где V_{OUT} – выходное напряжение, V_{IN} – входное напряжение, f_s – рабочая частота преобразователя (385 кГц), L – индуктивность дросселя, C_O – ёмкость выходного конденсатора, R_{ESR} – эквивалентное последовательное сопротивление выходного конденсатора.

Следует помнить, что характеристики выходного конденсатора влияют не только на величину пульсаций напряжения, но и на стабильность работы схемы регулирования.

Система обратной связи

В MP1593 используется режим обратной связи по току, что обеспечивает быструю реакцию на управляющие воздействия и упрощает стабилизирующую цепь обратной связи. За обратную связь отвечает вывод COMP этой ИС (см. рис. 8). RC-цепочка, подключенная к этому выводу, определяет характеристики всей системы управления. Коэффициент усиления по постоянному току в цепи обратной связи равен:

$$A_{VDC} = R_{LOAD} G_{CS} A_{VEA} \frac{V_{FB}}{V_{OUT}},$$

где V_{FB} – напряжение обратной связи (1,22 В), V_{OUT} – выходное напряжение, A_{VEA} – коэффициент усиления по напряжению (400 В/В), G_{CS} – коэффициент передачи по току (5,9 А/В),



Рис. 11. Оценочная плата EV1593DN-00A

R_{LOAD} – сопротивление нагрузочного резистора.

Система имеет две критические по частоте точки (см. рис. 4): одну – зависящую от компенсационного конденсатора (C3) и выходного резистора дифференциального усилителя, а другую – зависящую от выходного конденсатора и сопротивления нагрузки:

$$f_{p1} = \frac{G_{EA}}{2\pi C_3 A_{VEA}},$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_O R_{LOAD}},$$

где G_{EA} – коэффициент передачи дифференциального усилителя 800 мкА/В).

Система имеет критическую по частоте точку, зависящую от компенсационного конденсатора (C3) и компенсационного резистора (R3):

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi C_3 R_3}.$$

Может также присутствовать и другая критическая точка, наличие которой обусловлено большим значением ESR выходного конденсатора и/или его большой ёмкостью:

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi C_O R_{ESR}},$$

где C_O – ёмкость выходного конденсатора, R_{ESR} – его эквивалентное последовательное сопротивление.

В данном случае (см. рис. 10) подбором третьей точки, определяемой компенсационным конденсатором (C6) и компенсационным резистором (R3), следует добиться устранения эффекта ESR в цепи усиления обратной связи:

$$f_{p3} = \frac{1}{2\pi C_6 R_3}.$$

Целью всего расчёта цепочки компенсации является создание цепи обратной связи с требуемым ко-

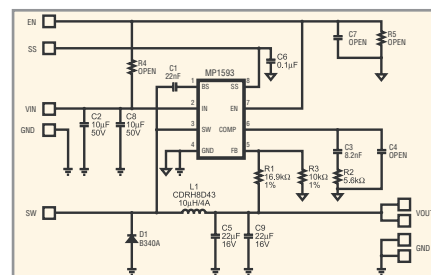


Рис. 12. Принципиальная схема оценочной платы EV1593DN-00A

эффициентом усиления. Важно знать частоту работы системы, на которой цепь обратной связи имеет единичный коэффициент усиления. Низкие переходные частоты обуславливают меньшую скорость реакции контура регулирования, в то время как высокие могут быть причиной нестабильности работы системы. Компромиссом будет установка частоты перехода, равной приблизительно одной десятой рабочей частоты инвертора. Для нашего случая частота инвертора равна 385 кГц, а частота перехода, соответственно, около 38 кГц. В таблице 5 приведены типовые номиналы элементов цепочки компенсации для некоторых выходных напряжений. Эти значения оптимизированы по скорости реакции и стабильности работы преобразователя.

Для оптимизации компонентов цепи компенсации для напряжений, не вошедших в эту таблицу, можно применить следующую методику:

Таблица 5. Типовые номиналы элементов цепи компенсации

V_{OUT} , В	L , мГн	C_O , мкФ	R_3 , кОм	C_3 , нФ	C_6 , нФ
1,8	4,7	100, керамический	5,6	3,3	–
2,5	4,7...6,8	47, керамический	3,9	5,6	–
3,3	6,8...10	22 × 2, керамический	5,6	8,2	–
5	10...15		7,5	10	–
12	15...22		10	3,3	–
1,8	4,7	100, SP-CAP	5,6		–
2,5	4,7...6,8	47, SP-CAP	4,7	5,6	–
3,3	6,8...10		6,8	10	–
5	10...15				–
2,5	4,7...6,8	560, Al, 30 мОм ESR	10	5,6	1,5
3,3	6,8...10			8,2	
5	10...15	470, Al, 30 мОм ESR	15	5,6	1
12	15...22	220, Al, 30 мОм ESR		4,7	0,39

Таблица 6. Спецификация элементов оценочной платы EV1593DN-00A

Количество	Обозначение	Описание	Корпус	Производитель
1	C1	Керамический конденсатор, 22 нФ, 50 В, X7R	0805	Любой
2	C2, C8	Керамический конденсатор, 10 мкФ, 50 В, Y5V	1210	Murata
1	C3	Керамический конденсатор, 8,2 нФ, 50 В, X7R	0603	Любой
0	C4, C7	Открыт		
2	C5, C9	Керамический конденсатор, 22 мкФ, 16 В, X5R	1210	Taiyo Yuden
1	C6	Керамический конденсатор, 0,1 мкФ, 50 В, X7R	0805	Любой
1	L1	Дроссель, 10 мГн, 4 А		Sumida
0	D1	Диод Шоттки, 40 В, 3 А	SMA	Diodes Inc.
1	U1	28 В, 3 В, DC/DC-преобразователь	SOIC8	MPS
1	R1	Резистор, 16,9 кОм, 1%	0603	Любой
1	R2	Резистор, 5,6 кОм, 5%	0603	Любой
1	R3	Резистор, 10 кОм, 1%	0603	Любой
0	R4	Открыт		
0	R5	Открыт		

1. Выбираем компенсационный резистор (R3), обеспечивающий требуемую частоту перехода. Величину сопротивления этого резистора вычисляем по формуле:

$$R3 = \frac{2\pi C_O f_C V_{OUT}}{G_{EA} G_{CS} V_{FB}}$$

где V_{FB} – напряжение обратной связи (1,22 В), V_{OUT} – выходное напряжение, G_{EA} – коэффициент передачи дифференциального усилителя (800 мкА/В), G_{CS} – коэффициент передачи по току (5,9 А/В), C_O – ёмкость выходного конденсатора, f_C – требуемая частота перехода (обычно не более 38 кГц).

2. Выбираем компенсационный конденсатор (C3) для регулировки фазового сдвига. Для схем с типовыми индуктивностями (см. табл. 3) установка критической точки f_{z1} ниже частоты перехода приводит к существенному фазовому сдвигу. Номинал C3 определяем в соответствии с условием:

$$C3 > \frac{4}{2\pi R3 f_C}$$

где $R3$ – сопротивление компенсационного резистора, f_C – требуемая частота перехода (обычно не более 38 кГц).

3. Определяем необходимость во втором компенсационном конденсаторе (C6). Он требуется, ес-

ли нулевая точка частоты ESR (f_{ESR}) выходного конденсатора расположена на менее чем половинной частоте преобразователя (385 кГц):

$$\frac{1}{2\pi C_O R_{ESR}} < \frac{f_s}{2}$$

где C_O – ёмкость выходного конденсатора, R_{ESR} – его эквивалентное последовательное сопротивление, f_s – рабочая частота преобразователя (385 кГц).

Ёмкость конденсатора C6 влияет на установку частоты f_{p3} в районе нуля ESR. Значение ёмкости C6 вычисляем по формуле:

$$C6 = \frac{C_O R_{ESR}}{R3}$$

где C_O – ёмкость выходного конденсатора, R_{ESR} – эквивалентное последовательное сопротивление выходного конденсатора, $R3$ – сопротивление компенсационного резистора.

ПРИМЕР ПРАКТИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ

В заключение кратко рассмотрим пример практической реализации источника питания на базе ИС MP1593. На рисунке 11 приводится фотография оценочной платы, являющейся практически законченным решением для различной портативной аппаратуры. Параметры рассматриваемого источника:

- выходной ток – 0...3 А;
- выходное напряжение – 3,3 В;
- напряжение питания – 4,75...28 В.

Принципиальная схема оценочной платы блока питания приведена на рисунке 12, а спецификации элементов – в таблице 6. В таблице 5 приведены рассчитанные номиналы элементов этой схемы для значительного выходного напряжения, отличных от 3,3 В. Номиналы элементов компенсационной цепи R2 и C3 рассчитаны для указанного на схеме значения ёмкости выходного конденсатора.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

DC/DC-преобразователи компании MPS, помимо своей компактности и надёжности, выгодно отличаются от аналогов других производителей меньшей требовательностью к стабильности напряжения питания, а также невысокой ценой. Последнее обстоятельство делает их весьма привлекательными для применения в массовом производстве.

Заказать демонстрационную плату (EV1593DN-00A), а также получить любые консультации разработчики могут в компании ПРОСОФТ.

Немного о компании MPS

Многие традиционные производители аналоговых ИС испытывают сложности при попытках интегрировать силовые компоненты и управляющую логику в единый чип. В результате нетехнологичного изготовления подобных систем получаются либо недопустимо крупногабаритные решения, либо не удаётся избежать значительных потерь мощности в кристалле и, как следствие, перегрева микросхем. Однако MPS успешно разрешила эти проблемы. Это достигается благодаря интеграции в рамках стандартного CMOS-производства сигнальных BiCMOS-транзисторов с высокоэффективными силовыми DMOS-транзисторами (Dual-channel MOSFET) по технологии, являющейся ноу-хау компании. MPS – идеальный пример инновационной компании, производящей продукцию на заводах контрактных производителей и при этом владеющей собственными уникальными технологиями производства.



Новости российских дистрибьюторов

Специальное предложение компании ALTERA

Компания Altera предлагает приобрести средства разработки для самых современных решений по специальным, существенно более низким ценам!

Если вам интересны

- MAX II Development Kit,
- NIOS II Evaluation Kit, Cyclone Edition,
- NIOS II Evaluation Kit, Cyclone II Edition,
- DSP Development Kit, Cyclone II Edition,
- PCI Development Kit, Cyclone II Edition,
- Лицензия NIOS II (IP-NIOS),

то спешите до 02.09.05 зарегистрироваться на сайте www.altera.com/lowcost и указать JSC Gamma в качестве предпочтительного дистрибьютора. В этом случае цены вас приятно порадуют. Лицензию NIOS II вы сможете приобрести в пять раз дешевле!

www.gamma.vyborg.ru

Передача данных по сетям GSM становится ещё более доступной



Компания ПРОСОФТ снизила цены на предоставляемые ею промышленные GSM-модемы TC35i Terminal и MC35i Terminal фирмы Siemens. Ещё более доступным становится использование сотовых сетей стандарта GSM для передачи данных в системах удалённого контроля состояния различных объектов промышленности, транспорта, жилищно-коммунального хозяйства и др.

Каталог источников питания Nemic-Lambda на CD-ROM

Компания ПРОСОФТ выпустила каталог изделий энергетической электроники фирмы Nemic-Lambda 2005 г. на CD-ROM. Компакт-диск имеет удобную структуру, облегчающую подбор необходимого изделия из многообразной номенклатуры: преобразователи AC/DC, DC/DC-преобразователи, программируемые источники электропита-

ния для применений в промышленности, помехоподавляющие фильтры.

<http://www.prosoft.ru/news2005>

Идеальный источник питания для телекоммуникационной аппаратуры

Представляем новую совместную разработку компаний ПРОСОФТ и ФАКТВЕЛ – линейку универсальных безвентиляторных источников питания формата 6U для телекоммуникационного оборудования и промышленной автоматики. Источники имеют мощность до 1500 Вт и КПД свыше 90%. Отсутствие механических движущихся частей и встроенные функции UPS делают их идеальными для построения систем повышенной надёжности.

Компания Fastwel анонсировала начало производства новой линейки источников электропитания

Новая линейка источников электропитания предназначена для телекоммуникационной аппаратуры и систем промышленной автоматики. Источники электропитания серии Fastwel-MPS-xx/xx с резонансным преобразованием, синхронным выпрямлением и функцией UPS предназначены для использования в высоконадёжных системах промышленной автоматики и телекоммуникационной аппаратуре. Их отличают высокие удельная мощность и эффективность, естественное охлаждение без применения вентилятора, низкий уровень электромагнитных помех и широкая номенклатура дополнительных опций, позволяющих удовлетворить требования потребителя. Выход ИВЭП электрически изолирован от корпуса (земли), что позволяет использовать его для получения напряжения любой полярности.

ИВЭП выпускаются в двух исполнениях: в стандартном корпусе 6U-12HP для установки в шкафы серии «Евромеханика» (суффикс С) и в бескорпусном исполнении для крепления на теплоотводящем шасси. Линейка включает в себя ИВЭП с выходными напряжениями от 10 до 72 В на токи от 20 до 60 А. Устройства обеспечивают КПД не менее 90%, коэффициент мощности до 0,99, относительный уровень пульсаций не более 0,1%. Имеются варианты со встроенным светодиодным дисплеем для индикации напряжения, тока и температуры, зарядным устройством и контроллером аккумуляторной батареи при использовании его в режиме бесперебойного питания.

Микросхема высокоэффективного понижающего преобразователя с непрерывным током нагрузки до 8 А

Компания Linear Technology начала выпуск микросхемы мощного высокоэффективного понижающего преобразователя LTC3418. Уникальное достоинство ИС – наличие встроенного мощного двухтактного каскада, обеспечивающего непрерывный ток нагрузки до 8 А. Сопротивление встроенных MOSFET в открытом состоянии – около 30 мОм, что обеспечивает типовой КПД преобразователя до 95%. ИС оптимизирована для работы с входным напряжением в диапазоне 2,25...5,5 В и обеспечивает регулируемое стабилизированное выходное напряжение 0,8...5,0 В в ШИМ-режиме с постоянной частотой повторения и ОС по току.

Микросхема имеет встроенный синхронный выпрямитель с малыми потерями, что позволяет отказаться от внешнего диода Шоттки. Количество необходимых внешних компонентов минимально, поэтому на основе LTC3418 можно разрабатывать компактные высокоэффективные источники электропитания. Встроенный ИОН 0,8 В обеспечивает точность не ниже 1%, а широкая полоса и схема компенсации OPTI-LOOP усилителя сигнала ошибки позволяют получить высокую стабильность выходного напряжения и скорость реакции в широком диапазоне изменения входного напряжения, тока нагрузки и ёмкости выходного конденсатора.

Частота преобразования устанавливается внешним резистором в пределах 300...4000 кГц и может синхронизироваться от внешнего источника, что необходимо для устройств, чувствительных к шумам по цепям питания. ИС имеет встроенный монитор качества выходного напряжения, тепловую защиту и может работать в режиме с малым падением напряжения, обеспечивая длительность рабочего цикла до 100%. Собственный ток потребления микросхемы не превышает 380 мкА, что особенно важно при использовании её в аппаратуре с автономным питанием.

Области применения микросхемы – сверхминиатюрные источники электропитания ядер микропроцессоров, ЦСП, ПЛИС, микросхем памяти, формирование стандартных рядов напряжений 2,5; 2,7; 3,3 и 5 В, автомобильная электроника, системы распределённого питания, портативные компьютеры.

www.prochip.ru, тел. (095) 234-0636