

**АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В ПОВЫШАЮЩЕ-ПОНИЖАЮЩЕМ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ С ВОЗМОЖНОСТЬЮ РЕВЕРСА ПОТОКА ЭНЕРГИИ
И ПОВЫШЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ**

Ю. В. Краснобаев, В. В. Захаров, М. А. Карнаухов

Институт космических и информационных технологий
Сибирского федерального университета
Российская Федерация, 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26б
E-mail: uvkras@mail.ru; vavuh13@gmail.com; MKarnaukhov.KI11@gmail.com

Рассмотрены вопросы передачи энергии в зарядно-разрядном устройстве, выполненном по схеме реверсивного понижающе-повышающего преобразователя с режимом коммутации силовых транзисторов при нуле напряжения. Разработаны методика и алгоритм вычисления зависимости действующего тока через элементы силовой цепи преобразователя от параметров элементов силовых цепей и параметров процесса преобразования энергии.

Ключевые слова: зарядно-разрядное устройство, реверсивный понижающе-повышающий преобразователь, коммутация силовых транзисторов при нуле напряжения.

Vestnik SibGAU
2014, No. 3(55), P. 100–106

**ANALYSIS OF ELECTROMAGNETIC PROCESSES IN AC-DC CONVERTERS
WITH POSSIBILITY OF REVERSE FLOW OF ENERGY AND INCREASED EFFICIENCY**

Y. V. Krasnobaev, V. V. Zakharov, M. A. Karnaukhov

Institute of space and information technologies, Siberian Federal University
26b, Akademika Kirenskogo St., Krasnoyarsk, 660074, Russia Federation
E-mail: uvkras@mail.ru; vavuh13@gmail.com; MKarnaukhov.KI11@gmail.com

The paper considers the questions of energy transfer in a charge/discharge autonomous power supply device. Power circuit of considered charge/discharge device is based on the scheme of reversing up/down converter with the switching mode of power transistors at zero-voltage that ensures high efficiency of device. In the course of analysis of electromagnetic processes in the converter, mathematical expressions that describe the transfer of energy, from the side one to the side two of the reversible converter have been obtained. Using the obtained mathematical expressions, a method and algorithm for calculating RMS current through elements of the power converter circuit using parameters of the power circuit elements and parameters of energy transformation, in particular, using reverse displacement current of a choke, providing switching mode of power transistors at zero voltage have been developed. Correlation between RMS current through a choke and power transistors, and value of reverse replacement current of a choke for a number of modes are given graphically. All correlations were obtained at fixed power at the side two and variation of voltage value at the side one of converter. Analysis of obtained correlations has shown growth of RMS current through power circuit elements of the converter at increasing reverse displacement current of a choke, which corresponds the theoretical requirement. Developed method, algorithm and program for the calculation of RMS current through elements of the power circuit of converter can be used for solving design problems of the charge/discharge device which based on the scheme of reversing up/down converter with the switching mode of power transistors at zero-voltage, and for solving the problem of minimizing the total static and dynamic energy losses in the converter.

Keywords: charge-discharge unit, reversing a buck – boost converter, zero voltage switching of power transistors.

Введение. К зарядно-разрядным устройствам (ЗРУ) в автономных системах электропитания предъявляются повышенные требования по коэффициенту полезного действия и массогабаритным характеристикам. Для повышения КПД в современных устрой-

ствах силовой электроники широко применяются силовые ключи на основе транзисторов, переключаемых при нуле напряжения (ZVS) или при нуле тока. Обеспечение возможности переключения силовых ключей при нуле напряжения или тока достигается введением

в состав силового устройства специальных снабберов, как правило, в виде совокупности индуктивных и емкостных элементов и полупроводниковых приборов [1–5]. Однако введение дополнительных элементов негативно сказывается на массогабаритных характеристиках и показателях надёжности работы ЗРУ, в связи с чем особый интерес представляет применение в ЗРУ схемы силовой цепи, приведенной на рис. 1, при использовании алгоритма её функционирования, предложенного в [6; 7]. В силовой цепи ЗРУ в составе каждого из транзисторов VT1–VT4 пунктиром показаны паразитные антипараллельные диоды D_1 – D_4 и выходные ёмкости $C_{oss,1}$ – $C_{oss,4}$.

Переключение силовых транзисторов в режиме ZVS обеспечивается специальным алгоритмом [7], который поясняется временными диаграммами, приведёнными на рис. 2. На временных диаграммах показан ток $i_L(t)$ дросселя L и сигналы управления $U_{y,1}$ – $U_{y,4}$ транзисторами VT1–VT4 для случая, когда напряжение U_1 на стороне 1 ЗРУ меньше напряжения U_2 на стороне 2 и энергия передаётся со стороны 1 на сторону 2. Переключение транзисторов в каждой из пар на стороне 1 и стороне 2 ЗРУ производится в окрестности моментов времени t_0 – t_3 в соответствии с сигналами управления $U_{y,1}$ – $U_{y,4}$. Причём сначала выключается один из транзисторов пары, а затем, по истечении некоторого изменяемого времени, производится включение другого транзистора пары. Рассмотрим переключение транзисторов в режиме ZVS на примере пары из транзисторов VT1 и VT2.

На интервале времени, предшествующем моменту t_0 , ток i_L в дросселе L поддерживается на уровне $I_0 < 0$, называемом обратным током смещения, т. е. имеет направление, противоположное показанному на рис. 1. Несколько ранее момента времени t_0 производится запираание транзистора VT2. При этом на временном интервале роста сопротивления между стоком и истоком транзистора VT2 напряжение между этими электродами принимает значение

$$U_{\text{вык},2} = Q_{c,2} / C_{oss,2}, \quad (1)$$

где $Q_{c,2}$ – заряд, принятый паразитной выходной ёмкостью $C_{oss,2}$ транзистора VT2 на интервале роста сопротивления его электропроводного канала. Напряжение $U_{\text{вык},2}$ существенно меньше напряжения U_1 , приложенного к стороне 1 ЗРУ, однако его наличие не позволяет считать, что запираание транзистора VT2 происходит в режиме ZVS.

После запираания канала транзистора VT2 часть тока i_L дросселя продолжает поступать в выходную ёмкость транзистора $C_{oss,2}$, заряжая её, а другая часть тока i_L дросселя продолжает поступать в выходную ёмкость транзистора $C_{oss,1}$, разряжая её. При этом ёмкость $C_{oss,2}$ получает, а ёмкость $C_{oss,1}$ отдаёт энергию

$$W_c = 0,5 C_{oss} U_1^2, \quad (2)$$

где C_{oss} – величина выходной ёмкости транзистора VT1 или VT2. Энергия, отдаваемая ёмкостью $C_{oss,1}$, опосредованно с использованием дросселя L рекупируется в источник, питающий сторону 1 ЗРУ.

После того, как напряжение на ёмкости $C_{oss,1}$ превысит напряжение U_1 , происходит отпирание антипараллельного диода D_1 . При этом ток i_L дросселя проходит через диод D_1 в источник, питающий сторону 1 ЗРУ. После чего производится отпирание канала транзистора VT1. Поскольку напряжение между стоком и истоком транзистора VT1 равно напряжению на открытом диоде, то выполняется режим ZVS переключения транзистора. Переход диода D_1 в проводящее состояние и последующее отпирание канала транзистора VT1 происходит спустя некоторый интервал времени после момента времени t_0 . На интервале времени от момента запираания транзистора VT2 и до момента времени отпирания транзистора VT1 ток i_L дросселя проходит через источник, питающий сторону 1 ЗРУ, отдавая в него накопленную энергию. Поэтому для обеспечения режима ZVS переключения транзистора VT1, дроссель к моменту времени t_0 должен обладать некоторой накопленной энергией W_L , и, соответственно, величина обратного тока смещения дросселя I_0 должна удовлетворять условию [7]

$$|I_0| \geq \max(U_{1,\max}, U_{2,\max}) \sqrt{C_{oss}/L}, \quad (3)$$

где $U_{1,\max}$ и $U_{2,\max}$ – соответственно, максимально возможные значения напряжений на стороне 1 и стороне 2 ЗРУ; L – индуктивность дросселя L.

Переключение пар транзисторов в окрестностях моментов времени t_1 – t_3 на сторонах 1 и 2 ЗРУ производится аналогично рассмотренному выше переключению пары из транзисторов VT1 и VT2 в окрестности момента времени t_0 , с накоплением энергии в выходной ёмкости одного из транзисторов и рекуперацией энергии, ранее накопленной в выходной ёмкости другого транзистора пары в источник питания, подключенный к стороне 1 или стороне 2 ЗРУ.

В случае, когда напряжение U_1 на стороне 1 ЗРУ больше напряжения U_2 на стороне 2 и энергия передаётся со стороны 1 на сторону 2, процессы в схеме аналогичны рассмотренным. Отличие состоит в том, что на интервале времени от t_1 до t_2 продолжается рост тока дросселя. По причине симметрии схемы при соответствующей смене алгоритма управления транзисторами обеспечивается реверс потока энергии.

Постановка задачи. В соответствии с алгоритмом переключения силовых ключей [6; 7] при запираании каждого из транзисторов VT1–VT4 не обеспечивается режим ZVS в полной мере, поскольку к моменту прекращения тока через электропроводный канал напряжение между стоком и истоком транзистора успевает возрасти на некоторую величину, определяемую (1). Очевидно, что подключив параллельно выводам стока и истока каждого из транзисторов VT1–VT4 дополнительные конденсаторы, обозначенные на рис. 1 соответственно $C_{д,1}$ – $C_{д,4}$, и увеличив этим ёмкость между стоком и истоком транзистора, исходя из (1), можно снизить напряжение $U_{\text{вык}}$ на транзисторе на интервале уменьшения тока через его электропроводный канал, тем самым снизив динамические потери энергии $W_{\text{выкл}}$ при запираании транзистора.

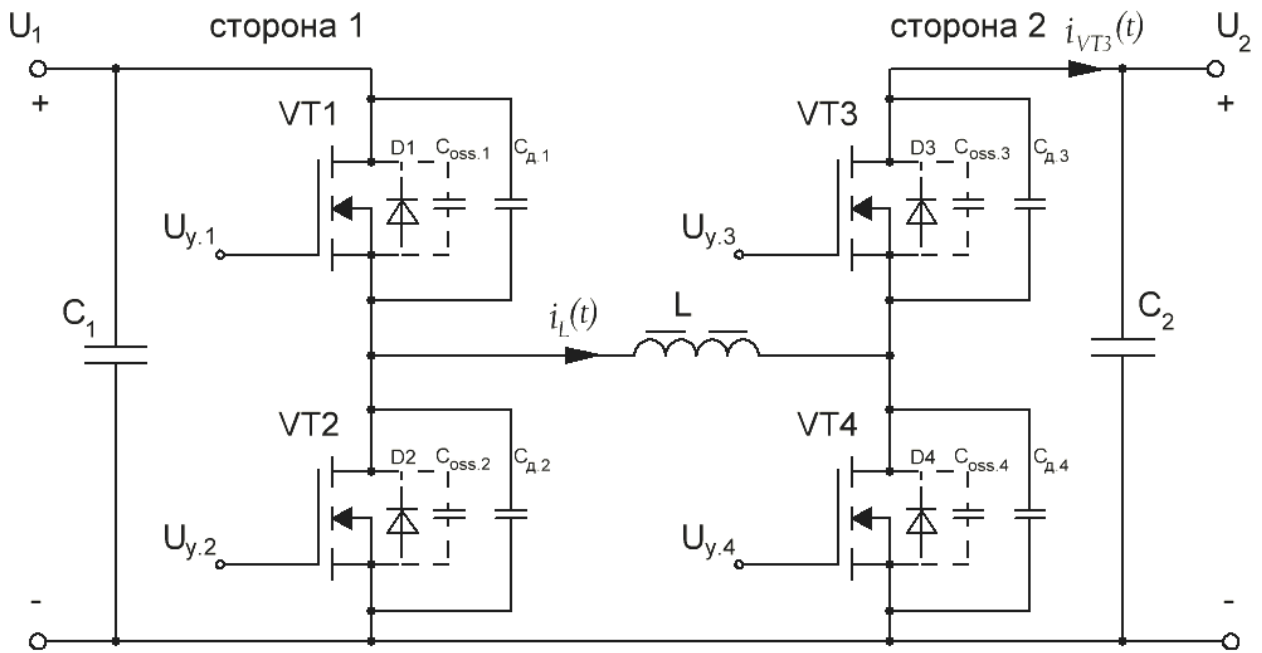


Рис. 1. Силовая цепь ЗРУ с возможностью реверса потока мощности

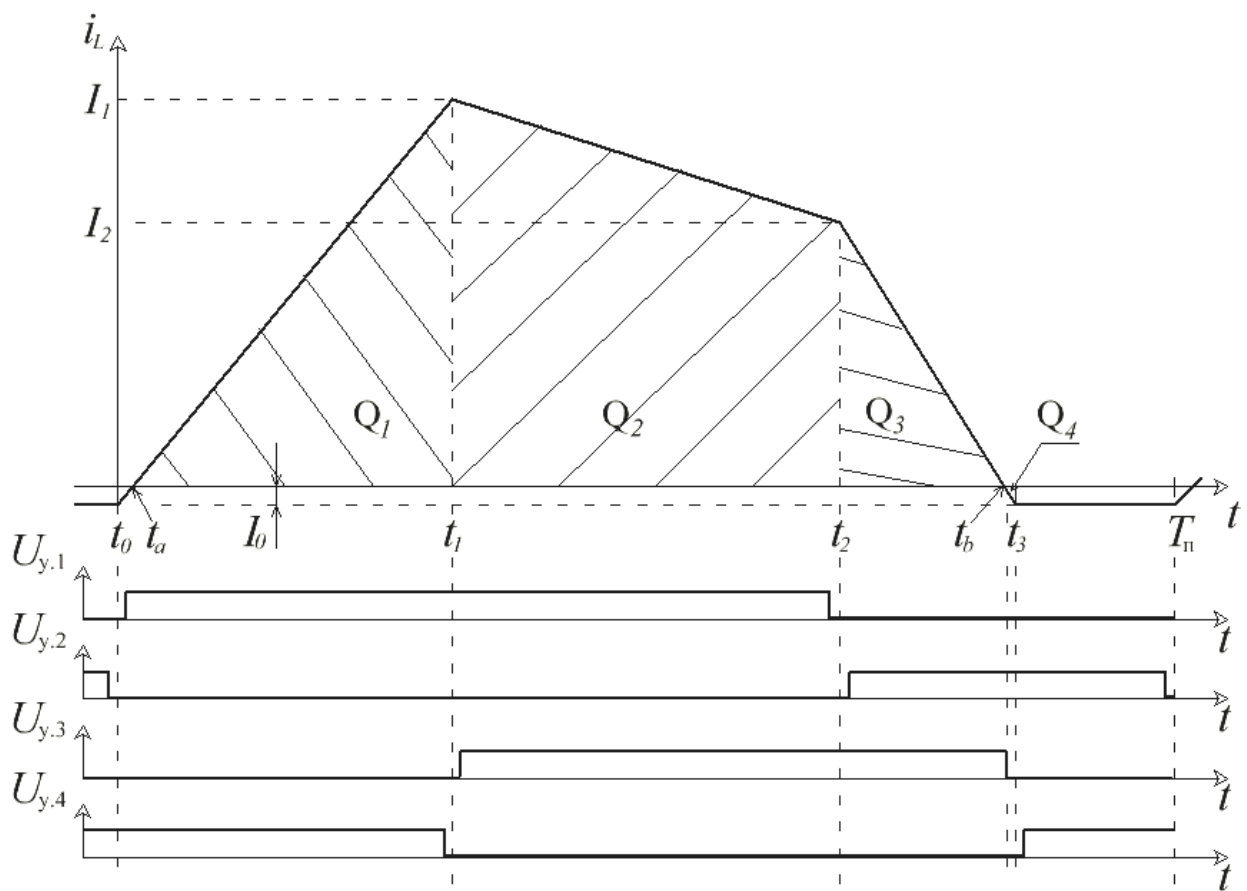


Рис. 2. Временные диаграммы тока $i_L(t)$ дросселя L и сигналов управления $U_{y.1}$ – $U_{y.4}$ транзисторами VT1–VT4

При этом энергия, запасаемая в каждом из дополнительных конденсаторов C_d , при запираании соответствующего транзистора позже, при отпирании этого же транзистора будет рекуперирована, подобно энергии, запасаемой в выходных емкостях транзисторов. С учётом отпирания транзистора в режиме ZVS динамические потери энергии $W_{вкл}$ при его отпирании малы и существенно не изменяются, а суммарные динамические потери в транзисторе при его переключении $W_{дин} = W_{вкл} + W_{выкл}$ будут снижаться при увеличении ёмкости дополнительных конденсаторов C_d . Однако введение в состав силовых цепей ЗРУ дополнительных конденсаторов C_d , увеличивающих суммарную ёмкость между стоком и истоком транзисторов, согласно [7] потребует увеличения абсолютного значения тока I_0 . В свою очередь, увеличение абсолютного значения тока I_0 приведёт к сокращению продолжительности временного интервала t_1-t_b , на котором происходит передача энергии на сторону 2, что, при условии сохранения постоянства мощности, передаваемой на сторону 2 ЗРУ, потребует увеличения амплитудного и действующего значений тока I_L через дроссель L и, соответственно, статических потерь энергии $W_{ст}$ на активном сопротивлении обмотки дросселя L и активных сопротивлений каналов открытых транзисторов.

В ЗРУ максимальное значение КПД будет получено при достижении минимального значения суммарных потерь $W_{сум} = W_{ст} + W_{дин}$.

Для определения статических потерь энергии $W_{ст}$ необходимо решить задачу по нахождению аналитических выражений, описывающих изменение тока дросселя за период преобразования, и по разработке алгоритма и программы расчёта действующего значения тока дросселя в зависимости от величины обратного тока смещения I_0 , при заданных величинах напряжений U_1 и U_2 на сторонах 1 и 2 ЗРУ, периоде преобразования T_n , индуктивности L дросселя и мощности P_2 , передаваемой на сторону 2 ЗРУ. Решение этой задачи и рассмотрено ниже.

Решение задачи. Рассмотрим процессы в силовой цепи ЗРУ при следующих допущениях:

- интервалы коммутации силовых ключей пренебрежимо малы;
- напряжения U_1 и U_2 на сторонах 1 и 2 ЗРУ и период преобразования T_n неизменны;
- ток дросселя изменяется по линейному закону;
- общий интервал манипуляций $t_m = t_3 - t_0 = \text{const}$;
- падение напряжения на транзисторах, находящихся в проводящем состоянии, пренебрежимо мало.

Рассмотрим процесс передачи энергии со стороны 1 на сторону 2 ЗРУ в частном случае, когда обратный ток смещения дросселя I_0 равен 0 [7]. Временные диаграммы изменения тока дросселя ЗРУ при нулевом значении тока I_0 и для случая $U_1 < U_2$ соответствуют приведенным на рис. 2, но при задании нулевой величины тока смещения дросселя I_0 . При этом моменты времени t_0 и t_a и моменты времени t_b и t_3 совпадут, т. е. $t_0 = t_a$ и $t_b = t_3$.

На интервале времени от t_0 до t_1 в проводящем состоянии находятся транзисторы VT1 и VT4. Напряжение на дросселе $U_{L1} = U_1$, а ток дросселя возрастает со скоростью

$$I'_1 = U_{L1} / L = U_1 / L. \quad (4)$$

На интервале времени от t_1 до t_2 в проводящем состоянии находятся транзисторы VT1 и VT3. Напряжение на дросселе $U_{L2} = U_1 - U_2$, а ток дросселя изменяется со скоростью

$$I'_2 = U_{L2} / L = (U_1 - U_2) / L, \quad (5)$$

причём в случае $U_1 < U_2$ ток спадает. В случае если $U_1 > U_2$, ток дросселя будет возрастать. На интервале времени от t_2 до t_3 в проводящем состоянии находятся транзисторы VT2 и VT3. Напряжение на дросселе $U_{L3} = -U_2$, а ток дросселя спадает со скоростью

$$I'_3 = U_{L3} / L = -U_2 / L. \quad (6)$$

Токи дросселя I_1 , I_2 и I_3 , соответственно, в некоторые моменты времени t_1 , t_2 и $t_3 < T_n$ с учётом (4)–(6) находятся как

$$I_1 = I'_1 t_1 = U_1 t_1 / L, \quad (7)$$

$$I_2 = I_1 + I'_2 (t_2 - t_1) = I_1 + (U_1 - U_2)(t_2 - t_1) / L, \quad (8)$$

$$I_3 = I_2 + I'_3 (t_3 - t_2) = I_2 - U_2 (t_3 - t_2) / L. \quad (9)$$

Для рассматриваемого частного случая, когда ток дросселя $I_0 = 0$, ток дросселя I_3 в некоторый момент времени t_3 так же равен нулю. Используя выражения (7)–(9), определим момент времени t_2 , который обеспечивает в момент времени t_3 равенство нулю тока I_3 :

$$t_2 = U_2 (t_3 - t_1) / U_1. \quad (10)$$

На сторону 2 ЗРУ энергия передаётся на интервале проводящего состояния транзистора VT3, т. е. на интервале от t_1 до $t_3 = t_b$ (см. рис. 2). Для вычисления энергии, передаваемой за период T_n на сторону 2 ЗРУ, определим заряды Q_2 и Q_3 , передаваемые на интервалах от t_1 до t_2 и от t_2 до t_3 соответственно: $Q_2 = 0,5(I_1 + I_2)(t_2 - t_1)$ и $Q_3 = 0,5I_2(t_3 - t_2)$, и суммарный заряд, передаваемый на сторону 2:

$$Q_{пер.1} = Q_2 + Q_3. \quad (11)$$

Энергия и мощность, передаваемые за период T_n на сторону 2 ЗРУ, определяется, соответственно, выражениями:

$$W_T = Q_{пер.1} U_2, \quad (12)$$

$$P_2 = W_T / T_n. \quad (13)$$

Рассмотрим процесс передачи энергии со стороны 1 на сторону 2 ЗРУ в общем случае, когда ток $I_0 < 0$. Временные диаграммы изменения тока дросселя ЗРУ при токе $I_0 < 0$ и для случая $U_1 < U_2$ приведены на

рис. 2. На всех интервалах времени скорость изменения тока дросселя соответствует случаю, когда $I_0 = 0$. Токи дросселя I_1 , I_2 и I_3 , соответственно, в некоторые моменты времени t_1 , t_2 и $t_3 < T_n$ с учётом (4)–(6) и $I_0 < 0$ равны:

$$I_1 = I_1' t_1 + I_0 = U_1 t_1 / L + I_0, \quad (14)$$

$$I_2 = I_1 + I_2'(t_2 - t_1) = I_1 + (U_1 - U_2)(t_2 - t_1) / L, \quad (15)$$

$$I_3 = I_2 + I_3'(t_3 - t_2) = I_2 - U_2(t_3 - t_2) / L. \quad (16)$$

Используя выражения (14)–(16) и учитывая, что в момент времени t_3 ток дросселя $I_3 = I_0$, получим выражение, определяющее момент времени t_2 , который обеспечивает выполнение равенства $I_3 = I_0$, которое совпадает с (10).

Момент времени t_b , в который ток дросселя равен нулю, определяется как

$$t_b = t_3 + I_0 / I_3' = t_3 + I_0 U_2 / L. \quad (17)$$

На сторону 2 ЗРУ энергия передаётся на интервале проводящего состояния транзистора VT3, за исключением интервала времени от t_b до t_3 , на котором ток дросселя становится отрицательным и энергия потребляется со стороны 2 ЗРУ. Для вычисления энергии, передаваемой за период T_n на сторону 2 ЗРУ, определим заряды Q_2 и Q_3 , передаваемые на сторону 2, и заряд Q_4 , потребляемый со стороны 2 ЗРУ:

$$Q_2 = \frac{(I_1 + I_2)(t_2 - t_1)}{2},$$

$$Q_3 = \frac{(t_b - t_2)I_2}{2},$$

$$Q_4 = \frac{(t_3 - t_b)I_0}{2}.$$

При этом суммарный заряд, передаваемый на сторону 2:

$$Q_{\text{пер.2}} = (Q_2 + Q_3 - Q_4). \quad (18)$$

Энергия, передаваемая за период T_n на сторону 2 ЗРУ, определяется выражением

$$W_T = Q_{\text{пер.2}} U_2, \quad (19)$$

а мощность на стороне 2 ЗРУ определяется выражением (13).

Действующий ток дросселя на каждом i -м интервале фиксированного состояния силовых транзисторов ЗРУ, например интервале от t_1 до t_2 , вычисляется по выражению

$$I_i = \sqrt{\frac{1}{(t_k - t_n)} \int_{t_n}^{t_k} i^2(t) dt}, \quad (20)$$

где t_k и t_n – моменты времени, соответствующие концу и началу i -го интервала.

Действующий ток I_d дросселя определяется как сумма действующих токов дросселя на каждом i -м интервале, которые совместно составляют период T_n :

$$I_d = \sum_{i=1}^{l=5} I_i. \quad (21)$$

Для написания программы вычисления действующего значения тока дросселя ЗРУ разработан алгоритм, блок-схема которого приведена на рис. 3.

В блоке 1 алгоритма производится ввод исходных данных, которыми являются напряжения U_1 и U_2 , индуктивность L дросселя, период преобразования T_n и момент времени t_3 , начальное значение момента времени t_1 и начальная величина его приращения Δt_1 , максимальное значение тока $I_{0\text{max}}$ и величина приращения ΔI_0 тока I_0 . Далее в блоке 2 производится вычисление токов I_1 , I_2 и момента времени t_2 по выражениям (7), (8) и (10) соответственно. Затем в блоке 3 производится вычисление передаваемого заряда $Q_{\text{пер.1}}$, энергии W_T и мощности P_2 по выражениям (11), (12) и (13) соответственно. В блоке 4 производится вычисление действующего тока I_i дросселя на интервалах и действующего тока I_d дросселя за период по выражениям (20) и (21) соответственно и при использовании метода прямоугольников. В блоке 5 осуществляется запись результатов вычислений, а именно: величин токов I_1 , I_2 , передаваемого заряда $Q_{\text{пер.1}}$, энергии W_T и мощности P_2 . В блоке 6 выполняется присвоение току I_0 нового значения: $I_0 := I_0 + \Delta I_0$. В блоке 7 выполняется проверка выполнения условия $I_0 > I_{0\text{max}}$. При выполнении условия осуществляется завершение процедуры, а в противном случае в блоке 8 переменной $t_{1.\text{тек}} := t_1$ присваивается текущее значение t_1 , а в блоке 9 значению времени $t_1 := t_1 + \Delta t_1$ присваивается новое значение. В блоке 10 производится вычисление токов I_1 , I_2 и момента времени t_2 по выражениям (16), (17) и (12) соответственно.

Затем в блоке 11 производится вычисление передаваемого заряда $Q_{\text{пер.2}}$, энергии W_T и мощности P_2 по выражениям (18), (19) и (13) соответственно.

Проверка выполнения условия $Q_{\text{пер.1}} - \Delta Q_{\text{пер.1}} < Q_{\text{пер.2}} < Q_{\text{пер.1}} + \Delta Q_{\text{пер.1}}$ производится в блоке 12. При выполнении условия осуществляется переход к выполнению блока 4. В противном случае в блоке 13 проверяется выполнение условия $t_1 < t_2$. При выполнении условия производится переход к выполнению блока 9 алгоритма. В противном случае при выполнении блока 14 величине приращения времени $\Delta t_1 := \Delta t_1 / 2$ присваивается новое значение, а при выполнении блока 8 значению времени $t_1 := t_{1.\text{тек}}$ присваивается новое значение и производится переход к выполнению блока 9.

В соответствии с рассмотренным алгоритмом написана программа для ПЭВМ на языке C++. При использовании этой программы и следующих начальных условиях: $U_1 = 90$ В и $U_2 = 100$ В, $L = 16$ мГн, $T_n = 20$ мкс, $t_3 = 19$ мкс, $t_1 = 5$ мкс и $\Delta t_1 = 0,05$ мкс, $I_{0\text{max}} = 5$ А и $\Delta I_0 = 1$ А, получена зависимость действующего тока I_d дросселя от величины тока I_0 при

фиксированной мощности $P_2 = 928,5$ Вт, передаваемой на сторону 2 ЗРУ, приведённая на рис. 4. При тех же начальных условиях и новых значениях $U_1 = 80$ В и $U_1 = 70$ В получены зависимости действующего

тока I_d дросселя от величины тока I_0 при той же фиксированной мощности $P_2 = 928,5$ Вт, также приведённые на рис. 4.

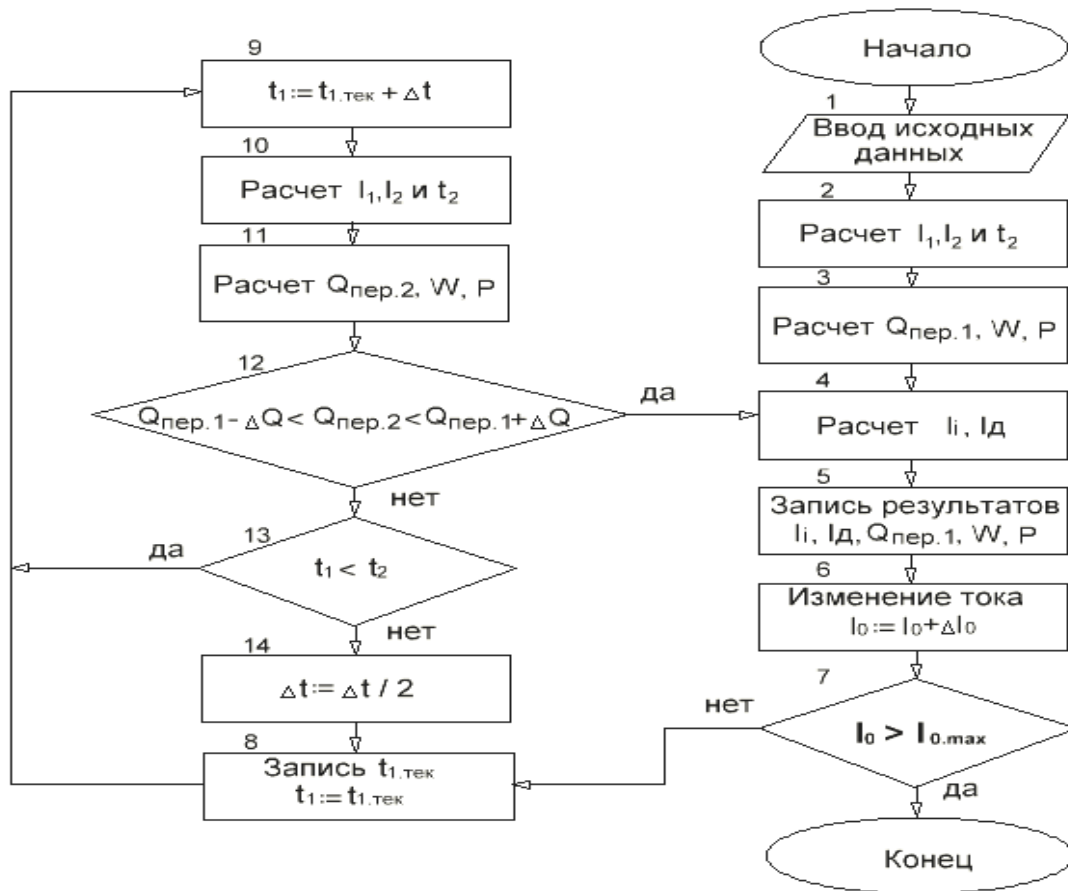


Рис. 3. Блок-схема алгоритма вычисления зависимости действующего тока I_d от обратного тока I_0

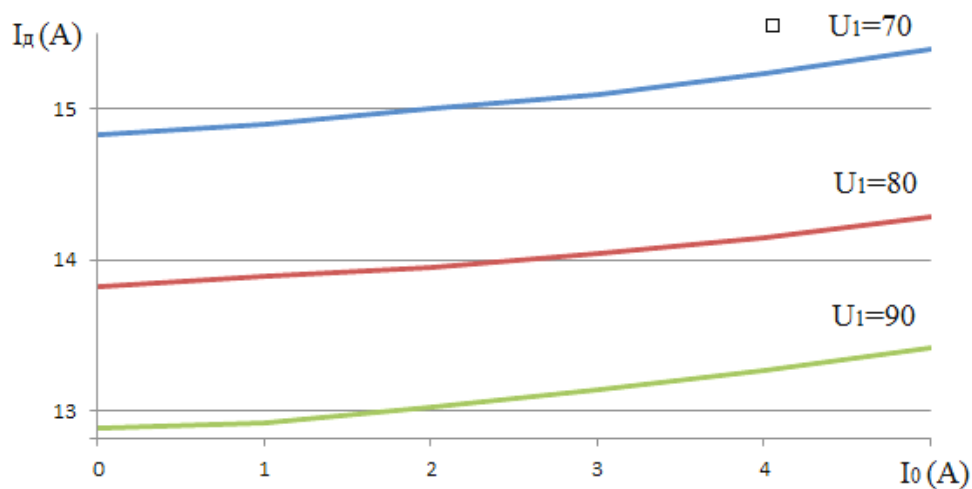


Рис. 4. Пример зависимости действующего тока I_d от обратного тока I_0

Заключение. Для зарядно-разрядного устройства, выполненного по схеме реверсивного понижающе-повышающего преобразователя с режимом коммутации силовых транзисторов при нуле напряжения, разработаны методика и алгоритм вычисления действующего тока через элементы силовой цепи преобразователя от параметров элементов силовых цепей и параметров процесса преобразования энергии, в частности, от обратного тока смещения дросселя, обеспечивающего режим коммутации силовых транзисторов при нуле напряжения. В соответствии с разработанным алгоритмом вычисления действующего тока написана программа для ПЭВМ, применение которой позволило получить зависимости действующего тока через элементы силовой цепи преобразователя от обратного тока смещения дросселя для ряда фиксированных параметров процесса преобразования. Анализ полученных зависимостей показал рост действующего тока через элементы силовой цепи преобразователя при увеличении обратного тока смещения дросселя, что соответствует теоретическим предположениям. Разработанные методика, алгоритм и программа вычисления действующего тока через элементы силовой цепи преобразователя могут быть использованы для решения задачи минимизации суммарных статических и динамических потерь энергии в преобразователе.

Библиографические ссылки

1. Поликарпов А. Г., Сергиенко Е. Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. М. : Радио и связь, 1989.
2. Imbertson P., Mohan N. New PWM Converter Circuits Combining Zero Switching Loss With Low Conducting Loss, INTELEC' 90, 1990.
3. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. М. : Техносфера, 2005.
4. Hua G., Leu C. S., Lee F. C. Novel zero-voltage transition PWM converters // in Proc. IEEE PESC. 1992, P. 55–61.

5. Yuan X., Barbi I. Analysis, designing and experimentation of a transformer assisted PWM zero voltage switching inverter // IEEE Trans. Power Electron. 2000. Vol. 15. P. 72–83.

6. Waffler S., Kolar J. W. A novel low-loss modulation strategy for high-power bidirectional buck+boost converters // in Proc. 7th Intern. Conf. on Power Electronics ICPE '07 (22–26 Oct. 2007). P. 889–894.

7. Waffler S., Kolar J. W. A novel low-loss modulation strategy for high-power bidirectional buck+boost converters // IEEE Trans. Power Electron. 2009. Vol. 24, no. 6. P. 1589–1599.

References

1. Polikarpov A. G., Sergienko E. F. *Odnokaktnyye preobrazovateli napryazheniya v ustroystvakh elektropitaniya REA*. [Single-ended voltage converters in power devices CEA]. Moscow, Radio i svyaz Publ., 1989.
2. Imbertson P., Mohan N. New PWM Converter Circuits Combining Zero Switching Loss With Low Conducting Loss, INTELEC' 90, 1990.
3. Melyoshin V. I. *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika*. [Transistor converter equipment]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2005.
4. Hua G., Leu C. S., Lee F. C. Novel zero-voltage transition PWM converters, in *Proc. IEEE PESC*, 1992, p. 55–61.
5. Yuan X., Barbi I. Analysis, designing and experimentation of a transformer assisted PWM zero voltage switching inverter, *IEEE Trans. Power Electron.*, Jan. 2000, vol. 15, p. 72–83.
6. Waffler S., Kolar J. W. A novel low-loss modulation strategy for high-power bidirectional buck+boost converters, in Proc. 7th Intern. Conf. on Power Electronics ICPE'07, 22–26 Oct. 2007, p. 889–894.
7. Waffler S., Kolar J. W. A novel low-loss modulation strategy for high-power bidirectional buck+boost converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, 2009.vol. 24, no. 6, p. 1589–1599.