

РАДІОТЕХНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ

УДК 621.362.2

Кадацкый А.Ф.
Kadatskyu A.F.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ГРАНИЧНЫМ РЕЖИМОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

MATHEMATICAL MODEL OF ELECTRICAL PROCESSES IN PULSE CONVERTERS OF CONSTANT VOLTAGE WITH LIMIT – DISCONTINUOUS MODE OF OPERATION

Аннотация. Представлена математическая модель электрических процессов в преобразователях постоянного напряжения с автотрансформаторным включением дросселя, обобщенная к восьми типам силовых каналов с граничным режимом функционирования.

Summary. The mathematical model of electrical processes in converters of constant voltage with autotransformer insert of an among choke generalized to three mode of operations – continuous, boundary and discontinuous, and eight types of power channels is shown.

На предприятиях связи существует проблема повышения технико-экономических показателей устройств и систем электропитания. Основным критерием построения современных устройств и систем электропитания является высокое значение КПД при снижении массогабаритных показателей.

Импульсные преобразователи электрической энергии позволяют создавать источники вторичного электропитания и системы гарантированного бесперебойного электроснабжения предприятий связи с высокими значениями технико-экономических показателей, отвечающих требованиям международных стандартов. Использование граничного режима функционирования силовых каналов (СК) позволяет уменьшить энергетические потери при переключении силовых ключей, уменьшить уровень излучаемых помех.

Разработка и исследование характеристик современных схем импульсных преобразователей существенно упрощается при наличии математических моделей, описывающих их характеристики и поведение. В известных научно-технических публикациях [1 ... 6], специфика конкретной схемы преобразователя, режим ее работы отражаются отдельной, специально разработанной математической моделью. В результате, с увеличением количества рассматриваемых схем и режимов их работы, увеличивается (пропорционально) и количество математических моделей. Это усложняет решение задачи повышения эффективности процесса разработки, решение задач анализа, автоматизированного исследования, синтеза и оптимизации преобразователей электрической энергии с использованием ЭВМ.

Использование в работах [7, 8, 9] методов анализа позволило получить математические модели электрических процессов различных типов силовых каналов преобразователей постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования в виде обобщенных соотношений к типу силового канала (для восьми основных типов схем силовой части), режиму работы и автотрансформаторному включению дросселей. Однако в настоящее время отсутствуют обобщенные к типу силового канала математические модели электрических процессов восьми наиболее известных схмотехнических решений импульсных преобразователей постоянного напряжения с граничным режимом функционирования. Поэтому требуется унифицировать описание режимов работы различных типов силовых каналов современных импульсных преобразователей постоянного напряжения с энергетически эффективным граничным режимом функционирования.

Цель работы – разработка математической модели, которая одновременно описывает восемь наиболее известных схмотехнических решений импульсных преобразователей постоянного напряжения с граничным режимом функционирования.

Накопительные дроссели сглаживающих фильтров могут включаться по автотрансформаторной схеме. Такое исполнение дросселя позволяет или уменьшить (рис. 1, а, в, д), или увеличить (рис. 1, б, з, е) напряжение на силовом коммутирующем транзисторе по сравнению с простейшими типами силовых каналов с однообмоточным дросселем.

При выполнении анализа импульсных преобразователей – восьми основных типов ($y=1, 2, \dots, 8$) схем силовой части – силовых каналов СК преобразователей постоянного напряжения

(приведены на рис. 1) были использованы методы анализа и допущения, принятые в [7, 8, 9]: 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_H и ток I_H нагрузки – постоянны; индуктивности обмоток дросселя и емкость конденсатора фильтра линейны; между обмотками дросселя преобразователя обеспечивается 100% магнитная связь, индуктивности рассеяния дросселей и трансформаторов равны нулю.

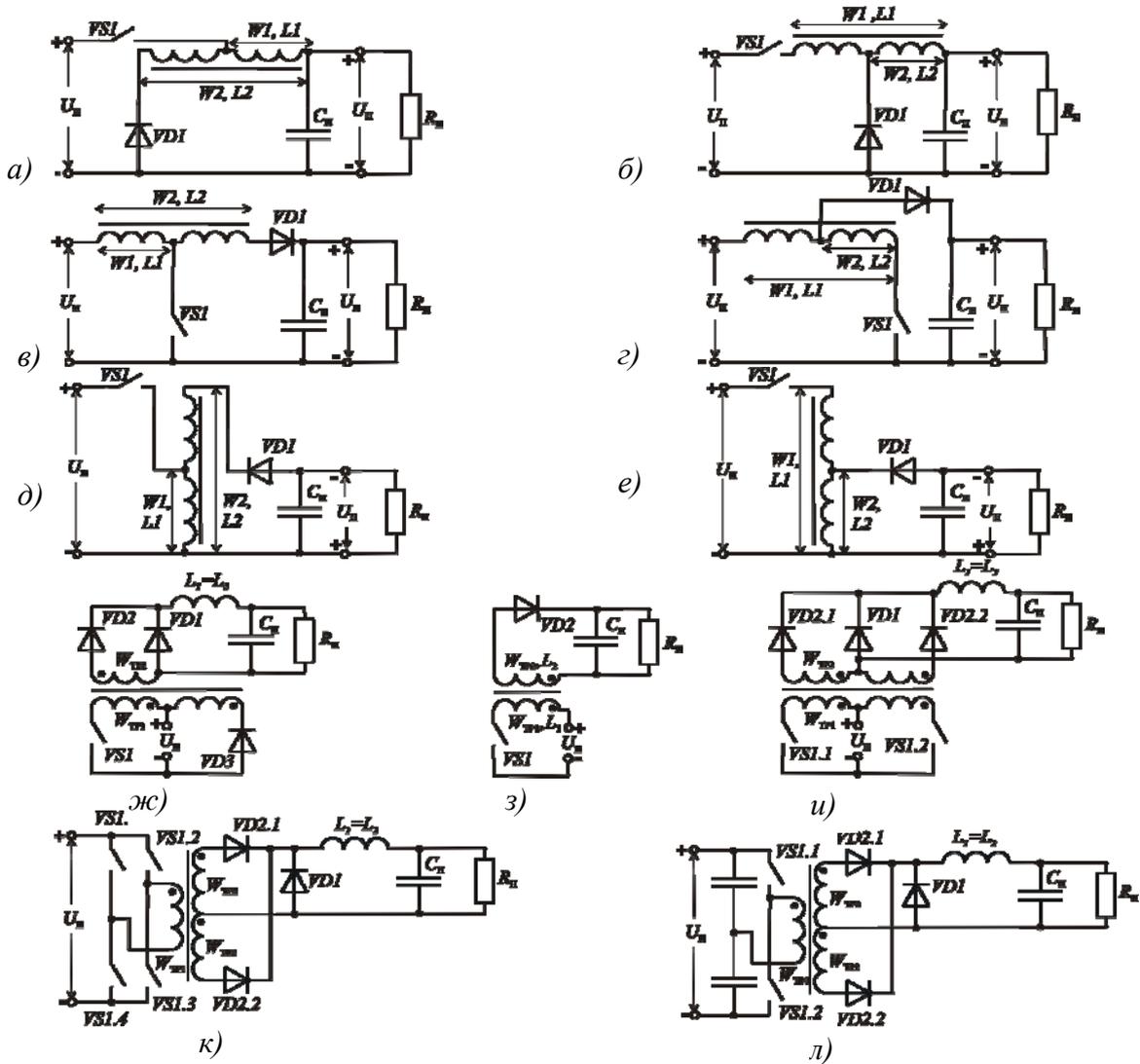


Рисунок 1 – Силовые каналы преобразователей постоянного напряжения

В отличие от [7, 8, 9] СК функционируют не с ШИМ методом регулирования, а с граничным режимом работы силовых дросселей. Электрические процессы в СК при граничном режиме работы накопительного дросселя приведены на рис. 2.

Для преобразователей с рассматриваемыми типами ($y = 1 \dots 8$) силовых каналов характер изменения тока $i_L(t)$ и напряжения $u_L(t)$ дросселя выходного сглаживающего фильтра, а также токов (см. табл. 1) ключей $i_{S1}(t)$, $i_{VD1}(t)$ и выходного конденсатора $i_C(t)$ одинаков:

$$i_L(t) = \begin{cases} i_{LH}(t) = I_{m1} \frac{t}{t_H}, & \text{при } 0 \leq t \leq t_H; \\ i_{LB}(t) = I_{m2} \left(1 + \frac{t_H - t}{t_B} \right) & \text{при } t_H < t \leq t_H + t_B; \end{cases} \quad (1)$$

$$u_L(t) = \begin{cases} U_{LH} = U_{BX} - F_{HY} U_H & \text{при } 0 \leq t \leq t_H; \\ U_{LB} = U_H - F_{BY} U_{BX} & \text{при } t_H < t \leq t_H + t_B; \end{cases} \quad (2)$$

$$F_{HY} = \begin{cases} 1 & \text{при } y = 1, 4, 6, 7, 8; \\ 0 & \text{при } y = 2, 3, 5; \end{cases} \quad (3)$$

$$F_{BY} = \begin{cases} 1 & \text{при } y = 2; \\ 0 & \text{при } y = 1, 3 \dots 8. \end{cases}$$

$$U_{BX} = \begin{cases} U_H & \text{для } y = 1, 2, 3, 5; \\ U_{HK_{TP}} & \text{для } y = 4, 6, 7; \\ U_{HK_{TP}} / 2 & \text{для } y = 8; \end{cases} \quad (4)$$

$$k_{TP} = W_{TP2} / W_{TP1},$$

где I_{m1}, I_{m2} – 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; $i_{LH}(t)$ и $U_{LH}, i_{LB}(t)$ и $U_{LB}, i_{LH}(t)$ – токи и напряжения обмоток дросселя выходного сглаживающего фильтра на интервалах времени соответственно накопления и возврата; F_{HY}, F_{BY} – коэффициенты [7, 8, 9] топологии схем СК преобразователей, позволяющие учесть специфику конфигурации рассматриваемых типов (y) СК на интервалах времени соответственно t_H – накопления и t_B – возврата; U_{BX} – напряжение, прикладываемое на вход силового сглаживающего фильтра; k_{TP} – коэффициент трансформации силового трансформатора СК; W_{TP1}, W_{TP2} – числа витков соответственно первичной и вторичной обмоток силового трансформатора СК.

Таблица 1 – Уравнения токов и напряжений элементов силовых каналов

№	Зависимость	Интервалы периода T	
		$0 < t \leq t_H$	$t_H < t \leq T$
(1)	$u_L(t)$	$U_{BX} - F_{HY} U_H$	$U_H - F_{BY} U_{BX}$
(2)	$i_{W1}(t)$	$I_{m1} t / t_H$	0
(3)	$i_{W2}(t)$	0	$I_{m2} [1 + (t_H - t) / t_B]$
(4)	$i_{W1 \cup W2}(t)$	$I_{m1} t / t_H$	$I_{m2} [1 + (t_H - t) / t_B]$
(5)	$i_{S1}(t)$	$k_{TP} I_{m1} t / t_H$	0
(6)	$i_{VD1}(t)$	0	$I_{m2} [1 + (t_H - t) / t_B]$
(7)	$i_{VD2}(t)$	$I_{m1} t / t_H$	0
(8)	$i_{C_H}(t)$	$(F_{HY} I_{m1} t / t_H) - I_H$	$I_{m2} [1 + (t_H - t) / t_B] - I_H$
(9)	$i_{BX}(t)$	$k_{TP} I_{m1} t / t_H$	$F_{BY} k_{TP} I_{m2} [1 + (t_H - t) / t_B]$
(10)	$i_{ВВХ}(t)$	$F_{HY} I_{m1} t / t_H$	$I_{m2} [1 + (t_H - t) / t_B]$

Индуктивность дросселя L_2 связана с индуктивностью L_1 обмотки W_1 соотношением [7, 8, 9]

$$L_2 = L_1 n_{21}^2; \quad n_{21} = W_2 / W_1, \quad I_{m1} = n_{21} I_{m2}. \quad (5)$$

При анализе электрических процессов целесообразно в качестве исходных базовых параметров использовать следующие: в режиме слежения – коэффициент заполнения k_3 , в режиме стабилизации – напряжение в цепи нагрузки U_H , поскольку последние однозначно являются исходными и заданными параметрами.

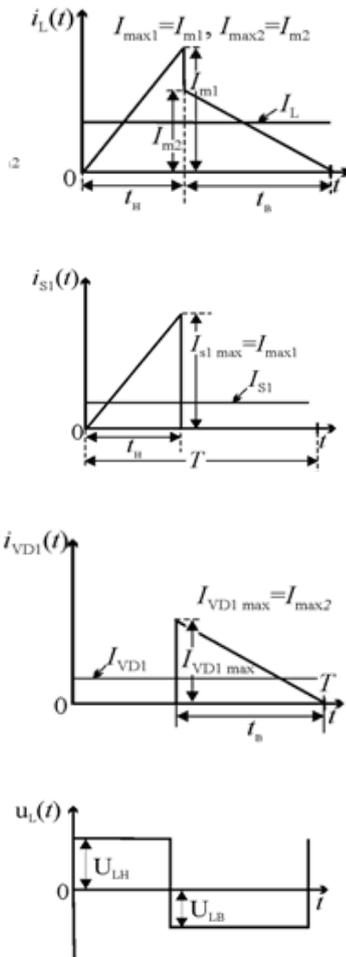


Рисунок 2 – Временные диаграммы токов дросселя $i_L(t)$ и силовых коммутирующих элементов: ключа $S1$ ($i_{S1}(t)$), блокирующего диода VD ($i_{VDI}(t)$) и напряжения дросселя $u_L(t)$ при граничном режиме работы

При этом накопленная дросселем на интервале времени $0 \dots t_n$ энергия индуктивностью L_2 обмотки W_2 дросселя передается в цепь нагрузки R_n через блокирующий диод VDI в течение интервала времени $t_n \dots (t_n + t_b)$, равного t_b , поэтому коэффициент возврата определим как

$$\kappa_b = t_b / T, \quad \kappa_b = 1 - \kappa_n. \quad (9)$$

Обозначим суммарное время накопления и возврата энергии в дросселе как

$$T = t_n + t_b. \quad (10)$$

Определим размах пульсации тока дросселя на интервале возврата $t_n \leq t \leq (t_n + t_b)$, исходя из средних значений параметров:

$$I_{m2} = \frac{1}{L_2} \int_{t_n}^{t_n+t_b} u_L(t) dt = U_{Lb} t_b / L_2 = U_{Lb} \kappa_b T / L_2. \quad (11)$$

Определим среднее значения тока в цепи нагрузки I_n и тока I_n , потребляемого от источника первичного электропитания.

Преобразователь потребляет от источника первичного электропитания ток $i_n(t)$. При этом, в зависимости от топологии преобразователя, энергия может потребляться либо только на интервале накопления, либо на интервалах накопления и возврата.

Учитывая топологию преобразователя с помощью коэффициентов F_{ny} и F_{vy} , получим

При импульсном методе регулирования на силовой ключ $S1$ подаются с выхода схемы управления управляющие импульсы напряжения в общем случае с изменяющимися и длительностью t_n , и коэффициентом заполнения κ_3 , и периодом T_{cy} (в отличие от [7, 8, 9], где при широтно-импульсном методе регулирования $T_{cy} = \text{const}$):

$$\kappa_3 = t_n / T_{cy} \quad (6)$$

Для однотактных типов схем СК ($y = 1 \dots 5$) период электрических процессов в дросселе выходного сглаживающего фильтра $T = T_{cy}$, для двухтактных ($y = 6 \dots 8$) – $T = 0,5 T_{cy}$, ($\kappa_n(t) = \kappa_3(t)$ – для однотактных СК, $\kappa_n(t) = 2\kappa_3(t)$ – для двухтактных СК).

В течение интервала времени $0 \leq t \leq t_n$, равного t_n – ($t_n = t_n$) рис. 2, силовой коммутирующий ключ $S1$ открыт. Ко входу силового дросселя преобразователя, к его первичной обмотке с индуктивностью L_1 и числом витков, равным W_1 , в течение интервала времени $0 \leq t \leq t_n$ приложено напряжение U_{LH} (ключ $S1$ – идеален, падение напряжения на нем равно нулю). Это обеспечивает накопление электрической энергии в индуктивности L_1 обмотки W_1 дросселя сглаживающего фильтра. Для коэффициента накопления имеем

$$\kappa_n = t_n / T, \quad 0 \leq \kappa_n \leq 1. \quad (7)$$

Определим размах пульсаций тока дросселя на интервале накопления $0 \leq t \leq t_n$ как:

$$I_{m1} = \frac{1}{L_1} \int_0^{t_n} u_L(t) dt = U_{LH} t_n / L_1 = U_{LH} \kappa_n T / L_1. \quad (8)$$

В интервале времени $t_n < t \leq T$ силовой коммутирующий ключ $S1$ СК преобразователя постоянного напряжения находится в закрытом непроводящем состоянии. Ко вторичной обмотке дросселя с индуктивностью L_2 и числом витков W_2 приложено напряжение U_{Lb}

$$i_{\text{вх}}(t) = i_{\text{п}}(t) = \begin{cases} \kappa_{\text{тр}} i_{L_{\text{H}}}(t), & 0 \leq t \leq t_{\text{H}}; \\ F_{\text{вы}} \kappa_{\text{тр}} i_{L_{\text{B}}}(t), & t_{\text{H}} < t \leq T. \end{cases} \quad (12)$$

Ток $I_{\text{п}}$, потребляемый от источника электропитания, определим с учетом (12) и (6) как

$$I_{\text{п}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{п}}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{H}}} \kappa_{\text{тр}} \left(I_{m1} \frac{t}{t_{\text{H}}} \right) dt + \frac{1}{T} \int_{t_{\text{H}}}^{t_{\text{H}}+t_{\text{B}}} F_{\text{вы}} \kappa_{\text{тр}} \left(I_{m2} \left(\frac{t_{\text{H}}-t}{t_{\text{B}}} \right) \right) dt = \\ = \kappa_{\text{H}} \kappa_{\text{тр}} 0,5 I_{m1} + F_{\text{вы}} \kappa_{\text{B}} \kappa_{\text{тр}} 0,5 I_{m2} = 0,5 I_{m2} \kappa_{\text{тр}} (\kappa_{\text{H}} n_{21} + F_{\text{вы}} \kappa_{\text{B}}) \quad (13)$$

Способ передачи энергии в нагрузку также зависит от топологии преобразователя.

Учитывая топологию преобразователя с помощью коэффициентов $F_{\text{гв}}$ и $F_{\text{вы}}$, получим

$$i_{\text{ввх}}(t) = i_{\text{H}}(t) = \begin{cases} F_{\text{гв}} i_{L_{\text{H}}}(t), & 0 \leq t \leq t_{\text{H}}; \\ i_{L_{\text{B}}}(t), & t_{\text{H}} < t \leq T. \end{cases} \quad (14)$$

Среднее значение тока нагрузки $I_{\text{H}} = U_{\text{H}} / R_{\text{H}}$ выразим через параметры тока дросселя:

$$I_{\text{H}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{H}}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{H}}} F_{\text{гв}} \left[I_{m1} \frac{t}{t_{\text{H}}} \right] dt + \frac{1}{T} \int_{t_{\text{H}}}^{t_{\text{H}}+t_{\text{B}}} \left[I_{m2} \left(1 + \frac{t_{\text{H}}-t}{t_{\text{B}}} \right) \right] dt = \\ = F_{\text{гв}} \kappa_{\text{H}} [I_{m1} / 2] + \kappa_{\text{B}} [I_{m2} / 2] \quad (15)$$

Учитывая, что $I_{m1} = n_{21} I_{m2}$ и $\kappa_{\text{B}} = 1 - \kappa_{\text{H}}$, получим

$$I_{\text{H}} = 0,5 [1 + \kappa_{\text{H}} (F_{\text{гв}} n_{21} - 1)] I_{m2}; \quad I_{m2} = \frac{2 I_{\text{H}}}{1 + \kappa_{\text{H}} (F_{\text{гв}} n_{21} - 1)}. \quad (16)$$

На основании (8) и (11) с учетом (2), (5) определим напряжения на выходе СК рассматриваемых типов преобразователей в виде, представленном в табл. 2, в цепи нагрузки U_{H} и его относительное – нормированное значение \bar{U}_{H} :

$$U_{\text{H}} = U_{\text{вх}} \frac{F_{\text{вы}} + \kappa_{\text{H}} (n_{21} - F_{\text{вы}})}{1 + \kappa_{\text{H}} (F_{\text{гв}} n_{21} - 1)}, \quad \bar{U}_{\text{H}} = \frac{U_{\text{H}}}{U_{\text{п}}} = \frac{[F_{\text{вы}} + \kappa_{\text{H}} (n_{21} - F_{\text{вы}})] U_{\text{вх}}}{[1 + \kappa_{\text{H}} (F_{\text{гв}} n_{21} - 1)] U_{\text{п}}}. \quad (17)$$

Таблица 2 – Расчетные соотношения параметров электрических процессов СК

Наименование и обозначение параметра	Режим стабилизации	Режим слежения
1	2	3
Коэффициент накопления, $\kappa_{\text{H}} = t_{\text{H}}/T$	$\frac{(U_{\text{H}} - F_{\text{вы}} U_{\text{вх}})}{n_{21}(U_{\text{вх}} - F_{\text{гв}} U_{\text{H}}) + U_{\text{H}} - F_{\text{вы}} U_{\text{вх}}}$	κ_3 при $y = 1, \dots, 5$ $2\kappa_3$ при $y = 6, \dots, 8$
Коэффициент возврата, $\kappa_{\text{B}} = t_{\text{B}}/T$	$\frac{n_{21}(U_{\text{вх}} - F_{\text{гв}} U_{\text{H}})}{n_{21}(U_{\text{вх}} - F_{\text{гв}} U_{\text{H}}) + U_{\text{H}} - F_{\text{вы}} U_{\text{вх}}}$	$1 - \kappa_{\text{H}}$
Напряжение нагрузки, U_{H}	U_{H}	$U_{\text{вх}} \frac{F_{\text{вы}} + \kappa_{\text{H}} (n_{21} - F_{\text{вы}})}{1 + \kappa_{\text{H}} (F_{\text{гв}} n_{21} - 1)}$
Граничные значения, $L_1, L_{1\text{гр}}$	$\frac{R_{\text{H}} T U_{\text{вх}} [U_{\text{вх}} U_{\text{H}} - F_{\text{вы}} U_{\text{вх}}^2 - F_{\text{гв}} U_{\text{H}}^2]}{2 U_{\text{H}} [U_{\text{вх}} (n_{21} - F_{\text{вы}}) + U_{\text{H}} (1 - F_{\text{гв}} n_{21L})]^2}$	$\frac{R_{\text{H}} T \kappa_{\text{H}} [(1 - \kappa_{\text{H}})(1 - \kappa_{\text{H}} + F_{\text{гв}} \kappa_{\text{H}} n_{21})]}{2 n_{21} [n_{21} \kappa_{\text{H}} + (1 - \kappa_{\text{H}}) F_{\text{вы}}]}$
Граничные значения, $R_{\text{H}}, R_{\text{Hгр}}$	$\frac{2 L_1 U_{\text{H}} [U_{\text{вх}} (n_{21} - F_{\text{вы}}) + U_{\text{H}} (1 - F_{\text{гв}} n_{21L})]^2}{T U_{\text{вх}} [U_{\text{вх}} U_{\text{H}} - F_{\text{вы}} U_{\text{вх}}^2 - F_{\text{гв}} U_{\text{H}}^2]}$	$\frac{2 L_1 n_{21} [n_{21} \kappa_{\text{H}} + (1 - \kappa_{\text{H}}) F_{\text{вы}}]}{T \kappa_{\text{H}} (1 - \kappa_{\text{H}}) (1 - \kappa_{\text{H}} + F_{\text{гв}} \kappa_{\text{H}} n_{21})}$

Таблиця 2 (окончание)

1	2	3
Частота преобразования, f	$\frac{R_H U_{ВХ} [U_{ВХ} U_H - F_{ВУ} U_{ВХ}^2 - F_{НУ} U_H^2]}{2L_1 U_H [U_{ВХ} (n_{21} - F_{ВУ}) + U_H (1 - F_{НУ} n_{21} L)]^2}$	$\frac{R_H \kappa_H [(1 - \kappa_H)(1 - \kappa_H + F_{НУ} \kappa_H n_{21})]}{2L_1 n_{21} [n_{21} \kappa_H + (1 - \kappa_H) F_{ВУ}]}$
Период преобразования, T	$\frac{2L_1 U_H [U_{ВХ} (n_{21} - F_{ВУ}) + U_H (1 - F_{НУ} n_{21} L)]^2}{R_H U_{ВХ} [U_{ВХ} U_H - F_{ВУ} U_{ВХ}^2 - F_{НУ} U_H^2]}$	$\frac{2L_1 n_{21} [n_{21} \kappa_H + (1 - \kappa_H) F_{ВУ}]}{R_H \kappa_H (1 - \kappa_H)(1 - \kappa_H + F_{ВУ} \kappa_H n_{21})}$
Размах пульс. тока в обм. W_1 , $I_{m1} = n_{21} I_{m2}$	$\frac{(U_H U_{ВХ} - F_{ВУ} U_{ВХ}^2 - F_{НУ} U_H^2) T}{[U_{ВХ} (n_{21} - F_{ВУ}) + U_H (1 - F_{НУ} n_{21})] L_1}$	$\frac{U_{ВХ} (1 - \kappa_H) \kappa_H T}{[1 + \kappa_H (n_{21} F_{НУ} - 1)] L_1}$
Размах пульс. тока в обмотке W_2 , $I_{m2} = I_{m1}/n_{21}$	$\frac{(U_H U_{ВХ} - F_{ВУ} U_{ВХ}^2 - F_{НУ} U_H^2) T}{[U_{ВХ} (n_{21} - F_{ВУ}) + U_H (1 - F_{НУ} n_{21})] n_{21} L_1}$	$\frac{U_{ВХ} (1 - \kappa_H) \kappa_H T}{[1 + \kappa_H (F_{НУ} n_{21} - 1)] n_{21} L_1}$
Макс. ток ключа $S1$, $I_{S1 \max}$	$\frac{\kappa_{тр} (U_H U_{ВХ} - F_{ВУ} U_{ВХ}^2 - F_{НУ} U_H^2) T}{[U_{ВХ} (n_{21} - F_{ВУ}) + U_H (1 - F_{НУ} n_{21})] L_1}$	$\frac{\kappa_{тр} U_{ВХ} (1 - \kappa_H) \kappa_H T}{[1 + \kappa_H (n_{21} F_{НУ} - 1)] L_1}$
Макс. ток блок. диода, $I_{VD1 \max}$	$\frac{(U_H U_{ВХ} - F_{ВУ} U_{ВХ}^2 - F_{НУ} U_H^2) T}{[U_{ВХ} (n_{21} - F_{ВУ}) + U_H (1 - F_{НУ} n_{21})] n_{21} L_1}$	$\frac{U_{ВХ} (1 - \kappa_H) \kappa_H T}{[1 + \kappa_H (F_{НУ} n_{21} - 1)] n_{21} L_1}$
Средн. знач. тока нагрузки, I_H	I_H	$\frac{(1 + \kappa_H (F_{НУ} n_{21} - 1)) U_{ВХ} (1 - \kappa_H) \kappa_H T}{[1 + \kappa_H (F_{НУ} n_{21} - 1)] 2n_{21} L_1}$
Средн. знач. тока, потр. от ИПЭ, I_n	$\frac{\kappa_{тр} U_H I_H}{U_{ВХ}}$	$\frac{\kappa_{тр} (\kappa_H n_{21} + F_{ВУ} \kappa_H) U_{ВХ} (1 - \kappa_H) \kappa_H T}{[1 + \kappa_H (F_{НУ} n_{21} - 1)] 2n_{21} L_1}$

Соотношения $\bar{U}_H = U_H / U_n$ как функции от коэффициента накопления $\kappa_H = t_H / T$ (κ_H – относительное время проводящего состояния силового коммутирующего ключа $S1$) являются регулировочными характеристиками преобразователей постоянного напряжения.

Приравнявая I_{m2} (соотношения (8) с (16)), преобразуя с учетом (2), (5), (9) и (12), получим граничные значения частоты $f_{гр}$ и периода $T_{гр}$ преобразования, индуктивности $L_{1гр}$ обмотки W_1 дросселя и сопротивления $R_{H гр}$ в цепи нагрузки, при которых обеспечивается граничный режим работы с током дросселя на границе безразрывного и разрывного режимов:

$$f = f_{гр} = \kappa_H R_H (1 - \kappa_H) (1 - \kappa_H + F_{ВУ} \kappa_H n_{21}) / \left\{ 2L_1 n_{21} [n_{21} \kappa_H + (1 - \kappa_H) F_{ВУ}] \right\}; \quad (18)$$

$$T = T_{гр} = \left\{ 2L_1 n_{21} [n_{21} \kappa_H + (1 - \kappa_H) F_{ВУ}] \right\} / \left[\kappa_H R_H (1 - \kappa_H) (1 - \kappa_H + F_{ВУ} \kappa_H n_{21}) \right];$$

$$L_1 = L_{1гр} = \kappa_H R_H T \left[(1 - \kappa_H) (1 - \kappa_H + F_{НУ} \kappa_H n_{21}) \right] / \left\{ 2n_{21} [n_{21} \kappa_H + (1 - \kappa_H) F_{ВУ}] \right\}; \quad (19)$$

$$R_H = R_{H гр} = 2L_1 n_{21} [n_{21} \kappa_H + (1 - \kappa_H) F_{ВУ}] / \left[(1 - \kappa_H) (1 - \kappa_H + F_{ВУ} \kappa_H n_{21}) \kappa_H T \right]. \quad (20)$$

Используя (8) и (11), соотношения (2) с учетом (17) определим размахи I_{m1} и I_{m2} пульсаций токов соответственно в обмотках W_1 и W_2 дросселя в виде

$$I_{m1} = \frac{U_{ВХ} (1 - \kappa_H)}{[1 + \kappa_H (n_{21} F_{НУ} - 1)]} \frac{\kappa_H T}{L_1}, \quad I_{m2} = \frac{U_{ВХ} (1 - \kappa_H)}{[1 + \kappa_H (F_{НУ} n_{21} - 1)]} \frac{\kappa_H T}{n_{21} L_1}. \quad (21)$$

Средние значения токов обмоток W_1 , W_2 , $W_1 \cup W_2$ соответственно I_{W1} , I_{W2} , $I_{W1 \cup W2}$, ключей $S1$, $VD1$ соответственно I_{S1} , I_{VD1} определим, интегрируя соответствующие выражения (табл. 1) [7]:

$$I_{W1} = \int_0^T i_{W1}(t) dt; \quad I_{W2} = \int_0^T i_{W2}(t) dt; \quad I_{W1 \cup W2} = \int_0^T i_{W1 \cup W2}(t) dt; \quad (22)$$

$$I_{S1} = \int_0^T i_{S1}(t) dt; \quad I_{VD1} = \int_0^T i_{VD1}(t) dt.$$

Расчетные соотношения полученной математической модели представлены в табл. 3.

Таблица 3 – Расчетные соотношения средних значений токов элементов СК

Параметр	Режим стабилизации	Режим слежения
Среднее значение тока нагрузки, I_n	$0,5I_{m2}(1 + \kappa_n(F_{ny}n_{21} - 1))$	
Среднее значение тока, потр. от ИПЭ., I_n	$0,5I_{m2}\kappa_{тр}(\kappa_n n_{21} + F_{бу}\kappa_b)$	
Среднее значение тока в обмотке W_1 , I_{w1}	$0,5\kappa_n I_{m1}$	
Среднее значение тока в обмотке W_2 , I_{w2}	$0,5\kappa_b I_{m2}$	
Среднее значение тока в обмотке W_1 , $I_{w1 \cup w2}$	$\frac{(\kappa_n I_{m1} + \kappa_b I_{m2})}{2}$	
Среднее значение тока ключа $S1$, I_{S1}	$0,5\kappa_{тр}\kappa_n I_{m1}$	
Среднее значение тока блокировки диода, I_{VD1}	$0,5\kappa_b I_{m2}$	

Определим действующие значения токов в элементах схемы.

Определим действующие значения токов обмоток дросселя W_1 , W_2 , $W_1 \cup W_2$, ключей $S1$, $VD1$ соответственно $I_{W1д}$, $I_{W2д}$, $I_{W1 \cup W2д}$ [8]:

$$I_{W1д} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{W1}^2(t) dt}; \quad I_{W2д} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{W2}^2(t) dt}; \quad I_{W1 \cup W2д} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{W1 \cup W2}^2(t) dt}. \quad (23)$$

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

$$I_{VD2д} = I_{W1д}. \quad (24)$$

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

$$I_{S1д} = \kappa_{тр} I_{VD2д}. \quad (25)$$

Соотношения (24) и (25) справедливы для любого типа силового канала, поскольку в схемах $y = 1, 2, 3, 5$, в которых трансформатор отсутствует, $\kappa_{тр}$ принимается равным 1. Действующие токи первичных ($I_{W_{р1д}}$) и вторичных ($I_{W_{р2д}}$) обмоток трансформаторов соответственно равны токам ключей $S1$ и $VD2$:

$$I_{W_{р1д}} = I_{S1д}, \quad I_{W_{р2д}} = I_{VD2д}. \quad (26)$$

Для двухтактных схем ($y = 6, 7, 8$), в которых имеется несколько плечей для подключения трансформатора к источнику питания и дросселя к трансформатору значения, полученные в соотношениях (24)...(26), необходимо разделить на количество плечей.

Действующий ток, потребляемый от источника первичного электропитания ИПЭ, $I_{пд}$ и действующее значение выходного тока силового канала $I_{выхд}$, и действующий ток выходного конденсатора $I_{Cн}$ определяется соотношениями

$$I_{выхд} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{выхд}^2(t) dt}; \quad I_{Cнд} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{Cн}^2(t) dt}. \quad (27)$$

Соотношения, полученные на основании (23) ... (27) представлены в табл. 4.

В режиме стабилизации известно напряжение на нагрузке $U_n = \text{const}$. На выходе импульсного модулятора формируется импульсный сигнал в общем случае также с изменяющимися коэффициентом заполнения κ_3 и периодом T . При этом коэффициент заполнения κ_3 и период T являются функцией от воздействий различных дестабилизирующих факторов (изменения напряжения U_n источника электропитания, тока I_n в цепи нагрузки, температуры окружающей среды и т.п.) формируется таким образом, чтобы обеспечить с заданной точностью напряжение U_n в цепи нагрузки постоянной

величины. В результате коэффициент накопления k_n и период T являются функцией от многих переменных $k_n = f(U_n, U_p, R_n, L_1, n_{21})$, $T = f(U_n, U_p, R_n, L_1, n_{21})$. Определим параметры $k_n, I_{m1}, I_{m2}, \dots$, характеризующие особенности электрических процессов рассматриваемых (рис. 2) преобразователей постоянного напряжения как функции U_n в виде, представленном в табл. 2. Переход к конкретной схеме преобразователя осуществляется подстановкой коэффициентов k_3, T, U_p, R_n, k_n – в режиме слежения и T, U_p, R_n, U_n – в режиме стабилизации, в обобщенные соотношения табл. 2, которые учитывают специфику схемотехнической реализации преобразователя.

Таблица 4 – Расчетные соотношения действующих токов элементов СК

Параметр	Режим стабилизации	Режим слежения
Действующий ток в обмотке $W1, I_{W1д}$	$I_{m2} n_{21} \sqrt{k_B} / 3$	
Действующий ток в обмотке $W2, I_{W2д}$	$I_{m2} \sqrt{k_B} / 3$	
Действ. ток общих витков $W1$ и $W2, I_{W1 \cup W2д}$	$I_{m2} \sqrt{(n_{21}^2 k_n + k_B)} / 3$	
Действующий ток ключа $S1, I_{S1д}$	$I_{m2} k_{тр} n_{21} \sqrt{k_n + I_{m2}^2} / 3$	
Действующий ток диода $VD1, I_{VD1д}$	$I_{m2} \sqrt{k_B} / 3$	
Действующий ток диода $VD2, I_{VD2д}$	$I_{m2} n_{21} \sqrt{k_n} / 3$	
Действующий ток потребляемый от ИПЭ, $I_{пд}$	$I_{m2} k_{тр} \sqrt{(n_{21}^2 k_n + F_{вы} k_B)} / 3$	
Действующий выходной ток, $I_{выхд}$	$I_{m2} \sqrt{(n_{21}^2 F_{ну} k_n + k_B)} / 3$	
Действующий ток конденсатора $C_n, I_{Cнд}$	$\sqrt{I_{выхд}^2 + I_n^2 - I_n (n_{21} F_{ну} k_n + k_B)} I_{m2}$	

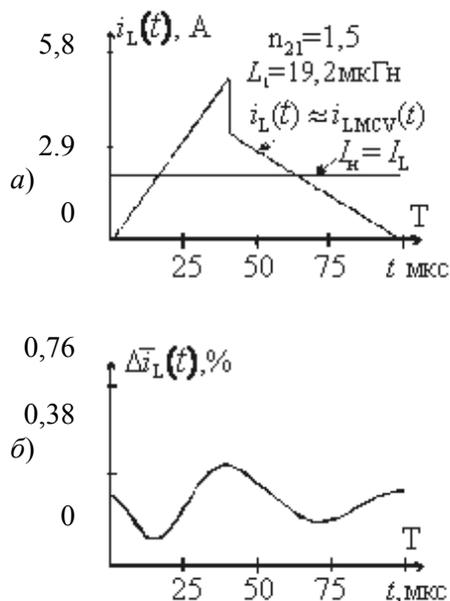


Рисунок 3 – Результаты моделирования на ЭВМ токов $i_L(t)$ при граничном режиме работы

Проверка полученных соотношений производилась аналитическим сравнением с моделями других авторов [1], ..., [6], а также моделированием различных схем (у) импульсных преобразователей с помощью специализированных программных пакетов.

Результаты сравнения действующего значения тока $I_{Lд}$ и аналогичного значения $I_{Lд MC8}$, полученного с помощью программы Micro-Cap 8 фирмы Spectrum Software, при различных режимах работы накопительного дросселя показали, что величина расхождения между результатами не превышает 1%.

Результаты сравнения с моделями других авторов [1 ... 6] полностью совпадают. На рис. 3, а приведены результаты моделирования на ЭВМ $i_L(t)$ в схеме понижающего типа с использованием $i_L(t)$ – соотношение (1) и зависимости $i_{L MCV}(t)$, полученной с использованием программы Micro-Cap V – разработки фирмы Spectrum Software. Расхождение результатов расчёта не превысило 0,5% (рис. 3, б – $\Delta \bar{i}_L(t) = |i_L(t) - i_{L MCV}(t)| 100 / I_L$).

Таким образом, получены соотношения, которые позволяют определять параметры электрических процессов в силовых элементах преобразователей, обобщенные к восьми наиболее известным схемам преобразователей с граничным режимом работы накопительного дросселя. Использование данных соотношений повысит эффективность процесса

разработки, решение задач анализа, автоматизированного исследования, синтеза и оптимизации преобразователей электрической энергии с использованием ЭВМ.

Полученные математические модели электрических процессов импульсных преобразователей постоянного напряжения являются обобщенными относительно восьми типов основных наиболее известных схем силовых каналов. Они позволяют проводить требуемые расчеты при решении задач исследования и проектирования. Одним из достоинств полученной обобщенной математической модели является возможность упрощения алгоритмов расчета на ЭВМ.

Литература

1. Головацкий В.А. Транзисторные импульсные усилители и стабилизаторы постоянного напряжения. – М: Советское радио, 1974. – 158 с.
2. Severns R., Bloom G. Modern DC-TO-DC Switch mode converter circuits. Van Nostrand Reinhold C., 1985.
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., Сергеенко 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.
8. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Действующие значения токов элементов силовых каналов импульсных преобразователей постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2005. – №1. – С.11 – 17.
9. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования // Электричество. – 2005. – № 5. – С.43 – 54.