

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

Данила Б. Бородин¹, Вагиз А. Кабиров¹, Никита П. Винтоняк¹, Юрий А. Шурыгин¹, Валерий Д. Семёнов¹
¹Томский Университет Систем Управления и Радиоэлектроники, Томск, Россия

Аннотация – В данной статье представлены основные расчётные соотношения для реализации мягкого переключения и ШИМ регулирования в НПН повышающего типа, приведены результаты моделирования преобразователя.

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

I. ВВЕДЕНИЕ

ОСНОВОПОЛАГАЮЩИМ требованием при разработке источников питания для автономных систем электроснабжения, является увеличение КПД и улучшение массо-габаритных характеристик. Как правило такие системы строятся на основе импульсных транзисторных преобразователей с широтно-импульсным регулированием (ШИР) и жесткой коммутацией ключевых элементов, которая является причиной значительных динамических потерь, не позволяющих получить высокое значение КПД. Кроме того, жесткая коммутация является источником электромагнитных помех высокого уровня. Уменьшить динамические потери и уровень электромагнитных помех позволяют транзисторные преобразователи с ШИР и резонансным переключением (коммутацией) (ZVT-PWM) [1,2,3]. Такие преобразователи снабжают дополнительной резонансной (коммутирующей) цепью, которая состоит из элементов резонансного контура L_r , C_r и дополнительного транзисторного ключа, реализующего мягкую коммутацию основного ключа преобразователя. В работе [3] исследованы варианты ШИМ преобразователей с резонансным переключением основного ключа и жесткой коммутацией дополнительного. Представленные результаты исследований показывают, что потери при жесткой коммутации дополнительного ключа практически полностью компенсируют выигрыш от уменьшения потерь при мягкой коммутации основного ключа [3]. В работе [2] нарисована схема повышающего преобразователя ZVT-PWM, в которой реализуется мягкая коммутация как основного, так и дополнительного ключа. Однако математические выражения, необходимые для исследования этой схемы в работе отсутствуют. Упомянутая схема повышающего преобразователя с ZVT-PWM представлена на рис. 1.

Работа выполнена на основании договора между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 01.12.2015г. №02.G25.31.0182

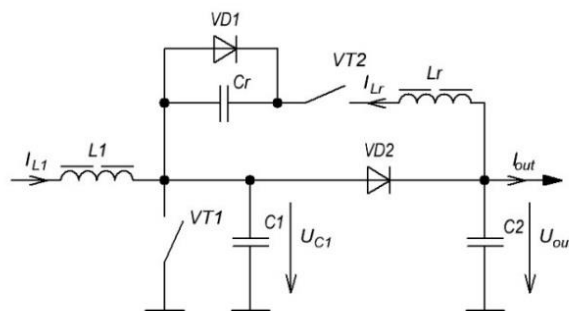


Рис.1. Структурная схема преобразователя с мягким переключением и ШИМ регулированием

Преобразователь представляет собой НПН повышающего типа с дополнительной цепью, состоящей из резонансного конденсатора C_r , дросселя L_r , диода $VD1$ и транзистора $VT2$. Отличительной особенностью данного схемотехнического решения является возможность регулирования относительной длительности импульса основного транзистора $VT1$ при работе преобразователя в режиме переключения в нуле напряжения, что выгодно отличает данный преобразователь от различных квазирезонансных исполнений. Теоретические диаграммы работы преобразователя представлены на рис.2.

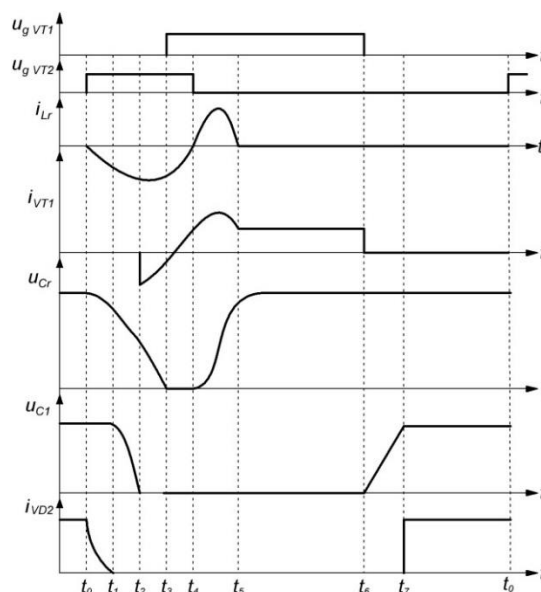


Рис.2. Теоретические диаграммы работы преобразователя с мягким переключением и ШИМ регулированием

Как видно из Рис.2, переключение транзисторного ключа VT1 происходит в мягком режиме: нарастание тока стока транзистора происходит при нулевом значении напряжении сток-исток.

В данной статье получены формулы 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 преобразователя ZVT-PWM и проверка полученных выражений, при помощи моделирования преобразователя в среде MATLAB.

III. ТЕОРИЯ

Для получения 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.

Период работы преобразователя разделим на интервалы времени, в которых схема преобразователя не изменяется.

A. Интервал времени $t_0 - t_1$

На данном интервале происходит включение дополнительного транзистора VT2 и нарастание тока в резонансном дросселе L_r по контуру: « $C_r - VT_2 - L_r - VD_2$ », представленному на Рис.3.

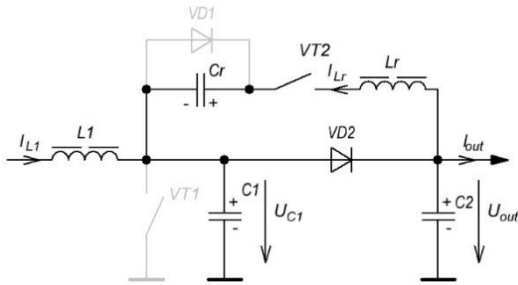


Рис.3. Контур протекания тока на интервале $t_0 - t_1$

Начальные условия:

Состояние полупроводниковых элементов:

VT1 – закрыт; VT2 – открыт; VD2 – открыт; VD1 – закрыт.

Начальные значения токов и напряжений:

$$i_{Lr}(t_0) = 0$$

$$u_{Cr}(t_0) = U_{CrT0}$$

$$u_{C1}(t_0) = U_{out}$$

Переменные, определяющие состояние преобразователя описываются выражениями:

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

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

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

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.

Момент окончания интервала времени Δt_{01} определяется достижением тока i_{Lr} значения I_{L1}

$$C_2 - L_r - VT_2 - C_r - VT_1 \quad (4)$$

B. Интервал времени $t_1 - t_2$

На данном интервале времени происходит разряд конденсатора C_1 по контуру: « $C_1 - C_r - VT_2 - L_r - C_2$ », представленному на Рис.4.

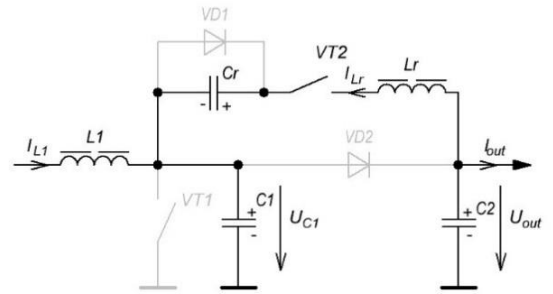


Рис.4. Контур протекания тока на интервале $t_1 - t_2$

Начальные условия:

Состояние полупроводниковых элементов:

VT1 – закрыт; VT2 – открыт; VD2 – закрыт; VD1 – закрыт.

Начальные значения токов и напряжений:

$$i_{Lr}(t_1) = I_{L1},$$

$$u_{Cr}(t_1) = U_{CrT0} \cos(\alpha) = U_{CrT1}, \quad (5)$$

$$u_{C1}(t_1) = U_{out}$$

Переменные, определяющие состояние преобразователя описываются выражениями:

Если величины C_r и C_1 , сравнимы, то ток резонансного дросселя определяется выражением:

$$i_{Lr}(t_{12}) = -I_{L1} \cos(\omega_S t) - \frac{U_{CrT1}}{Z_S} \sin(\omega_S t) - I_{L1} \frac{C_S}{C_1} (1 - \cos(\omega_S t)) \quad (6)$$

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

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

$\omega_S = \frac{1}{\sqrt{L_r C_S}}$ – 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

$$i_{Lr}(t_{12}) = -I_{L1} - \frac{U_{CrT1}}{Z_S} \sin(\omega_S t) \quad (7)$$

$$u_{Cr}(t_{12}) = -\frac{I_{L1}}{C_r} t + \frac{C_1}{C_r} U_{CrT1} (\cos(\omega_S t) - 1) + U_{CrT1} \quad (8)$$

$$u_{C1}(t_{12}) = U_{CrT1} \cos(\omega_S t) - U_{CrT1} + U_{out} \quad (9)$$

Моментом окончания интервала времени Δt_{12} будет момент времени, при котором напряжения на конденсаторе C_1 достигнет нулевого значения.

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

С. Интервал времени $t_2 - t_3$

На интервале времени $t_2 - t_3$ происходит разряд резонансного конденсатора C_r по контуру: « $C_1 - L_1 - VD_{VT2} - C_r - VT_1$ ». Контур протекания тока представлен на Рис.5.

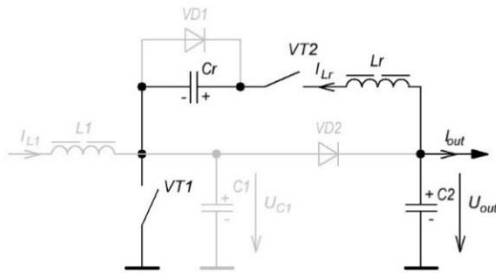


Рис.5. Контур протекания тока на интервале $t_2 - t_3$

Начальные условия.

Состояние полупроводниковых элементов:

VT_1 – открыт; VT_2 – открыт; VD_2 – закрыт; VD_1 – закрыт.

Начальные значения токов и напряжений:

$$i_{Lr}(t_2) = -I_{L1} - \frac{U_{CrT1}}{Z_S} \sin(\beta) = I_{LrT2}$$

$$u_{Cr}(t_2) = -\frac{I_{L1}}{C_r} \frac{\beta}{\omega_S} + \frac{C_1}{C_r} U_{CrT1} (\cos(\beta) - 1) + U_{CrT1} = U_{CrT2}$$

$$u_{C1}(t_2) = 0$$

Переменные, определяющие состояние преобразователя описываются выражениями:

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

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

$$u_{C1}(t_{23}) = 0 \quad (13)$$

Моментом окончания интервала времени Δt_{23} будет момент времени, при котором напряжение на конденсаторе C_r достигнет нулевого значения. Приравняв напряжение

на конденсаторе C_r к нулю, в момент времени t_{23} , получим неоднородное уравнение вида (14).

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

Приводим неоднородное уравнение к однородному:

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

Далее, произведя замену переменных, решаем квадратное уравнение (15) 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 (15).

В момент времени $t = t_3$ транзистор VT_1 открывается при нулевом напряжении.

D. Интервал времени $t_3 - t_4$

На данном интервале происходит почти линейное уменьшение тока резонансного дросселя L_r по контуру: « $L_r - C_2 - VT_1 - VD_1 - VT_2$ », который представлен на Рис.6.

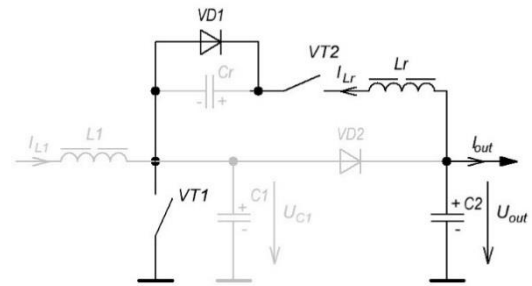


Рис.6. Контур протекания тока на интервале $t_3 - t_4$

Начальные условия.

Состояние полупроводниковых элементов:

VT_1 – открыт; VT_2 – открыт; VD_2 – закрыт; VD_1 – открыт.

Начальные значения токов и напряжений:

$$i_{Lr}(t_3) = I_{LrT2} \cos(2y_1) + \frac{U_{out} - U_{CrT2}}{Z_0} \sin(2y_1) = I_{LrT3}$$

$$u_{Cr}(t_3) = 0$$

$$u_{C1}(t_3) = 0$$

Переменные, определяющие состояние преобразователя описываются выражениями:

$$i_{Lr}(t_{34}) = -I_{LrT3} + \frac{U_{out}}{L_r} \cdot t \quad (17)$$

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

$$u_{C1}(t_{34}) = 0 \quad (19)$$

Момент окончания интервала времени Δt_{34} определяется моментом времени, при котором ток дросселя L_r достигнет нулевого значения.

$$\Delta t_{34} = -\frac{I_{LrT3} \cdot U_{out}}{L_r} \quad (20)$$

В момент времени $t = t_4$, транзистор VT_2 выключается при нулевом токе.

Е. Интервал времени $t_4 - t_5$

На интервале времени $t_4 - t_5$ происходит резонансный заряд ёмкости C_r от выходного конденсатора C_2 по контуру: « $C_2 - L_r - VD_{VT_2} - C_r - VT_1$ », представленному на Рис.7.

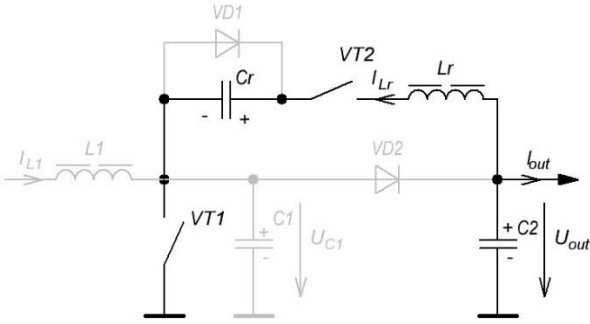


Рис.7. Контур протекания тока на интервале $t_4 - t_5$

Начальные условия.

Состояние полупроводниковых элементов:

VT_1 – открыт; VT_2 – закрыт; обратный диод VT_2 – открыт; VD_2 – закрыт; VD_1 – закрыт.

Начальные значения токов и напряжений:

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

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

$$u_{C1}(t_4) = 0$$

$$u_{C2}(t_4) = U_{out}$$

Переменные, определяющие состояние преобразователя описываются выражениями:

При $L_1 - t_2$:

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

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

$$u_{C1}(t_{45}) = 0 \quad (23)$$

Момент окончания интервала времени Δt_{45} будет определяться моментом времени, при котором ток дросселя L_r достигает нулевого значения и обратный диод транзистора VT_2 выключается. При этом, конденсатор C_r заряжен до удвоенного выходного напряжения U_{out} и готов к следующей коммутации.

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

Ф. Интервал времени $t_5 - t_6$

На данном интервале времени происходит накопление энергии в дросселе L_1 непосредственного преобразователя, через включённый транзистор VT_1 . Контур протекания тока представлен на рис.8.

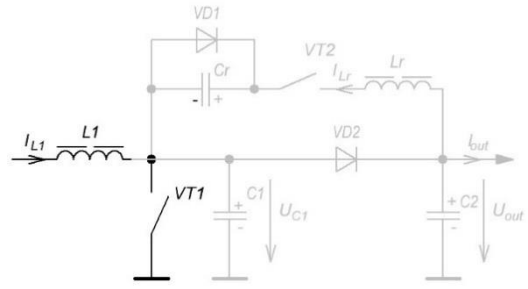


Рис.8. Контур протекания тока на интервале $t_5 - t_6$

Начальные условия.

Состояние полупроводниковых элементов:

VT_1 – открыт; VT_2 – закрыт; VD_2 – закрыт; VD_1 – закрыт.

Начальные значения токов и напряжений:

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

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

$$u_{C1}(t_5) = 0$$

Длительность интервала определяется широтно-импульсным модулятором. В момент времени $t = t_6$, транзистор VT_1 выключается при напряжении, близком к нулю, потому что конденсатор C_1 разряжен, и рост напряжения на нём определяется величиной тока дросселя L_1 .

Г. Интервал времени $t_6 - t_7$

На интервале времени $t_6 - t_7$, происходит нарастания напряжения на конденсаторе C_1 по контуру, представленному на Рис.9.

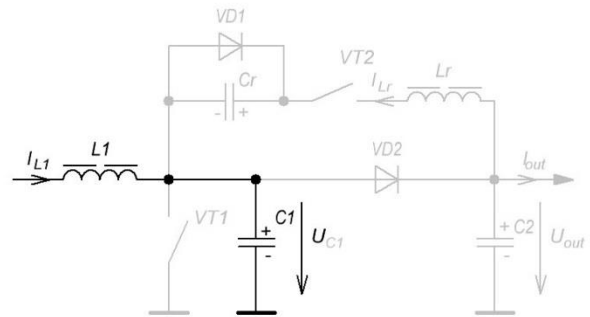


Рис.9. Контур протекания тока на интервале $t_6 - t_7$

Начальные условия.

Состояние полупроводниковых элементов:

VT_1 – закрыт; VT_2 – закрыт; VD_2 – закрыт; VD_1 – закрыт.

Начальные значения токов и напряжений:

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

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

$$u_{C1}(t_6) = 0$$

Переменные, определяющие состояние преобразователя описываются выражениями:

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

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

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

Момент окончания интервала времени Δt_{67} будет определяться моментом времени, при котором напряжение на конденсаторе C_1 достигает значения U_{out} и диод VD_2 включается напряжением u_{C1} .

$$\Delta t_{67} = -\frac{I_{LrT3} \cdot L_r}{U_{out}} \quad (28)$$

Н. Интервал времени $t_7 - t_8$

На интервале времени $t_7 - t_8$ происходит передача энергии, накопленной в дросселе L_1 в нагрузку, через включённый диод VD_2 по контуру, представленному на Рис.10.

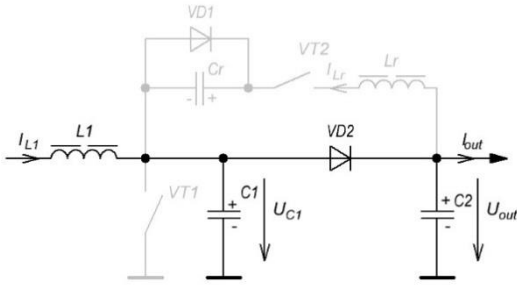


Рис.10. Контур протекания тока на интервале $t_7 - t_8$

Начальные условия.

Состояние полупроводниковых элементов:

VT_1 – закрыт; VT_2 – закрыт; VD_2 – открыт; VD_1 – закрыт.

Начальные значения токов и напряжений:

$$i_{Lr}(t_7) = 0 \quad (29)$$

$$u_{Cr}(t_7) = 2U_{out} = U_{CrT0} \quad (30)$$

$$u_{C1}(t_7) = U_{out} \quad (31)$$

Время импульса определяется широтно-импульсным модулятором. В момент времени $t = t_8 = t_0$, транзистор VT_2 включается при нулевом токе. Далее процесс повторяется. Из выражения (30) можно видеть, что напряжение на резонансном конденсаторе C_r , в момент времени t_0 , будет равно $2U_{out}$.

К. Построение временных диаграмм коммутационных процессов.

Построение диаграмм тока резонансного дросселя $i_{Lr}(t)$ и напряжения резонансной ёмкости $u_{Cr}(t)$ осуществляется по уравнениям (32) и (33):

$$i_{Lr}(t) = \begin{cases} i_{Lr}(t_{01}), t_0 \leq t < t_1 \\ i_{Lr}(t_{12}), t_1 \leq t < t_2 \\ i_{Lr}(t_{23}), t_2 \leq t < t_3 \\ i_{Lr}(t_{34}), t_3 \leq t < t_4 \\ i_{Lr}(t_{45}), t_4 \leq t < t_5 \\ 0, t_5 \leq t < t_8 \end{cases} \quad (32)$$

$$u_{Cr}(t) = \begin{cases} u_{Cr}(t_{01}), t_0 \leq t < t_1 \\ u_{Cr}(t_{12}), t_1 \leq t < t_2 \\ u_{Cr}(t_{23}), t_2 \leq t < t_3 \\ 0, t_3 \leq t < t_4 \\ u_{Cr}(t_{45}), t_4 \leq t < t_5 \\ 2U_{out}, t_5 \leq t < t_8 \end{cases} \quad (33)$$

Построение диаграмм тока транзистора $i_{VT1}(t)$ и напряжения на транзисторе $u_{VT1}(t) = u_{C1}(t)$, осуществляется по уравнениям (34) и (35):

$$u_{C1}(t) = \begin{cases} U_{out}, t_0 \leq t < t_1 \\ u_{C1}(t_{12}), t_1 \leq t < t_2 \\ 0, t_2 \leq t < t_7 \\ U_{out}, t_7 \leq t < t_8 \end{cases} \quad (34)$$

$$i_{VT1}(t) = \begin{cases} 0, t_0 \leq t < t_1 \\ I_{L1} + i_{Lr}(t), t_1 \leq t < t_6 \\ 0, t_6 \leq t < t_8 \end{cases} \quad (35)$$

На Рис.11 представлены диаграммы тока стока транзистора VT_1 (сплошная линия) и напряжения сток-исток транзистора VT_1 (пунктир).

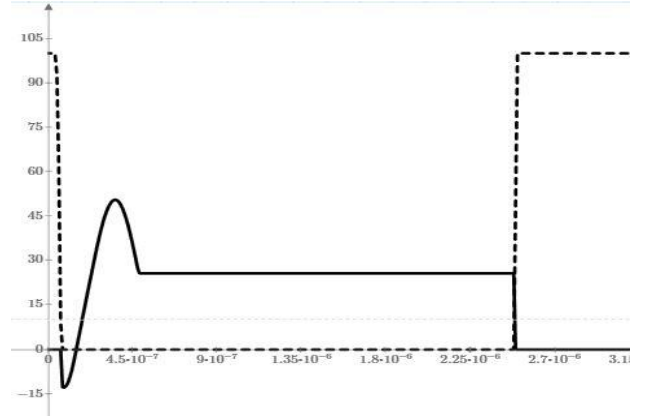


Рис.11. Диаграммы коммутационных процессов

На Рис.12 представлены диаграммы напряжения на резонансном конденсаторе C_r (сплошная линия) и напряжения сток-исток транзистора VT_1 (пунктир).

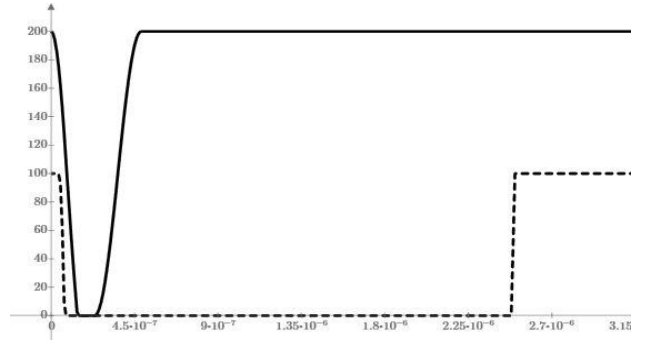


Рис.12. Диаграммы работы преобразователя

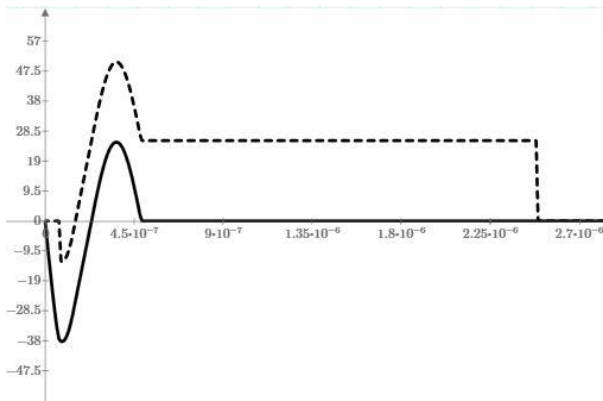


Рис.13. Диаграммы работы преобразователя

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

L. 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. 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.

$$C_r \geq 10 \cdot C_1 \quad (36)$$

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_{out} . Подставляя это значение напряжения U_{out} в выражение (5) получим выражение для определения Z_0 .

$$Z_0 \leq \sqrt{3} \cdot \frac{U_{out}}{I_{L1}} \quad (37)$$

Индуктивность резонансного контура найдется и выражения:

$$L_r = Z_0^2 \cdot C_1 \quad (38)$$

Величину индуктивности L_1 в первом приближении можно определить как в обычном НПН 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 значениями элементов, полученным по выражениям (36)..(38). Модель преобразователя ZVT-PWM представлена на Рис.14.

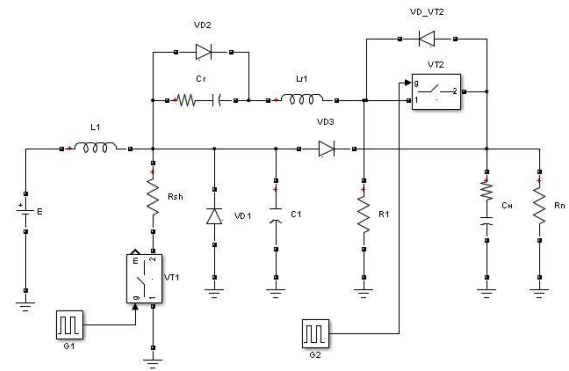


Рис.14. Модель преобразователя в среде MATLAB/Simulink

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

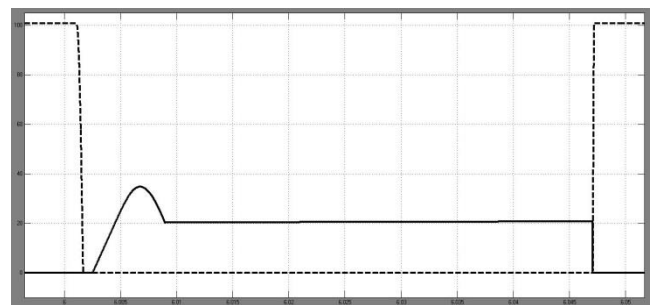


Рис.15. Диаграммы коммутационных процессов в транзисторе преобразователя.

На Рис.16 представлены диаграммы тока резонансного дросселя L_r (сплошная линия) и тока стока транзистора VT_1 (пунктир).

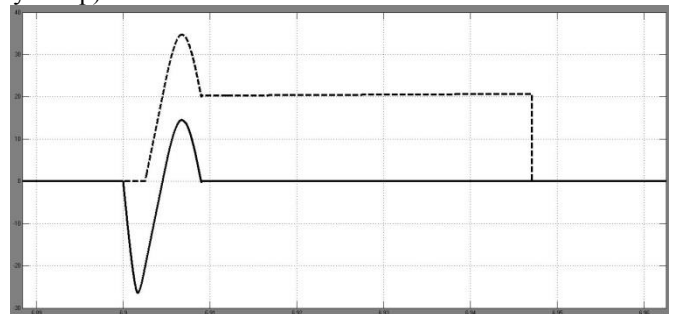


Рис.16. Диаграммы работы преобразователя

На Рис.17 представлены диаграммы напряжения на резонансном конденсаторе C_r (сплошная линия) и напряжения сток-исток транзистора VT_1 (пунктир).

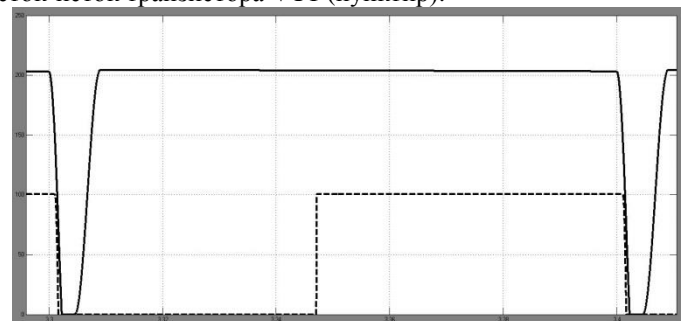


Рис.17. Диаграммы коммутационных процессов в транзисторе преобразователя

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Анализ диаграмм, полученных расчётным путём и диаграмм, полученных при моделировании преобразователя с мягким переключением в среде Simulink, показывает, что они качественно соответствуют друг другу, что говорит об адекватности соотношений, полученных аналитически и подтверждает равномерность их применения для расчёта ZVT-PWM преобразователей

Также необходимо отметить соответствие графиков, полученных при моделировании с диаграммами, представленными в [2].

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

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

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Muhhamah H. Rashid. Power Electronics Handbook/ Editor-In-Chief – 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.



Данила Борисович Бородин родился в 1991 году в г. Кемерово, Россия. В 2013 году получил степень бакалавра электроники и микроэлектроники 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 2013 года, работает в Лаборатории Импульсных Модуляционных Энергетических Систем. В данной лаборатории разрабатываются и испытываются различные типы источников питания для гражданского применения. Имеет 6 публикаций в различных сборниках региональных и межвузовских сборниках.



Никита Павлович Винтоняк родился в 1991 году в г. Северодонецк, Луганской области. В 2008 году поступил и в 2013 году окончил с отличием Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники по специальности «Промышленная электроника». В 2013 году поступил в аспирантуру ТУСУРа по специальности 05.09.12 «Силовая электроника». Начиная с 2012 года, работает в в Лаборатории Импульсных Модуляционных Энергетических Систем. В данной лаборатории разрабатываются и испытываются различные типы источников питания. Имеет 15 публикаций, в различных изданиях.



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.



Шурыгин Юрий Алексеевич родился в 1946 году в Кемеровской области, город Анжеро-Судженск. В 1971 году окончил с отличием Томский политехнический институт. С 1969 по 2015 год работал в НИИ автоматики и электромеханики при Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники в качестве техника, инженера, ст. инженера, зам. директора, директора. В 1974 защитил кандидатскую диссертацию, а в 1991 году – докторскую. С 1997 года является Академиком Российской инженерной академии и вице президентом её сибирского отделения и Томского филиала. Автор более 240 научных работ, 10 монографий, 34 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 Импульсных Модуляционных Энергетических Систем.