

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-овый 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} :

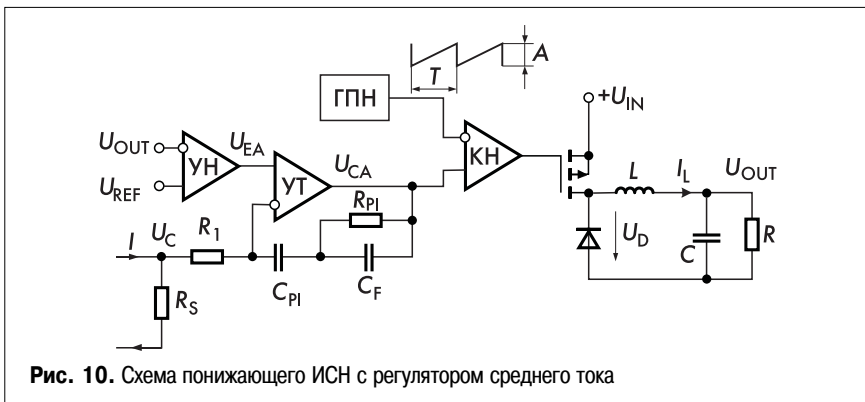


Рис. 10. Схема понижающего ИСН с регулятором среднего тока

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

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 Си, создающего ноль $R_{и}C_{и}$ 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:

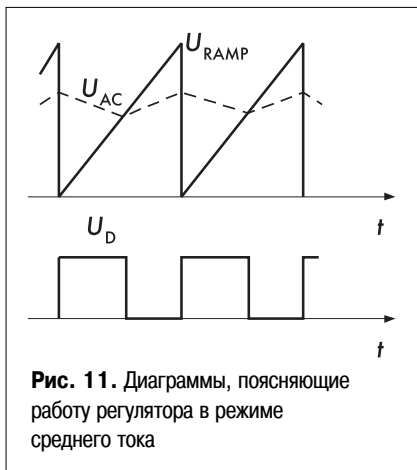


Рис. 11. Диаграммы, поясняющие работу регулятора в режиме среднего тока

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

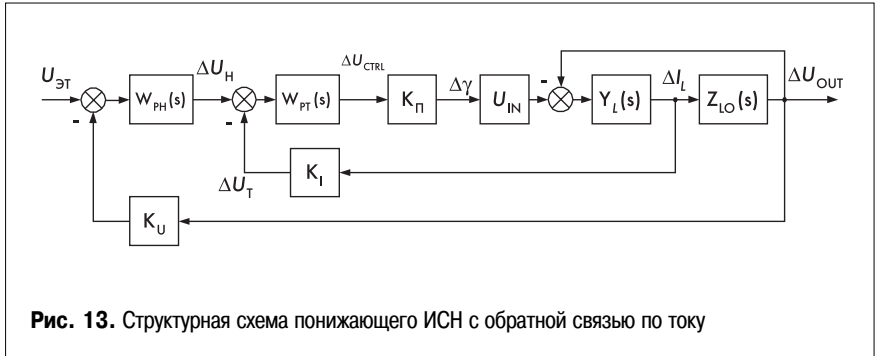


Рис. 13. Структурная схема понижающего ИСН с обратной связью по току

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

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.

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)

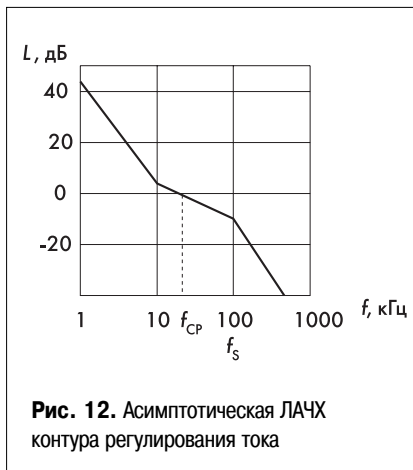


Рис. 12. Асимптотическая ЛАЧХ контура регулирования тока

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: $Y_L(s) = R_L + sL$

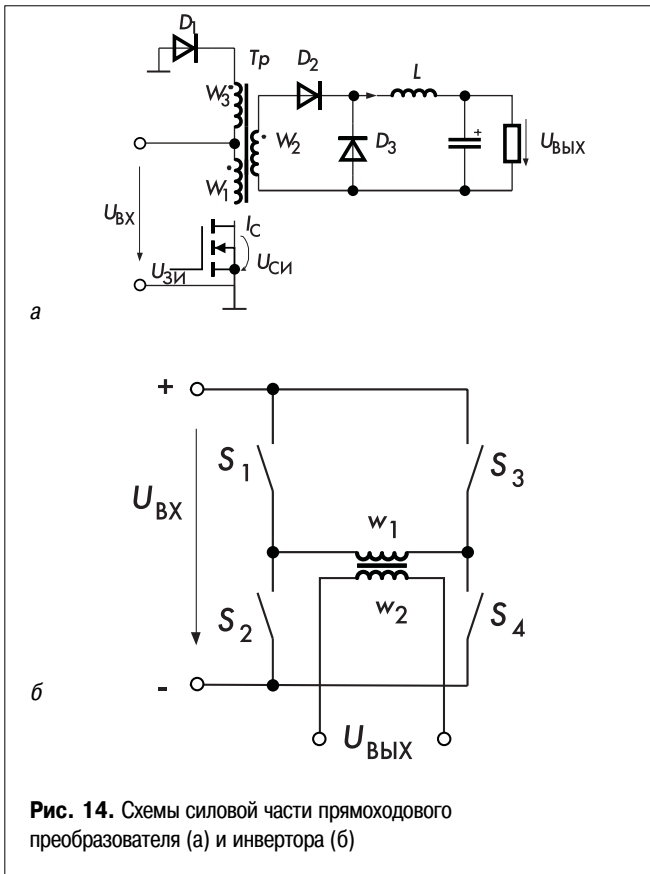


Рис. 14. Схемы силовой части прямоходового преобразователя (а) и инвертора (б)

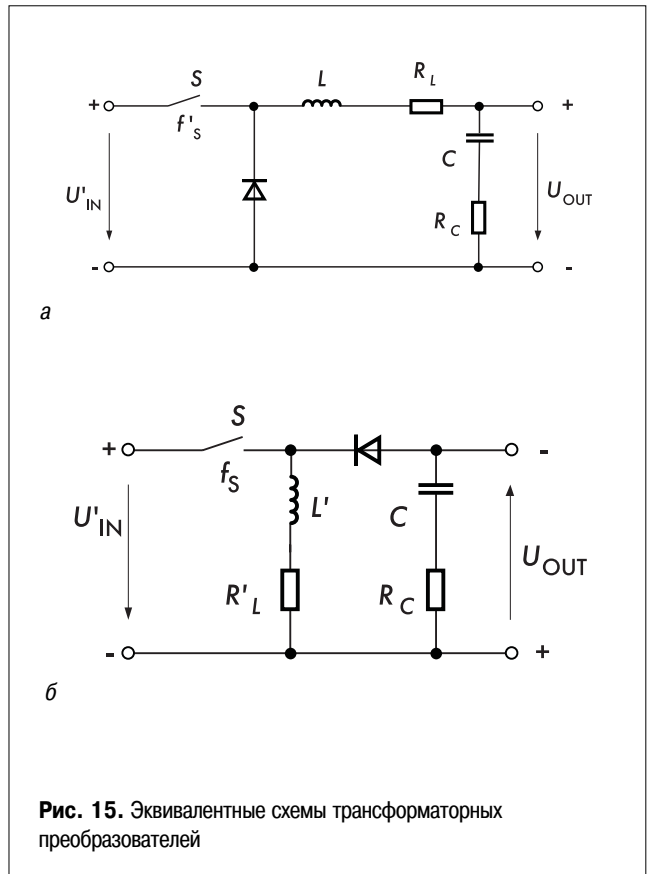


Рис. 15. Эквивалентные схемы трансформаторных преобразователей

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

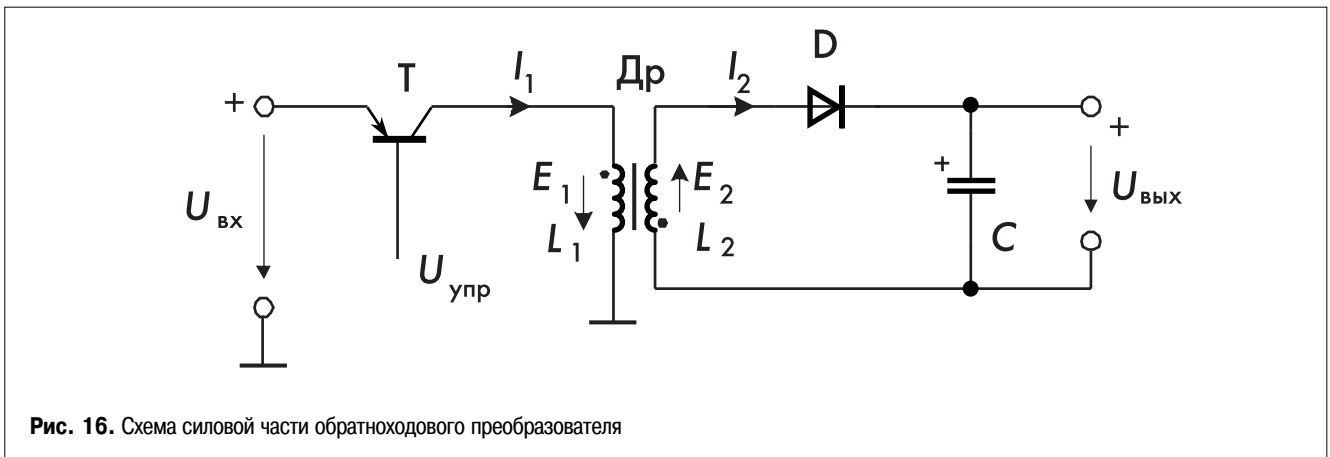


Рис. 16. Схема силовой части обратногоходового преобразователя

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

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

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

Для обратноходового преобразо-
вателя

ры входных цепей в данном случае
удобнее привести к выходным це-
пям. Значения приведенных парамет-
ров 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,