

МОДЕЛЬ МАЛОГО СИГНАЛА ОБРАТНОХОДОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Володин В. Я.
22 Февраля 2022 года
Украина, Одесса

Аннотация

В статье приводятся передаточные характеристики “управление-выход” и эквивалентные модели обратноходовых преобразователей, работающих в режиме прерывистой и граничной проводимости, для режимов управления по максимальному току и по частоте. обратноходовых преобразователей, работающих в режиме прерывистой и граничной проводимости.

1. Введение

Практически любой источник питания имеет в своем составе систему, которая управляет какими-то его выходным или входным параметром: напряжением, током, мощностью, частотой и т.п. Применительно к источникам питания, наиболее распространенной функцией подобной системы управления является стабилизация выходного напряжения.

При создании системы управления, разработчик должен иметь представления о динамических свойствах DC-DC преобразователя, лежащего в основе источника питания. Только в этом случае можно будет разработать систему управления, обладающую необходимой устойчивостью и быстродействием.

Импульсные DC-DC преобразователи не являются непрерывными во времени системами и поэтому их точный анализ, как объекта управления, является достаточно сложным. Но, при определенных условиях, импульсные преобразователи можно рассматривать как непрерывные и линейные. Это позволяет использовать для их исследования множество простых и хорошо изученных методик, предназначенных для исследования линейных объектов управления. Например, для инженерного синтеза линейных систем управления широко используется метод логарифмической амплитудно-фазо-частотной характеристики (ЛАФЧХ) или метод диаграммы Боде.

Чтобы избежать проблем с нелинейностью, исследование объекта управления производится в каком-то его установившемся состоянии, путем подачи малых испытательных сигналов. Причем, чем меньше амплитуда испытательного сигнала, тем меньше влияние нелинейности на результат исследования. Соответственно, передаточные функции и модели, полученные при таком испытании, называются функциями и моделями малого сигнала или попросту малосигнальными.

В настоящее время, для создания малосигнальных моделей импульсных DC-DC преобразователей, широко используется методика усреднения в пространстве состояний [1, 2]. Согласно этой методике, для замкнутого и разомкнутого состояния ключа, создаются соответствующие схемы замещения преобразователя. Далее находятся токи и напряжения в этих схемах, которые затем усредняются через коэффициент заполнения D . Коэффициент заполнения D равен относительному времени, в течении которого ключ находится в замкнутом состоянии:

$$D = \frac{t_1}{T_s} = t_1 F_s \quad (1)$$

Где:

t_1 – время замкнутого состояния ключа;

T_s – период коммутации ключа;

F_s – частота преобразования.

Достоинством данного подхода является то, что импульсный преобразователь, при помощи схем замещения, может быть приведен к тому виду, в котором становится возможным его исследование методами классической электротехники. Последующее усреднение и замена переменных суммой большого и малого сигнала позволяет получить непрерывную передаточную функцию преобразователя для малого сигнала в районе установившегося состояния. Недостатком данного подхода является то, что манипуляции производятся со всеми узлами преобразователя, включая и те, которые являются линейными. Например, выходной фильтр преобразователя линейный и его передаточную функцию можно найти непосредственно методами классической электротехники. Указанного минуса можно избежать, если подвергать усреднению только ключевой или модуляционный узел преобразователя. Именно этот принцип и заложен в основу предлагаемой методики.

2. Обратногодовой преобразователь

Обратноходовой преобразователь (англ. flyback converter) является одним из самых популярных типов преобразователей и зачастую используется для построения изолированных (гальванически развязанных) сетевых маломощных источников питания. Преимуществом данного преобразователя является его простота, способность работать в широком диапазоне питающих напряжений, а также неплохая эффективность.

Особенностью обратноходового преобразователя является то, что электрическая изоляция его входных и выходных цепей осуществляется при помощи многообмоточного индуктора. Цикл передачи энергии с входа на

выход преобразователя происходит в два этапа и при различной полярности на обмотках индуктора. Собственно, поэтому преобразователь и называется обратногоходовым.

Несмотря на то, что многообмоточный индуктор обратногоходового преобразователя не является трансформатором, его по традиции таковым называют. Следуя этой традиции, будем далее также называть многообмоточный индуктор трансформатором, не забывая при этом об отличительных особенностях работы этого трансформатора в обратногоходовом преобразователе.

Упрощенная схема обратногоходового преобразователя изображена на рис. 1.

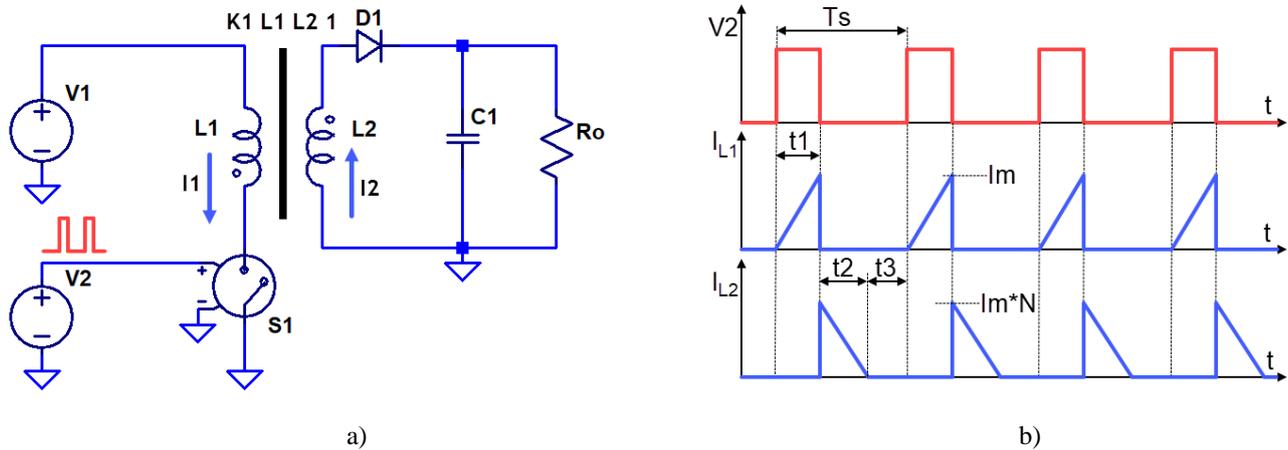


Рис. 1. Упрощенная схема обратногоходового преобразователя: а) – схема; б) – диаграммы напряжений и токов.

Рассмотрим основные компоненты и работу обратногоходового преобразователя. При этом рассмотрении, индуктивность и максимальный ток первичной обмотки L_1 обратногоходового преобразователя будут использоваться в качестве базовых:

L - индуктивность обмотки L_1 ;

I_m - максимальный ток обмотки L_1 .

Все остальные индуктивности и токи будут отражаться через коэффициент трансформации $N = \sqrt{L_1 / L_2}$.

Преобразователь питается от источника напряжения V_1 . Трансформатор преобразователя K_1 имеет две магнитосвязанные обмотки: L_1 – индуктивность первичной обмотки; L_2 – индуктивность вторичной обмотки. Первичная обмотка подключается к источнику напряжения V_1 при помощи ключа S_1 . Источник V_2 является генератором управляющих импульсов, следующих с частотой преобразования F_s . Активный уровень управляющего импульса замыкает ключ S_1 , а неактивный размыкает. Когда ключ S_1 замкнут, ток I_1 в первичной обмотке трансформатора L_1 , под действием напряжения V_1 , линейно нарастает. Скорость нарастания тока в индуктивности можно найти по формуле:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V}{L} \quad (2)$$

За время t_1 , в течении которого ключ S_1 замкнут, ток в индуктивности L_1 достигает некоторого максимального значения I_m . При этом, в индуктивности первичной обмотки L_1 накапливается энергия:

$$W = \frac{I_m^2 L}{2} \quad (3)$$

Длительность периода t_1 можно найти по формуле:

$$t_1 = \frac{L \cdot I_m}{V_1} \quad (4)$$

Во время замкнутого состояния ключа S_1 , к диоду D_1 прикладывается напряжение запирающей полярности. В результате диод D_1 заперт и ток через обмотку L_2 не протекает. После размыкания ключа S_1 заканчивается период накопления энергии t_1 и начинается период t_2 , в течении которого накопленная энергия передается в нагрузку. Ток из индуктивности первичной обмотки L_1 , через коэффициент трансформации $N = \sqrt{L_1 / L_2}$, отражается в индуктивность вторичной обмотки L_2 . При этом полярность напряжения, приложенного к диоду D_1 , меняется с запирающей на отпирающую. Диод D_1 отпирается и создает путь протекания тока во вторичной обмотке трансформатора L_2 . Под действием выходного напряжения преобразователя, ток вторичной обмотки линейно снижается со скоростью, которую можно найти по формуле:

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{V_o \cdot N^2}{L} \quad (5)$$

Где:

V_o – выходное напряжение преобразователя.

По мере снижения тока, энергия, накопленная в индуктивности трансформатора, передается в нагрузку R_o . Длительность периода t_2 можно найти по формуле:

$$t_2 = \frac{L \cdot I_m}{N \cdot V_o} \quad (6)$$

Если ток в обмотке L_2 снижается до нуля, то далее может иметь место некоторый период времени t_3 , в течении которого токи отсутствуют в обмотках трансформатора. Длительность периода t_3 можно найти по формуле:

$$t_3 = T_s - t_1 - t_2 \quad (7)$$

В зависимости от наличия и длительности периода t_3 , различают три режима работы обратноходового преобразователя. Если ток вторичной обмотки L_2 в конце каждого периода работы преобразователя снижается до нуля, то имеет место режим прерывистого тока или прерывистой проводимости (англ. DCM – Discontinuous Conduction Mode). Если ток вторичной обмотки в конце периода не снижается до нуля, то преобразователь работает в режиме непрерывного тока или непрерывной проводимости (англ. CCM – Continuous Conduction Mode). Если ток снижается до нуля, но период t_3 отсутствует ($t_3 = 0$), то имеет место граничный режим проводимости (англ. BCM - Boundary Conduction Mode). Режим граничной проводимости находится на границе между режимами прерывистой и непрерывной проводимости.

Но обычно, обратноходовые преобразователи работают в режиме прерывистой и граничной проводимости.

Мощность P , передаваемая обратноходовым преобразователем в нагрузку, пропорциональна энергии (3) и частоте преобразования F_s :

$$P = \frac{I_m^2 \cdot L}{2} \cdot F_s \quad (8)$$

В соответствии с формулой (8), выходная мощность обратноходового преобразователя может регулироваться при помощи изменения максимальной величины тока I_m первичной обмотки L_1 , при помощи изменения частоты преобразования F_s , а также при помощи одновременного изменения максимальной величины тока I_m и частоты преобразования F_s . Исходя из этого существует три основных режима управления обратноходовым преобразователем:

1. Режим управления по максимальному току (англ. PCMC – Peak Current Mode Control) при фиксированной частоте преобразования F_s ;
2. Режим управления по частоте (англ. VFMC – Variable Frequency Mode Control) при фиксированном максимальном токе;
3. Режим управления по максимальному току, при условии поддержания граничного режима проводимости (англ. BCM Boundary Mode Control). Необходимость поддержания граничного режима приводит к тому, что, при изменении величины максимального тока, одновременно изменяется частота коммутации преобразователя.

Первый и второй режим является наиболее популярными и используется в большинстве микросхем контроллеров, предназначенных для управления обратноходовым преобразователем. Последний, третий режим, является характерным для автогенераторных обратноходовых преобразователей, работающих на границе прерывистого и непрерывного режимов проводимости (DCM/CCM) и использующих режим управления по максимальному току.

Существуют микросхемы контроллеров, которые могут использовать все три режима управления обратноходовым преобразователем в зависимости от загруженности преобразователя. Классическим представителем таких контроллеров является микросхема типа UCC28610, производства фирмы Texas Instruments.

3. Режим управления по максимальному току

Упрощенная схема обратноходового преобразователя, работающего в режиме управления по максимальному току, изображена на рис.2.

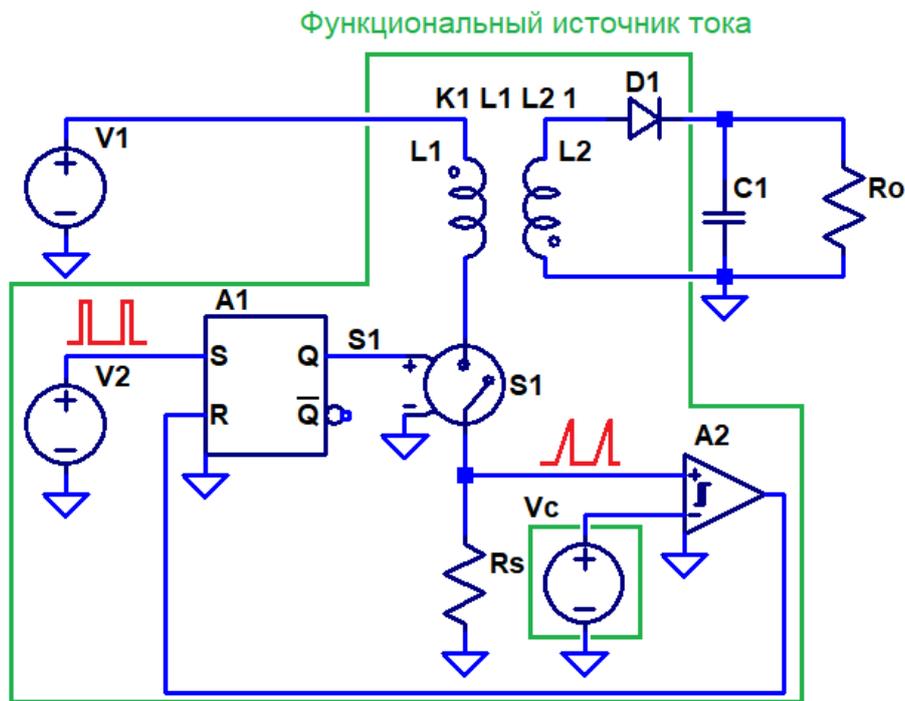


Рис. 2. Обратногоходовой преобразователь в режиме управления по максимальному току

В отличие от упрощенного варианта, изображенного на рис.1, обратногоходовой преобразователь, работающий в режиме управления по максимальному току, содержит RS-триггер A_1 , токоизмерительный шунт R_s , аналоговый компаратор A_2 и источник управляющего напряжения V_c .

Преобразователь питается от источника напряжения V_1 . Трансформатор преобразователя имеет две магнитно связанные обмотки: L_1 – индуктивность первичной обмотки; L_2 – индуктивность вторичной обмотки. Первичная обмотка подключается к источнику напряжения V_1 при помощи ключа S_1 . Источник V_2 является генератором запускающих коротких импульсов, следующих с частотой преобразования F_s . Запускающие импульсы, по входу S, устанавливают SR-триггер A_1 . Напряжение $V(S1)$ на выходе триггера A_1 управляет состоянием ключа S_1 . Высокий логический уровень замыкает ключ S_1 , а низкий размыкает. После замыкания ключа S_1 ток в обмотке L_1 линейно нарастает. Этот ток контролируется при помощи шунта R_s , который включен последовательно с ключом S_1 . Как только падение напряжения на шунте R_s превысит уровень управляющего напряжения V_c , высокий логический уровень с выхода компаратора A_2 сбросит триггер A_1 по входу R. При этом низкий уровень $V(S1)$ разомкнет ключ S_1 . Далее энергия, накопленная в трансформаторе за время t_1 (рис.1), через обмотку L_2 и диод D_1 , в течении периода t_2 , будет передана в сопротивление нагрузки R_o . Конденсатор выходного фильтра C_1 сглаживает пульсацию напряжения на сопротивлении нагрузки.

Мощность P , передаваемая обратногоходовым преобразователем в нагрузку, определяется формулой (5)

Если частота преобразования неизменна, то мощность P пропорциональна максимальному току I_m . В свою очередь, при стабильном напряжении на выходе преобразователя, управление мощностью эквивалентно управлению током. Т.е. обратногоходовой преобразователь является управляемым функциональным источником тока. Компоненты этого источника тока обведены зеленой контурной линией на рис.2 и не включают в себя источник входного напряжения V_1 , источник управляющего напряжения V_c , конденсаторный фильтр C_1 и нагрузку R_o .

Преобразователь работает в режиме прерывистого тока. Поэтому энергия, накопленная в трансформаторе, полностью передается в нагрузку, а ток вторичной обмотки L_2 в конце каждого периода работы преобразователя снижается до нуля.

Схема выходной цепи обратногоходового преобразователя изображена на рис.3. Здесь C – конденсатор выходного фильтра (обозначен как C1 на рис.2), R_c – внутреннее последовательное сопротивление конденсатора, R_o – сопротивление нагрузки.

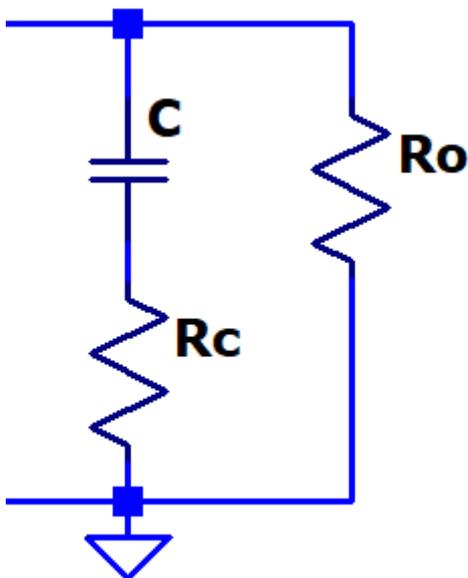


Рис. 3. Выходные цепи обратногоходового преобразователя

3.1. Передаточная функция

Передаточная функция “управление - выход” обратноходового преобразователя в режиме управления по максимальному току имеет следующий вид:

$$W(s) = \frac{v_o(s)}{v_c(s)} = G_o \cdot e^{-\tau \cdot s} \frac{(1 + sCR_c)}{1 + sC(R_c + 0.5R_o)} \quad (9)$$

Коэффициент передачи G_o можно найти по следующей формуле:

$$G_o = \frac{k_c^2 \cdot L \cdot F_s \cdot V_c \cdot R_o}{2R_s^2 V_o} \quad (10)$$

Где k_c – коэффициент управления. Этот коэффициент может оказаться полезным при использовании некоторых микросхем контроллеров, в которых напряжение управления V_c определяет максимальный ток в соответствии с некоторым коэффициентом. Например, для микросхем UC384X коэффициент $k_c = 1/3$.

Установившееся значение управляющего напряжения, вокруг которого производится малосигнальный анализ, можно найти по формуле:

$$V_c = \sqrt{\frac{2 \cdot P \cdot R_s^2}{k_c^2 \cdot L \cdot F_s}} \quad (11)$$

Где:

P – выходная мощность преобразователя.

Обратноходовой преобразователь имеет характерный фазовый сдвиг, не связанный с амплитудной характеристикой. Этот фазовый сдвиг вызывается запаздыванием τ , которое возникает из-за двухэтапного процесса передачи энергии в обратноходовом преобразователе, близкого по своей сути к механизму выборки-хранения. Соответственно, запаздывание имеет функциональную зависимость от длительности периода t_2 , в течении которого энергия из трансформатора передается в нагрузку. Это запаздывание не влияет на амплитудно-частотную характеристику передаточной функции, но приводит к заметному фазовому сдвигу на частотах близких к частоте коммутации F_s . Запаздывание можно вычислить по следующей формуле:

$$\tau = 0.5 \cdot (t_1 + t_2) = \frac{L \cdot V_c \cdot k_c \cdot (V_1 + V_o \cdot N)}{2 \cdot R_s \cdot V_1 \cdot V_o \cdot N} \quad (12)$$

3.2. Моделирование в SPICE симуляторе

При использовании SPICE симулятора нет необходимости вычислять полную передаточную функцию обратноходового преобразователя. Достаточно описать обратноходовой преобразователь как функциональный источник тока (рис. 2). Выходной ток источника, работающего в режиме управления по максимальному току:

$$i_o(s) = \frac{k_c^2 \cdot L \cdot F_s \cdot V_c v_c(s)}{R_s^2 V_o} - \frac{1}{R_o} v_o(s) \quad (13)$$

На рис.4 изображена эквивалентная схема малосигнальной модели обратноходового преобразователя.

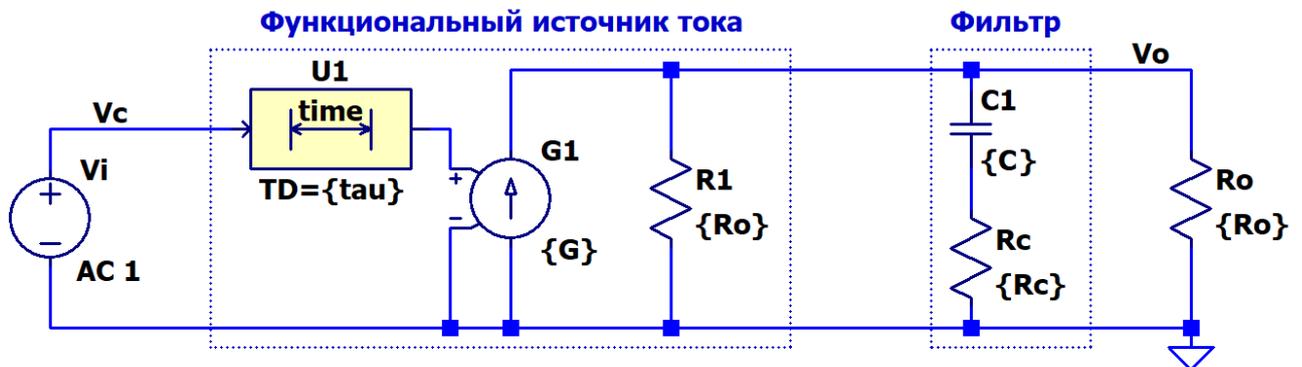


Рис. 4. Эквивалентная схема малосигнальной модели обратноходового преобразователя

Коэффициент передачи G источника тока, управляемого напряжением (ИТУН) $G1$ определяется по формуле:

$$G = \frac{k_c^2 \cdot L \cdot F_s \cdot V_c}{R_s^2 \cdot V_o} \quad (14)$$

Управляющее напряжение V_c подается на вход ИТУН G1 через функциональный блок задержки времени U1, реализующий запаздывание τ .

Эквивалентная схема по своим свойствам аналогична передаточной функции, но полностью реализуется в виде набора электрических компонентов. Этот вариант представления модели, по сравнению с передаточной функцией, выглядит более естественным для программы схемотехнического моделирования и позволяет более оперативно и в естественной форме варьировать параметры модели без необходимости полного повторного перерасчета.

Модель малого сигнала (рис. 4) строится путем замены функционального источника тока (рис. 2) его эквивалентной схемой (19). При этом конденсатор фильтра и нагрузка остаются неизменными. Это позволяет, при необходимости, оперативно менять параметры фильтра и даже вносить туда дополнительные компоненты.

4. Режим управления по частоте

Упрощенная схема обратного преобразователя, работающего в режиме управления по частоте, изображена на рис.5.

В отличие от упрощенного варианта, изображенного на рис.1, обратного преобразователя, работающего в режиме управления по частоте, содержит RS-триггер A_1 , токоизмерительный шунт R_s , аналоговый компаратор A_2 , источник опорного напряжения V_2 , генератор, управляемый напряжением, A_3 и источник управляющего напряжения V_c .

Преобразователь питается от источника напряжения V_1 . Трансформатор преобразователя имеет две магнитно связанные обмотки: L_1 – индуктивность первичной обмотки; L_2 – индуктивность вторичной обмотки. Первичная обмотка подключается к источнику напряжения V_1 при помощи ключа S_1 . Генератор A_3 , управляемый напряжением V_c , является источником запускающих коротких импульсов, определяющих частоту преобразования F_s . Запускающие импульсы, по входу S, устанавливают SR-триггер A_1 . Напряжение $V(S_1)$ на выходе триггера A_1 управляет состоянием ключа S_1 . Высокий логический уровень замыкает ключ S_1 , а низкий размыкает. После замыкания ключа S_1 ток в обмотке L_1 линейно нарастает. Этот ток контролируется при помощи шунта R_s , который включен последовательно с ключом S_1 . Как только падение напряжения на шунте R_s превысит уровень опорного напряжения V_2 , высокий логический уровень с выхода компаратора A_2 сбросит триггер A_1 по входу R. При этом низкий уровень $V(S_1)$ разомкнет ключ S_1 . Далее энергия, накопленная в трансформаторе за время t_1 (рис.1), через обмотку L_2 и диод D_1 , в течении периода t_2 , будет передана в сопротивление нагрузки R_o . Конденсатор выходного фильтра C_1 сглаживает пульсацию напряжения на сопротивлении нагрузки.

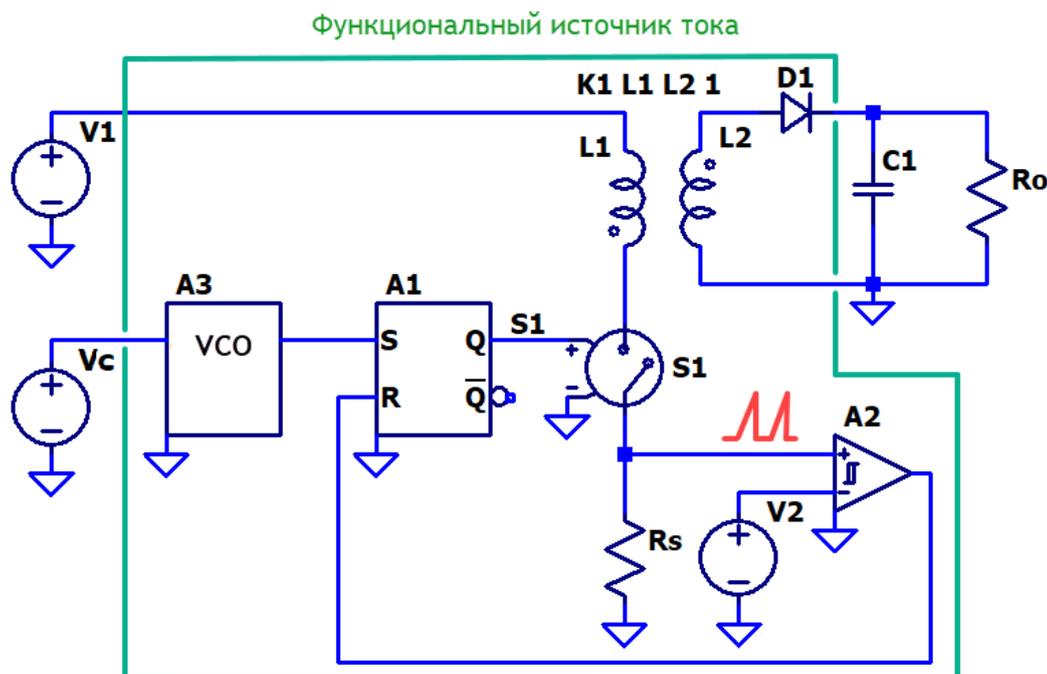


Рис. 5. Обратного преобразователя в режиме управления по частоте

Мощность P , передаваемая обратным преобразователем в нагрузку, определяется формулой (8)

Если максимальный ток I_m , определяемый опорным напряжением V_2 , неизменным, то мощность P пропорциональна частоте преобразования F_s . Как и в предыдущем случае, обратного преобразователя можно считать функциональным источником тока. Компоненты этого источника тока обведены зеленой контурной линией на рис.5 и не включают в себя источник входного напряжения V_1 , источник управляющего напряжения V_c , конденсаторный фильтр C_1 и нагрузку R_o .

Преобразователь работает в режиме прерывистого тока. Поэтому энергия, накопленная в трансформаторе, полностью передается в нагрузку, а ток вторичной обмотки L_2 в конце каждого периода работы преобразователя снижается до нуля.

4.1. Передаточная функция

Передаточная функция “управление - выход” обратноходового преобразователя в режиме управления по частоте имеет следующий вид:

$$W(s) = \frac{v_o(s)}{v_c(s)} = G_o \cdot e^{-\tau \cdot s} \frac{(1 + sCR_c)}{1 + sC(R_c + 0.5R_o)} \quad (15)$$

Где:

$$G_o = \frac{V_2^2 \cdot L \cdot k_c \cdot R_o}{4 \cdot V_o \cdot R_s^2} \quad (16)$$

При условии, что $I_m = V_2 / R_s$.

Как в предыдущем случае, коэффициент пропорциональности k_c , определяет взаимосвязь между напряжением управления V_c и частотой преобразования F_s :

$$F_s = k_c \cdot V_c \quad (17)$$

Где:

k_c – коэффициент пропорциональности;

V_c – управляющее напряжение.

Установившееся значение управляющего напряжения, вокруг которого производится малосигнальный анализ, можно найти по формуле:

$$V_c = \frac{2 \cdot P}{k_c \cdot I_m^2 \cdot L} \quad (18)$$

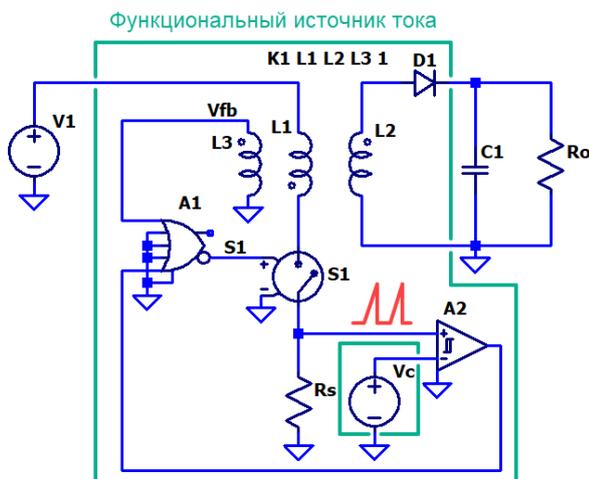
Где:

P – выходная мощность преобразователя.

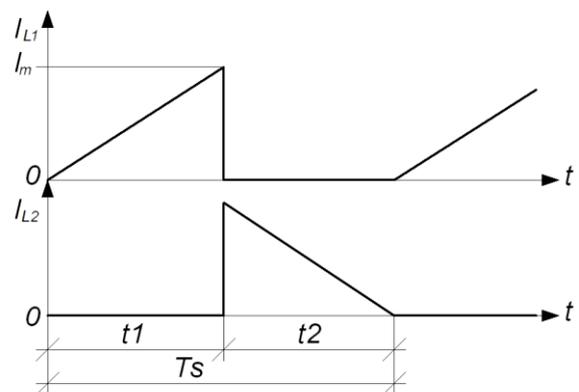
4.2. Моделирование в SPICE симуляторе

Выходной ток функционального источника тока, в случае управления по частоте, определяется по следующей формуле:

$$i_o(s) = \frac{I_m^2 \cdot L \cdot k_c \cdot v_c(s)}{2 \cdot V_o} - \frac{1}{R_o} \cdot v_o(s) \quad (19)$$



a)



b)

Рис. 6. Обратногоходовой преобразователь в граничном режиме проводимости: а) – схема; б) – диаграммы токов.

Эквивалентная схема малосигнальной модели для случаев управления максимальным током и частотой аналогичны (рис. 4). Отличия касаются лишь коэффициента передачи ИТУН G1, значение которого находится по формуле:

$$G = \frac{V_2^2 \cdot L \cdot k_c}{4 \cdot V_o \cdot R_s} \quad (20)$$

При условии, что $I_m = V_2 / R_s$.

5. Режим управления по максимальному току в граничном режиме проводимости

Упрощенная схема обратного преобразователя, работающего в режиме управления по максимальному току в граничном режиме проводимости, изображена на рис.6.

В отличие от упрощенного варианта, изображенного на рис.1а, обратного преобразователя, работающего в граничном режиме проводимости не имеет в явном виде генератора, определяющего частоту преобразования. Благодаря дополнительной обмотке L_3 и логическому элементу 2ИЛИ-НЕ А1, преобразователь охвачен положительной обратной связью и работает как автогенератор. Поэтому частота преобразования определяется элементами схемы преобразователя, выходной мощностью, а также входным и выходным напряжениями.

Преобразователь питается от источника напряжения V_1 . Сразу после включения преобразователя на обоих входах элемента А1 присутствует низкий логический уровень. В результате, высокий логический уровень напряжения $V(S1)$ с выхода А1 поступает на вход ключа S1 и замыкает его. После замыкания ключа S1 начинается период накопления энергии t_1 (рис.6б), в течении которого ток в обмотке L_1 линейно нарастает. В течении этого периода, с обмотки L_3 на вход элемента А1 поступает низкий логический уровень, а с обмотки L_2 к диоду D_1 прикладывается напряжение запирающей полярности. В результате диод D_1 заперт и ток через обмотку L_2 не протекает. В то же время ток, протекающий через обмотку L_1 , контролируется при помощи шунта R_s , который включен последовательно с ключом S1. Как только этот ток достигнет максимального значения I_m , падение напряжения на шунте R_s превысит уровень управляющего напряжения V_c и высокий логический уровень с выхода компаратора А2 поступит на вход элемента А1. После этого, низкий уровень $V(S1)$ с выхода А1 разомкнет ключ S1.

После размыкания ключа S1 заканчивается период накопления энергии t_1 и начинается период передачи энергии в нагрузку t_2 (рис. 6б). В начале этого периода, ток из первичной обмотки L_1 , через коэффициент трансформации $N = \sqrt{L_1 / L_2}$, отражается во вторичную обмотку L_2 . При этом полярность напряжения на обмотках L_2 и L_3 меняется на противоположную. В результате на вход элемента А1 прикладывается высокий логический уровень, удерживающий ключ S1 в разомкнутом состоянии, а к диоду D_1 прикладывается напряжение отпирающей полярности. Диод D_1 отпирается и создает путь протекания тока во вторичной обмотке трансформатора L_2 . Под действием выходного напряжения преобразователя, ток в обмотке L_2 линейно падает, а энергия, накопленная в трансформаторе, передается в нагрузку.

После того, как вся энергия, накопленная в трансформаторе, будет передана в нагрузку и ток в обмотке L_2 снизится до нуля, напряжения на всех обмотках трансформатора также снизятся до нуля. Низкий логический уровень поступит на вход элемента А1, инвертируется, и с его выхода, в виде высокого уровня напряжения $V(S1)$ поступит на вход ключа S1 и замкнет его. В результате, сразу после завершения периода t_2 начнется период t_1 .

5.1. Передаточная функция

Передаточная функция "управление - выход" обратного преобразователя в граничном режиме проводимости имеет следующий вид:

$$W(s) = \frac{v_o(s)}{v_c(s)} = G_o \cdot e^{-\tau \cdot s} \cdot \frac{1 + sCR_c}{1 + \frac{V_p}{V_1} + sC \left[\left(1 + \frac{V_p}{V_1} \right) R_c + R_o \right]} \quad (21)$$

Где:

$$G_o = \frac{k_c \cdot R_o \cdot V_p}{2R_s \cdot V_o} \quad (22)$$

Где:

$$V_p = \frac{V_1 \cdot V_o \cdot N}{V_1 + V_o \cdot N} \quad (23)$$

Установившееся значение управляющего напряжения, вокруг которого производится малосигнальный анализ, можно найти по формуле:

$$V_c = \frac{2 \cdot P \cdot R_s}{k_c \cdot V_p} \quad (24)$$

5.2. Моделирование в SPICE симуляторе

Выходной ток функционального источника тока в граничном режиме, определяется по следующей формуле:

$$i_o(s) = \frac{N \cdot k_c \cdot V_1 \cdot v_c(s)}{2R_s \cdot (V_1 + V_o \cdot N)} - \frac{1}{R_o} \frac{V_o \cdot N}{(V_1 + V_o \cdot N)} v_o(s) \quad (25)$$

На рис.7 изображена эквивалентная схема малосигнальной модели обратноходового преобразователя, управляемого по максимальному току в режиме граничной проводимости.

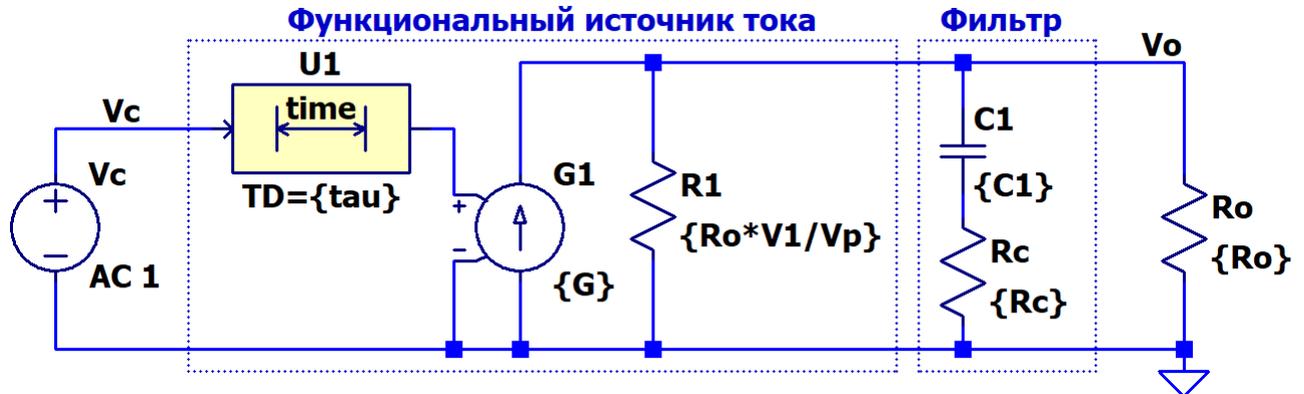


Рис. 7. Эквивалентная схема малосигнальной модели обратноходового преобразователя

Коэффициент передачи G источника тока, управляемого напряжением (ИТУН) $G1$ определяется по формуле:

$$G = \frac{k_c \cdot V_p}{2R_s \cdot V_o} \quad (26)$$

Список литературы

1. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. Пер. с англ. под ред. Л.Е. Смольникова. Москва: Энергоатомиздат, 1988.
2. Чети П. Проектирование ключевых источников электропитания. Пер. с англ. Москва: Энергоатомиздат, 1990.
3. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. Москва: Издательство "Высшая школа", 1978. - С. 189–190.
4. Vatché Vorpérian. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. II. Discontinuous conduction mode. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic, 1990.