

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Напряжение питания (низкоимпедансный источник)	30 В
Напряжение питания ($I_{CC} < 30$ мА)	Самоограничение
Выходной ток	± 1 А
Выходная энергия (емкостная нагрузка)	5 мкДж
Аналоговые входы (выводы [2], [3])	-0.3...+6.3 В
Выходной втекающий ток усилителя сигнала ошибки	10 мА
Мощность рассеивания при $T_A \leq 25^\circ\text{C}$ (DIP-8)	1 Вт
Мощность рассеивания при $T_A \leq 25^\circ\text{C}$ (SOIC-14)	725 мВт
Диапазон температур хранения	-65...+150°C
Температура выводов (пайка 10 с)	300°C

Примечание:

Все значения напряжений приведены относительно потенциала заземления, вывод [5]. Втекающие через выводы токи положительны.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

При $T_A = -55...+125^\circ\text{C}$ для UC184x; $T_A = -40...+85^\circ\text{C}$ для UC284x; $T_A = 0...+70^\circ\text{C}$ для UC384x; $V_{CC} = 15$ В (Прим. 4); $R_T = 10$ кОм; $C_T = 3.3$ нФ; $T_A = T_J$, если не указано иначе

Параметр	Условия	UC184x/284x			UC384x			Единица измерения
		не менее	типичное	не более	не менее	типичное	не более	
ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ								
Выходное напряжение	$T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 1$ мА	4.95	5.00	5.05	4.90	5.00	5.10	В
Нестабильность по напряжению	$12 \leq V_{IN} \leq 25$ В	—	6	20	—	6	20	мВ
Нестабильность по току нагрузки	$1 \leq I_O \leq 20$ мА	—	6	25	—	6	25	мВ
Температурная нестабильность	Прим. 1, Прим. 6	—	0.2	0.4	—	0.2	0.4	мВ/°C
Суммарное предельное отклонение выходного напряжения	С учетом отклонений входного напряжения, тока нагрузки и температуры (Прим. 1)	4.9	—	5.1	4.82	—	5.18	В
Выходное напряжение шумов	$10 \text{ Гц} \leq f \leq 10 \text{ кГц}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$, (Прим. 1)	—	50	—	—	50	—	мкВ
Долговременная стабильность	$T_A = +125^\circ\text{C}$, за 1000 ч (Прим. 1)	—	5	25	—	5	25	мВ
Выходной ток при КЗ		-30	-100	-180	-30	-100	-180	мА
ГЕНЕРАТОР								
Исходная точность	$T_J = +25^\circ\text{C}$, (Прим. 5)	47	52	57	47	52	57	кГц
Стабильность напряжения	$12 \leq V_{CC} \leq 25$ В	—	0.2	1	—	0.2	1	%
Температурная нестабильность	$T(\text{min}) \leq T_A \leq T(\text{max})$, (Прим. 1)	—	5	—	—	5	—	%
Амплитуда	V_{PIN4} (Прим. 1)	—	1.7	—	—	1.7	—	В
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ								
Входное напряжение	$V_{PIN1} = 2.5$ В	2.45	2.50	2.55	2.42	2.50	2.58	В
Входной ток		—	-0.3	-1	—	-0.3	-2	мкА
Коэффициент усиления по напряжению	$2 \leq V_O \leq 4$ В	65	90	—	65	90	—	дБ
Частота единичного усиления	$T_J = +25^\circ\text{C}$, (Прим. 1)	0.7	1	—	0.7	1	—	МГц
Коэффициент ослабления пульсаций напряжения питания (PSRR)	$12 \leq V_{CC} \leq 25$ В	60	70	—	60	70	—	дБ
Втекающий выходной ток	$V_{PIN2} = 2.7$ В, $V_{PIN1} = 1.1$ В	2	6	—	2	6	—	мА
Вытекающий выходной ток	$V_{PIN2} = 2.3$ В, $V_{PIN1} = 5$ В	-0.5	-0.8	—	-0.5	-0.8	—	мА
ВЫСОКИЙ логический уровень выходного напряжения V_{OUT}	$V_{PIN2} = 2.3$ В, $R_L = 15$ кОм относительно земли	5	6	—	5	6	—	В
НИЗКИЙ логический уровень выходного напряжения V_{OUT}	$V_{PIN2} = 2.7$ В, $R_L = 15$ кОм относительно вывода [8]	—	0.7	1.1	—	0.7	1.1	В
КОМПАРАТОР КОНТРОЛЯ ТОКА								
Коэффициент усиления	Прим. 2, Прим. 3	2.85	3	3.15	2.85	3	3.15	В/В
Максимальный входной сигнал	$V_{PIN1} = 5$ В (Прим. 2)	0.9	1	1.1	0.9	1	1.1	В
Коэффициент ослабления пульсаций напряжения питания	$12 \leq V_{CC} \leq 25$ В (Прим. 1, Прим. 2)	—	70	—	—	70	—	дБ
Входной ток		—	-2	-10	—	-2	-10	мкА
Задержка выходного сигнала	$V_{PIN3} = 0...2$ В (Прим. 1)	—	150	300	—	150	300	нс

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ (Продолжение)

Параметр	Условия	UC184x/284x			UC384x			Единица измерения
		не менее	типовое	не более	не менее	типовое	не более	
ВЫХОДНОЙ КАСКАД								
НИЗКИЙ логический уровень выходного напряжения	$I_{SINK} = 20 \text{ mA}$	—	0.1	0.4	—	0.1	0.4	В
	$I_{SINK} = 200 \text{ mA}$	—	1.5	2.2	—	1.5	2.2	В
ВЫСОКИЙ логический уровень выходного напряжения	$I_{SOURCE} = 20 \text{ mA}$	13	13.5	—	13	13.5	—	В
	$I_{SOURCE} = 200 \text{ mA}$	12	13.5	—	12	13.5	—	В
Время нарастания	$T_J = +25^\circ\text{C}$, $C_L = 1 \text{ нФ}$, (Прим. 1)	—	50	150	—	50	150	нс
Время спада	$T_J = +25^\circ\text{C}$, $C_L = 1 \text{ нФ}$, (Прим. 1)	—	50	150	—	50	150	нс
БЛОК ОТКЛЮЧЕНИЯ ПРИ Понижении ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ								
Пороговый уровень запуска	UCx842/4	15	16	17	14.5	16	17.5	В
	UCx843/5	7.8	8.4	9.0	7.8	8.4	9.0	В
Минимальный уровень рабочего напряжения после включения	UCx842/4	9	10	11	8.5	10	11.5	В
	UCx843/5	7.0	7.6	8.2	7.0	7.6	8.2	В
ШИМ-КОМПАРАТОР								
Максимальное значение рабочего цикла	UCx842/3	95	97	100	95	97	100	%
	UCx844/5	46	48	50	47	48	50	%
Минимальное значение рабочего цикла		—	—	0	—	—	0	%
ВЕСЬ ПРИБОР								
Пусковой ток	Прим. 7	—	0.5	1	—	0.5 (0.3)	1 (0.5)	мА
Рабочий ток от источника питания	$V_{PIN2} = V_{PIN3} = 0 \text{ В}$	—	11	17	—	11	17	мА
Напряжение V_{CC} туннельного пробоя $p-n$ -перехода	$I_{CC} = 25 \text{ mA}$	30	34	—	30	34	—	В

Примечания:

- Несмотря на гарантированность значений этих характеристик, их индивидуальные контрольные измерения после изготовления микросхемы не проводятся.
- Измерение проводится для зафиксированных значений сигнала при $V_{PIN2} = 0$.
- Коэффициент усиления вычисляется следующим образом:

$$A_v = \frac{(\Delta V_{PIN1})}{(\Delta V_{PIN3})}, \text{ при } 0 \leq V_{PIN3} \leq 0.8 \text{ В.}$$

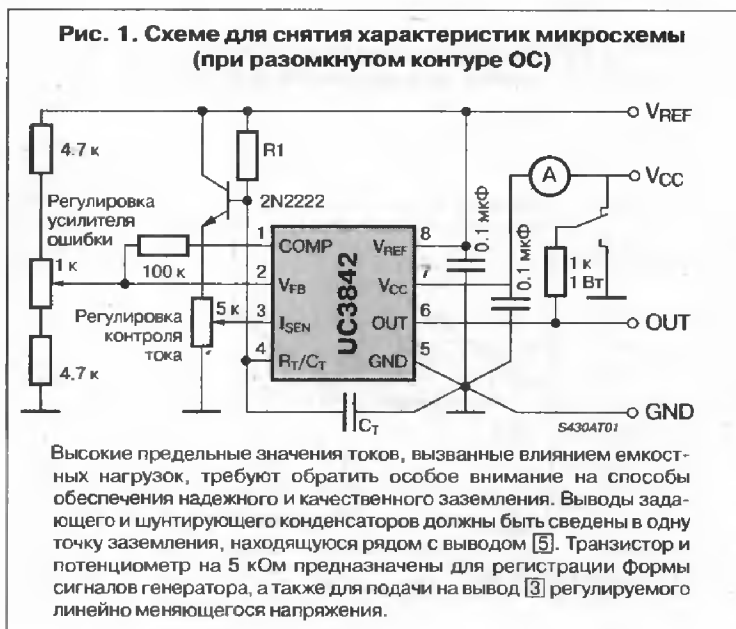
- Напряжение V_{CC} предварительно устанавливается выше порога запуска и только затем настраивается на 15 В.
- Выходная частота равна частоте генератора для UC1842 и UC1843.
Выходная частота равна половине частоты генератора для UC1844 и UC1845.
- Температурная нестабильность, которая иногда называется средним ТК, определяется по формуле:

$$\text{Температурная нестабильность} = \frac{V_{REF}(\text{max}) - V_{REF}(\text{min})}{T_J(\text{max}) - T_J(\text{min})},$$

где:

$V_{REF}(\text{max})$ и $V_{REF}(\text{min})$ – максимальное и минимальное значения опорного напряжения, замеренные в соответствующем температурном диапазоне. Следует отметить, что предельное значение напряжения не всегда имеет место при предельном значении температуры.

- В скобках приведены значения для UC3842A.



ТИПОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 2. Зависимость напряжения питания от тока потребления

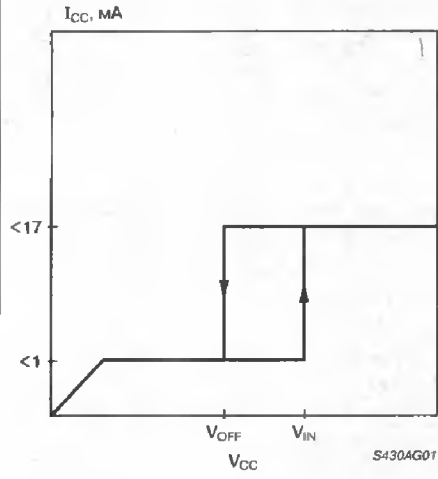


Рис. 3. Зависимость "мертвого" времени от емкости C_T ($R_T > 5$ кОм)

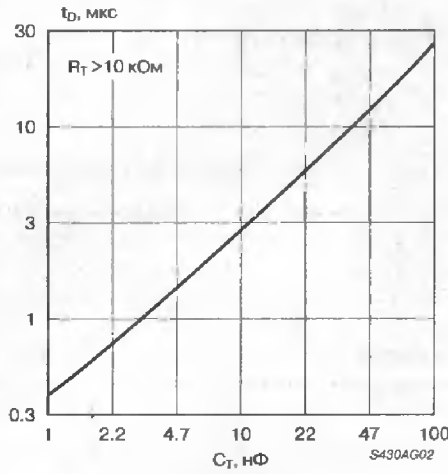


Рис. 4. Зависимость комбинации R_T/C_T от частоты

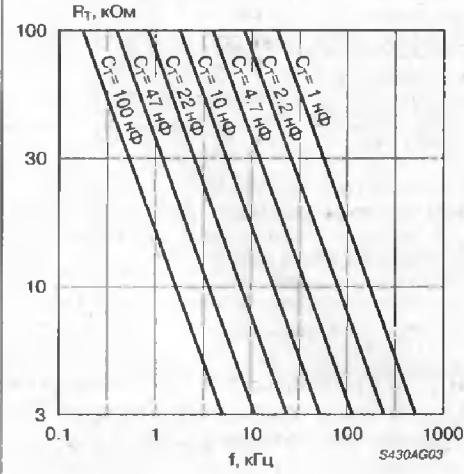


Рис. 5. Зависимость напряжения насыщения выходного каскада от выходного тока

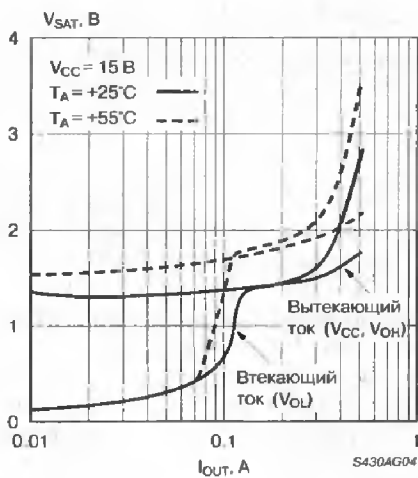


Рис. 6. Частотная характеристика усилителя ошибки при разомкнутой петле ОС

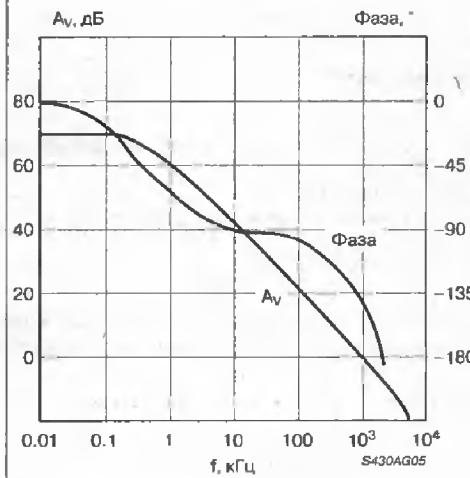


Рис. 7. Осциллограмма синхроимпульсов на выводах C_T ведущей и ведомой схем (См. Рис. 27)

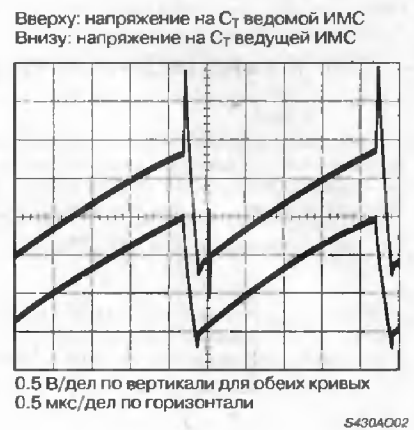
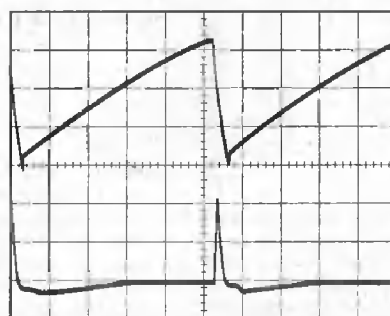


Рис. 8. Осциллограмма сигналов схемы на Рис. 27 при частоте 500 кГц

Вверху: напряжение на входе схемы
Внизу: выходное напряжение на сопр. 24 Ома



0.5 В/дел по вертикали для обеих кривых
0.5 мкс/дел по горизонтали

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

СХЕМА ОТКЛЮЧЕНИЯ ПРИ ПОНИЖЕНИИ ВХОДНОГО НАПЯЖЕНИЯ

Схема отключения при понижении входного напряжения или UVLO-схема (по-английски отключение при понижении напряжения — Under-Voltage LockOut сокращенно UVLO) гарантирует, что напряжение V_{CC} равно напряжению, делающему микросхему UC384x полностью работоспособной для включения выходного каскада. На **Рис. 9** показано, что UVLO-схема имеет пороговые напряжения включения и выключения, значения которых равны 16 и 10 В, соответственно. Гистерезис, равный 6 В, предотвращает беспорядочные включения и выключения напряжения во время подачи питания. На **Рис. 2** показана зависимость напряжения питания от тока питания. Для эффективного питания конвертера достаточно тока запуска в 1 мА, протекающего от сетевого выпрямителя, что иллюстрируется на **Рис. 10**. Во время нормальной работы схемы напряжение питания V_{CC} снимается с вспомогательной обмотки W_{AUX} с помощью диода D1 и конденсатора C_{IN} . При запуске, однако, C_{IN} должен быть заряжен до 16 В через резистор R_{IN} . При токе запуска в 1 мА, величина сопротивления R_{IN} может быть больше 100 кОм и этого будет достаточно для заряда емкости C_{IN} при $V(AC) = 90$ В (rms) (низкое напряжение сети). Мощность, рассеиваемая на резисторе R_{IN} , будет меньше чем 350 мВт даже при $V(AC) = 130$ В (rms) (высокое напряжение сети). При понижении входного напряжения выходной формирователь удерживает выход в низком состоянии. Это не совсем то низкое состояние, которое получается при нормальной работе, но и при нем может легко обеспечиваться втекающий ток 1 мА, достаточный для удержания МОП-транзистора в закрытом состоянии.

Рис. 9. Схема отключения при понижении входного напряжения

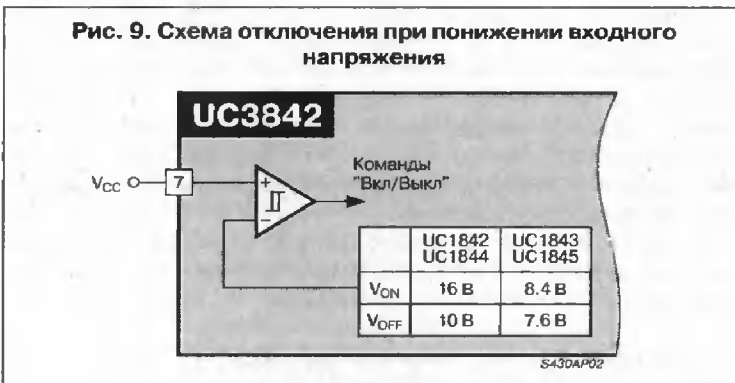
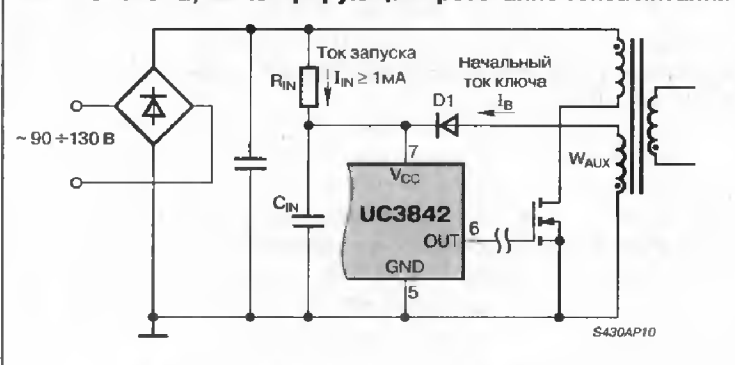


Рис. 10. Схема, иллюстрирующая протекание токов питания

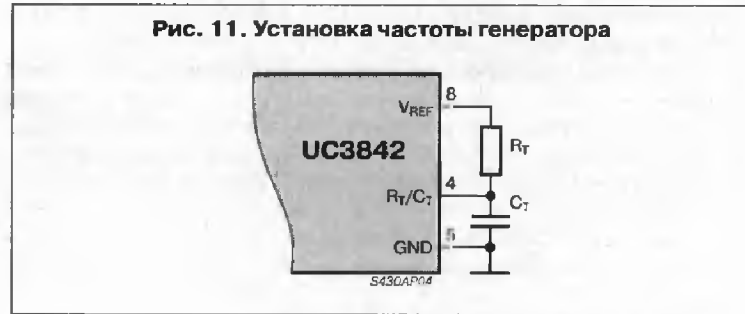


ГЕНЕРАТОР

Установка параметров генератора показана на **Рис. 11**. Частотозадающий конденсатор C_T заряжается от V_{REF} (5 В) через частотозадающий резистор R_T , а разряжается внутренним источником тока.

Первым шагом при выборе компонентов генератора надо определить требуемую величину "мертвого" времени. На **Рис. 3**

Рис. 11. Установка частоты генератора



показана зависимость "мертвого" времени от близких к стандартным значениям емкости C_T . Следующим шагом, с помощью интерполирования, получают соответствующее значение R_T , используя в качестве параметров частоту генератора и емкость C_T . На **Рис. 4** показана зависимость комбинации R_T/C_T от частоты генератора. Величина частотозадающего резистора может быть рассчитана по следующей формуле:

$$f_{OSC} = \frac{1.72}{R_T [\text{кОм}] \times C_T [\text{мкФ}]}$$

Микросхемы UC3844 и UC3845 имеют встроенный счетный триггер, который служит для получения максимального рабочего цикла генератора, равного 50%. Поэтому генераторы этих микросхем нужно установить на частоту переключения вдвое выше желаемой. Генераторы микросхем UC3842 и UC3843 устанавливаются на желаемую частоту переключения. Максимальная рабочая частота генераторов семейства UC3842/3/4/5 может достигать 500 кГц.

МАКСИМАЛЬНЫЙ РАБОЧИЙ ЦИКЛ

Микросхемы UC3842 и UC3843 имеют максимальную величину рабочего цикла, равную приблизительно 100%, а максимальная величина рабочего цикла микросхем UC3844 и UC3845 ограничена 50% с помощью встроенного счетного триггера. Эти значения рабочих циклов удобны для большинства обратноходовых и прямоходовых преобразователей. В оптимальном случае "мертвое" время не должно превышать 15% периода тактовой частоты генератора.

Во время разряда конденсатора или в "мертвое" время внутренний сигнал тактовой частоты переводит выход в низкое состояние. Это ограничивает максимальный рабочий цикл $Dc(max)$:

$$Dc(max) = 1 - \frac{t_{DEAD}}{t_{PERIOD}} \quad \text{для UC3842/3,}$$

$$Dc(max) = 1 - \frac{t_{DEAD}}{2 \times t_{PERIOD}} \quad \text{для UC3844/5,}$$

$$\text{где } t_{PERIOD} = \frac{1}{f_{OSC}}.$$

СЧИТЫВАНИЕ И ОГРАНИЧЕНИЕ ТОКА

На **Рис. 12** показана схема считывания тока для UC3842. Преобразование ток-напряжение выполнено на внешнем резисторе R_S , связанном с землей. При нормальной работе пиковое напряжение на резисторе R_S преобразуется усилителем ошибки согласно следующему уравнению:

$$I_P = \frac{V_C - 1.4 [\text{В}]}{3 R_S},$$

где V_C — это управляющее напряжение, равное выходному напряжению усилителя ошибки E/A.

Резистор R_S может быть связан со схемой питания непосредственно или через трансформатор тока, как показано на **Рис. 13**. Хотя непосредственная связь более проста, трансформаторная может уменьшить мощность, рассеиваемую на R_S , уменьшить ошибки, вызванные током базы, и обеспечить сдвиг уровня, чтобы устранить ограничения считывания тока со связанного с землей резистора. Отношение между V_C и пиковым током в мощном каскаде выглядит следующим образом:

$$I_{PEAK} = N \left(\frac{V_{RS\ PEAK}}{R_S} \right) = \frac{N}{3 R_S} (V_C - 1.4\text{ В}),$$

где:

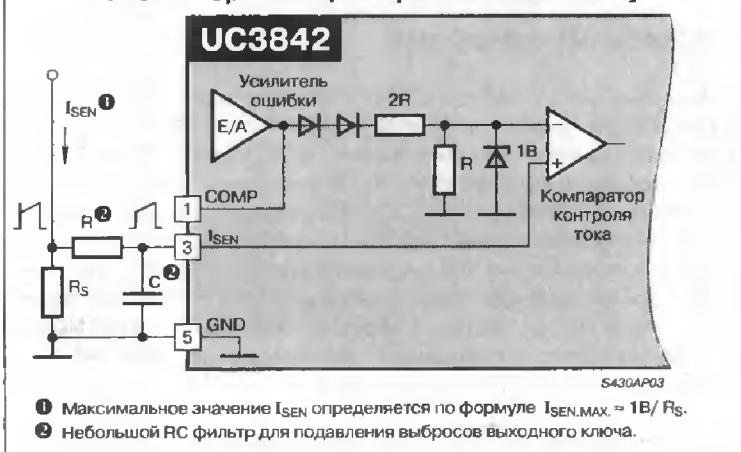
N = коэффициент трансформации трансформатора тока
 $N = 1$, когда трансформатор не используется.

Для анализа в режиме малого сигнала, усиление токоувствительной схемы равно:

$$\frac{I_{PEAK}}{V_C} = \frac{N}{3 R_S}$$

При включении трансформатора тока последовательно с мощным транзистором, как показано на **Рис. 13**, импульс тока будет иметь большой выброс на переднем крае, обусловленный конечным временем восстановления диодов выпрямителя и/или межобмоточной емкостью в трансформаторе питания. Если этот переходный процесс не подавить, он может преждевременно оборвать импульс на выходе микросхемы. Как и видно из рисунка, это подавление обычно выполняется с помощью простого RC-фильтра. Постоянная времени RC-фильтра должна быть приблизительно равна продолжительности выброса тока (обычно несколько сотен наносекунд).

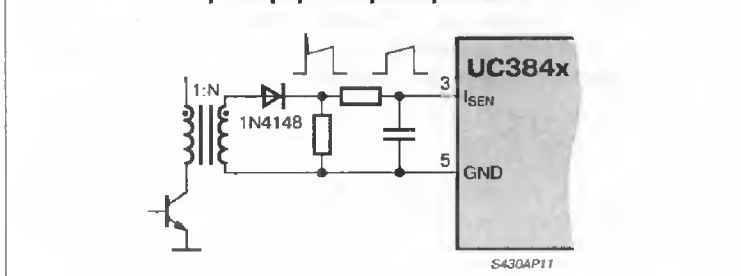
Рис. 12. Организация обратной связи по току



Инвертирующий вход токоувствительного компаратора UC3842 внутренне смещен на 1 В (См. **Рис. 12**). Ограничение тока происходит, если напряжение на выводе [3] достигает этого порогового значения, то есть предел тока определяется:

$$I(max) = \frac{N \times 1\text{ [В]}}{R_S}$$

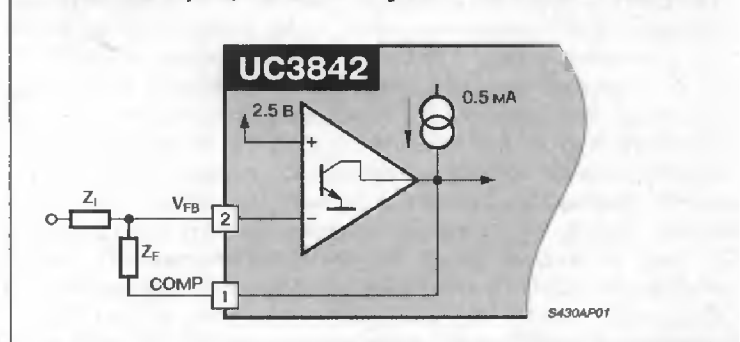
Рис. 13. Организация обратной связи по току с трансформаторной рвзвязкой



УСИЛИТЕЛЬ СИГНАЛА ОШИБКИ

Упрощенная схема усилителя сигнала ошибки (E/A) показана на **Рис. 14**. Неинвертирующий вход усилителя сигнала ошибки не имеет отдельного вывода и внутренне смещен на 2.5 В ±2%. Выход усилителя сигнала ошибки соединен с выводом [1] для подключения внешней компенсирующей цепи, позволяя пользователю управлять частотной характеристикой замкнутой петли обратной связи конвертера.

Рис. 14. Упрощенная схема усилителя сигнала ошибки



На **Рис. 15** показана схема компенсирующей цепи, подходящая для стабилизации любой схемы преобразователя с дополнительной обратной связью по току, кроме обратных и повышающих конвертеров, работающих с током катушки индуктивности. Эти компоненты обратной связи добавляют полюс передаточной функции петли при $f_p = 1/(2\pi R_F C_F)$. Значения R_F и C_F выбраны так, чтобы этот полюс заменил нуль, обусловленный эквивалентным последовательным сопротивлением конденсатора выходного фильтра в схеме питания. Резисторы R_1 и R_F устанавливают усиление на низкой частоте. Они выбраны, чтобы обеспечить максимальное усиление, возможное с полюсом, образованным выходным конденсатором фильтра и нагрузкой, при единичном усилении (0 dB) и $f = f_{SWITCHING}/4$. Эта техника обеспечивает стабильность преобразователя при хороших динамических характеристиках.

Выход усилителя сигнала ошибки является источником вытекающего тока 0.5 мА и втекающего 2 мА. Нижнее предельное значение для R_F определяется по формуле:

$$R_F(\text{min}) \approx (V_{EA\ OUT}(\text{max}) - 2.5\text{ [В]}) / 0.5\text{ [мА]} = (6 - 2.5) / 0.5 = 7\text{ [кОм]}.$$

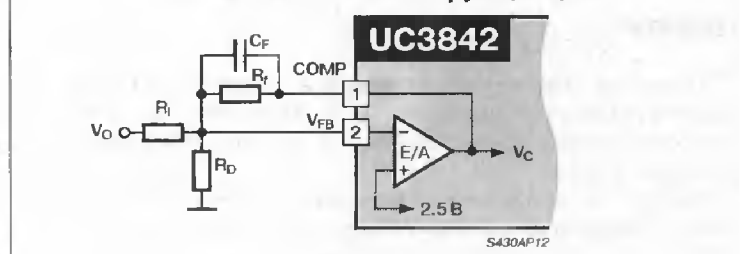
Входной ток смещения усилителя сигнала ошибки (2 мкА (max)) протекает через R_1 , вызывая постоянное напряжение ошибки в выходном напряжении (V_O):

$$\Delta V_O(\text{max}) = R_1 \times 2\text{ [мкА]},$$

поэтому желательно сохранять значение R_1 как можно меньшим.

На **Рис. 6** показана частотная характеристика с разомкнутой петлей обратной связи для усилителя сигнала ошибки UC3842. Из нее видно, что фазовая задержка быстро увеличивается, если

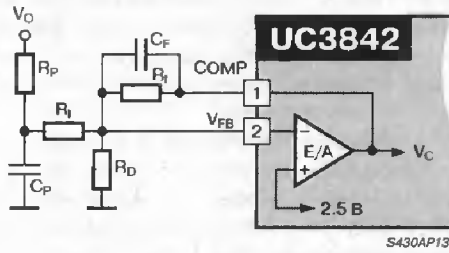
Рис. 15. Схема компенсирующей цепи



частота превышает 1 МГц, благодаря второму главному полюсу на частоте приблизительно 10 МГц и выше.

Ток индуктивности для повышающих и обратноходовых преобразователей, работающих в непрерывном режиме, определяет ноль их передаточных функций в правой полуплоскости. Дополнительный полюс необходим, чтобы уменьшить петлевое усиление на частоте меньшей, чем таковая для нуля в правой полуплоскости. Этот полюс обеспечивают компоненты R_P и C_P , показанные в схеме на **Рис. 16**.

Рис. 16. Схема компенсации для повышающих и обратноходовых преобразователей в непрерывном режиме



СПОСОБЫ БЛОКИРОВКИ

Возможны два способа блокировки микросхемы UC3842: повышение напряжения на выводе [3] выше уровня 1 В, либо подтягивание напряжения на выводе [1] до уровня, не превышающего падение напряжения на двух диодах, относительно потенциала земли. Каждый из этих способов приводит к установке ВЫСОКОГО логического уровня напряжения на выходе ШИМ-компаратора (см. структурную схему). Поскольку основным (по умолчанию) состоянием ШИМ-фиксатора является состояние сброса, на выходе ШИМ-компаратора будет удерживаться НИЗКИЙ логический уровень напряжения до тех пор, пока не изменится состояние на выводах [1] и/или [3] в следующем тактовом периоде (периоде, который следует за рассматриваемым тактовым периодом, когда возникла ситуация, требующая блокировки микросхемы). Например, выявленное и зафиксированное за пределами микросхемы состояние, требующее отключения микросхемы, можно реализовать путем введения в схему кремниевого триодного тиристора (тринистора), который каждый период тактовой частоты будет сбрасывать напряжение V_{CC} ниже минимального порогового уровня UVLO (отключение при понижении входного напряжения). Отключение опорного напряжения в этот момент дает возможность тринистору осуществлять такое отключение напряжения V_{CC} .

КОРРЕКЦИЯ КРУТИЗНЫ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

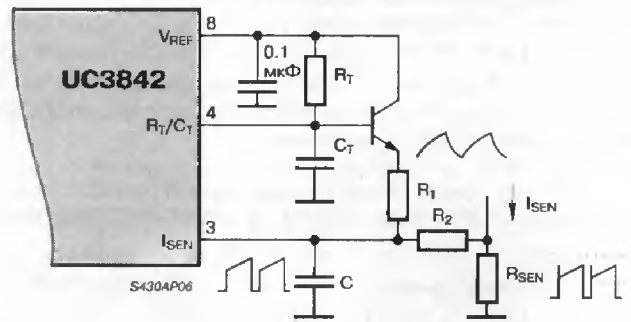
Целесообразно суммировать фрагмент линейно изменяющегося напряжения генератора с управляющим токовым сигналом для коррекции крутизны сигналов преобразователя в том случае, если требуется режим работы со значением рабочего цикла порядка 50%. Конденсатор C_T вместе с резистором R_2 образует фильтр, предназначенный для сглаживания выбросов переходных

процессов ключевого режима работы, и, в первую очередь, во время фронта импульса.

КВАЗИКОМПЛЕМЕНТАРНЫЙ ВЫХОДНОЙ КАСКАД

Микросхема UC3842 имеет единственный выход квазикомплементарного каскада, который может выдавать пиковый ток для возбуждения МОП-транзистора, равный ± 1 А, и средний ток для возбуждения биполярного транзистора, равный ± 200 мА. Сквозной ток выходных транзисторов минимален, добавляя в среднем только 80 мВт дополнительной мощности рассеивания при $V_{IN} = 30$ В и частоте 200 кГц.

Рис. 18. Схема коррекции крутизны пилообразного напряжения



Ограничение выходного пикового тока выполняется помещением резистора между выходом квазикомплементарного каскада и затвором МОП-транзистора. Его величина определяется делением коллекторного напряжения выходного каскада V_C на пиковый ток этого каскада. Без этого резистора пиковый ток ограничивается только скоростью переключения квазикомплементарного каскада dV/dt и емкостью затвора МОП-транзистора.

Использование диода Шоттки, шунтирующего выход на землю, предотвращает выбросы выходного напряжения, порождаемые нестабильностями внутри микросхемы, ниже уровня земли. Чтобы быть эффективным, выбранный диод должен иметь прямое падение напряжения меньше 0.3 В при токе 200 мА. Большинство диодов Шоттки, рассчитанных на ток 1...3 А, имеет такие параметры при температуре выше комнатной. Размещение диода как можно ближе к микросхеме улучшит работу схемы. Конкретные схемные решения показаны на **Рис. 19** и **21**. Схема с трансформаторной развязкой также требует использования диодов Шоттки, чтобы предотвратить подобные явления на выходе ШИМ-контроллера. Выбросы выходного напряжения ниже уровня земли очень увеличиваются из-за индуктивности рассеивания трансформатора и паразитной емкости в сумме с индуктивностью намагничивания и емкостью затвора МОП-транзистора. Соображения по размещению диода подобны предыдущим.

Рис. 17. Схемы блокировки



Рис. 19. Прямое управление МОП-транзистором

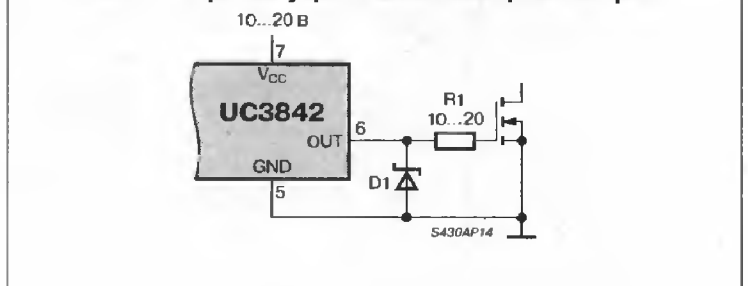
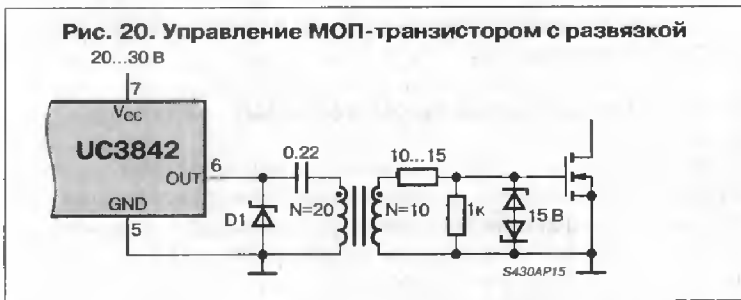
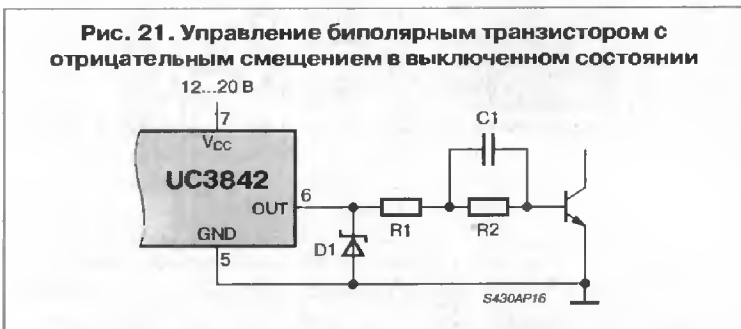


Рис. 20. Управление МОП-транзистором с развязкой



На Рис. 19, 20 и 21 показаны схемы возбуждения биполярных и МОП-транзисторов от выхода микросхемы UC3842. Простая схема, показанная на Рис. 19, используется, когда управляющая схема электрически не изолирована от МОП-транзистора и выдает при включении и выключении ток до ±1 А. Она также обеспечивает демпфирование паразитного резонансного контура, сформированного емкостью затвора МОП-транзистора и последовательной индуктивностью монтажа. Диод Шоттки D1 предотвращает появление на выходе микросхемы выбросов выходного напряжения ниже уровня земли во время процесса выключения.

Рис. 21. Управление биполярным транзистором с отрицательным смещением в выключенном состоянии



На Рис. 20 показана изолированная схема возбуждения МОП-транзистора, которая применяется, когда сигнал формирователя должен быть сдвинут по уровню или гальванически развязан от мощного транзистора. Биполярные транзисторы можно эффективно возбуждать по схеме на Рис. 21. Резисторы R1 и R2 устанавливают ток базы во включенном состоянии, в то время как конденсатор C1 обеспечивает отрицательный импульс тока базы, для устранения запасенного заряда при выключении.

Так как микросхемы серии UC384x имеют только один выход, необходима специальная интерфейсная схема, чтобы управлять двухтактным, полумостовым или полномостовым преобразователем. Эту функцию может выполнять двухтактный выходной формирователь со встроенным счетным триггером типа UC3706. Схема на Рис. 32 показывает типовое совместное использование этих двух микросхем. Увеличить нагрузочную спо-

собность выходного формирователя UC384x для возбуждения нескольких МОП-транзисторов, включенных параллельно, или для других нагрузок можно, используя одну из микросхем семейства UC3705/6/7.

ШУМ

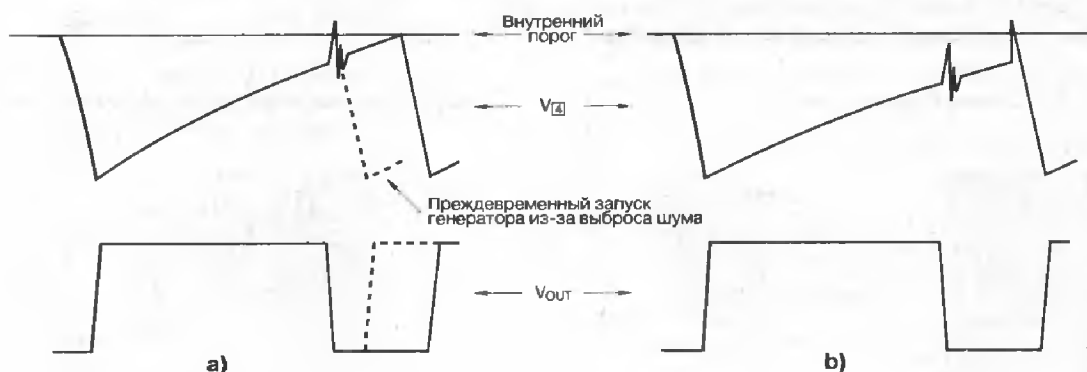
Как было упомянуто ранее, шум сигналов обратной связи по току или сигналов управления может вызывать существенное дрожание ширины импульса, особенно при работе в режиме непрерывного тока дросселя. В то время как компенсация наклона пилообразного напряжения облегчают эту проблему, лучшее решение состоит все-таки в том, чтобы минимизировать шумовую составляющую. Вообще, шумовая устойчивость улучшается с уменьшением импедансов в критических точках схемы.

Одна из таких точек для импульсных источников питания — это земляная шина. Небольшая индуктивность проводов между различными точками земляной шины на печатной плате может поддерживать синфазный шум с достаточной амплитудой, чтобы помешать правильной работе ШИМ-модулятора. Сплошная медная заземленная поверхность на одной стороне печатной платы и отдельные возвратные шины для путей прохождения больших токов очень уменьшают синфазный шум. Заметьте, что микросхема UC3842 имеет единственный вывод заземления, поэтому большие втекающие выходные токи не могут быть возвращены отдельно.

Керамические конденсаторы (0.1 мкФ), шунтирующие выводы Vcc и VREF, обеспечивают снижение импедансов для высокочастотных переходных процессов в этих точках. Вход усилителя сигнала ошибки, однако, является высокоимпедансной точкой, которая не может быть зашунтирована без воздействия на динамические характеристики источника питания. Поэтому, единственным способом предосторожности должно быть размещение цепей обратной связи таким образом, при котором проводники обратной связи максимально удаляются от источников шума, производимого компонентами типа мощного переключающего транзистора.

На Рис. 22 иллюстрируется другая порождаемая шумом проблема. Когда мощный переключающий транзистор выключается шумовой выброс попадает на RT/CT вывод генератора. При больших значениях рабочего цикла напряжение на выводе RT/CT приближается к пороговому уровню (~2.7 В, определяемому внутренней схемой генератора) в момент попадания шумового выброса. Выброс достаточной амплитуды будет преждевременно запускать генератор, как показано на Рис. 22а пунктирными линиями. Чтобы минимизировать шумовой выброс, выберите величину емкости CT как можно большей, помня, что "мертвое" время растет вместе с увеличением емкости CT. Рекомендуется, чтобы емкость CT никогда не была меньше 1000 пФ. Часто шум, ставящий эту проблему, вы-

Рис. 22. Иллюстрация положительного влияния внешней синхронизации
(а) Шум на выводе [4] вызывает преждевременный запуск генератора
(б) При внешней синхронизации напряжение шума не приближается к пороговому уровню



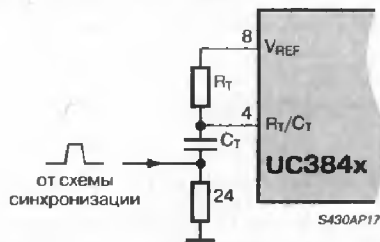
зывается выбросами выходного напряжения (на выводе [6]), порождаемыми нестабильностями внутри микросхемы, ниже уровня земли. Это особенно важно при работе с МОП-транзисторами. Шунтирование диодами Шоттки вывода [6] на землю предотвращает попадание такого шума на генератор. Если эти меры не помогают решить проблему, генератор может быть всегда синхронизирован внешней тактовой частотой. Формы сигналов на выводе R_T/C_T при использовании схемы на Рис. 32 показаны на Рис. 22b. Здесь генератор имеет намного больший иммунитет к шуму, потому что пилообразное напряжение никогда близко не приближается к пороговому значению.

СИНХРОНИЗАЦИЯ

В самом простом методе вынужденной синхронизации частотозадающий конденсатор (C_T) используется в конфигурации, близкой к стандартной. Для ускорения разряда C_T последовательно с C_T к земле подключается небольшой резистор. Этот резистор служит входом для синхроимпульсов, которые поднимает напряжение на C_T выше верхнего порога генератора. ШИМ-контроллеру позволяет работать на частоте, определяемой R_T и C_T , до тех пор, пока не появится синхроимпульс. Эта схема имеет несколько преимуществ, включая наличие местного пилообразного напряжения, доступного для компенсации. Генератор UC384x нужно установить на более низкую частоту, чем частота синхроимпульсов, типовая разница частот равна 20% при импульсах амплитудой 0.5 В, приложенных к резистору.

Микросхема UC3842 также может быть синхронизирована внешней тактовой частотой через вывод R_T/C_T (вывод [4]), как показано на Рис. 23.

Рис. 23. Способ реализации синхронизации



При нормальной работе частотозадающий конденсатор (C_T) заряжается между двумя пределами: верхним и нижним пороговыми напряжениями компаратора. Как только C_T начинает свой зарядный цикл, выход ШИМ-контроллера переходит во включенное состояние. Частотозадающий конденсатор продолжает заряжаться, пока напряжение на нем не достигнет верхнего порогового напряжения компаратора. После этого активизируется

Рис. 24. Синхронизация внешней тактовой частотой

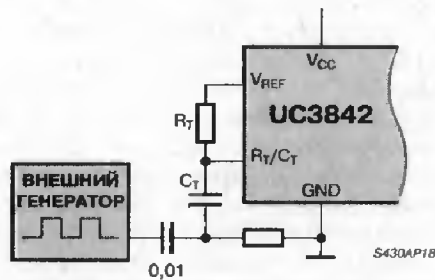
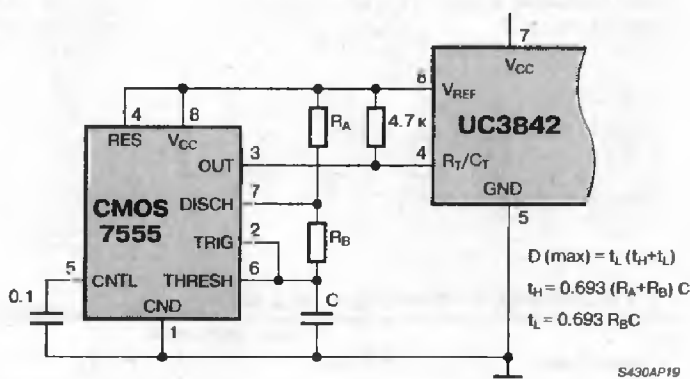


схема разрядки и разряжает C_T до тех пор, пока не будет достигнуто нижнее пороговое напряжение. В течение этого времени разрядки выход ШИМ-контроллера находится в выключенном состоянии, образуя, таким образом, "мертвое" время выхода.

Рис. 25. Синхронизация с помощью таймера



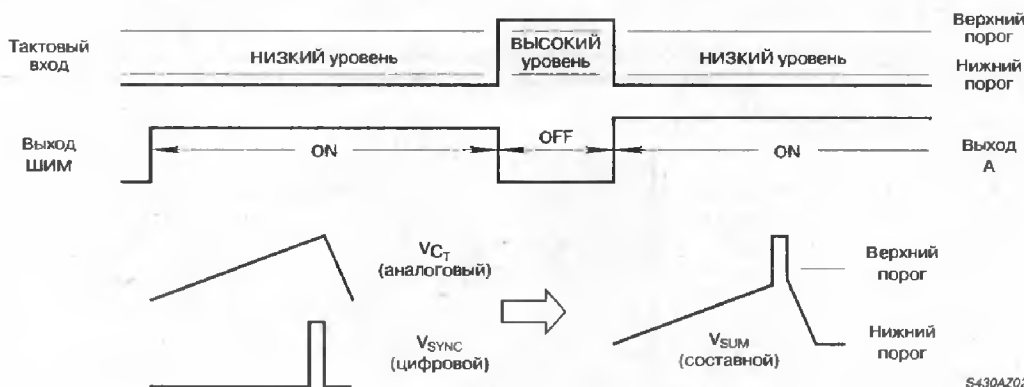
$$D(\max) = t_L (t_H + t_L)$$

$$t_H = 0.693 (R_A + R_B) C$$

$$t_L = 0.693 R_B C$$

Цифровое представление состояний заряда/разряда генератора можно использовать для синхронизации вывода R_T/C_T (см. Рис. 26). В случаях, подобных этому, когда не имеется в наличии специального порта синхронизации, частотозадающую схему можно запустить от цифрового логического элемента скорее, чем обычным аналоговым сигналом. Время включения, "мертвое" время, рабочий цикл и рабочая частота могут быть переданы в цифровом виде на вход микросхемы. НИЗКИЙ логический уровень на входе определяет максимальное время включения ШИМ-контроллера. Наоборот, ВЫСОКИЙ логический уровень на входе определяет время выключения или "мертвое" время. Критичные параметры частоты, рабочего цикла или "мертвого" времени могут быть точно смоделированы чем-нибудь вроде 555 таймера или сложного микропроцессора, управляемого по программе (см. Рис. 25).

Рис. 26. Временные соотношения сигналов внешней синхронизации



ГЕНЕРАТОР СИНХРОНИЗИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ

Генератор микросхемы UC384x может производить синхрои импульсы с использованием небольшого количества внешних компонентов. Эта простая схема, показанная на Рис. 27, включается спадающим фронтом сигнала на выводе C_T и производит синхрои импульсы, требуемые для предварительно упомянутой синхронизации. Переключаясь в течении "мертвого" времени ведущего устройства, эта схема может работать на частоте несколько сотен килогерц с минимумом задержек между ведущим и ведомым приборами. Осциллограммы сигналов, представляющих интерес, показаны на Рис. 7 и 8.

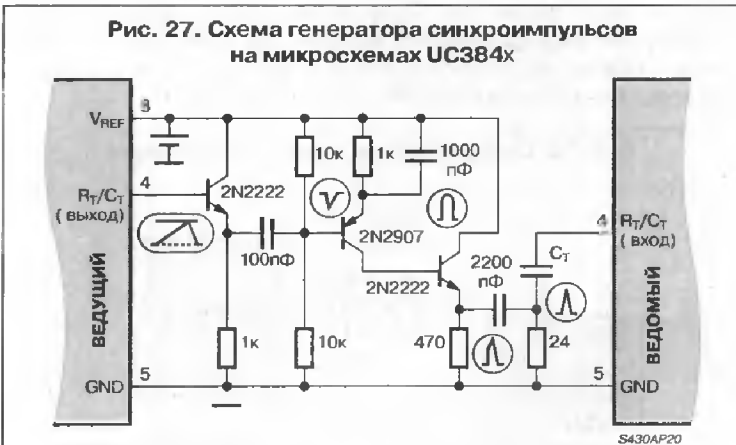


Рис. 27. Схема генератора синхрои импульсов на микросхемах UC384x

Табл. 1. Рекомендации по применению микросхем

Схемотехника	Входное напряжение	
	Высокое (сетевые источники питания)	Низкое (DC/DC-преобразователи)
Обратноходовая	UC3844	UC3845
Прямоходовая	UC3844/2	UC3845/3
Повышающая/Понижающая	UC3842/4	UC3843/5

ЗАМЕЧАНИЯ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

На Рис. 28...30 показаны схемы повышающего, понижающего и инвертирующего маломощных преобразователей **постоянный ток-постоянный ток**, работающих с перекачкой заряда. На Рис. 31 показана схема обратноходового сетевого стабилизатора с выходной мощностью 25 Вт, построенного на микросхеме UC3844. Этот стабилизатор имеет невысокую стоимость, потому что в нем используются только два намоточных изделия, обратная связь, отслеживающая возмущающие воздействия входного напряжения, и недорогая схема управления. Характеристики ИВП, показанного на Рис. 31, приведены ниже:

- Входное напряжение сети 95...130 В (50/60 Гц)
- Пробивное напряжение изоляции от сети 3750 В
- Частота переключения 40 кГц
- КПД при полной нагрузке 70%
- Выходное напряжение:
 - при токе 1...4 А, пульсации 50 мВ (р-р) +5 В ±5%
 - при токе 0.1...0.3 А, пульсации 100 мВ (р-р) +12 В ±3%
 - при токе 0.1...0.3 А, пульсации 100 мВ (р-р) -12 В ±3%

На Рис. 32 показана схема двухтактного DC/DC-преобразователя, рассчитанного на мощность 500 Вт и построенного на микросхемах UC3842, UC3706, и UC3901. Она работает от стандартной шины питания, принятой в телекоммуникационной технике, и производит на выходе напряжение 5 В при токе до 100 А. Характеристики ИВП, показанного на Рис. 32 приведены ниже:

- Входное напряжение -48 В ±8 В
- Выходное напряжение +5 В
- Выходной ток 25...100 А
- Частота переключения 200 кГц
- Нестабильность по напряжению 0.1%
- Нестабильность по току нагрузки 1%
- КПД при $V_{IN} = 48 В$:
 - для $I_O = 25 А$ 75%
 - для $I_O = 50 А$ 80%
- Выходное напряжение пульсаций 200 мВ (р-р).

СХЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ

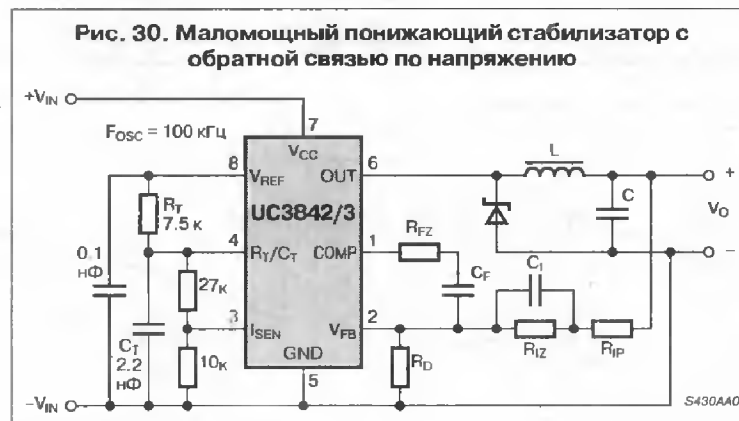
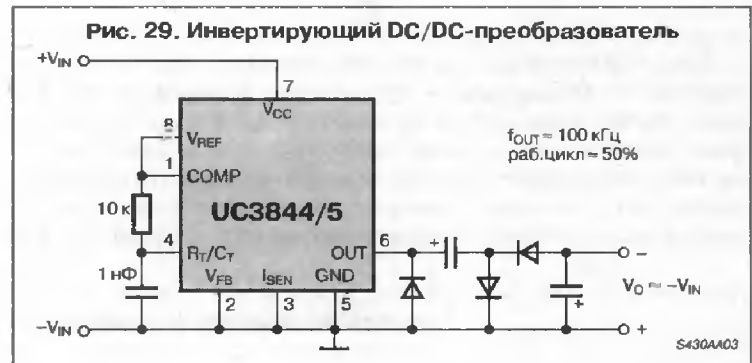
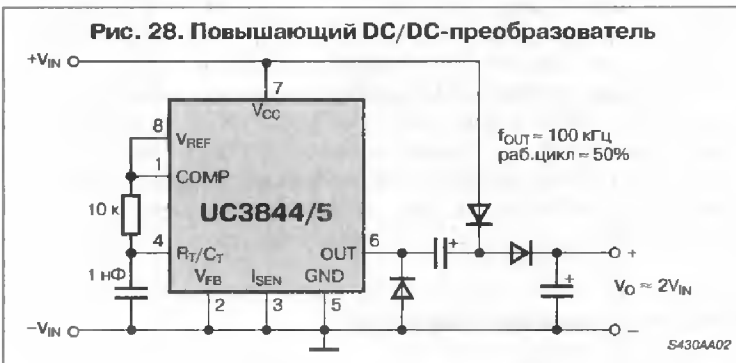
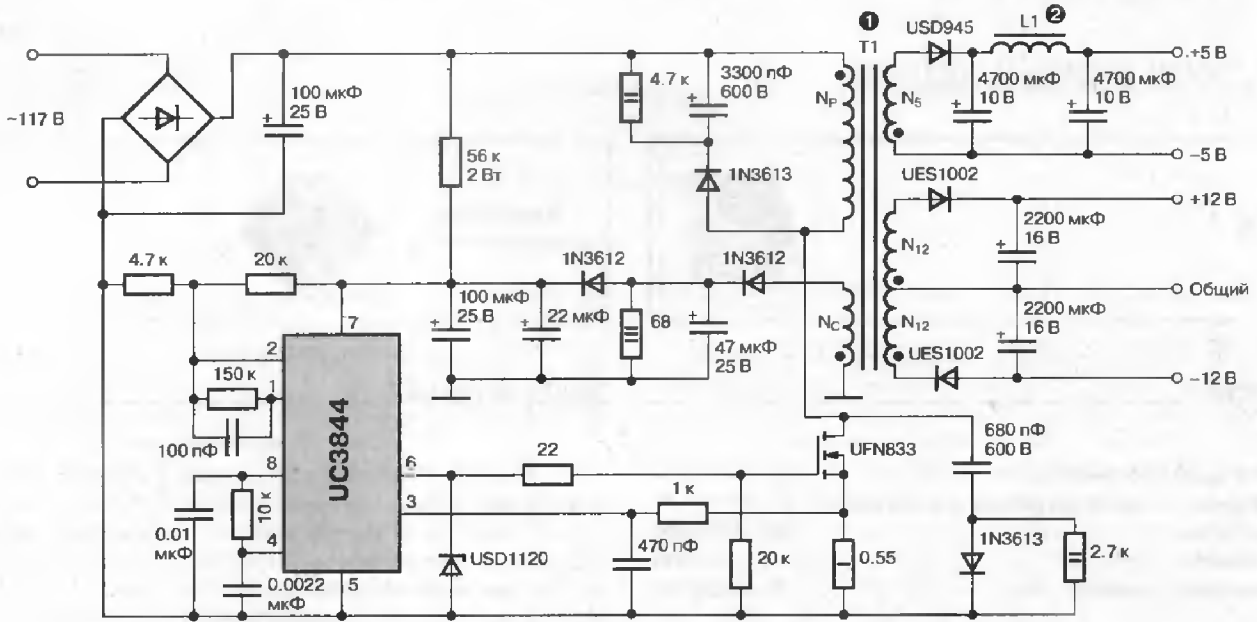


Рис. 31. Схема обратноходового сетевого источника питания



- ① Силовой трансформатор: сердечник Ферритовый ЕС-35/3С8, $N_p = 45$, $N_c = 10$, $N_5 = 4$, $N_{12} = 9$, боковые зазоры 0.254 мм (для уменьшения ЭМИ можно сделать зазор 0.508 мм только в центре).
- ② 5-вольтовый дроссель: сердечник Ферритовый 204Т250-3С8 (тороидальный), $N = 4$.

Рис. 32. Схема двухтактного DC/DC-преобразователя мощностью 500 Вт

