

Непосредственный Понижающий Преобразователь с Мягким Переключением и ШИМ Регулированием (ZVT-PWM)*

Сергей С. Тюнин¹, Вагиз Александрович Кабиров², Кобзев Анатолий Васильевич³, Валерий Дмитриевич Семёнов⁴

¹Томский Университет Систем Управления и Радиоэлектроники, Томск, Россия

²Томский Университет Систем Управления и Радиоэлектроники, Томск, Россия

³Томский Университет Систем Управления и Радиоэлектроники, Томск, Россия

⁴Томский Университет Систем Управления и Радиоэлектроники, Томск, Россия

Аннотация – В данной статье представлены основные расчетные соотношения для схемы понижающего НПП с мягким переключением силовых ключей и ШИМ регулированием, приведены результаты моделирования преобразователя в среде MATLAB.

Ключевые слова – непосредственный преобразователь, ШИМ-регулирование, мягкая коммутация ZVT-PWM.

I. ВВЕДЕНИЕ

ОСНОВНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ являются: коэффициент полезного действия (КПД); число элементов преобразователя; массогабаритные параметры преобразователя. Увеличения КПД преобразователя можно достичь уменьшением или полным исключением динамических потерь в полупроводниковых приборах за счет резонансного переключения. Резонансное переключение можно реализовать на переменной и постоянной частоте. Схема резонансного переключения при постоянной частоте и ШИМ регулировании (ZVT-PWM) понижающего преобразователя приведена в работе [1], однако соотношений необходимых для расчета такого типа преобразователя отсутствуют. Также они отсутствуют и в работе [2] на которую сделана ссылка в работе [1]. В работе [3] представлен ZVT-PWM преобразователь, в котором

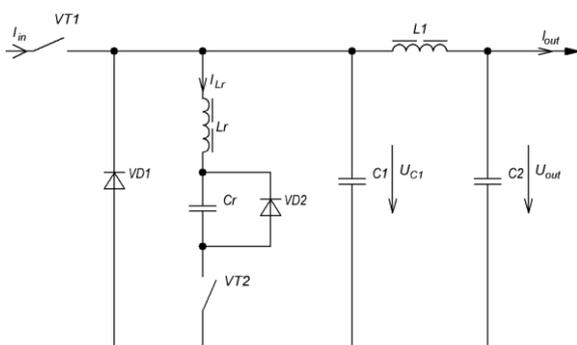


Рис.1. Функциональная схема преобразователя с мягким переключением и ШИМ регулированием

Известное [1] схемотехническое решение позволяющие обеспечить низкий уровень динамических потерь в НПП понижающего типа, представлено на Рис.1.

Преобразователь представляет собой НПП понижающего типа с дополнительной цепью, состоящей из резонансного конденсатора C_r , дросселя L_r , диода VD_2 и транзистора VT_2 .

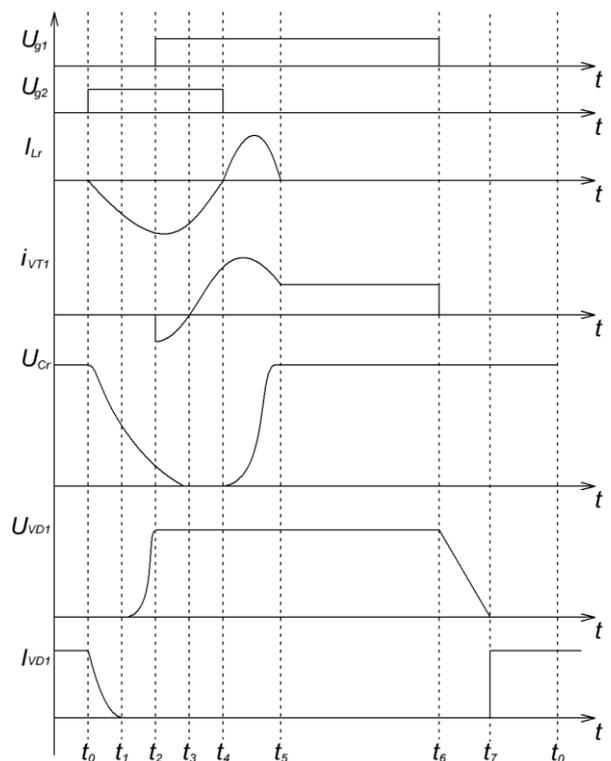


Рис.2. Диаграммы токов и напряжений

Отличительной особенностью данного схемотехнического решения является возможность регулирования относительной длительности импульса основного транзистора VT_1 с переключением в нуле напряжения. В работе [3] также рассмотрен преобразователь ZVT-PWM, однако вспомогательный транзистор преобразователя переключается при жесткой коммутации. По этому рассматриваемое схемотехниче-

*Работа выполнена в рамках реализации постановления Правительства РФ от 09.04.2010г. №218, и договор между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 01.12.2015г. №02.G25.31.0182

ское решение выгодно отличается от решения рассмотренного в [3].

На Рис.2 качественно изображены токи и напряжения на основных элементах схемы представленной на Рис.1. Один период разделен на восемь временных промежутков, в пределах которых схема остается неизменной. Для удобства пояснений короткие временные промежутки растянуты, а длинные сжаты.

В данной статье выведены выражения для получения значений временных интервалов работы преобразователя, представлены соотношения для расчёта резонансной цепи, Приведены результаты моделирования преобразователя в среде MATLAB/Simulink.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Задачей данной статьи является получение аналитических выражений, позволяющих рассчитать параметры понижающего преобразователя ZVT-PWM и проверка полученных выражений, при помощи моделирования преобразователя в среде MATLAB.

III. ТЕОРИЯ

При получении аналитических выражений, приняты следующие допущения: пульсации тока I_{L1} и выходного напряжения U_{C2} равны нулю; Потери в ключевых элементах и диодах отсутствуют; Время переключения транзисторов и диодов равны нулю.

A. Интервал времени $t_0 - t_1$

На данном интервале включается транзистор VT_2 , ток дросселя i_{L1} протекает по цепи « $L_{L1}-C_2-VD_1$ », ток резонансного дросселя L_r нарастает, по цепи: « $C_r - L_r - VD_1 - VT_2$ », как показано на Рис.3

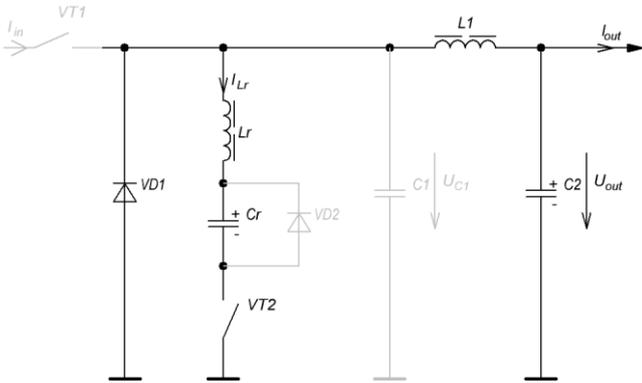


Рис.3. Контур протекания тока на интервале $t_0 - t_1$

Начальные условия: VD_1 -открыт; VD_2 -закрыт; VT_1 -закрыт; VT_2 -открыт.

Начальные значения токов и напряжений

$$\begin{aligned} i_{Lr}(t_0) &= 0, \\ u_{Cr}(t_0) &= U_{CrT0}, \\ u_{C1}(t_0) &= 0. \end{aligned}$$

Переменные, определяющие состояние преобразователя выражаются следующими соотношениями:

$$i_{Lr}(t_{01}) = -\frac{U_{CrT0}}{Z_0} \sin(\omega_0 t) \quad (1)$$

$$u_{Cr}(t_{01}) = U_{CrT0} \cos(\omega_0 t) \quad (2)$$

$$u_{C1}(t_{01}) = 0 \quad (3)$$

где: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$ – круговая частота резонансного контура; $Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ – характеристическое сопротивление резонансного контура.

В момент времени t_1 ток i_{Lr} достигает тока I_{L1} , ток диода VD_1 становится равным нулю и он закрывается. Длительность временного промежутка $t_0 - t_1$ определяется из соотношения (1) после подстановки в него $i_{Lr}(t_0) = I_{L1}$

$$\Delta t_{01} = \frac{1}{\omega_0} \arcsin\left(-\frac{Z_0 I_{L1}}{U_{CrT0}}\right) = \frac{\alpha}{\omega_0} \quad (4)$$

B. Интервал времени $t_1 - t_2$

На данном интервале времени происходит дальнейший разряд конденсатора C_r и заряд конденсатора C_1 , по цепи: « $C_r - L_r - C_1 - VT_2$ », ток дросселя L_1 замыкается через конденсатор C_1 . А цепи протекания токов представлены на Рис.4.

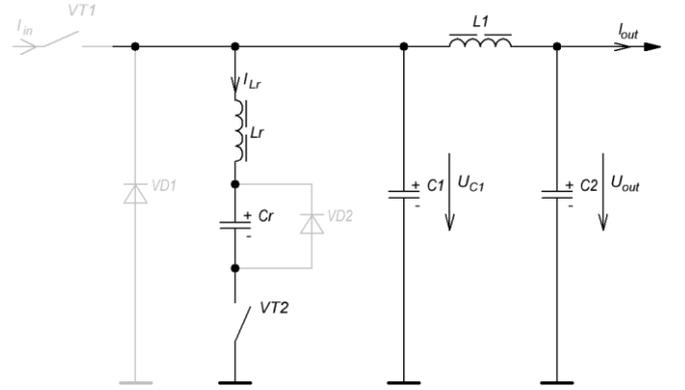


Рис.4. Контур протекания тока на интервале $t_1 - t_2$

Начальные условия: VD_1 -закрыт; VD_2 -закрыт; VT_1 -закрыт; VT_2 -открыт.

$$\begin{aligned} i_{Lr}(t_1) &= -I_{L1}, \\ u_{Cr}(t_1) &= U_{CrT0} \cos(\alpha) = U_{CrT1} \\ u_{C1}(t_1) &= 0. \end{aligned} \quad (5)$$

Переменные, определяющие состояние преобразователя, выражаются следующими соотношениями:

Ток резонансного дросселя

$$\begin{aligned} I_{Lr}(t_{12}) &= -I_{L1} \cos(\omega_s t) - \frac{U_{CrT1}}{Z_s} \sin(\omega_s t) - \\ &- I_{L1} \frac{C_s}{C_1} (1 - \cos(\omega_s t)) \end{aligned} \quad (6)$$

где: $C_s = \frac{C_1 C_r}{C_1 + C_r}$ – эквивалентная емкость последовательно соединенных конденсаторов C_1 и C_r ;

$Z_S = \sqrt{L_r/C_S}$ – характеристическое сопротивление резонансного контура, образованного последовательным соединением конденсатора C_1 , конденсатора C_r и дросселя L_r .

$\omega_S = 1/\sqrt{L_r C_S}$ – круговая частота резонансного контура, образованного последовательным соединением конденсатора C_1 , конденсатора C_r и дросселя L_r .

Если $C_r \ll C_1$, то выражение (5) можно упростить

$$i_{L_r}(t_{12}) = -I_{L_1} - \frac{U_{CrT1}}{Z_S} \sin(\omega_S t) \quad (7)$$

Напряжения на конденсаторах C_r и C_1 при этом допущении выражаются соотношениями

$$u_{C_r}(t_{12}) = -\frac{I_{L_1}}{C_r} t + \frac{C_1}{C_r} U_{CrT1} (\cos(\omega_S t) - 1) + U_{CrT1} \quad (8)$$

$$u_{C_1}(t_{12}) = U_{CrT1} \cos(\omega_S t - 1) \quad (9)$$

В момент времени t_2 напряжение на конденсаторе C_1 станет равным напряжению питания. Напряжение на транзисторе VT1 становится равным нулю и он может быть включен без потерь. Длительность интервала $t_1 - t_2$ найдем из соотношения (8) подставив в него $u_{C_1}(t_{12})$ равное U_{in} .

$$\Delta t_{12} = \frac{1}{\omega_S} \arccos\left(\frac{U_{CrT1} - U_{in}}{U_{CrT1}}\right) = \frac{\beta}{\omega_S} \quad (10)$$

С. Интервал времени $t_2 - t_3$

На этом интервале продолжается разряд резонансного конденсатора C_r по контуру: « $C_r - L_r - C_1 - VT_2$ ». Ток дросселя L_1 протекает по контуру « $L_1 - C_2 - VT_1$ » представлены на Рис.5.

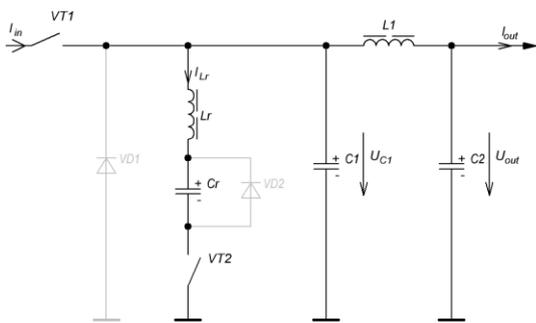


Рис.5. Контур протекания тока на интервале $t_2 - t_3$

Начальные условия.

Состояние полупроводниковых элементов: VT₁ – открыт; VT₂ – открыт; VD₂ – закрыт; VD₁ – закрыт.

Начальные значения токов и напряжений:

$$i_{L_r}(t_2) = I_{LrT2},$$

$$u_{C_r}(t_2) = U_{CrT2},$$

$$u_{C_1}(t_2) = U_{in}.$$

Переменные, определяющие состояние преобразователя выражаются следующими соотношениями:

$$i_{L_r}(t_{23}) = I_{LrT2} \cos(\omega_0 t) + \frac{U_{in} - U_{CrT2}}{Z_0} \sin(\omega_0 t) \quad (11)$$

$$u_{C_r}(t_{23}) = I_{LrT2} Z_0 \sin(\omega_0 t) + (U_{in} - U_{CrT2}) \cdot (1 - \cos(\omega_0 t)) + U_{CrT2} \quad (12)$$

$$u_{C_1}(t_{23}) = U_{in} \quad (13)$$

В момент времени t_3 напряжение на конденсаторе C_r достигнет нулевого значения. Для того чтобы определить интервал времени t_{23} , приведём выражение $u_{C_r}(t_2) = 0$ к однородному. Исходное неоднородное выражение имеет вид:

$$a \sin(x) + b \cos(x) = c \quad (14)$$

Однородное выражение:

$$(c + b) \cdot \sin^2\left(\frac{x}{2}\right) - 2a \cdot \sin\left(\frac{x}{2}\right) \cos\left(\frac{x}{2}\right) + (c - b) \cdot \cos^2\left(\frac{x}{2}\right) = 0 \quad (15)$$

Далее, производим замену переменных, решаем квадратное уравнение (14) относительно $y = \tan\left(\frac{x}{2}\right)$. Интервал времени находится из соотношения:

$$\Delta t_{23} = \frac{2}{\omega_S} \arctg(y_1) \quad (16)$$

где y_1 – минимальный корень уравнения (14).

D. Интервал времени $t_3 - t_4$

На данном интервале происходит перезаряд дросселя L_r по контуру « $L_r - VT_2 - VT_1$ ». Ток дросселя L_1 протекает по контуру « $VT_1 - L_1 - C_2$ » представлены на Рис.6.

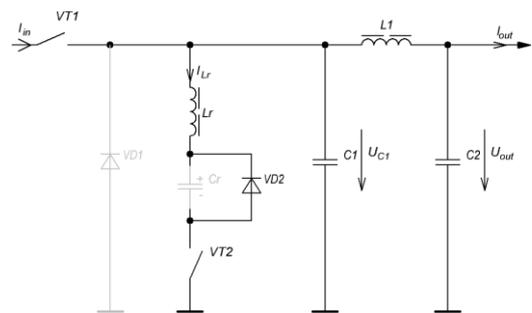


Рис.6. Контур протекания тока на интервале $t_3 - t_4$

Начальные условия.

Состояние полупроводниковых элементов: VT₁ – открыт; VT₂ – открыт; VD₂ – открыт; VD₁ – закрыт.

Начальные значения токов и напряжений:

$$i_{L_r}(t_3) = I_{LrT3},$$

$$u_{C_r}(t_3) = 0,$$

$$u_{C_1}(t_3) = U_{in}.$$

Переменные, определяющие состояние преобразователя выражаются следующими соотношениями:

$$i_{L_r}(t_{34}) = -I_{L_r T3} + \frac{U_{out}}{L_r} \cdot t \quad (17)$$

$$u_{C_r}(t_{34}) = 0 \quad (18)$$

$$u_{C1}(t_{34}) = U_{in} \quad (19)$$

В момент времени t_4 ток дросселя L_r достигает нулевого значения и транзистор VT_2 выключается при нуле тока. Длительность интервала $t_3 - t_4$ найдем из соотношения (16) подставив в него $i_{L_r}(t_{34}) = 0$ и $t = \Delta t_{34}$

$$\Delta t_{34} = -\frac{I_{L_r T3} \cdot U_{out}}{L_r} \quad (20)$$

Е. Интервал времени $t_4 - t_5$

На интервале времени $t_4 - t_5$ происходит заряд резонансной ёмкости C_r по следующему контуру: « $VT_1 - L_r - C_r -$ обратный диод VD_2 ». Ток дросселя L_1 протекает по контуру « $VT_1 - L_1 - C_2$ » цепи протекания токов представлены на Рис.7.

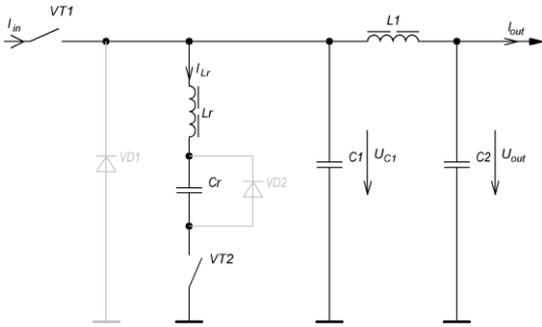


Рис.7. Контур протекания тока на интервале $t_4 - t_5$

Начальные условия.

Состояние полупроводниковых элементов: VT_1 – открыт; VT_2 – открыт; VD_2 – закрыт; VD_1 – закрыт. Начальные значения токов и напряжений:

$$i_{L_r}(t_4) = 0$$

$$u_{C_r}(t_4) = 0$$

$$u_{C1}(t_4) = U_{in}$$

Переменные, определяющие состояние преобразователя выражаются следующими соотношениями:

$$i_{L_r}(t_{45}) = \frac{U_{out}}{Z_0} \sin(\omega_0 t) \quad (21)$$

$$u_{C_r}(t_{45}) = U_{out} (1 - \cos(\omega_0 t)) \quad (22)$$

$$u_{C1}(t_{45}) = U_{in} \quad (23)$$

В момент времени t_5 ток дросселя L_r станет равным нулю и обратный диод транзистора VT_2 выключится. При этом, конденсатор C_r зарядится до удвоенного входного напряжения U_{in} и готов к следующей коммутации. Длительность интервала $t_4 - t_5$ найдем из соотношения (20) подставив $i_{L_r}(t_{45}) = 0$ и $t = \Delta t_{45}$.

$$\Delta t_{45} = \frac{\pi}{\omega_0} \quad (24)$$

Ф. Интервал времени $t_5 - t_6$

На данном интервале времени резонансный процесс в цепи « $L_r - VT_2 - C_r$ » завершён и происходит накопление энергии в дросселе непосредственного преобразователя. Ток дросселя L_1 протекает по контуру « $VT_1 - L_1 - C_2$ », показанному на рис.8.

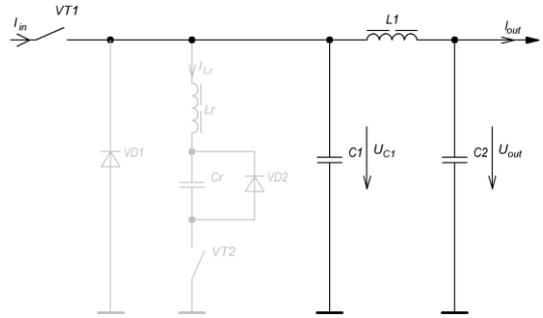


Рис.8. Контур протекания тока на интервале $t_5 - t_6$

Начальные условия.

Состояние полупроводниковых элементов: VT_1 – открыт; VT_2 – закрыт; VD_2 – закрыт; VD_1 – закрыт.

Начальные значения токов и напряжений:

$$i_{L_r}(t_5) = 0$$

$$u_{C_r}(t_5) = 2U_{out}$$

$$u_{C1}(t_5) = U_{in}$$

Время импульса определяется широтно-импульсной модуляцией. В момент времени $t = t_6$, транзистор VT_1 выключается при напряжении, близком к нулю, потому что конденсатор C_1 заряжен до значения входного напряжения.

Г. Интервал времени $t_6 - t_7$

На этом интервале времени напряжение на диода VD_1 (конденсаторе C_1) спадает до нуля за счет разряда конденсатора C_1 по контуру током I_{L1} « $L_1 - C_2 - C_1$ ». Ток дросселя L_1 протекает по контуру « $VD_1 - L_1 - C_2$ ». Цепи протекания токов представлены на Рис.9.

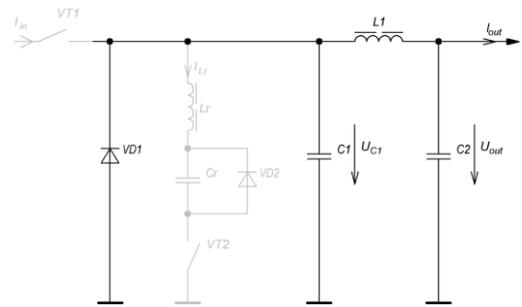


Рис.9. Контур протекания тока на интервале $t_6 - t_7$

Начальные условия.

Состояние полупроводниковых элементов: VT_1 – закрыт; VT_2 – закрыт; VD_2 – закрыт; VD_1 – открыт.

Начальные значения токов и напряжений:

$$i_{L_r}(t_6) = 0$$

$$u_{C_r}(t_6) = 2U_{out}$$

$$u_{C1}(t_6) = U_{in}$$

Переменные, определяющие состояние преобразователя выражаются следующими соотношениями:

$$i_{Lr}(t_{67}) = 0 \quad (25)$$

$$u_{Cr}(t_{67}) = 2U_{out} \quad (26)$$

$$u_{C1}(t_{67}) = U_{in} - \frac{I_{L1}}{C_1} \cdot t \quad (27)$$

В момент времени t_6 напряжения на конденсаторе C_1 становится равным нулю и диод VD_1 открывается. Длительность интервала $t_6 - t_7$ найдем из соотношения (26).

$$\Delta t_{67} = \frac{U_{in} \cdot C_1}{I_{L1}} \quad (28)$$

Н. Интервал времени $t_7 - t_8$

Интервал $t_7 - t_8$ характеризуется временем паузы. Контур протекания соответствует Рис.10.

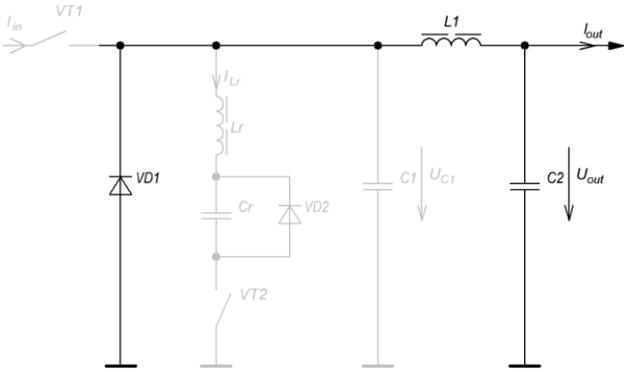


Рис.10. Контур протекания тока на интервале $t_7 - t_0$

Начальные условия.

Состояние полупроводниковых элементов: VT_1 – закрыт; VT_2 – закрыт; VD_1 – открыт; VD_2 – закрыт. Начальные значения токов и напряжений:

$$i_{Lr}(t_7) = 0$$

$$u_{Cr}(t_7) = 2U_{out} = U_{CrT0}, \quad (29)$$

$$u_{C1}(t_7) = 0.$$

Время импульса определяется широтно-импульсной модуляцией. В момент времени $t = t_8 = t_0$, транзистор VT_2 включается при нулевом токе. Далее процессы повторяются. Из выражения (28) можно видеть, что напряжение на резонансном конденсаторе C_r , в момент времени t_0 , будет равно $2U_{out}$.

1. Построение временных диаграмм коммутационных процессов.

Построение диаграмм тока резонансного дросселя $i_{Lr}(t)$ и напряжения резонансной ёмкости $u_{Cr}(t)$ осуществляется по уравнениям (29) и (30):

$$i_{Lr}(t) = \begin{cases} i_{Lr}(t_{01}), t_0 \leq t < t_1 \\ i_{Lr}(t_{12}), t_1 \leq t < t_2 \\ i_{Lr}(t_{23}), t_2 \leq t < t_3 \\ i_{Lr}(t_{34}), t_3 \leq t < t_4 \\ i_{Lr}(t_{45}), t_4 \leq t < t_5 \\ 0, t_5 \leq t < t_8 \end{cases} \quad (30)$$

$$u_{Cr}(t) = \begin{cases} u_{Cr}(t_{01}), t_0 \leq t < t_1 \\ u_{Cr}(t_{12}), t_1 \leq t < t_2 \\ u_{Cr}(t_{23}), t_2 \leq t < t_3 \\ 0, t_3 \leq t < t_4 \\ u_{Cr}(t_{45}), t_4 \leq t < t_5 \\ 2U_{out}, t_5 \leq t < t_8 \end{cases} \quad (31)$$

На основании систем (29) и (30), получим уравнений для напряжения на конденсаторе и тока транзистора VT_1 .

$$u_{C1}(t) = \begin{cases} 0, t_0 \leq t < t_1 \\ u_{C1}(t_{12}), t_1 \leq t < t_2 \\ U_{in}, t_2 \leq t < t_7 \\ 0, t_7 \leq t < t_8 \end{cases} \quad (32)$$

$$i_{VT1}(t) = \begin{cases} 0, t_0 \leq t < t_1 \\ I_{L1} + i_{Lr}(t), t_1 \leq t < t_6 \\ 0, t_6 \leq t < t_8 \end{cases} \quad (33)$$

На Рис.11 представлены диаграммы коммутационных процессов, полученные путём построения графиков по уравнениям. Сплошной линией показан ток стока транзистора VT_1 , а пунктиром – напряжение на емкости C_1 .

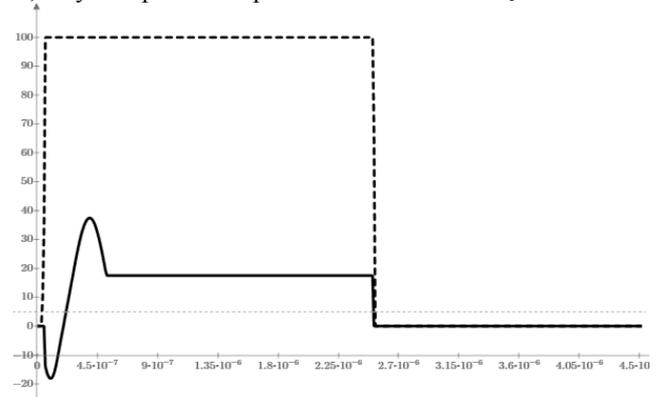


Рис.11. Диаграммы коммутационных процессов

На Рис.12 аналогичным путём получены диаграммы напряжения на резонансном конденсаторе C_r (сплошная линия) и напряжения на конденсаторе C_1 (пунктир).

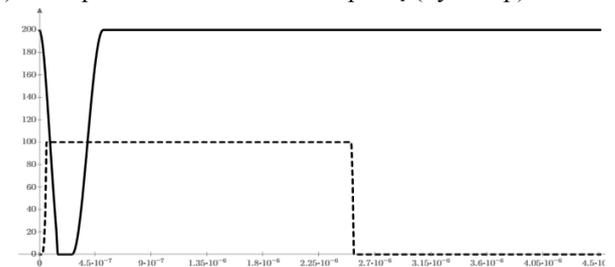


Рис.12. Диаграммы работы преобразователя



Рис.13. Диаграммы работы преобразователя

На Рис.13 представлены диаграммы тока резонансной индуктивности L_r (сплошная линия) и тока стока транзистора VT_1 (пунктир).

J. Определение алгоритма расчета ZVT-PWM

Рассмотренная последовательность работы преобразователя будет справедлива, если на интервале времени t_1-t_2 напряжение на емкости C_1 будет достигать нулевого значения раньше чем напряжение на емкости C_r . При этом чем больше отношение величины емкости C_r к величине емкости C_1 , тем более точными будут выражения (7,8,9). Примем это отношение равным десяти.

$$C_r \geq 10 \cdot C_1 \quad (34)$$

Задавая временем разряда емкости C_1 равным четверти периода собственных колебаний с круговой частотой ω_s , из выражения (9) находим, что величина напряжения на емкости C_r в момент времени t_1 , должна быть равной U_{in} . Подставляя это значение напряжения U_{in} в выражение (5) получим соотношение для определения Z_0 .

$$Z_0 \leq \sqrt{3} \cdot \frac{U_{in}}{I_{L1}} \quad (35)$$

Индуктивность резонансного контура найдется и выражения:

$$L_r = Z_0^2 \cdot C_1 \quad (36)$$

Величину индуктивности L_1 в первом приближении можно определить как в обычном понижающем НПП преобразователе с жесткой коммутацией.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Для проверки адекватности полученных выражений, была построена математическая модель преобразователя ZVT-PWM в среде MATLAB/Simulink с расчетными величинами параметров по выражениям (34)..(36). Модель преобразователя ZVT-PWM представлена на Рис.14.

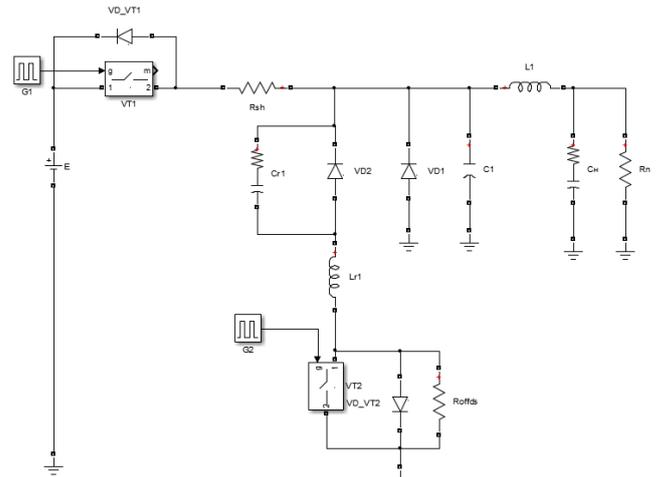


Рис.14. Модель преобразователя в среде MATLAB/Simulink

Результаты моделирования представлены на Рис.15. Пунктиром показано напряжение «сток-исток» транзистора VT_1 , а сплошной линией – ток стока транзистора.

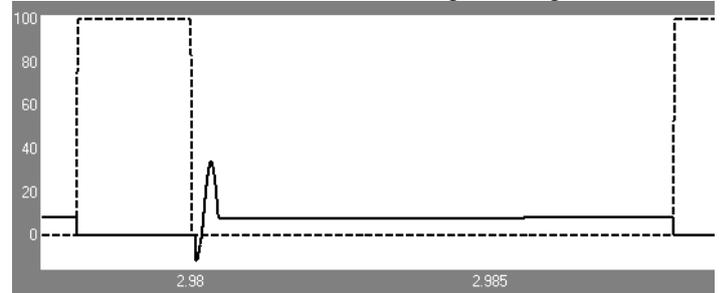


Рис.15. Диаграммы коммутационных процессов в транзисторе преобразователя.

На Рис.16 представлены диаграммы тока резонансно индуктивности (сплошная линия) и тока стока транзистора (пунктир) преобразователя в среде Simulink.

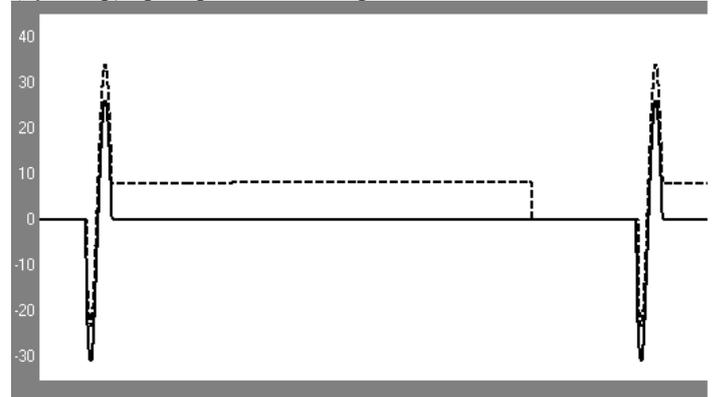


Рис.16. Диаграммы работы преобразователя

На Рис.17 представлены диаграммы напряжения на резонансной ёмкости (сплошная линия) и напряжения сток-исток транзистора (пунктир) преобразователя в среде Simulink

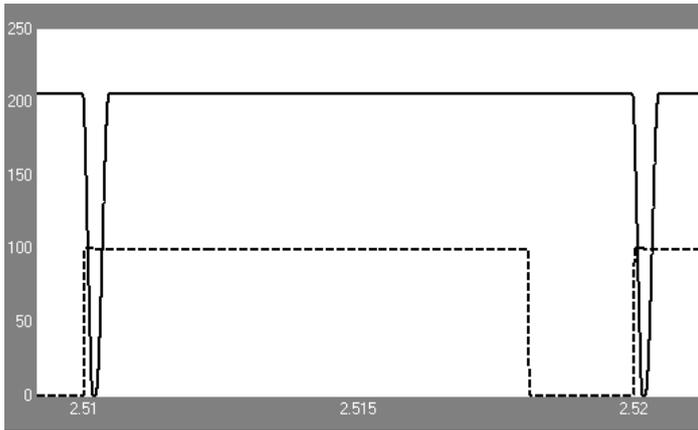


Рис.17. Диаграммы коммутационных процессов в транзисторе преобразователя

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Анализ диаграмм, полученных путём построения графика совокупности систем уравнений и диаграмм. Полученных при моделировании преобразователя с мягким переключением в среде Simulink показал, что они соответствуют друг другу, что говорит об адекватности результатов, полученных различными способами.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании представленных результатов, можно сделать вывод, что данный способ уменьшения динамических потерь в преобразователе является возможным и реализуемым.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Muhhamah N. Rashid. Power Electronics Handbook/ Editor-In-Cheef – USA:525 B street, Suite 1900, San Diego, California.
- [2] F.C. Lee and D. Borojevic, “Soft-switching PWM converters and inverters”, Tutorial notes, PESC’94
- [3] Горяшин Н.Н., Хорошко А.Ю. О повышении энергетической эффективности импульсного преобразователя напряжения с резонансным переключением. Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета имени академика М.Ф.Решетнева. 2011, Выпуск 4(37), стр. 20-24.



Тюнин Сергей Сергеевич родился в 1989 году в г. Томск, Россия. В 2013 году получил специальность инженера промышленной электроники в Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники и в 2015 году получил степень магистра техники и технологии. В 2015 году поступил в аспирантуру ТУСУРа. Начиная с 2015 года, работает в Лаборатории Импульсно Модуляционных Энергетических Систем. В данной лаборатории разрабатываются и испытываются различные типы источников питания для гражданского применения. Имеет 8 публикаций в различных сборниках региональных и межвузовских сборниках. Патент на полезную модель



Кабилов Вагиз Александрович родился в 1983 году в г. Томске, Россия. В 2000 году поступил и в 2005 году окончил Томский Университет Систем Управления и Радиоэлектроники (ТУСУР) по специальности «Промышленная электроника». С 2005 года работает в ТУСУРе на кафедре «Промышленная Электроника» заведующим лаборатории «Группового Проектного Обучения» (ГПО). Соавтор 17 патентов на полезную модель и более 40 публикаций в различных изданиях



Кобзев Анатолий Васильевич родился в 1944 году в г. Хабаровск. В 1967 году окончил с отличием Томский Политехнический Институт по специальности «Электрооборудования летательных аппаратов». В 1982 году защитил докторскую диссертацию на тему «Теория и применение многозонной импульсной модуляции в системах быстрогодействия управления параметрами электрической энергии». С 1984 года профессор. С 1980-2014 гг. - заведующий кафедрой Промышленной электроники Томского университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР). С 1999 – 2009 гг. президент ТУСУР. С 2015г. – профессор ТУСУР. Автор 6 монографий, ряда статей, более 100 изобретений.



Валерий Дмитриевич Семенов родился в 1949 году в Новосибирской области. В 1966 году поступил и в 1972 году окончил Томский политехнический институт по специальности «Электрооборудование летательных аппаратов». С 1975 по 1992 год работал в НИИ автоматики и электромеханики при Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) в качестве инженера, м.н.с., с.н.с., зав. лабораторией, зав. отделом. В 1982 году защитил кандидатскую диссертацию «Стабилизаторы переменного напряжения с вольтодобавочным звеном повышенной частоты». С 1992 года доцент, с 2010 года профессор кафедры промышленной электроники ТУСУРа. В разное время читал лекции по «Основам преобразовательной техники», «Энергетической электронике». В настоящее время читает лекции по «Полупроводниковым ключам в силовых схемах» и «Импульсно-модуляционным системам» для магистрантов направления электроника и нанoeлектроника. Соавтор трех монографий, четырех учебных пособий, более 50 авторских свидетельств и патентов и более 150 публикаций в различных изданиях. Является научным руководителем четырех аспирантов по специальности «Силовая электроника». Еще четыре аспиранта успешно защитили кандидатские диссертации и стали кандидатами наук. Заведующий лабораторией Импульсно Модуляционных Энергетических Систем.