

Расчет и построение повышающего DC/DC-преобразователя с мягкой коммутацией

В статье поэтапно рассматривается проектирование высокоэффективного повышающего DC/DC-преобразователя с высоким выходным напряжением и мягкой коммутацией, позволяющей уменьшить потери переключения. В предлагаемой конфигурации вместо индуктивности, используемой в традиционных повышающих преобразователях, применяется магнитосвязанный дроссель и дополнительная схема, благодаря чему коэффициент преобразования напряжения повышается при том же коэффициенте заполнения. В преобразователь встроена резонансная цепь для переключения при нулевом напряжении.

Тестирование показало, что преобразователь работает при полной нагрузке 340 Вт с эффективностью 92,7%.

Михаил СОКОЛОВ,
инженер

Принцип работы повышающего преобразователя с жесткой коммутацией

На рис. 1 представлена схематическая архитектура предлагаемого повышающего преобразователя с высоким выходным напряжением (ППВВН) и жесткой коммутацией. В этой конструкции традиционный накопитель энергии заменен магнитосвязанным дросселем и имеется дополнительная повышающая цепь, состоящая из диода D_1 и конденсатора C_1 .

Коэффициент преобразования напряжения значительно возрос благодаря использованию соотношения витков магнитосвязанного дросселя и повышающей схемы. Кроме того, преобразователь отличается простой структурой схемы и простотой управления, что делает его выгодным для практического применения. Во включенном состоянии коэффициент заполнения D за один период переключения T описывается уравнением (1):

$$D \triangleq \frac{t_{ON}}{T} = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}}, \quad (1)$$

где t_{ON} – время пребывания ключа в проводящем состоянии в течение одного коммутационного периода, а t_{OFF} – интервал, в течение которого ключ заперт.

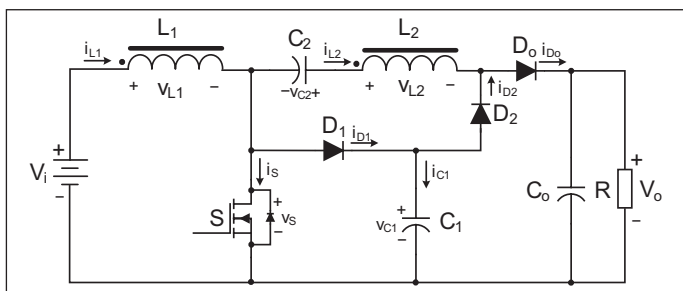


Рис. 1. Схема предлагаемого ППВВН с жесткой коммутацией

1. Включение ($0 \leq t \leq DT$)

Когда ключ S открыт, диод D_2 тоже открыт, а диоды D_0 и D_1 заперты. На рис. 2 представлена эквивалентная схема, в которой коэффициент трансформации N магнитосвязанного дросселя определяется уравнением (2). В этом состоянии напряжения на дросселях v_{L1} и v_{L2} выражаются уравнениями (3) и (4), соответственно, где V_1 – выходное напряжение, а напряжение v_{C2} на накопительном конденсаторе C_2 – уравнением (5):

$$N \triangleq \frac{N_2}{N_1}, \quad (2)$$

$$v_{L1} = V_p, \quad (3)$$

$$v_{L2} = \frac{N_2}{N_1} V_1 = N V_p, \quad (4)$$

$$v_{C2} = v_{L2} + v_{C1} = V_1 \left(N + \frac{1}{1-D} \right), \quad (5)$$

где V_1 – входное напряжение.

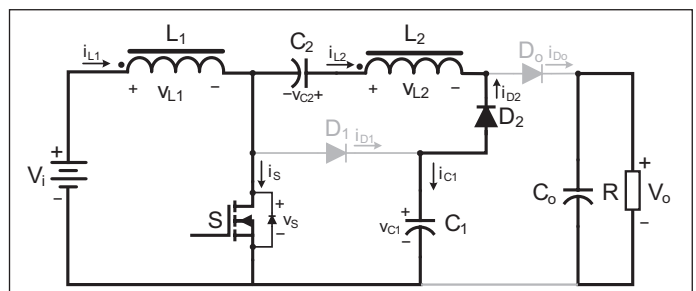


Рис. 2. Эквивалентная схема в момент времени, когда основной ключ S открыт в ППВВН с жесткой коммутацией

2. Выключение ($DT \leq t \leq T$)

Когда ключ S закрыт, диод D_2 закрыт, а диоды D_0 и D_1 открыты. На рис. 3 показана соответствующая эквивалентная схема. Напряжения на дросселях v_{L1} и v_{L2} определяются уравнениями (6) и (7), соответственно:

$$v_{L1} = V_1 - v_{C1} = -V_1 \frac{D}{1-D}, \tag{6}$$

$$v_{L2} = V_1 + v_{C2} - v_{L1} - V_0 = NV_1 + 2 \frac{V_1}{1-D} - V_0, \tag{7}$$

где V_0 – выходное напряжение.

Согласно принципу вольт-секундного баланса для дросселя L_2 , из уравнений (4) и (7) следует уравнение (8). После упрощения коэффициент преобразования входного напряжения V_1 в выходное V_0 можно выразить уравнением (9):

$$NV_1DT + \left(NV_1 + 2 \frac{V_1}{1-D} - V_0 \right) (1-D)T = 0, \tag{8}$$

$$G = \frac{V_0}{V_1} = \frac{2+N}{1-D}. \tag{9}$$

В табл. 1 на основе уравнения (9) представлена зависимость между коэффициентом усиления G напряжения преобразователя и коэффициентом заполнения D. Как видно из табл. 1 и рис. 4, увеличение коэффициента преобразования магнитосвязанного дросселя приводит к увеличению коэффициента преобразования напряжения при том же коэффициенте заполнения.

Принцип работы ППВВН с мягкой коммутацией

Описанный выше ППВВН с жесткой коммутацией позволяет повысить коэффициент преобразования напряжения за счет использования магнитосвязанного дросселя и дополнительной повышающей схемы. Однако если напряжение или ток не снижаются до нуля до момента переключения, возникают коммутационные потери, которые уменьшают суммарную эффективность преобразователя. Для ее повышения предлагается ППВВН с мягкой коммутацией и индуктивной

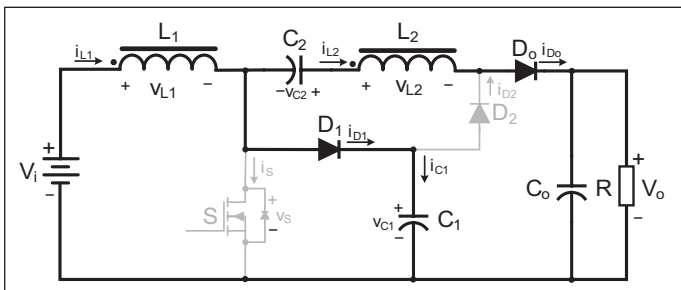


Рис. 3. Эквивалентная схема в момент времени, когда основной ключ S закрыт в ППВВН с жесткой коммутацией

Таблица 1. Зависимость коэффициента усиления напряжения G от коэффициента заполнения D для ППВВН с жесткой коммутацией

Коэффициент заполнения	Коэффициент трансформации N				
	2	3	4	5	6
D=0,1	G=4,4	G=5,6	G=6,7	G=7,8	G=8,9
D=0,2	G=5	G=6,3	G=7,5	G=8,8	G=10
D=0,3	G=5,7	G=6,7	G=8,6	G=10	G=11,4
D=0,4	G=6,7	G=8,3	G=10	G=11,7	G=13,3
D=0,5	G=8	G=10	G=12	G=14	G=16
D=0,6	G=10	G=12,5	G=15	G=17,5	G=20
D=0,7	G=13,3	G=16,7	G=20	G=23,3	G=26,7
D=0,8	G=20	G=25	G=30	G=35	G=40

связью. Схема этого преобразователя показана на рис. 5, а на рис. 6 – сигналы управления его коммутацией.

ППВВН достигает высокого коэффициента преобразования напряжения благодаря индуктивной связи и дополнительной повышающей схеме. В его состав также входит резонансная цепь из L_r и S_r , где C_1 – конденсатор, исходно используемый в схеме преобразователя с жесткой коммутацией. Управляя сигналами переключения, ППВВН обеспечивает режим ZVS для основного ключа, повышая эффективность и снижая коммутационные потери. Проанализируем девять рабочих режимов предлагаемого преобразователя с мягкой коммутацией. Соответствующие формы коммутационных сигналов компонентов показаны на рис. 7.

Перед анализом этих режимов введем следующие допущения.

1. Преобразователь работает в устойчивом состоянии и находится в режиме непрерывной проводимости (CCM).
2. Все компоненты считаются идеальными, то есть в режиме проводимости они рассматриваются как короткозамкнутые цепи, а в режиме отключения – как разомкнутые цепи. Следовательно, падение напряжения на коммутирующих устройствах в режиме проводимости считается равным нулю.
3. Значения входного и выходного напряжений поддерживаются постоянными.

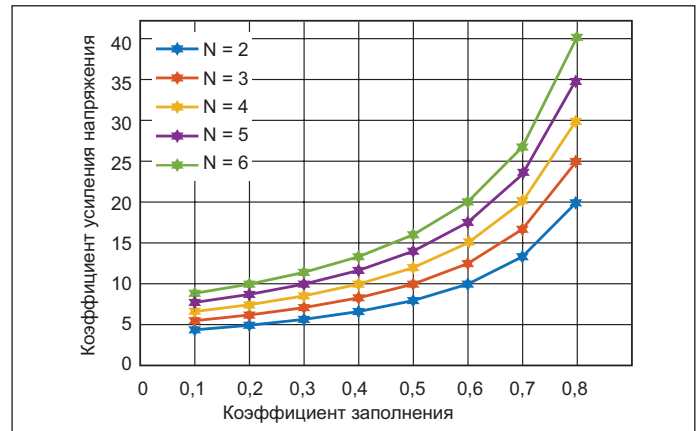


Рис. 4. Зависимость коэффициента усиления напряжения от коэффициента заполнения ППВВН с жесткой коммутацией

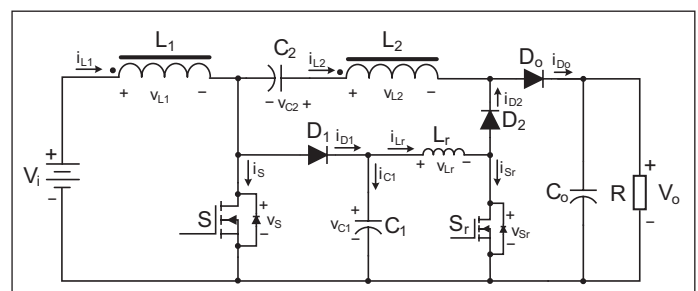


Рис. 5. Схема рассматриваемого ППВВН с мягкой коммутацией

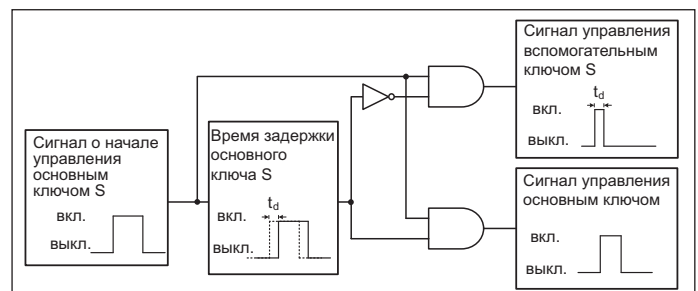


Рис. 6. Диаграмма сигнала переключения ППВВН с мягкой коммутацией

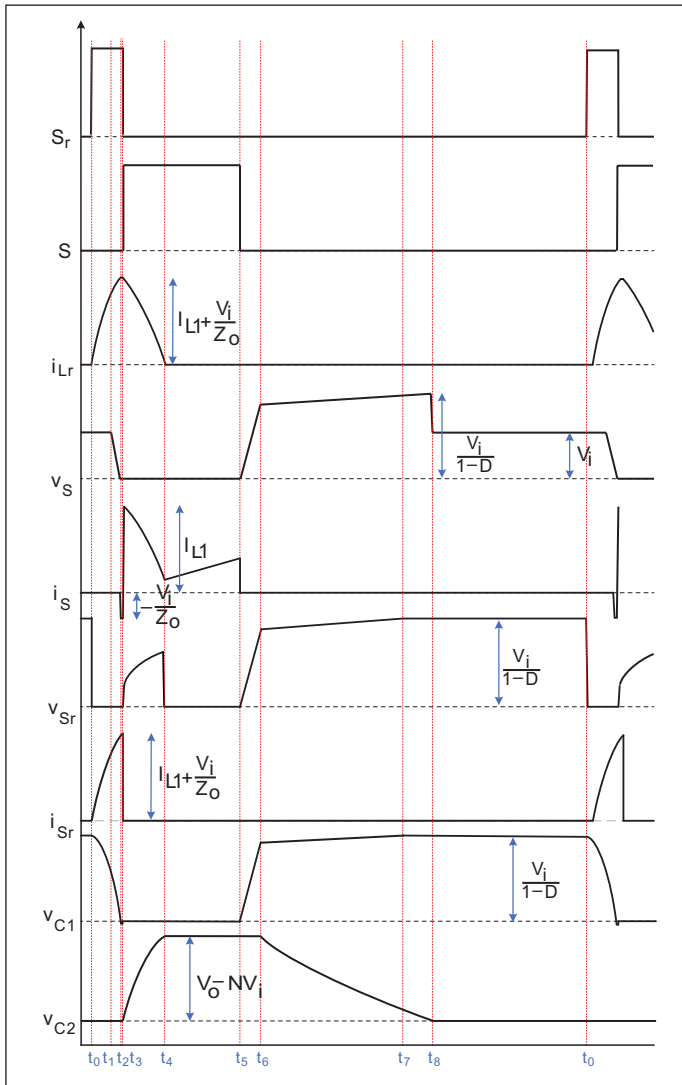


Рис. 7. Коммутационные сигналы каждого компонента ППВН в разных режимах работы

4. Токи запаасающих энергию дросселей L_1 и L_2 считаются постоянными (то есть $i_{L1} = I_{L1}$ и $i_{L2} = I_{L2}$).

Режим 1 ($t_0 \sim t_1$)

На рис. 8 представлена эквивалентная схема преобразователя в режиме 1. В нем основной ключ S в заперт, а вспомогательный ключ S_r открывается первым. В результате резонансный конденсатор C_1 начинает разряжаться, и напряжение на резонансном дросселе L_r равно v_{C1} . Ток через резонансный дроссель i_{Lr} увеличивается с нулевого значения. Таким образом, дроссель L_r и конденсатор C_1 образуют резонансный контур, и поведение цепи можно выразить уравнением (10). После его решения i_{Lr} и v_{C1} определяются уравнением (11),

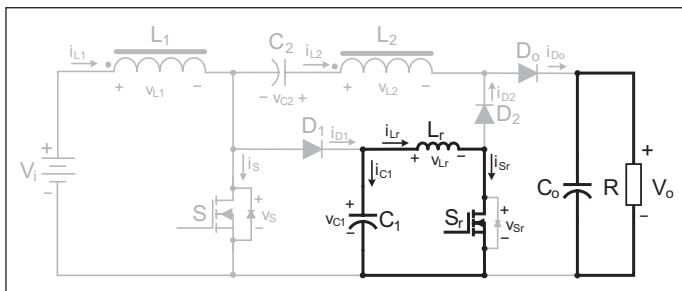


Рис. 8. Состояние проводимости схемы в режиме 1

а резонансный импеданс Z_0 и резонансная угловая частота ω_0 – уравнением (12):

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_0) = 0 \\ v_{C1}(t_0) = \frac{V_i}{1-D}, \quad t_0 \leq t \leq t_1, \\ i_{C1}(t) = -i_{Lr}(t) \\ v_{C1}(t) = v_{Lr}(t) \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = \frac{V_i}{(1-D)Z_0} \sin \omega_0(t-t_0) \\ v_{C1}(t) = \frac{V_i}{1-D} \cos \omega_0(t-t_0) \end{cases}, \quad t_0 \leq t \leq t_1, \quad (11)$$

$$Z_0 \triangleq \sqrt{\frac{L_r}{C_1}},$$

$$\omega_0 \triangleq \frac{1}{\sqrt{L_r C_1}}. \quad (12)$$

Диод D_1 включается, когда напряжение v_{C1} на резонансном конденсаторе падает до V_i . Далее схема переходит в режим 2. Время T_1 этого перехода определяется уравнением (13):

$$T_1 = t_1 - t_0 = \sqrt{L_r C_1} \cos^{-1}(1-D). \quad (13)$$

Режим 2 ($t_1 \sim t_2$)

На рис. 9 показана схема в момент ее перехода в режим 2: напряжение на резонансном конденсаторе v_{C1} уменьшается до V_i , и вспомогательный ключ S_r остается открытым, а комбинация дросселя L_r с конденсатором C_1 продолжает работать как резонансный контур. Ток через дроссель i_{Lr} продолжает расти, тогда как конденсатор C_1 непрерывно разряжается. Поведение схемы в этом режиме выражается уравнением (14), из которого можно получить $i_{Lr}(t)$ и $v_{C1}(t)$ с помощью уравнения (15). Когда напряжение v_{C1} падает до нуля, где $\omega_0(t-t_1) = \pi/2$, ток резонансного индуктора i_{Lr} можно рассчитать из уравнения (15), как видно из уравнения (16). Время работы в этом режиме можно определить с помощью уравнения (17). В этот момент антипараллельный диод, соединенный с главным ключом S , начинает проводить ток, и преобразователь переходит в режим 3.

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) + C_1 \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = I_{L1} \\ L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} = v_{C1}(t) \quad , \quad t_1 \leq t \leq t_2, \\ v_{C1}(t_1) = V_i \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = I_{L1} + \frac{V_i}{Z_0} \sin \omega_0(t-t_1) \\ v_{C1}(t) = V_i \cos \omega_0(t-t_1) \end{cases}, \quad t_1 \leq t \leq t_2, \quad (15)$$

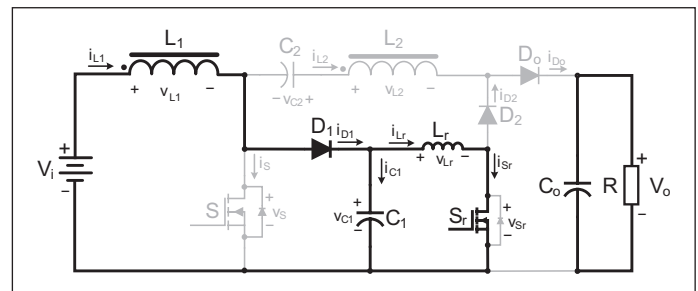


Рис. 9. Схема в состоянии проводимости в режиме 2

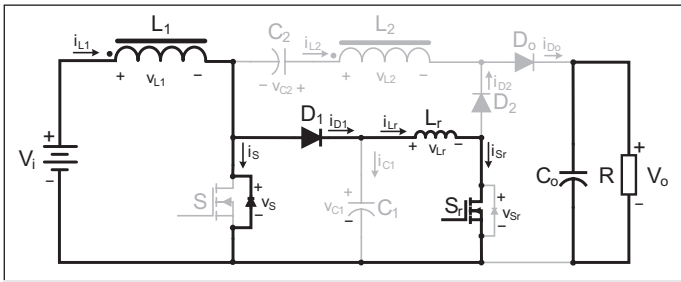


Рис. 10. Состояние проводимости цепи в режиме 3

$$i_{Lr}(t_2) = i_{Sr}(t_2) = I_{L1} + \frac{V_1}{Z_0}, \quad (16)$$

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_1}. \quad (17)$$

Режим 3 (t₂~t₃)

В режиме 3 цепь ведет себя так, как показано с помощью эквивалентной модели на рис. 10. В этот момент напряжение на резонансном конденсаторе v_{C1} падает до очень небольшого отрицательного значения, и антипараллельный диод основного ключа S начинает проводить ток.

В результате напряжение на основном ключе S становится равным нулю. Этот ключ начинает открываться при нулевом напряжении (ZVS). Одновременно с этим запирается вспомогательный ключ S_r. Поведение схемы в режиме 3 выражается уравнением (18). Для коммутации основного ключа при нулевом напряжении время задержки t_d должно удовлетворять условию уравнения (19): оно обычно составляет 5–10% от периода переключения T. Для обеспечения коммутации основного ключа при нулевом напряжении в условиях высокой нагрузки и с учетом задержки запираения вспомогательного ключа S_r вводится задержка t_α. Соответственно, время проводимости вспомогательного ключа t_{DSr} определяется уравнением (20):

$$\begin{cases} i_s(t_2) = I_{L1} - i_{Lr}(t_2) = -\frac{V_1}{Z_0} \\ i_{Lr}(t_2) = I_{L1} + \frac{V_1}{Z_0} \end{cases}, \quad t_2 \leq t \leq t_3, \quad (18)$$

$$t_d \geq T_1 + T_2 = \sqrt{L_r C_1} \left(\frac{\pi}{2} + \cos^{-1}(1-D) \right), \quad (19)$$

$$t_{DSr} \geq t_d + t_\alpha = \sqrt{L_r C_1} \left(\frac{\pi}{2} + \cos^{-1}(1-D) \right) + t_\alpha. \quad (20)$$

Режим 4 (t₃~t₄)

В режиме 4 основной ключ S проводит ток, вспомогательный ключ S_r заперт, а диоды D₁ и D₂ смещены в прямом направлении. Эквивалентная схема показана на рис. 11. Чтобы накопительный конденсатор C₂ и резонансный дроссель L_r образовали резонансный контур в этом режиме, величина емкости C₂ выбрана близкой к емко-

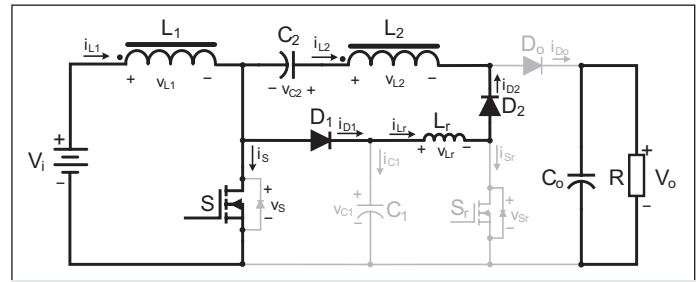


Рис. 11. Схема в состоянии проводимости в режиме 4

сти C₁. Кроме того, резонансный дроссель L_r и синфазная индуктивность L₂ разряжаются на накопительный конденсатор C₂.

В этом режиме ток через резонансный дроссель L_r равен I_{L1} + V₁/Z₀. Состояние цепи в режиме 4 описывается уравнением (21). Решив уравнение относительно i_{Lr}(t) и v_{C2}(t), получим уравнение (22). В этом режиме ток через резонансный дроссель i_{Lr} уменьшается с величины I_{L1} + V₁/Z₀ до нуля, а диоды D₁ и D₂ запираются. Схема переходит в режим 5.

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} = v_{L2}(t) - v_{C2}(t) \\ C_2 \frac{dv_{C2}(t)}{dt} = i_{Lr}(t) \\ v_{L2}(t) = N v_{L1}(t) = N V_1, \quad t_3 \leq t \leq t_4, \\ v_{C1}(t_3) = 0 \\ i_{Lr}(t_4) = 0 \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = \left(I_{L1} + \frac{V_1}{Z_0} \right) \cos \omega_0 (t - t_3) + \frac{N V_1}{Z_0} \sin \omega_0 (t - t_3) \\ v_{C2}(t) = N V_1 [1 + \cos \omega_0 (t - t_3)] + \left(I_{L1} + \frac{V_1}{Z_0} \right) \sin \omega_0 (t - t_3). \end{cases} \quad (22)$$

Режим 5 (t₄~t₅)

Эквивалентная схема в режиме 5 показана на рис. 12. В этот момент главный ключ S остается проводящим. Поведение цепи в режиме 5 описывается уравнением (23). Этот режим продолжается до тех пор, пока главный ключ S не закроется.

$$\begin{cases} i_s(t) = I_{L1} \\ v_{C1}(t) = 0 \end{cases}, \quad t_4 \leq t \leq t_5. \quad (23)$$

Режим 6 (t₅~t₆)

Эквивалентная схема в режиме 6 с запертым ключом S показана на рис. 13. Ток I_{L1} заряжает резонансный конденсатор C₁, вызывая постепенное увеличение на нем напряжения v_{C1}. Соответствующее поведение цепи в этом режиме описывается с помощью уравнения (24).

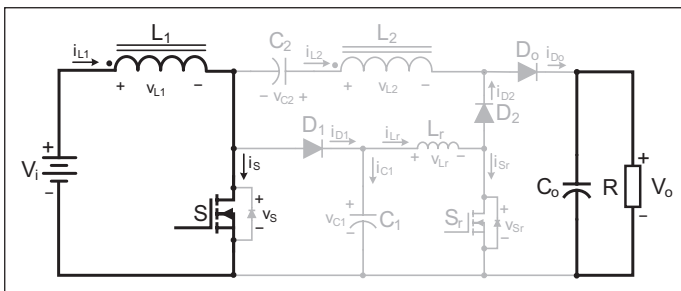


Рис. 12. Схема в состоянии проводимости в режиме 5

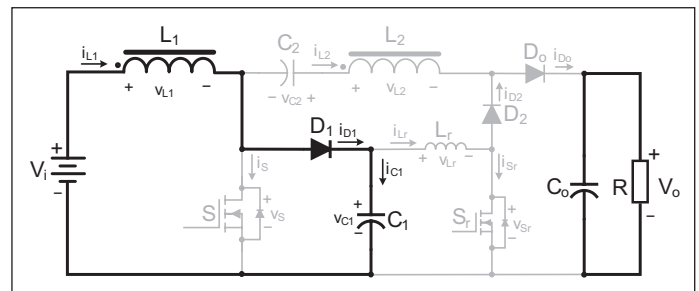


Рис. 13. Схема в состоянии проводимости в режиме 6

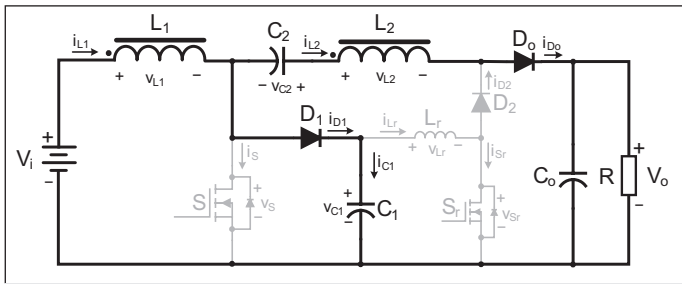


Рис. 14. Схема в состоянии проводимости в режиме 7

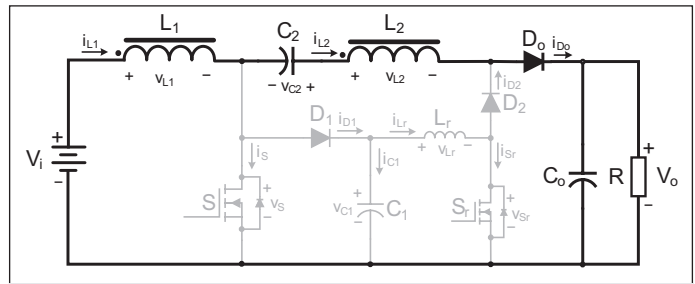


Рис. 15. Проводимость схемы в режиме 8

Решив его, получаем $v_{C1}(t)$ в виде уравнения (25). Когда напряжение резонансного конденсатора v_{C1} достигает V_i , этот режим завершается и переходит в режим 7. В результате длительность режима 6 можно рассчитать с помощью уравнения (26):

$$C_1 \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = I_{L1}, \quad t_5 \leq t \leq t_6, \quad (24)$$

$$v_{C1}(t_1) = \frac{I_{L1}}{C_1}(t - t_5), \quad (25)$$

$$T_6 = t_6 - t_5 = \frac{V_i C_1}{I_{L1}}. \quad (26)$$

Режим 7 ($t_6 \sim t_7$)

В режиме 7 напряжение на резонансном конденсаторе v_{C1} равно V_i , а основной ключ S заперт. Заперт и вспомогательный ключ S_r . Дроссель L_2 и накопительный конденсатор C_2 передают энергию в нагрузку через диод D_0 . Этот режим описывается уравнением (27), а эквивалентная схема показана на рис. 14. Решив уравнение (27), получаем напряжение v_{C1} на резонансном конденсаторе C_1 в соответствии с уравнением (28). В этот момент токи через магнитосвязанные дроссели I_{L1} и I_{L2} постепенно уменьшаются и в момент, когда они становятся равными, схема переходит в режим 8.

$$\begin{cases} C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = I_{L1} - I_{L2}, & t_6 \leq t \leq t_7, \\ v_{C1}(t_6) = V_i \end{cases} \quad (27)$$

$$v_{C1}(t) = \frac{I_{L1} - I_{L2}}{C_1}(t - t_6), \quad t_6 \leq t \leq t_7. \quad (28)$$

Режим 8 ($t_7 \sim t_8$)

В режиме 8 напряжение на резонансном конденсаторе $v_{C1} = V_i/(1-D)$, и диод D_1 переходит из проводящего состояния в запертое. Резонансный конденсатор C_1 прекращает заряжаться, а основной и вспомогательный ключ остаются закрытыми. Следовательно, магнитосвязанный дроссель и накопительный конденсатор C_2 продолжают передавать энергию в нагрузку. Эквивалентная схема в этом режиме показана на рис. 15, а ее поведение задается уравнением (29). Этот

режим завершается, когда напряжение на накопительном конденсаторе C_2 достигает нуля, что приводит к переходу схемы в режим 9.

$$\begin{cases} I_{L1} = I_{L2} \\ v_{C1}(t_7) = \frac{V_i}{1-D} \end{cases}, \quad t_7 \leq t \leq t_8, \quad (29)$$

Режим 9 ($t_8 \sim t_9$)

В режиме 9 напряжение на накопительном конденсаторе v_{C2} равно нулю, а диод D_0 переходит из проводящего состояния в выключенное. Основной и вспомогательный ключ остаются запертыми. Эквивалентная схема в этом режиме показана на рис. 16. Цикл завершается. Он повторится после отпирания вспомогательного ключа S_r , когда в следующем цикле снова активируется режим 1.

Для подтверждения эффективности предлагаемого ППВВН с мягкой коммутацией мы сравнили его с несколькими другими топологиями высоковольтного повышающего преобразователя с мягкой коммутацией. Сравнивались коэффициенты усиления напряжения, номинальные коммутационные напряжения, количества ключей, диодов, индуктивных и емкостных компонентов. Результаты этого сравнения представлены в табл. 2. Из нее видно, что предлагаемый преобразователь обеспечивает высокий коэффициент усиления напряжения при меньшем количестве компонентов и простое управление сигналом для мягкой коммутации, что подчеркивает его ключевые преимущества.

Выбор компонентов

Коэффициент усиления

Выходная мощность предлагаемого высоковольтного повышающего преобразователя с жесткой коммутацией составляет 340 Вт. Соответствующие параметры схемы и технические характеристики приведены в табл. 3.

Исходя из того, что все компоненты работают идеально, входная мощность должна быть равна выходной в соответствии с уравнением (30):

$$V_i I_{L1} = \frac{V_o^2}{R}. \quad (30)$$

Таблица 2. Технические характеристики компонентов рассматриваемого преобразователя с высоким коэффициентом усиления и мягкой коммутацией

Топология преобразователя	Преобразователь 1 [1]	Преобразователь 2 [2]	Преобразователь 3 [3]	Преобразователь 4 [4]	Предлагаемый ППВВН
КУ напряжения	$\frac{2N+2-ND}{1-D}$	$\frac{2+N}{1-D}$	$\frac{2+N}{1-D}$	$\frac{2N+2-ND}{1-D}$	$\frac{2+N}{1-D}$
Напряжение на ключах (ном.)	$\frac{V_o}{2N+2-ND}$	$\frac{V_o}{2+N}$	$\frac{V_o}{2+N}$	$\frac{V_o - NV_i}{1+2N}$	$\frac{V_i}{1-D}$
Ключи	2	4	2	2	2
Диоды	3	0	2	3	3
Дроссели	1	1	2	2	2
Конденсаторы	4	4	4	3	3

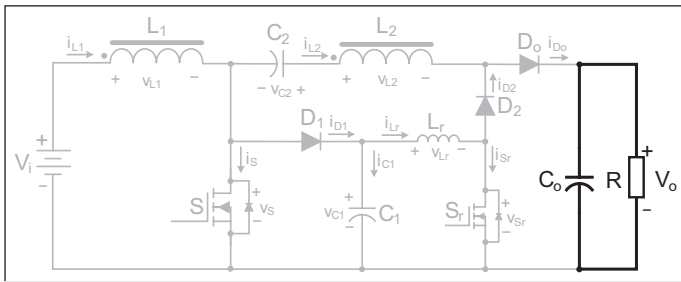


Рис. 16. Проводимость схемы в режиме 9

Из уравнения (30) следует (31):

$$I_{L1} = \frac{V_o^2}{V_1^2} \frac{V_1}{R} \tag{31}$$

Подставив в (31) отношение выходного напряжения к входному из уравнения (9), получим уравнение (32):

$$I_{L1} = \left(\frac{2+N}{1-D} \right)^2 \frac{V_1}{R} \tag{32}$$

где $(2+N)/(1-D)$ представляет собой коэффициент усиления по напряжению преобразователя.

При отпирании главного ключа S напряжение v_{L1} определяется следующим образом:

$$v_{L1} = V_1 = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \tag{33}$$

Из уравнения (33) видно, что при отпирании основного ключа ток дросселя i_{L1} линейно возрастает, а время проводимости определяется как $t_{on} = DT$. Скорость изменения этого тока определяется уравнением (34):

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_1}{L_1} DT \tag{34}$$

С помощью уравнений (32) и (34) получаем пиковые и минимальные значения тока дросселя i_{L1} в соответствии с уравнениями (35) и (36) [5]:

$$I_{L1}(\max) = I_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \left(\frac{2+N}{1-D} \right)^2 \frac{V_1}{R} + \frac{V_1 D}{2L_1 f} \tag{35}$$

$$I_{L1}(\min) = I_{L1} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \left(\frac{2+N}{1-D} \right)^2 \frac{V_1}{R} - \frac{V_1 D}{2L_1 f} \tag{36}$$

Если $I_{L1}(\min) = 0$, дроссель может работать на границе между режимами непрерывной и прерывистой проводимости, или в соответствии с уравнением (37):

$$\left(\frac{2+N}{1-D} \right)^2 \frac{V_1}{R} = \frac{V_1 D}{2L_{1(\min)} f} \tag{37}$$

Из уравнения (37) значение $L_{1(\min)}$ можно рассчитать следующим образом (38):

$$I_{L1(\min)} = \frac{DR}{2f} \left(\frac{1-D}{2+N} \right)^2 \tag{38}$$

Поскольку структура магнитосвязанного дросселя аналогична структуре магнитосвязанного трансформатора, максимальное значение I_{L2} можно представить как (39) [5]:

$$I_{L2(\max)} = -\frac{I_{L1(\max)}}{1+N} \tag{39}$$

Расчет индуктивности магнитосвязанного дросселя

В рассматриваемом сценарии предполагается, что преобразователь находится в режиме непрерывной проводимости во всех рабочих циклах с максимальной выходной мощностью 340 Вт, фиксированным выходным напряжением 430 В и номинальной нагрузкой 550 Ом. Из соотношения между коэффициентом заполнения D и графика функции $D/2 \cdot [(1-D)/(2+N)]^2$ на рис. 17 видно, что эта функция достигает максимального значения при $D = 1/3$.

Подставляя в уравнение (38) сопротивление нагрузки $R = 550$ Ом, коэффициент трансформации магнитосвязанных дросселей $N = 2$, частоту коммутации $f = 25$ кГц и коэффициент заполнения $D = 1/3$, получаем, что минимальная индуктивность $L_{1(\min)}$ первичной обмотки магнитосвязанного дросселя составляет 102 мкГн.

Чтобы обеспечить работу дросселя L_1 в режиме непрерывной проводимости не только при малой, но и при большой нагрузке, умножим рассчитанное значение индуктивности на коэффициент запаса 1,25. Таким образом, выбранное значение индуктивности дросселя L_1 составляет 127 мкГн.

Расчет емкостей конденсаторов C1 и C2

Из схемы повышающего преобразователя с жесткой коммутацией на рис. 1 видно, что конденсатор C_1 , магнитосвязанный дроссель L_1 , основной ключ S и диод D_1 образуют традиционный повышающий преобразователь. Если коэффициент заполнения основного ключа $S = 0,8$, напряжение на конденсаторе C_1 составляет приблизительно 360 В. Из уравнения (5) при тех же условиях эксплуатации напряжение на конденсаторе C_2 примерно равно 500 В. Следовательно, номинальное напряжение конденсатора C_1 выбирается равным 400 В, а номинальное напряжение C_2 составляет 600 В. Анализ рабочего режима 3 с помощью уравнения (18) и рис. 7 показывает, что значение емкости C_1 влияет на обратный ток через основной ключ S. Ее значение выбирается с учетом пульсации и доступности компонентов. У C_1 оно составляет 0,33 мкФ/400 В. Далее, из анализа режима 4 этого ППВВН с мягкой коммутацией следует, что величина C_2 должна совпадать с величиной C_1 . Таким образом, C_2 выбирается равной 0,33 мкФ/600 В.

Расчет индуктивности резонансного дросселя Lr

Поскольку время проводимости вспомогательного ключа у типового преобразователя с мягкой коммутацией обычно составляет 5–10% от периода коммутации, примем значение t_d равным 10%T, или 4 мкс ($T = 1/f = 1/25$ кГц = 40 мкс), а $t_a = 2\%T = 0,8$ мкс. Если коэффициент заполнения D задан в диапазоне 0,1–0,8, расчетное значение резонансной индуктивности, полученное из уравнения (20), составляет 8,08–17,08 мкГн. Выбираем, таким образом, резонансную индуктивность равной 18 мкГн.

Выбор основного и вспомогательного ключей

В качестве основного и вспомогательного ключей использовались кремниевые MOSFET ТК49N65W (650 В/49 А). Хотя широкозонные приборы на основе GaN и SiC обладают такими преимуществами, как более высокая скорость коммутации и сравнительно меньшие потери

Таблица 3. Технические характеристики ППВВН с жесткой коммутацией

Параметр	Значение
Входное напряжение V_1	72 В ± 10%
Выходное напряжение V_o	430 В
Выходная мощность P_o	340 Вт
Частота коммутации f	25 кГц
Коэффициент трансформации N магнитосвязанного дросселя	2

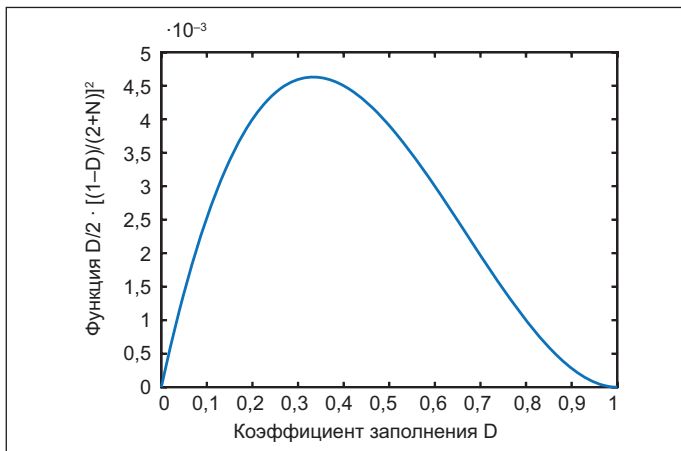


Рис. 17. Кривая зависимости коэффициента заполнения D от функции $D/2 \cdot [(1-D)/(2+N)]^2$

на частотах выше 100 кГц), предлагаемый преобразователь работает на умеренной частоте коммутации 25 кГц.

В этих условиях эксплуатации режим переключения при нулевом напряжении значительно снижает потери переключения, делая характеристики стандартных MOSFET сопоставимыми с характеристиками GaN/SiC-приборов, не повышая при этом стоимость и сложность конструкции. Более того, возможности GaN/SiC-транзисторов не будут в полной мере реализованы в этом диапазоне частот и не дадут значительного прироста эффективности. Таким образом, с учетом стоимости, доступности и эффективной реализации режима ZVS, традиционные MOSFET являются практичным и вполне обоснованным выбором для предлагаемого преобразователя. Технические характеристики рассчитанных выше компонентов для предлагаемого высоковольтного повышающего преобразователя с мягкой коммутацией приведены в табл. 4.

Результаты выполненных симуляций подтвердили правильность расчета и сделанных предположений [6].

Таблица 4. Технические характеристики компонентов ППВВН с мягкой коммутацией

Компонент	Расчетное значение
Магнитосвязанный дроссель L_1	127 мкГн
Резонансный дроссель L_r	18 мкГн
Основной ключ S	MOSFET-TK49N65W (650 В/49 А)
Вспомогательный ключ S_r	MOSFET-TK49N65W (650 В/49 А)
Диоды D_0, D_1, D_2	IQBD30E60A1 (600 В/30 А)
Фильтрующий конденсатор C_0	340 мкФ/900 В
Резонансный конденсатор C_1	0,33 мкФ/400 В
Накопительный конденсатор C_2	0,33 мкФ/600 В

Литература

1. S. Sathyan, H. M. Suryawanshi, M. S. Ballal, A. B. Shitole. Soft-switching DC-DC Converter for Distributed Energy Sources with High Step-up Voltage Capability. IEEE Trans. Ind. Electron. 2015. 62.
2. W. Hassan, J. L. Soon, D. D. Lu, W. Xiao. A High Conversion Ratio and High-efficiency Bidirectional DC-DC Converter with Reduced Voltage Stress. IEEE Trans. Power Electron. 2020. 35.
3. Y. Zheng, B. Brown, W. Xie, S. Li, K. Smedley. High Step-up DC-DC Converter with Zero Voltage Switching and Low Input Current Ripple. IEEE Trans. Power Electron. 2020. 35.
4. L. He, Z. Zheng, D. Guo. High Step-up DC-DC Converter with Active Soft-switching and Voltage-clamping for Renewable Energy Systems. IEEE Trans. Power Electron. 2018. 33.
5. B. L. Narasimharaju, S. P. Dubey, S. P. Singh. Coupled Inductor Bidirectional DC-DC Converter for Improved Performance. Proceedings of the International Conference on Industrial Electronics, Control and Robotics. Kakinada. India. 27–29 December. 2010.
6. Kuei-Hsiang Chao, and Thi-Thanh-Truc Bau. Design and Implementation of Novel DC-DC Converter with Step-Up Ratio and Soft-Switching Technology. Electronics. 2025. 14. 3335 // <https://www.mdpi.com/2079-9292/14/16/3335>.

новости компании

Новый пробник SAP4000P для исследования шин питания

Представляем пробник для шин питания SAP4000P с полосой 4 ГГц. SAP4000P обеспечивает высокую полосу пропускания, высокую чувствительность, очень низкий уровень шума, сверхбольшой диапазон компенсации смещения и использует интерфейс SAPBus, не требуя внешнего источника питания. Он предназначен для совместной работы с такими осциллографами АКИП с интерфейсом SAPBus, как АКИП-4134, АКИП-4142, АКИП-4143, АКИП-4154, АКИП-4157, АКИП-4145, АКИП-4146. Пробник для шин питания SAP4000P является превосходным инструментом для достоверных измерений шин питания.

При измерении пульсаций и шумов в цепях питания инженеры часто используют пассивные пробники для прямого подключения к сети питания вблизи измеряемой микросхемы. Однако собственный шум измерительной системы, состоящей из традиционного осциллографа и пробника, может перекрыть шум источника питания, не обеспечив точных результатов измерений. Полоса пропускания традиционных пассивных пробников с коэффициентом ослабления 1X очень мала – всего 6 МГц, а при использовании коэффициента ослабления 10X собственный шум пробника и осциллографа становится слишком большим, что влияет на точность результатов.

Пробник для шин питания SAP4000P охватывает переходные процессы в шинах питания вплоть до 4 ГГц, а его низкий уровень шума позволяет отличить собственный шум осциллографа и пробника от пульсаций и шума измеряемого источника постоянного тока. Диапазон

напряжения смещения ± 24 В позволяет легко настраивать динамические сигналы с постоянной составляющей вблизи центральной линии экрана осциллографа. Пробник также имеет широкий динамический диапазон ± 600 мВ, что при использовании шин с более высоким напряжением позволяет наблюдать просадки напряжения на линии, возникающие при потреблении большого тока нагрузкой или во время переходных процессов.

Кроме того, высокое сопротивление 50 кОм на низких частотах исключает эффекты нагрузки и сводит к минимуму влияние на тестируемый источник питания, в то время как малое сопротивление 50 Ом на высоких частотах согласуется с сопротивлением коаксиальных кабелей и увеличивает полосу пропускания при измерениях.

Инженерам часто требуется проверить несколько сигналов на шинах питания. Из-за малых размеров и плотного расположения компонентов на плате подключение осциллографа к точкам измерения может быть сложным и трудоемким. Во избежание этого пробник для шин питания SAP4000P поставляется с такими аксессуарами, как двусторонний SMA-кабель, высокочастотная игла для точечного подключения, миниатюрные зажимы для SMD-компонентов, что позволяет удобно реализовать разные способы подключения и значительно расширить возможности применения в разных сценариях.

<https://prist.ru/>