

**ДЕЙСТВУЮЩИЕ ЗНАЧЕНИЯ ТОКОВ ЭЛЕМЕНТОВ СИЛОВЫХ КАНАЛОВ
ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ МЕТОДОМ РЕГУЛИРОВАНИЯ****EFFECTIVE VALUES CURRENTS OF ELEMENTS POWERED CHANNELS OF PULSE
CONVERTERS CONSTANT VOLTAGE WITH A PULSE-WIDTH METHOD OF REGULATION**

Аннотация. Представлен анализ действующих значений токов силовых элементов в преобразователях постоянного напряжения с автотрансформаторным включением дросселя обобщенный к трем режимам работы – безразрывному, граничному и разрывному и восьми типам силовых каналов.

Summary. The analysis of effective values of currents of load-bearing elements in transformers of constant voltage with autoinductive connection of an among choke generalized to three mode of operations - continuous, marginal and discontinuous and eight types of powered channels is shown.

В настоящее время существует проблема повышения эффективности процесса разработки современных источников питания. На сегодняшний день основными критериями построения современных источников вторичного электропитания (ИВЭ) аппаратуры связи являются высокое значение КПД при снижении массогабаритных показателей. Использование ШИМ-регулирующего при одновременном повышении частоты преобразования позволяет создавать ИВЭ, отвечающие высоким требованиям мировых стандартов. В известных научно-технических публикациях [1 – 5] специфика работы конкретной схемы отражается отдельной математической моделью. Однако анализ действующих значений токов силовых элементов во многих публикациях практически отсутствует.

Цель работы – нахождение соотношений для действующих значений токов в силовых элементах, в которых одновременно учитывается топология силовой части преобразователя, а также режим работы (безразрывный, граничный, разрывной). Наличие таких соотношений повышает эффективность процесса разработки, решение задач анализа, автоматизированного исследования, синтеза и оптимизации преобразователей электрической энергии с использованием ЭВМ.

Основные 8 способов реализации схем силовой части преобразователей (y) – силовых каналов (СК), приведены на рис. 1. Параметры СК приведены в табл. 1. Электрические процессы в СК при различных режимах работы накопительного дросселя приведены на рис. 2. В общем случае, накопительные дроссели сглаживающих фильтров могут включаться по автотрансформаторной схеме. Такое исполнение дросселя позволяет или уменьшить (рис. 1, а, б, в), или увеличить (рис. 1, г, д, е) напряжение на силовом коммутирующем транзисторе по сравнению с простейшими типами силовых каналов с однообмоточным дросселем.

При выполнении анализа импульсных преобразователей были приняты следующие допущения: силовые коммутирующие элементы (транзисторы, диоды) являются идеальными ключами, время их переключения равно нулю; активные сопротивления обмоток дросселей и внутреннее сопротивление источника электропитания равны нулю; выходное напряжение U_n и ток I_n нагрузки – постоянны; индуктивности обмоток дросселя и емкость фильтра линейны; между обмотками дросселя преобразователя обеспечивается 100% магнитная связь, индуктивности рассеяния дросселей и трансформаторов равны нулю.

При широтно-импульсном методе (ШИМ) регулирования на силовой ключ $S1$ подаются с выхода схемы управления управляющие импульсы напряжения с постоянным периодом $T_{CY} = \text{const}$ и с изменяющимися длительностью t_n и коэффициентом заполнения $k_3 = t_n / T_{CY}$. Период электрических процессов в дросселе, T зависит от топологии преобразователя и связан с T_{CY} в соответствии с табл. 2.

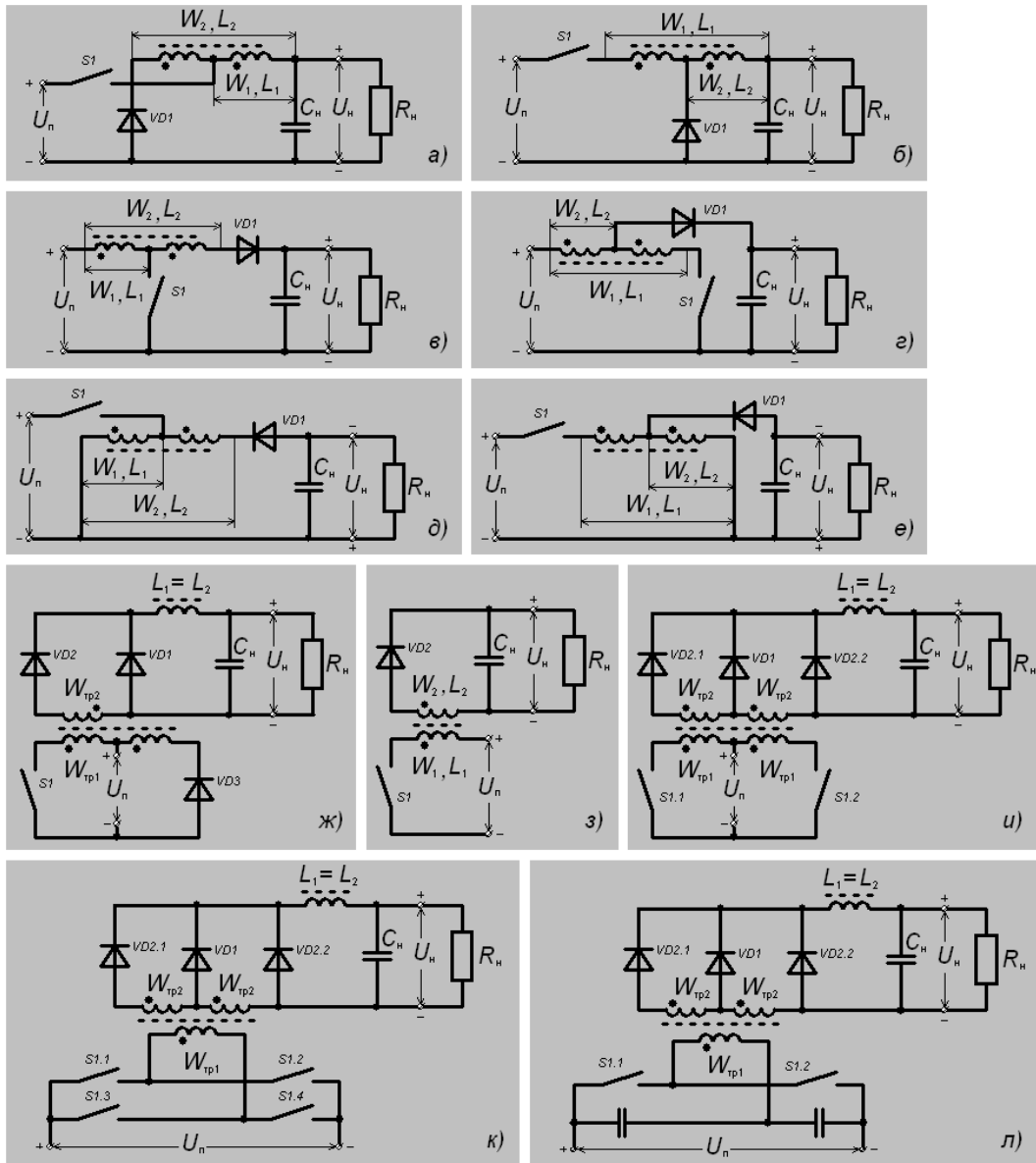


Рисунок 1 – Силовые каналы преобразователей постоянного напряжения

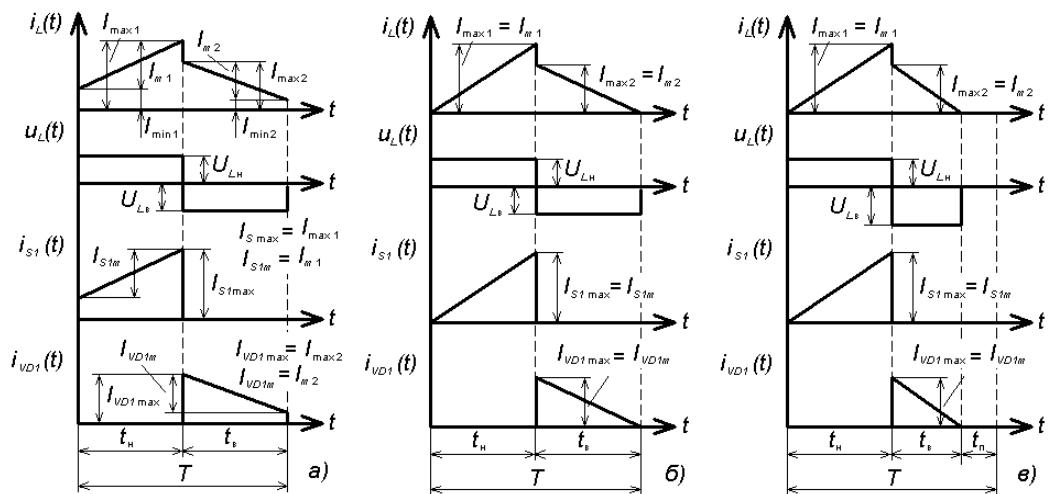


Рисунок 2 – Временные диаграммы работы преобразователя при безразрывном (а), граничном (б) и разрывном (в) режимах работы

Таблица 1 – Параметры силовых каналов

№	Силовой канал	$F_{\text{ну}}$	$F_{\text{вы}}$	$K_{\text{тр}}$	$U_{\text{вх}}$	T	Схема
1	понижающий	1	0	1	$U_{\text{п}}$	$T_{\text{СУ}}$	рис. 1, а, б
2	повышающий	0	1	1	$U_{\text{п}}$	$T_{\text{СУ}}$	рис. 1, в, г
3	инвертирующий	0	0	1	$U_{\text{п}}$	$T_{\text{СУ}}$	рис. 1, д, е
4	с пр. вкл. диода	1	0	$W_{\text{тр2}}/W_{\text{тр1}}$	$U_{\text{п}}W_{\text{тр2}}/W_{\text{тр1}}$	$T_{\text{СУ}}$	рис. 1, ж
5	с обр. вкл. диода	0	0	1	$U_{\text{п}}$	$T_{\text{СУ}}$	рис. 1, з
6	с выв. ср. т. тр-ра	1	0	$W_{\text{тр2}}/W_{\text{тр1}}$	$U_{\text{п}}W_{\text{тр2}}/W_{\text{тр1}}$	$0,5 \cdot T_{\text{СУ}}$	рис. 1, и
7	мостовой	1	0	$W_{\text{тр2}}/W_{\text{тр1}}$	$U_{\text{п}}W_{\text{тр2}}/W_{\text{тр1}}$	$0,5 \cdot T_{\text{СУ}}$	рис. 1, к
8	полумостовой	1	0	$W_{\text{тр2}}/W_{\text{тр1}}$	$0,5 \cdot U_{\text{п}}W_{\text{тр2}}/W_{\text{тр1}}$	$0,5 \cdot T_{\text{СУ}}$	рис. 1, л

Для преобразователей с рассматриваемыми типами СК характер изменения тока $i_L(t)$ и напряжения $u_L(t)$ дросселя выходного сглаживающего фильтра, а также токов ключей $i_{S1}(t)$, $i_{VD1}(t)$ и выходного конденсатора одинаковы $i_C(t)$ (табл. 2). Здесь приняты следующие обозначения: I_{min1} , I_{min2} , I_{m1} , I_{m2} – минимальные токи и размахи пульсаций токов соответственно в индуктивности L_1 обмотки с числом витков W_1 и в индуктивности L_2 обмотки с числом витков W_2 силового дросселя; $i_{W1}(t)$, $i_{W2}(t)$, $i_{W1 \cup W2}(t)$ – токи соответственно обмотки W_1 , W_2 , а также общих витков обмоток W_1 и W_2 ; $U_{Lн}$, $U_{Lв}$ – напряжения обмоток дросселя выходного сглаживающего фильтра на интервалах времени соответственно накопления и возврата; $F_{\text{ну}}$, $F_{\text{вы}}$ – коэффициенты топологии схем СК преобразователей, позволяющие учесть специфику конфигурации рассматриваемых типов (у) СК на интервалах времени соответственно накопления и возврата; $U_{\text{вх}}$ – напряжение, прикладываемое на вход силового сглаживающего фильтра, $K_{\text{тр}}$ – коэффициент трансформации силового трансформатора СК, $W_{\text{тр1}}$, $W_{\text{тр2}}$ – числа витков соответственно первичной и вторичной обмоток силового трансформатора СК.

Таблица 2 – Уравнения токов и напряжений элементов силовых каналов

№	Эл-т	Интервал периода		
		$0 < t \leq t_{\text{н}}$	$t_{\text{н}} < t \leq t_{\text{н}} + t_{\text{в}}$	$t_{\text{н}} + t_{\text{в}} < t \leq T$
1	$u_L(t)$	$U_{\text{вх}} - F_{\text{ну}}U_{\text{н}}$	$U_{\text{н}} - F_{\text{вы}}U_{\text{вх}}$	0
2	$i_{W1}(t)$	$I_{\text{min1}} + I_{m1}t/t_{\text{н}}$	0	0
3	$i_{W2}(t)$	0	$I_{\text{min2}} + I_{m2}[1 + (t_{\text{н}} - t)/t_{\text{в}}]$	0
4	$i_{W1 \cup W2}(t)$	$I_{\text{min1}} + I_{m1}t/t_{\text{н}}$	$I_{\text{min2}} + I_{m2}[1 + (t_{\text{н}} - t)/t_{\text{в}}]$	0
5	$i_{S1}(t)$	$K_{\text{тр}}[I_{\text{min1}} + I_{m1}t/t_{\text{н}}]$	0	0
6	$i_{VD1}(t)$	0	$I_{\text{min2}} + I_{m2}[1 + (t_{\text{н}} - t)/t_{\text{в}}]$	0
7	$i_{VD2}(t)$	$I_{\text{min1}} + I_{m1}t/t_{\text{н}}$	0	0
8	$i_C(t)$	$F_{\text{ну}}[I_{\text{min1}} + I_{m1}t/t_{\text{н}}] - I_{\text{н}}$	$I_{\text{min2}} + I_{m2}[1 + (t_{\text{н}} - t)/t_{\text{в}}] - I_{\text{н}}$	$-I_{\text{н}}$
9	$i_{\text{вх}}(t)$	$K_{\text{тр}}[I_{\text{min1}} + I_{m1}t/t_{\text{н}}]$	$F_{\text{вы}}K_{\text{тр}}(I_{\text{min2}} + I_{m2}[1 + (t_{\text{н}} - t)/t_{\text{в}}])$	0
10	$i_{\text{вых}}(t)$	$F_{\text{ну}}[I_{\text{min1}} + I_{m1}t/t_{\text{н}}]$	$I_{\text{min2}} + I_{m2}[1 + (t_{\text{н}} - t)/t_{\text{в}}]$	0

Индуктивность дросселя L_2 связана с индуктивностью L_1 обмотки W_1 соотношением

$$L_2 = L_1 n_{21}^2; \quad n_{21} = W_2 / W_1. \quad (11)$$

При этом, в соответствии с законом полного тока

$$I_{m1} = n_{21} I_{m2}, \quad I_{\text{min1}} = n_{21} I_{\text{min2}}. \quad (12)$$

При анализе электрических преобразователей рассматриваемых типов, функционирующих в режимах слежения и стабилизации, выберем дополнительно в качестве базового параметра и длительность интервала времени $t_{\text{нв}} = t_{\text{н}} + t_{\text{в}}$ (и характеризующего его коэффициента накопления-возврата $\kappa_{\text{нв}}$), в течение которой электрическая энергия в дросселе сглаживающего фильтра больше нуля.

Соотношения, необходимые для расчета действующих значений ($I_{\text{min}2}$, I_{m2} , $\kappa_{\text{нв}}$, $\kappa_{\text{н}}$, $\kappa_{\text{в}}$) получены в [7] и представлены в табл. 3. Алгоритм расчета представлен на рис. 3.

Определим действующее значение тока обмотки накопления дросселя, $I_{W1д}$:

$$I_{W1д} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{W1}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{н}}} \left[I_{\text{min}1} + I_{m1} \frac{t}{t_{\text{н}}} \right]^2 dt} = \sqrt{\kappa_{\text{н}} \left[I_{\text{min}1}^2 + I_{\text{min}1} I_{m1} + \frac{I_{m1}^2}{3} \right]}. \quad (13)$$

Аналогичным образом определим действующие значения токов в остальных элементах преобразователя.

$$I_{W2д} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{W2}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_{\text{н}}}^{t_{\text{н}}+t_{\text{в}}} \left[I_{\text{min}2} + I_{m2} \left(1 + \frac{t_{\text{н}} - t}{t_{\text{в}}} \right) \right]^2 dt} \quad (11)$$

$$I_{W1 \cup W2д} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{W1 \cup W2}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{н}}} \left[I_{\text{min}1} + I_{m1} \frac{t}{t_{\text{н}}} \right]^2 dt + \frac{1}{T} \int_{t_{\text{н}}}^{t_{\text{н}}+t_{\text{в}}} \left[I_{\text{min}2} + I_{m2} \left(1 + \frac{t_{\text{н}} - t}{t_{\text{в}}} \right) \right]^2 dt} \quad (12)$$

Накопительный дроссель подключается к источнику питания либо непосредственно с помощью управляемого ключа $S1$ либо через разделительный трансформатор ($y = 4, 6 - 8$). В последнем случае последовательно с вторичной обмоткой трансформатора включается выпрямительный диод $VD2$. В этом случае действующий ток диода $VD2$ совпадает с действующим током обмотки накопления дросселя:

$$I_{VD2д} = I_{W1д} = n_{21} \sqrt{\kappa_{\text{н}} \left[I_{\text{min}2}^2 + I_{\text{min}2} I_{m2} + \frac{I_{m2}^2}{3} \right]}. \quad (13)$$

Действующий ток ключа $S1$ отличается от действующего тока $VD2$ на величину коэффициента трансформации $\kappa_{\text{тр}}$:

$$I_{S1д} = \kappa_{\text{тр}} I_{VD2д} = \kappa_{\text{тр}} n_{21} \sqrt{\kappa_{\text{н}} \left[I_{\text{min}2}^2 + I_{\text{min}2} I_{m2} + \frac{I_{m2}^2}{3} \right]}. \quad (14)$$

Формула (14) справедлива для любого типа силового канала, поскольку в схемах $y = 1 - 3, 5$, в которых трансформатор отсутствует, $\kappa_{\text{тр}}$ принимается равным 1. Действующие токи первичных ($I_{W_{\text{тр}1д}}$) и вторичных ($I_{W_{\text{тр}2д}}$) обмоток трансформаторов соответственно равны токам ключей $S1$ и $VD2$:

$$I_{W_{\text{тр}1д}} = I_{S1д}, \quad I_{W_{\text{тр}2д}} = I_{VD2д}. \quad (15)$$

Для двухтактных схем ($y = 6 - 8$), в которых имеется несколько плеч для подключения трансформатора к источнику питания и дросселя к трансформатору значения, полученные в формулах (13 – 15) необходимо разделить на количество плеч.

Действующий ток, потребляемый от ИПЭ, $I_{\text{вх}д}$ и действующее значение выходного тока силового канала $I_{\text{вых}д}$ определяется соотношениями:

$$I_{\text{вх}д} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{вх}д}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{н}}} \left[I_{\text{min}1} + I_{m1} \frac{t}{t_{\text{н}}} \right]^2 dt + \frac{1}{T} \int_{t_{\text{н}}}^{t_{\text{н}}+t_{\text{в}}} F_{\text{вы}} \left[I_{\text{min}2} + I_{m2} \left(1 + \frac{t_{\text{н}} - t}{t_{\text{в}}} \right) \right]^2 dt}. \quad (16)$$

$$I_{\text{вых}д} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{вых}д}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{н}}} F_{\text{ну}} \left[I_{\text{min}1} + I_{m1} \frac{t}{t_{\text{н}}} \right]^2 dt + \frac{1}{T} \int_{t_{\text{н}}}^{t_{\text{н}}+t_{\text{в}}} \left[I_{\text{min}2} + I_{m2} \left(1 + \frac{t_{\text{н}} - t}{t_{\text{в}}} \right) \right]^2 dt}. \quad (17)$$

Действующий ток выходного конденсатора $I_{C_{\text{н}}}$ определяется соотношением:

$$I_{C_{н.д}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{C_{н.д}}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_h} \left[F_{ну} \left(I_{\min 1} + I_{m1} \frac{t}{t_h} \right) - I_H \right]^2 dt + \frac{1}{T} \int_{t_h}^{t_h+t_b} \left[I_{\min 2} + I_{m2} \left(1 + \frac{t_h-t}{t_b} \right) - I_H \right]^2 dt + \frac{1}{T} \int_{t_h+t_b}^T [-I_H]^2 dt} \quad (18)$$

Конечные соотношения, полученные на основании (13) – (18), с учетом (12) представлены в табл. 3.



Рисунок 3 – Алгоритм расчета параметров преобразователей

Проверка полученных соотношений производилась аналитическим сравнением с моделями других авторов [1 – 6], а также моделированием различных схем (y) импульсных преобразователей с помощью специализированных программных пакетов. На рис. 4 представлены результаты сравнения действующего значения тока дросселя, $I_{Lд}$ (тока общих витков обмоток накопления и возврата при $k_{тр} \neq 1$) и аналогичного значения, полученного с помощью программы Micro-Cap 8 фирмы Spectrum Software, $I_{Lд МС8}$ при различных режимах работы накопительного дросселя. Как видно из рисунка, величина расхождения между результатами не превышает 1%. Результаты сравнения с моделями других авторов [1 – 6] полностью совпадают.

На рис. 5 представлены зависимости действующих значений токов ключей $S1$ (I_{D2}), $VD1$ и накопительного дросселя, нормированные относительно средних значений указанных токов: $I_{S1д} / I_{S1cp}$, $I_{VD2д} / I_{VD2cp}$, $I_{VD1д} / I_{VD1cp}$, $I_{W1 \cup W2д} / I_{W1 \cup W2cp}$ для восьми типов силовых каналов ($y = 1 - 8$). Индуктивность обмотки накопления L_1 дросселя выбрана таким образом, чтобы при коэффициенте накопления $k_n = 0,5$ обеспечивался граничный режим работы В данном примере коэффициент трансформации дросселя принят равным единице, следовательно, обмотки накопления и возврата для всех y , кроме $y = 5$, физически представляют собой единую обмотку и ток общих витков накопления и возврата соответствует току дросселя (диаграмма 3 на рис. 5). Для преобразователя с обратным включением диода ($y = 5$), у дросселя которого нет общих витков накопления и возврата, ток обмотки накопления совпадает с током ключа $S1$ (диаграмма 1 на рис. 5), а ток обмотки возврата с током диода $VD1$ (диаграмма 2 на рис. 5).

Для трансформаторных схем ($y = 4, 6 - 8$), коэффициент трансформации разделительного трансформатора также принят равным единице, $k_{тр} = 1$. В этом случае, ток управляемого ключа $S1$ совпадает с током выпрямительного диода $VD2$ во вторичной обмотке (диаграмма 1 на рис. 5). Для двухтактных схем ($y = 6 - 8$) диаграммы 1 и 2 рис. 5 представляют собой зависимости суммарного тока ключей всех плеч. Для определения тока конкретного ключа необходимо полученное значение

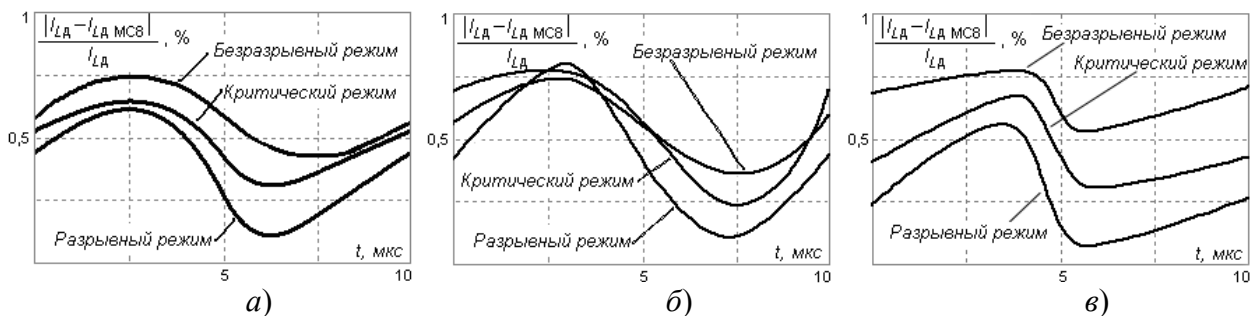


Рисунок 4 – Результаты сравнения действующего значения тока дросселя для понижающего, $y = 1$ (а), повышающего, $y = 2$ (б) и инвертирующего $y = 3$ (в) преобразователей ($U_n = 24$ В, $f = 100$ кГц, $k_n = 0,5$, $L_1 = 100$ мкГн)

разделить на количество плеч (для $y = 6 - 8$, количество плеч, как правило, равно 2). Как видно из рис. 5, при работе в режиме разрывных токов исследуемые зависимости определяются топологией преобразователя (коэффициентами топологии F_{ny}, F_{vy}) и режимом работы накопительного дросселя.

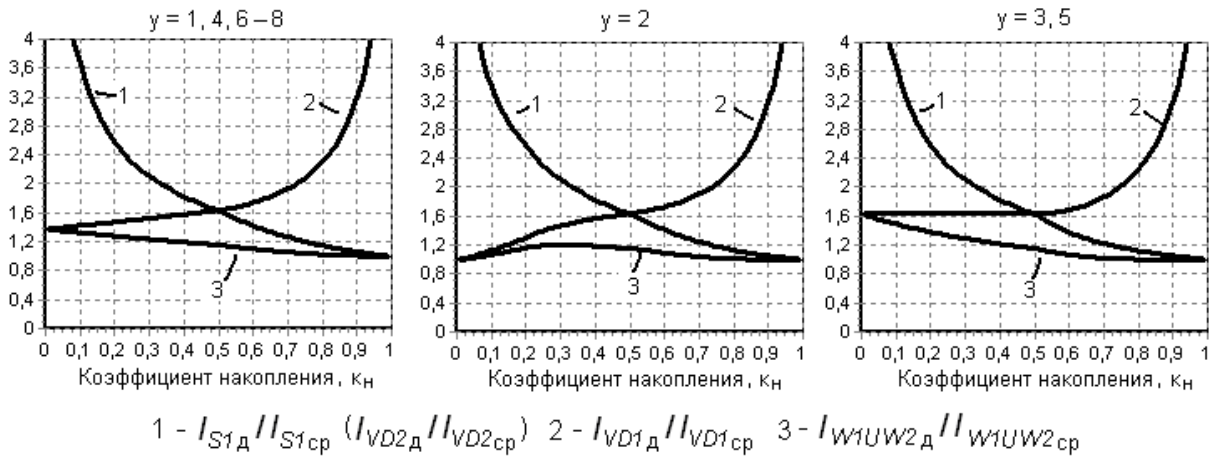


Рисунок 5 – Зависимости нормированных значений токов ключей $S1(VD2)$, $VD1$ и дросселя ($U_H = 24$ В, $f = 25$ кГц, $I_H = 4,17$ А, $L_H = 57,5$ мкГн ($y = 1, 4, 6 - 8$), $14,38$ мкГн ($y = 2$), $28,75$ мкГн ($y = 3, 5$))

Таблица 3 – Расчетные соотношения параметров электрических процессов СК

Наименование и обозначение параметра	Режим стабилизации	Режим слежения
1	2	3
Коэффициент реактивности нагрузки, g	$\frac{2L_1}{R_H T}$	
Коэффициент накопления-возврата, $\kappa_{нв} = (t_H + t_B) / T$ $\kappa_{нв} \leq 1$	$\sqrt{\frac{U_H g [U_{вх} (n_{21} - F_{vy}) + U_H (1 - F_{ny} n_{21})]^2}{U_{вх} (U_{вх} U_H - F_{vy} U_{вх}^2 - F_{ny} U_H^2)}}$	$\kappa_H + \frac{gn_{21}F_{vy} - n_{21}\kappa_H F_{ny}}{2\kappa_H} + \frac{n_{21}}{2} \sqrt{4g + (F_{ny}\kappa_H)^2 + \left(\frac{F_{vy}g}{\kappa_H}\right)^2}$
Коэффициент накопления, $\kappa_H = t_H / T$	$\frac{(U_H - F_{vy} U_{вх}) \kappa_{нв}}{n_{21}(U_{вх} - F_{ny} U_H) + U_H - F_{vy} U_{вх}}$	κ_3
Напряжение нагрузки, U_H	U_H	$U_{вх} \frac{\kappa_{нв} F_{vy} + \kappa_H (n_{21} - F_{vy})}{\kappa_{нв} + \kappa_H (F_{ny} n_{21} - 1)}$
Коэффициент возврата, $\kappa_B = t_B / T$	$\kappa_{нв} - \kappa_H$	
Размах пульсаций тока в обмотке W_2, I_{m2}	$(U_{вх} - F_{ny} U_H) \frac{\kappa_H T}{n_{21} L_1}$	
Минимальный ток в обмотке W_2, I_{min2}	$\frac{U_H}{R_H [\kappa_{нв} + \kappa_H (F_{ny} n_{21} - 1)]} - \frac{I_{m2}}{2}$	

Таблица 3 (окончание)

1	2	3
Действующий ток в обмотке $W1, I_{W1д}$	$n_{21} \sqrt{K_H (I_{\min 2}^2 + I_{\min 2} I_{m2} + I_{m2}^2 / 3)}$	
Действующий ток в обмотке $W2, I_{W2д}$	$\sqrt{K_B (I_{\min 2}^2 + I_{\min 2} I_{m2} + I_{m2}^2 / 3)}$	
Действующий ток общих витков $W1$ и $W2, I_{W1 \cup W2д}$	$\sqrt{(n_{21}^2 K_H + K_B) \cdot (I_{\min 2}^2 + I_{\min 2} I_{m2} + I_{m2}^2 / 3)}$	
Действующий ток ключа $S1, I_{S1д}$	$K_{TP} n_{21} \sqrt{K_H (I_{\min 2}^2 + I_{\min 2} I_{m2} + I_{m2}^2 / 3)}$	
Действующий ток диода $VD1, I_{VD1д}$	$\sqrt{K_B (I_{\min 2}^2 + I_{\min 2} I_{m2} + I_{m2}^2 / 3)}$	
Действующий ток диода $VD2, I_{VD2д}$	$n_{21} \sqrt{K_H (I_{\min 2}^2 + I_{\min 2} I_{m2} + I_{m2}^2 / 3)}$	
Действующий ток потребляемый от ИПЭ, $I_{вхд}$	$K_{TP} \sqrt{(n_{21}^2 K_H + F_{вк} K_B) \cdot (I_{\min 2}^2 + I_{\min 2} I_{m2} + I_{m2}^2 / 3)}$	
Действующий выходной ток, $I_{выхд}$	$\sqrt{(n_{21}^2 F_{нy} K_H + K_B) \cdot (I_{\min 2}^2 + I_{\min 2} I_{m2} + I_{m2}^2 / 3)}$	
Действующий ток конденсатора $C_H, I_{C_Hд}$	$\sqrt{i_{выхд}^2 + I_H^2 - I_H (n_{21} F_{нy} K_H + K_B) \cdot (2I_{\min 2} + I_{m2})}$	

Таким образом, получены соотношения, которые позволяют определять действующие значения в силовых элементах преобразователей, обобщенные к восьми наиболее известным схемам преобразователей и режиму работы накопительного дросселя (безразрывный, граничный, разрывной). Использование данных соотношений повысит эффективность процесса разработки, решение задач анализа, автоматизированного исследования, синтеза и оптимизации преобразователей электрической энергии с использованием ЭВМ.

Литература

1. Головацкий В.А. Транзисторные импульсные усилители и стабилизаторы постоянного напряжения. – М.: Советское радио, 1974. – 158 с.
2. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
3. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
4. P.P.K. Ghetty Switch – mode power supply design TAB Books Inc., 1986.
5. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. – М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.
6. Смольников Л.Е. Транзисторные преобразователи напряжения: Учебное пособие для вузов / Под ред. А.А. Голикова. – М.: МЭИ, 1983. – 224 с.
7. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Математическая модель электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2004. – №3. – С. 10 – 16.