

Устойчивость импульсных стабилизаторов напряжения

Так же, как и линейные стабилизаторы, импульсные стабилизаторы напряжения (ИСН) имеют отрицательные обратные связи по напряжению с высоким контурным коэффициентом усиления. Поэтому необходимо принимать меры для обеспечения их устойчивости.

Проблема устойчивости импульсных стабилизаторов является более острой, чем устойчивость линейных, по крайней мере, по трем причинам:

- дискретный во времени характер управления ИСН, вносящий определенную специфику (в частности, дополнительное фазовое запаздывание) в процессы управления;
- наличие в составе ИСН многозвенных выходных и входных LC-фильтров, необходимых для подавления помех, обусловленных импульсным характером регулирования;
- существенно нелинейный характер широтно- и частотно-импульсной модуляции, затрудняющий исследование динамики ИСН, в особенности в режимах глубоких возмущений. У повышающего и инвертирующего ИСН нелинейны даже статические характеристики.

По этим причинам исследование устойчивости импульсных стабилизаторов представляет собой сложную задачу [1], которая в этой статье, рассчитанной на широкий круг читателей, будет решаться только в линейном приближении, или, как говорят специалисты по теории автоматического управления, «в малом».

Устойчивость импульсных стабилизаторов с обратной связью по напряжению

Анализ устойчивости импульсных стабилизаторов напряжения может быть существенно упрощен, если воспользоваться методом средних значений. Этот метод базируется на гипотезе, что частота единичного усиления контура регулирования напряжения ИСН (частота среза) существенно (по крайней мере, в десятки раз) меньше частоты коммутации силовых ключей. В этом случае быстро меняющиеся мгновенные значения напряжений и токов заменяются их средними значениями за период коммутации T . Например, среднее напряжение

$$\hat{u}(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} u(t) dt$$

венные значения напряжений и токов заменяются их средними значениями за период коммутации T . Например, среднее напряжение

(1)

Ниже приведены результаты, опубликованные в литературе 2, которая в настоящее время может считаться классической, судя по количеству ссылок на нее.

Для понижающего (рис. 1, а), повышающего (рис. 1, б) и инвертирующего (рис. 1, в) преобразователей

разомкнутый контур регулирования напряжения в режиме непрерывно-

$$K_{\Pi}(s) = K_{\Pi 0} \cdot \left(1 - \frac{s}{\omega_a} \right) \frac{1}{1 + \frac{s}{Q} + \left(\frac{s}{\omega_c} \right)^2}$$

ной катушки может быть представлен в виде упрощенной структурной

$$W_{\text{ФНЧ}}(s) = K \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{Q} + \left(\frac{s}{\omega_c} \right)^2}$$

схемы, приведенной на рис. 2. На этой схеме обозначены: $W_{\Pi}(s)$ — передаточная функция регулятора;

$K_{\Pi}(S)$ — эквивалентная передаточная функция силовой схемы ИСН;

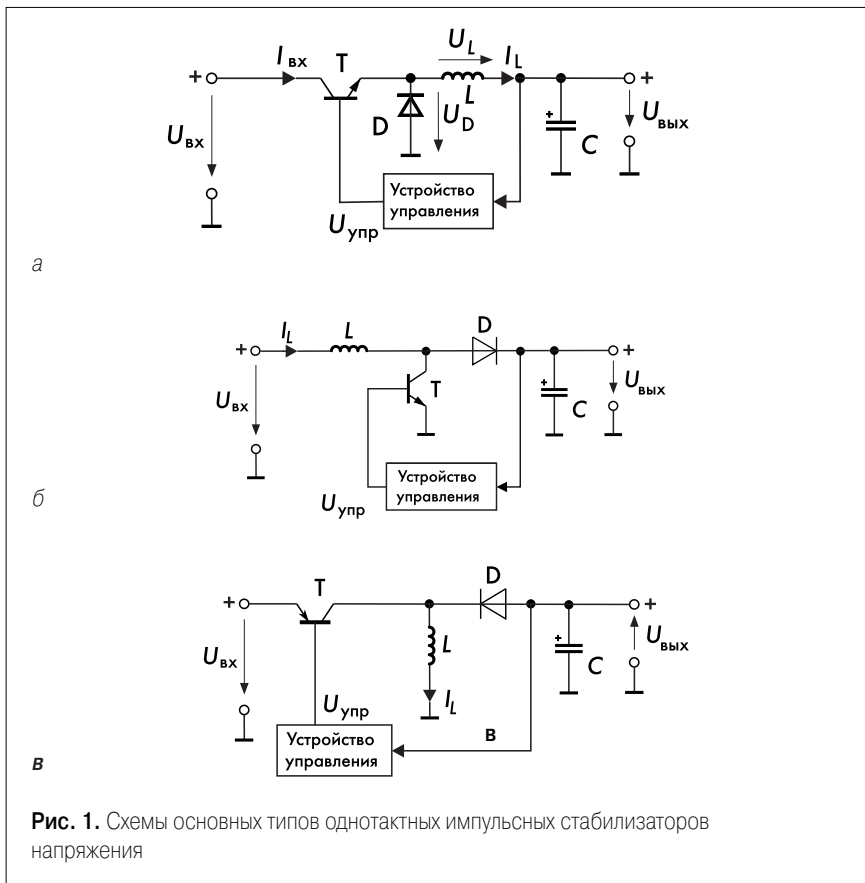


Рис. 1. Схемы основных типов одноконтурных импульсных стабилизаторов напряжения

Таблица 1

Тип ИСН Параметр	Понижающий	Повышающий	Инвертирующий
$K_{\Gamma O}$	$U_{вх}$	$\frac{U_{вх}}{(1-\gamma)^2} \cdot \frac{(1-\gamma)^2 R - R_L}{(1-\gamma)^2 R + R_L}$	$\frac{U_{вх}}{(1-\gamma)^2} \cdot \frac{(1-\gamma)^2 R + (1-2\gamma)R_L}{(1-\gamma)^2 R + R_L}$
K	$\frac{R}{R + R_L}$	$\frac{R}{R + \frac{R_L}{(1-\gamma)^2}}$	$\frac{R}{R + \frac{R_L}{(1-\gamma)^2}}$
w_c	$\frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{R + R_L}{R + R_C}}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{R(1-\gamma)^2 + R_L}{R + R_C}}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{R(1-\gamma)^2 + R_L}{R + R_C}}$
Q	$\frac{1}{\omega_c} \left[CR_C + \frac{CRR_L + L}{R + R_L} \right]^{-1}$	$\frac{1}{\omega_c} \left[CR_C + \frac{CRR_L + L}{(1-\gamma)^2 R + R_L} \right]^{-1}$	$\frac{1}{\omega_c} \left[CR_C + \frac{CRR_L + L}{(1-\gamma)^2 R + R_L} \right]^{-1}$
w_z	$1/CR_C$	$1/CR_C$	$1/CR_C$
w_a	∞	$\frac{R(1-\gamma)^2 - R_L}{L}$	$\frac{R(1-\gamma)^2 + (1-2\gamma)R_L}{\gamma L}$

$W_{\text{ФНЧ}}(S)$ — передаточная функция функционально необходимой части (ФНЧ) ИСН.

В табл. 1 представлены формулы для вычисления параметров передаточных функций $K_{\Gamma}(s)$ и $W_{\text{ФНЧ}}(s)$ основных схем простейших однотактных ИСН, приведенных на рис. 1. Здесь, помимо уже поясненных параметров, введены специальные обозначения: R_C — эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора; R_L — активное сопротивление обмотки катушки; R — сопротивление нагрузки.

Как видно из табл. 1, математические модели ИСН получаются непростыми. Особенно неприятно то, что характерный для повышающего и инвертирующего ИСН нуль $1/w_a$ находится в правой комплексной полуплоскости. Это обстоятельство серьезно усложняет задачу обеспечения устойчивости. Система оказывается неминимально-фазовой, т. е. для ее устойчивости недостаточно, чтобы ЛАЧХ пересекала ось частот с наклоном по абсолютной величине менее 40 дБ/дек. Кроме того, этот нуль зависит от относительной

длительности импульсов σ , т. е. от регулирующего параметра стабилизатора. Для примера на рис. 3 приведены теоретические логарифмические частотные характеристики (ЛЧХ) разомкнутого контура регулирования повышающего ИСН, выполненного по схеме, представленной на рис. 1, б [2], для различных значений w . Этот ИСН имеет следующие параметры: $T = 0,1$ мс; $R = 60$ Ом; $L = 6$ мГн; $C = 41,7$ мкФ; $R_L = 3$ Ом; $R_C = 1$ Ом; $U_{вх} = 60$ В. Из ЛЧХ видно, что при $\omega > 0,5$ даже при единичном усилении контура обратной связи на нулевой частоте запасы устойчивости по фазе совершенно недостаточны, либо замкнутая система неустойчива.

Отсюда можно сделать вывод, что устойчивость понижающего

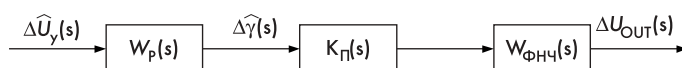


Рис. 2. Упрощенная структурная схем разомкнутого контура регулирования ИСН

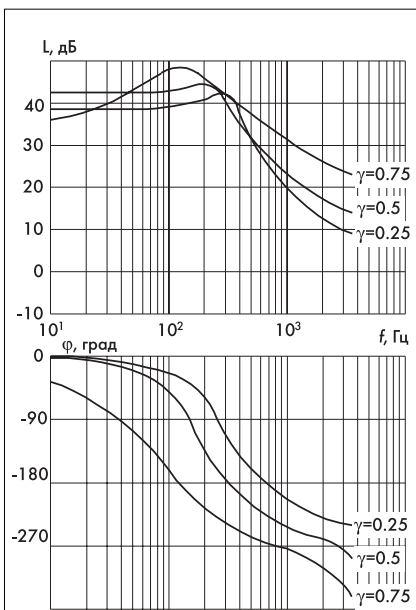


Рис. 3. Теоретические ЛАХ повышающего преобразователя

ИСН с обратной связью по напряжению может быть обеспечена с помощью традиционных последовательных корректирующих устройств. Целесообразно для повышения точности стабилизации использовать пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор. В области высоких частот (в окрестнос-

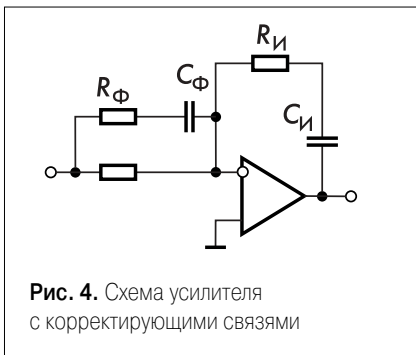


Рис. 4. Схема усилителя с корректирующими связями

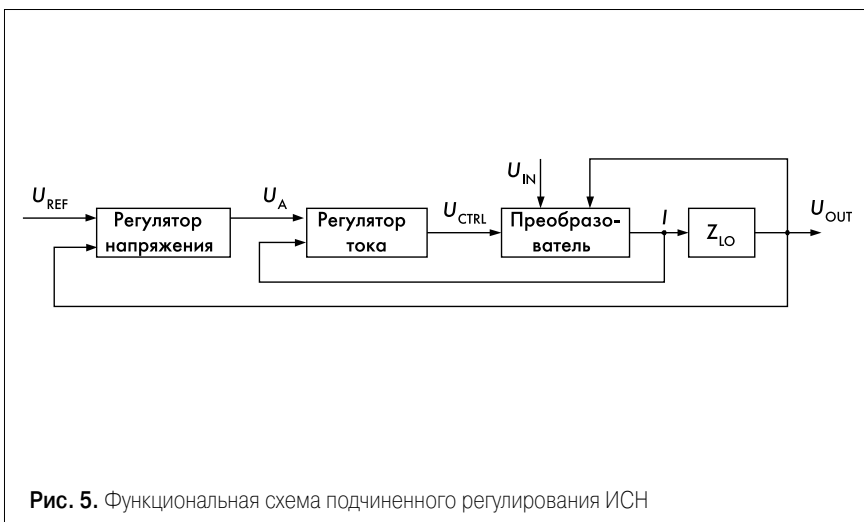


Рис. 5. Функциональная схема подчиненного регулирования ИСН

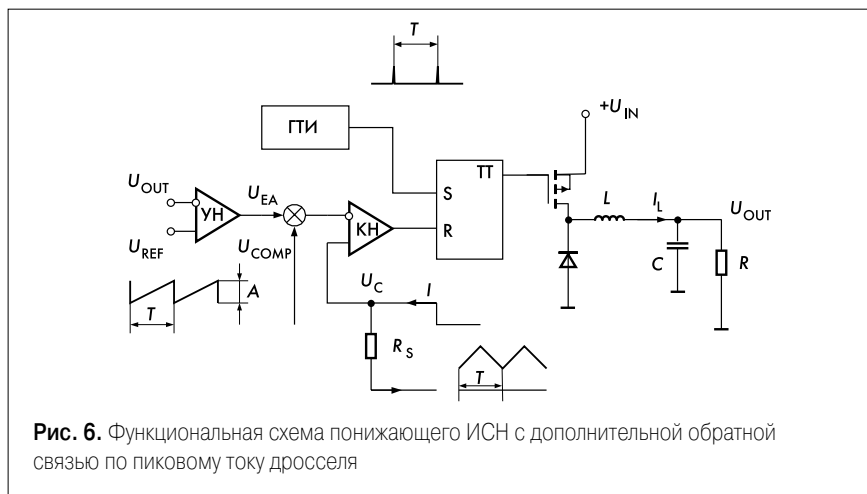


Рис. 6. Функциональная схема понижающего ИСН с дополнительной обратной связью по пиковому току дросселя

тях частоты среза) для повышения запасов устойчивости можно ввести фазоопережение. На рис. 4 приведена схема усилителя с обратными связями, реализующая упомянутые улучшения. Цепочка $R_\phi C_\phi$ обеспечивает фазоопережение, а $R_\psi C_\psi$ — пропорционально-интегральное регулирование. Методику расчета подобных последовательных корректирующих цепей можно найти в любом учебнике по теории автоматического управления, например в [3]. Подобное корректирующее устройство может быть реализовано на усилителе сигнала ошибки, входящего в состав большинства ИМС контроллеров с регулированием по напряжению, таких как TL494, LT1576, 1114EУ1 и др. В частности, аналогичные цепи используются в типовой схеме включения контроллера для управления понижающим ИСН TL5001.

Повышать устойчивость повышающего и инвертирующего ИСН путем последовательной коррекции вряд ли целесообразно, т. к. фазовое запаздывание контура регулирования

этих преобразователей очень велико. К тому же вид как амплитудно-частотных, так и фазо-частотных характеристик этих преобразователей сильно зависит от величины регулирующего параметра w . Тем не менее, в некоторых простейших моделях ИСН, например МС33466, используются форсирующие цепи для компенсации фазового запаздывания. Другой путь обеспечения приемлемых характеристик ИСН повышающего типа — использование релейного способа регулирования. В этом случае вместо усилителя сигнала ошибки применяется компаратор. Известно, что релейные системы с обратной связью, имеющие переходную характеристику без зоны нечувствительности, всегда работают в режиме автоколебаний [2]. При этом среднее значение выходного напряжения будет стабилизироваться, но частота колебаний может быть относительно низкой (особенно в условиях, когда входное напряжение или нагрузка ИСН меняется), а пульсации, соответственно, большими. Чтобы повысить частоту переключения силового транзистора в автоколебательном режиме, используют внутренний синхрогенератор. Таким образом построен регулятор, например, в ИМС повышающего ИСН МС33463. Это обеспечивает стабильность выходного напряжения в пределах 2,5 % от номинального значения. Значительно лучшие характеристики дает применение наряду с обратной связью по напряжению, еще и дополнительной обратной связью по току дросселя [4].

Устойчивость импульсных стабилизаторов с дополнительной обратной связью по току дросселя

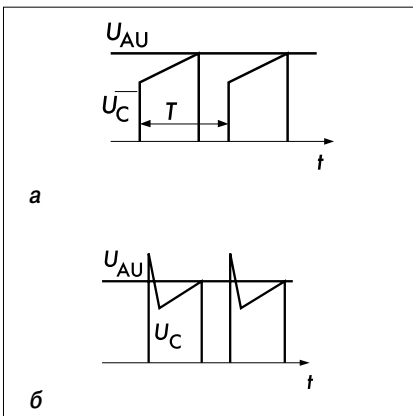


Рис. 7. Диаграммы, поясняющие пиковый метод управления током

По сути дела, любой ИСН с индуктивными элементами можно представить в виде сочетания импульсного источника тока, состоящего из силового ключа и дросселя, и питаемого этим источником выходного

конденсатора большой емкости, включаемого параллельно нагрузке. В импульсных источниках, снабженных только обратной связью по выходному напряжению, эти дроссель и конденсатор образуют колебательный контур с неплохой добротностью, в результате чего полюса передаточной функции ФНЧ оказываются комплексно-сопряженными и запаздывание по фазе в контуре регулирования в области частот свободных колебаний этого контура нарастает с частотой очень быстро. Идея состоит в том, чтобы за счет местной обратной связи разъединить конденсатор с дросселем по динамике и существенно повысить быстродействие источника тока, т. е. перенести один из полюсов передаточной функции в область высоких частот за частоту среза разомкнутого контура регулирования напряжения.

Подобный подход давно уже используется в электроприводе — это так называемые системы подчиненного регулирования. Система управления ИСН, построенная в соответствии с принципом подчиненного регулирования, включает в себя два контура управления: внутренний — токовый и внешний — контур регулирования напряжения (в электроприводе — скорости). При этом контур регулирования напряжения выступает по отношению к токовому контуру как задающий ток, который отдается в нагрузку. Для управления ИСН принцип подчиненного регулирования начали использовать значительно позже, в конце семидесятых годов прошлого века, одновременно с бурным развитием интегральной схемотехники ИСН. На рис. 5 представлена функциональная схема подчиненного регулирования ИСН. Здесь ZLO — нагрузка источника тока преобразователя, представляющая собой включенные параллельно выходной сглаживающий конденсатор и собственно сопротивление нагрузки. В зависимости от того, какое значение тока используется при определении момента формирования регулируемого фронта импульса ИСН (определении текущего зна-

чения φ), различают два типа регуляторов тока: регуляторы с управлением по пиковому значению тока и регуляторы с управлением по среднему току. Оба этих типа регуляторов применяются в системах с ШИМ, работающих на фиксированной частоте.

Регулирование по пиковому значению тока начало использоваться некоторое время назад и в настоящее время применяется в большинстве моделей контроллеров ИСН: LM2630, UC3813, семейства UCx84x, LT107x и др. Пиковый метод управления током дросселя путем сравнения нарастающего тока дросселя (или силового ключа) с заданным уровнем, устанавливаемым внешним контуром управления, иллюстрирует рис. 6 на примере понижающего ИСН. Компаратор напряжения КН выключает силовой ключ, когда напряжение U_C , пропорциональное мгновенному значению тока, достигает заданного уровня U_{AV} , устанавливаемого усилителем напряжения УН (рис. 7, а). Включение силового ключа осуществляется подачей на S-вход RS-триггера импульса от генератора тактовых импульсов ГТИ.

Пиковому методу управления током присущи недостатки. Во-первых, амплитуда колебаний тока дросселя довольно мала, в результате чего этот метод чувствителен к помехам. Если, например, считывается ток не дросселя, а силового ключа, что очень удобно в повышающих, прямоходовых и обратных ИСН, то в момент включения ключа за счет рассасывания зарядов в силовом диоде и заряда межвитковой емкости трансформатора формируется короткий импульс тока, передаваемый на вход компаратора (рис. 7, б). Этот импульс нарушает работу регулятора, так как он заставляет силовой ключ выключиться немедленно, поэтому в цепь измерения тока включают интегрирующую RC-цепочку с небольшой постоянной времени. В микросхеме ШИМ-контроллера UCx813 имеется встроенный узел маскирования переднего фронта токового импульса, т. е. ей такая RC-цепочка не нужна. Для снижения чувствительности регулятора пикового тока к помехам важна правильная трассировка печатной платы и применение блокирующих конденсаторов по питанию.

Второй недостаток пикового метода состоит в том, что меньшая

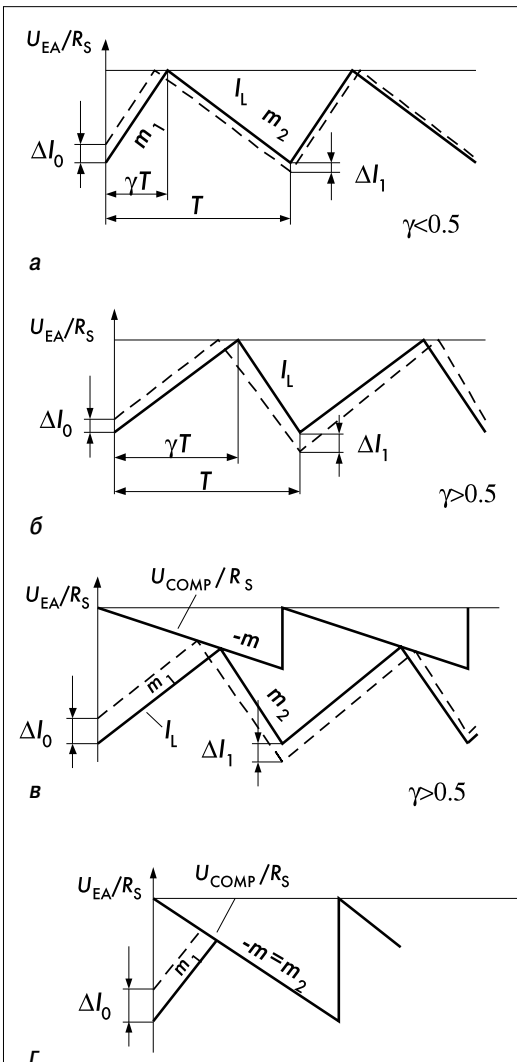


Рис. 8. Диаграммы, поясняющие возникновение субгармонических колебаний в токовом контуре ИСН

точность регулирования тока, чем при использовании метода среднего тока. Все же выходным параметром источника тока является именно средний ток, но при больших пульсациях тока пиковое его значение при из-

менении ϱ непропорционально среднему значению.

Для метода управления пиковым током также характерны субгармонические автоколебания при $\varrho > 0,5$ [5]. Субгармонические колебания — это такие колебания, частота которых в целое число раз меньше тактовой частоты. В замкнутых системах, описываемых разностными уравнениями первого порядка, к которым относится контур регулирования тока дросселя в ИСН, возможны колебания только на основной субгармонике, т. е. на частоте $f_s/2$, где f_s — частота коммутации силового ключа.

$$\Delta I_1 = -\Delta I_0 \frac{m_2}{m_1} \quad (5)$$

Рассмотрим вопрос о субгармонической неустойчивости контура тока подробнее применительно к схеме на рис. 6. На рис. 8, а представлена форма тока дросселя I_L преобразователя с токовым управлением. Величина тока задается сигналом усилителя напряжения U_{EA} . При изменении тока на величину ΔI , можно видеть, что ΔI со временем уменьшится при $w < 0,5$ и увеличится при $w > 0,5$ (рис. 8, б). Математически это может быть

$$\Delta I_1 = -\Delta I_0 \frac{m_2 - m}{m_1 + m} \quad (6)$$

выражено так:

(2)

$$m_2 = \frac{U_{OUT}}{L} \quad (3)$$

Для сохранения устойчивости при $w > 0,5$ можно вычесть из задающего сигнала пилообразное напряжение с наклоном m (рис. 8, в).

$$A > \frac{U_{OUT} R_T}{2L f_s} \quad (3)$$

при $\varrho = 1, m_1 = 0$, а $|D I_1| = |D I_0|$. Тогда из (3) следует, что для того, чтобы $|D I_1| < |D I_0|$ при любых значениях ϱ , необходимо выполнение условия

(4)

Поэтому для того чтобы гарантировать устойчивость токового контура при всех значениях ϱ , наклон пилообразного корректирующего сигнала должен быть боль-

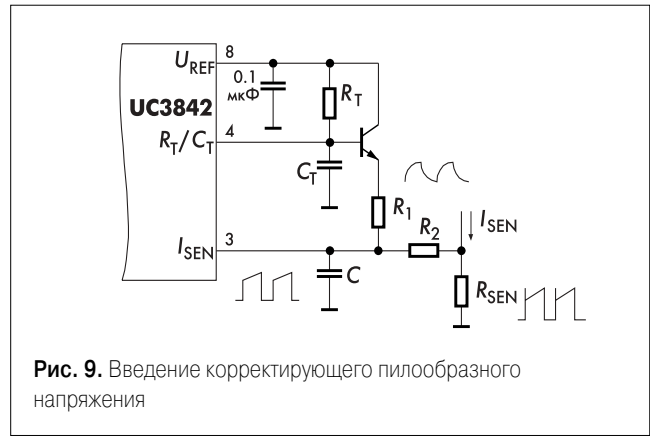


Рис. 9. Введение корректирующего пилообразного напряжения

ше, чем половина наклона токового сигнала. Для понижающего ИСН

(5)

Поэтому амплитуда напряжения пилообразного корректирующего сигнала A должна быть

(6)

Если выбрать $m = m_2$, то как видно из рис. 8, г, при отклонении тока дросселя от установившегося процесса, переходный процесс будет заканчиваться за один такт, т. е. будет обеспечено оптимальное быстрое действие контура тока. К сожалению, при постоянной настройке параметров это возможно только для узкого интервала значений ϱ .

В ранних моделях ИМС-преобразователей и контроллеров с управлением по пиковому значению тока введение корректирующего пилообразного напряжения осуществляется путем внешнего подключения входа токовой обратной связи к одному из выводов генератора тактовых сигналов либо через резистор, либо, как рекомендует изготовитель для UC3842, через эмиттерный повторитель (рис. 9). Более современные ИМС, например, такие как однокристалльный преобразователь LM2587 или контроллер LM2630, содержат на кристалле узел суммирования сигнала, пропорционального току дросселя, с корректирующим пилообразным сигналом, причем у LM2630 амплитуда пилы устанавливается внешним резистором. У LM2630 имеется также дифференциальный усилитель сигнала, снимаемого с датчика тока, что упрощает измерение тока дросселя понижающего ИСН.

Георгий Волович,
g_volovich@mail.ru

Продолжение следует

Устойчивость импульсных стабилизаторов напряжения

Регуляторы с управлением по среднему току

Регулирование среднего тока дросселя позволяет устранить основные недостатки регуляторов пикового тока за счет введения в контур регулирования тока интегрирующего усилителя. Схема понижающего ИСН с регулятором среднего тока приведена на рис. 10. Выходной сигнал усилителя напряжения (УН) U_{EA} задает требуемое значение тока. Напряжение на токочувствительном резисторе R_S представляет собой фактическое значение тока дросселя. Ошибка по току усиливается пропорционально-интегральным регулятором на усилителе тока (УТ) и сравнивается с пилообразным сигналом большой амплитуды на входах компаратора напряжения. Этот сигнал вырабатывается генератором пилообразного напряжения (ГПН). Частота среза токового контура может быть установлена выбором параметров цепи обратной связи УТ. Эта частота может быть не меньше, чем аналогичная частота среза регулятора пикового тока, но на низких частотах усиление в рассматриваемом случае может быть намного выше.

Зависимости от времени среднего тока воспроизводятся с более высокой точностью. Это важно в корректорах коэффициента мощности ККМ. Режим управления средним током особенно предпочтителен, если при низких значениях входного тока ККМ имеет место переход в режим прерывистого тока. Внешний контур регулирования напряжения практически не ощущает этого перехода.

Коррекция наклона нарастания тока пилообразным сигналом не требуется, однако при чрезмерном усилении контура регулирования тока возможна потеря устойчивости.

Этот метод регулировки обладает превосходной помехоустойчивостью. Одновременно с открыванием силового ключа пилообразный опорный сигнал снижается до самого низкого уровня, и первоначальный импульс тока через ключ не может нештатно переключить компаратор.

Метод управления по среднему току может использоваться для управления током в любой ветви силовой схемы импульсного преобразователя. Это может быть управление входным током в понижающем и инвертирующем преобразователях, а также управление выходным током повышающего и инвертирующего преобразователей.

Для организации управления по среднему току предназначены микросхемы контроллеров UCx827, UCx880, UCx886 и др.

Пример

Рассмотрим выбор цепей обратной связи токового усилителя в токовом контуре понижающего ИСН на рис. 10. Параметры ИСН:

Частота коммутации ключа $f_s = 100$ кГц;

$U_{IN} = 15...30$ В;

$U_{OUT} = 12$ В;

$I_{OUT} = 5$ А;

$D/L = 1,2$ А (при $U_{IN} = 30$ В);

$R_S = 0,1$ Ом.

Ноль $R_{PI}C_{PI}$ значительно ниже частоты переключения. Полоса про-

пускания УТ много больше f_s . Ток-вый контур имеет один полюс (от дросселя). Сигнал датчика тока дросселя с пульсациями треугольной формы усилен, инвертирован в УТ и подан на вход компаратора. Напряжение U_{EA} убывает при замкнутом силовом ключе и нарастает при разомкнутом (рис. 11). Как следует из изложенного выше, чтобы не было субгармонических колебаний, крутизна наклона U_{EA} при разомкнутом ключе не должна быть больше крутизны наклона пилообразного опорного напряжения U_{RAMP} . Скорость спада тока при разомкнутом ключе

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{U_{OUT}}{L} \quad (7)$$

Крутизна наклона пилообразного опорного напряжения

$$\frac{A}{O} = Af_s \quad (8)$$

где A — амплитуда пилообразного напряжения. Усиление УТ, максимально допустимое на частоте f_s , определяется из равенства

$$\frac{U_{OUT}}{L} R_S K_{CA} = Af_s \quad (9)$$

следовательно,

$$K_{CA} = \frac{Af_s L}{U_{OUT} R_S} \quad (10)$$

Для данных этого примера максимально допустимое значение $K_{CA}=25$. Этот коэффициент устанавливается отношением R_{PI}/R_1 . Малосигнальное усиление разомкнутого контура регулирования тока ИСН от выхода УТ до напряжения на токочувствительном резисторе R_S при $U_{BX}=30$ В равно

$$\frac{\Delta U_S}{\Delta U_{CA}} = \frac{R_S}{A} \cdot \frac{U_{IN}}{\omega L} = \frac{1590}{f} \quad (11)$$

Полное усиление разомкнутого контура регулирования тока можно найти, умножив (10) на (11). Приравняв результат к единице, определим частоту среза контура тока f_{CO} , соответствующую максимально допустимому значению K_{CA} :

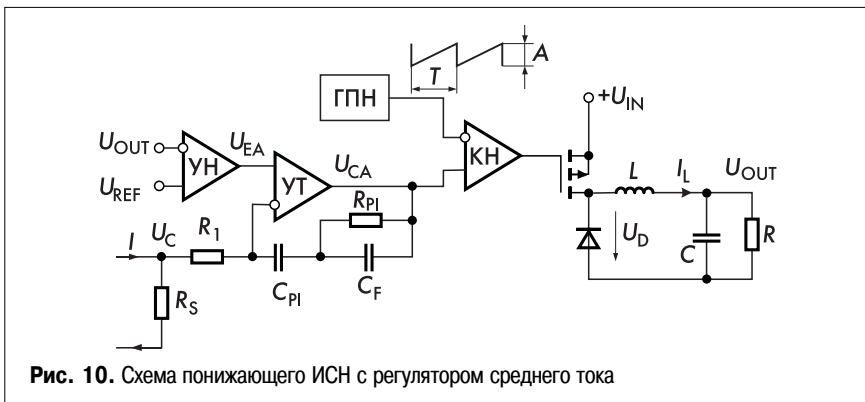


Рис. 10. Схема понижающего ИСН с регулятором среднего тока

$$\frac{R_S}{A} \cdot \frac{U_{IN}}{2\pi f_{CO} L} \cdot \frac{A f_s L}{U_{OUT} R_S} = 1$$

откуда

$$K_{CA} = \frac{A f_s L}{U_{OUT} R_S} \quad (12)$$

В данном примере частота среза $f_{CO} = 20$ кГц при $U_{IN} = 15$ В ($g = 0,8$) и $f_{CO} = 40$ кГц при $U_{IN} = 30$ В ($g = 0,4$).

Если вместо ПИ-регулятора на УТ использовать просто усилитель, то запас по фазе токового контура будет 90° — гораздо больше, чем необходимо, зато усиление на низких частотах будет не намного лучше, чем при работе с регулятором пикового тока. Включение конденсатора C_i , создающего ноль $R_i C_i$ на частоте 10 кГц, ниже минимально-возможной частоты среза, уменьшает запас по фазе до 63° и значительно увеличивает низкочастотное усиление, повышая точность регулирования тока.

Полос передаточной функции усилителя целесообразно установить равным частоте переключения f_s , то есть 100 кГц. Его назначение — сглаживание узких импульсов, возникающих в момент коммутации силового ключа. На рис. 12 представлена асимптотическая ЛАЧХ контура регулирования тока, построенная без учета дискретных свойств широтно-импульсного модулятора.

Когда ток нагрузки становится малым в режиме прерывистого тока, ток через дроссель на периоде может достигать нуля. Значение тока нагрузки, соответствующее границе между режимами непрерывного и прерывистого тока определяется формулой:

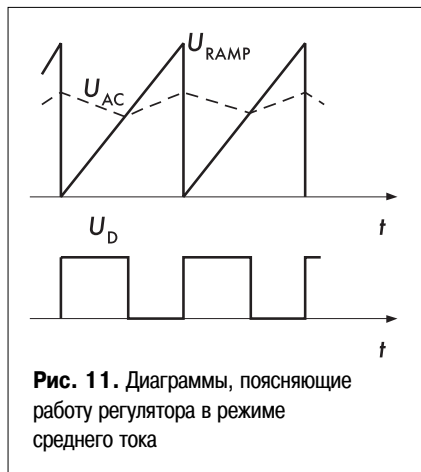


Рис. 11. Диаграммы, поясняющие работу регулятора в режиме среднего тока

Таблица 2. Соотношения между исходными и приведенными параметрами

Схема инвертора	$U'_{ВХ} / U_{ВХ}$	f'_s / f_s
Нулевая	1/k	2
Полумостовая	2/k	2
Мостовая	1/k	2
Прямоходовая	1/k	1

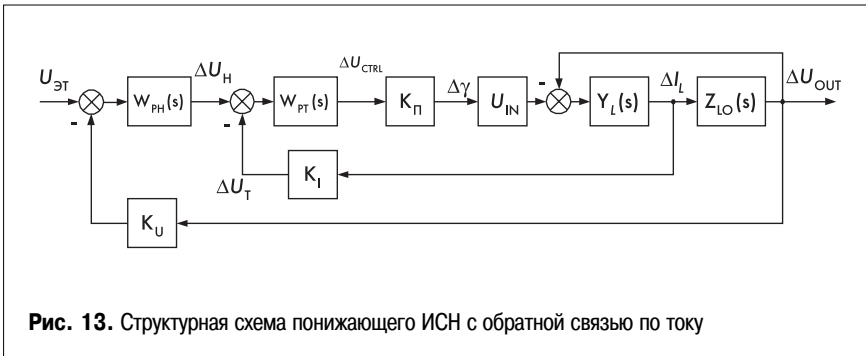


Рис. 13. Структурная схема понижающего ИСН с обратной связью по току

$$I_{OUT} = I_L = \frac{U_{OUT} (1 - \gamma)}{2 f_s L} \quad (13)$$

Наибольшее значение граничный ток имеет при максимальном входном напряжении и, соответственно минимальной относительной длительности g . В рассмотренном выше примере граница режима соответствует 0,2 А, когда $U_{ВХ} = 15$ В и 0,6 А, если $U_{ВХ} = 30$ В. В режиме прерывистого тока для такого же изменения выходного тока требуется большее изменение относительной длительности g , чем в режиме непрерывного тока. Поэтому усиление контура тока падает. Кроме того, исчезает полюс с 90° -градусным запаздыванием по фазе, так что усиление контура становится независимым от частоты. Токковый контур становится более устойчивым, но значительно менее чувствительным.

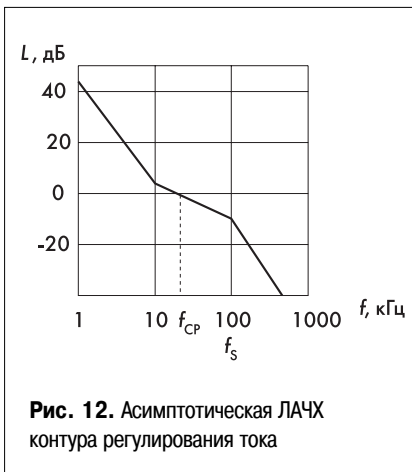


Рис. 12. Асимптотическая ЛАЧХ контура регулирования тока

При режиме управления пиковым током ошибка, обусловленная непропорциональностью пикового и среднего значения тока, становится недопустимо большой, но при управлении средним током высокое усиление УТ легко обеспечива-

ет большие значения Dg , поддерживая таким образом хорошее регулирование тока.

Регулятор тока с замкнутой обратной связью на частотах ниже частоты среза ведет себя как преобразователь напряжение — ток

$$g_C = \frac{1}{R_S}$$

с соответствующей передаточной проводимостью

(14)

В этом случае внешний контур, гораздо более инерционный, имеет обычно только один полюс в области частот ниже частоты среза и может быть легко стабилизирован. На рис. 13 приведена структурная схема понижающего ИСН с обратной связью по току, построенная для

$$Z_{LO}(s) = \frac{R(1 + sCR_C)}{1 + sC(R + R_C)}$$

— нений средних значений переменных. Обозначения: $Y_L(s) = R_L + sL$

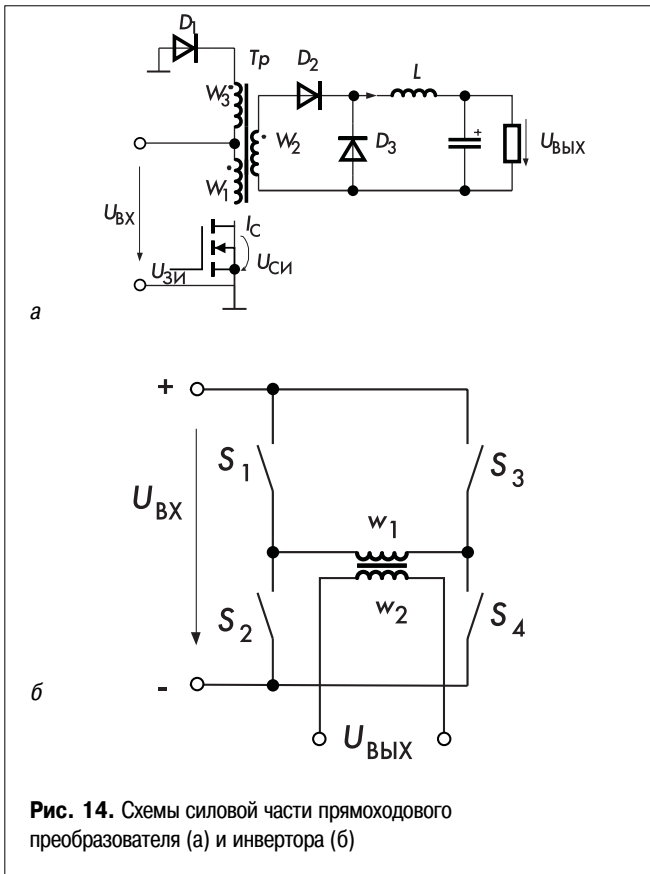


Рис. 14. Схемы силовой части прямоходового преобразователя (а) и инвертора (б)

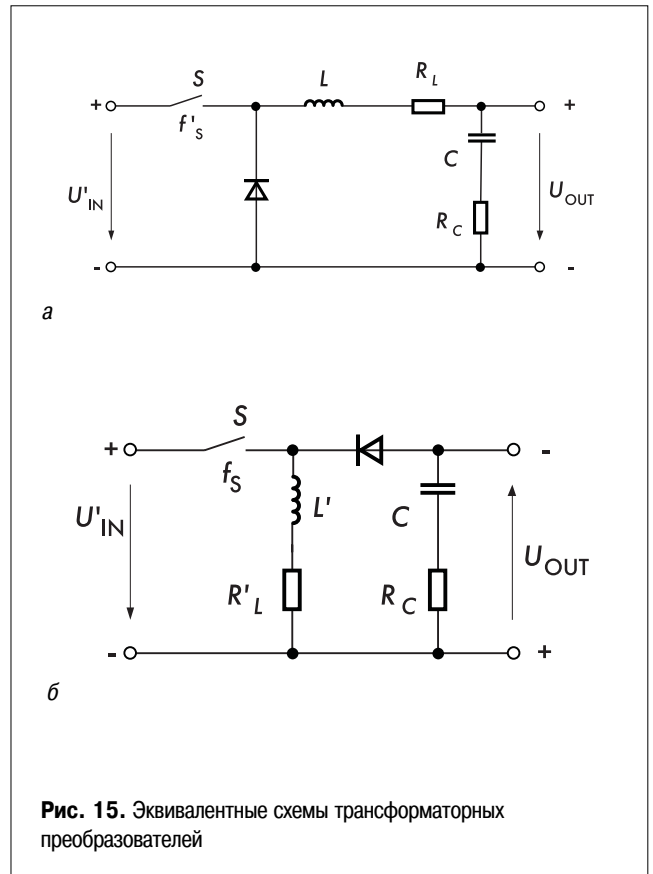


Рис. 15. Эквивалентные схемы трансформаторных преобразователей

операторная проводимость цепи дросселя, $Z_{L0}(s)$ — операторное сопротивление нагрузки преобразователя, определяемое формулой:

$$(15)$$

где $W_{CV}(s)$ — передаточная функция регулятора напряжения, $W_{CC}(s)$ — передаточная функция регулятора тока, K_V и K_C — коэффициенты передачи датчиков обратной связи, соответственно, напряжения и тока. K_T — коэффициент передачи преобразователя, величина которого зависит от способа регулирования тока.

Особенности

анализа устойчивости ИСН с силовыми трансформаторами

Приведенный выше обзор методов анализа устойчивости касался импульсных стабилизаторов с гальваническими связями между первичным источником и нагрузкой. Анализ устойчивости преобразователей с силовыми трансформаторами имеет некоторые особенности, связанные с электромагнитным преобразованием энергии в трансформаторах. Как обычно в таких случаях делается, заменим трансформатор его схемой замещения, причем будем полагать, что трансформатор

идеален, то есть сопротивления и индуктивности рассеяния обмоток равны нулю (с точки зрения анализа устойчивости это не имеет существенного значения, так как частоты свободных колебаний, обусловленных этими параметрами, многократно превосходят частоту среза контура регулирования). С учетом такой замены эквивалентная схема прямоходового стабилизатора (рис. 14, а) и стабилизаторов на основе инверторов (рис. 14, б) будет иметь вид как у понижающего преобразователя

(рис. 15, а), а

$$U'_{ВХ} / U_{ВХ} = 1/k$$

эквивалентная

схема обратногоходового стабилизатора (рис. 16) — как у инвертирующей

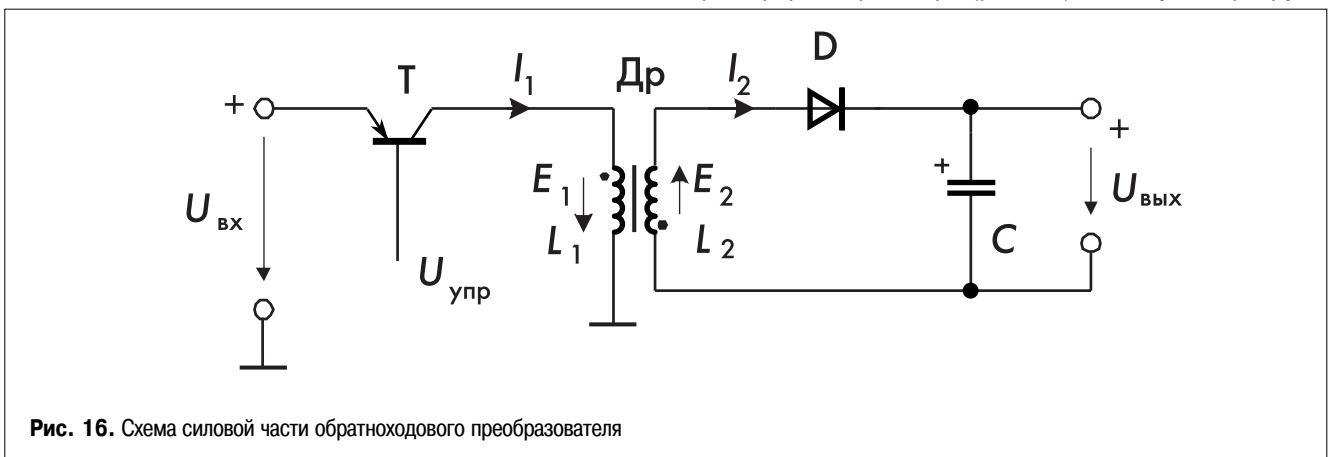


Рис. 16. Схема силовой части обратногоходового преобразователя

$$L' = L_2 = L_1 / k^2$$

$$R'_L = R_{L2}$$

щ е г о
преоб-
р а з о в а -
т е л я
(рис. 15,
б). Па-
р а м е т р -

Для обратноходового преобразо-
вателя

ры входных цепей в данном случае
удобнее привести к выходным це-
пям. Значения приведенных параме-
тров можно найти для инверторных
схем из табл. 2.

Примем $k=w_1/w_2$ — коэффициент
трансформации.

Георгий Волович
g_volovich@mail.ru

Литература

1. Волович Г. И. Динамика вентиля-
ных источников вторичного элект-
ропитания постоянного тока. —
М.: Энергоатомиздат, 1991.
2. Wester G. W., Middlebrook R. D.
Low-Frequency Characterization of
Switched DC-DC Converters // IEEE
Transactions on Aerospace and
Electronic Systems, Vol. AES-9,