

Д. т. н. А. Ф. КАДАЦКИЙ, к. т. н. И. П. МАЛЯВИН

Украина, Одесская национальная академия связи  
E-mail: igor.malyavin@onat.edu.ua

Дата поступления в редакцию  
19.09 2007 г.— 25.02 2008 г.

Оппонент д. т. н. И. Н. ПРУДИУС  
(НУ «Львовская политехника», г. Львов)

## АСИММЕТРИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ МОДУЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ

*Рассмотрены преобразователи с автотрансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования при асимметрии электрических процессов. Получены обобщенные соотношения для расчета токов в элементах схем.*

Улучшение технико-экономических показателей средств электропитания, входящих в состав телекоммуникационных систем, является одной из серьезных проблем, актуальность решения которой отражена в [1, 2]. Основной частью современных средств электропитания являются импульсные преобразователи постоянного напряжения (ППН) модульной структуры (рис. 1), выполненные из  $N$  параллельно включенных однотипных силовых каналов (СК), работающих на общую нагрузку (Н) от источника первичного электропитания (ИПЭ).

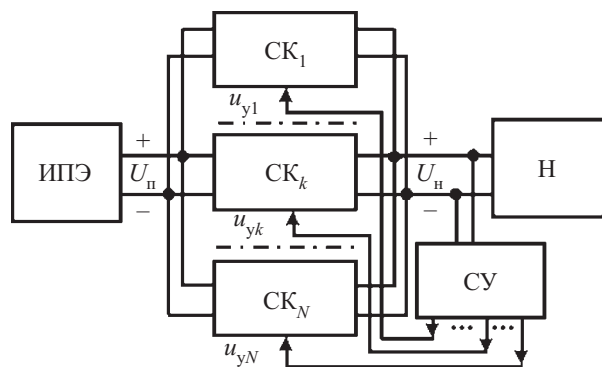


Рис. 1. ППН модульной структуры:

СУ — схема управления;  $U_{\text{п}}$  — напряжение питания ППН;  $U_{\text{н}}$  — напряжение нагрузки ППН;  $u_{y_k}$  — напряжение управления  $k$ -го СК

Использование граничного режима функционирования СК позволяет улучшить динамические параметры, уменьшить энергетические потери при переключении силовых ключей, уменьшить уровень излучаемых помех [3, 4].

В известных научно-технических публикациях [3—5] показано, что для модульных ППН необходима идентичность электрических процессов (симметрия) и параметров СК, в частности параметров индуктивностей  $L_k$  дросселей СК. Однако на практике невозможно достичь симметричного режима функ-

ционирования всех СК модульного ППН вследствие неидентичности параметров дросселей СК, напряжения питания и т. п.

Цель работы — получение соотношений для определения токов в элементах СК модульных ППН, которые описывают схемотехнические решения при граничном режиме работы и неидентичности параметров дросселей СК, а также разработка на их базе методики проектирования, учитывающей особенности функционирования различных схем управления преобразователями.

Рассмотрим электрические процессы в ППН при граничном режиме работы для восьми основных типов ( $y=1, 2, \dots, 8$ ) схем силовых каналов (рис. 2), при этом будем использовать соотношения, их обозначения и допущения, принятые в [5]. Математическая модель, представленная в [5], является обобщенной для СК, выполненных по любому из восьми указанных типов схемотехнической реализации преобразователя.

Исполнение накопительного дросселя по автотрансформаторной схеме позволяет уменьшить (рис. 2, а, б, в) или увеличить (рис. 2, г, д, е) напряжение на силовом коммутирующем транзисторе по сравнению с простейшими типами силовых каналов с однообмоточным дросселем [6].

В граничном режиме функционирования для СК рассматриваемых типов характер изменения тока  $i_{Lk}(t)$  и напряжения  $u_{Lk}(t)$  дросселя выходного сглаживающего фильтра  $k$ -го СК можно описать соотношениями:

$$i_{Lk}(t) = \begin{cases} i_{L_{mk}}(t) = I_{m1k} \frac{t}{t_{\text{нк}}} & \text{при } 0 \leq t \leq t_{\text{нк}}, \\ i_{L_{bk}}(t) = I_{m2k} \left( 1 + \frac{t_{\text{нк}} - t}{t_{\text{вк}}} \right) & \text{при } t_{\text{нк}} < t \leq t_{\text{нк}} + t_{\text{вк}}; \end{cases} \quad (1)$$

$$u_{Lk}(t) = \begin{cases} U_{L_{hk}} = U_{\text{вк}} - F_{\text{нy}} U_{\text{н}} & \text{при } 0 \leq t \leq t_{\text{нк}}, \\ U_{L_{bk}} = U_{\text{н}} - F_{\text{вy}} U_{\text{вк}} & \text{при } t_{\text{нк}} < t \leq t_{\text{нк}} + t_{\text{вк}}; \end{cases} \quad (2)$$

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

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

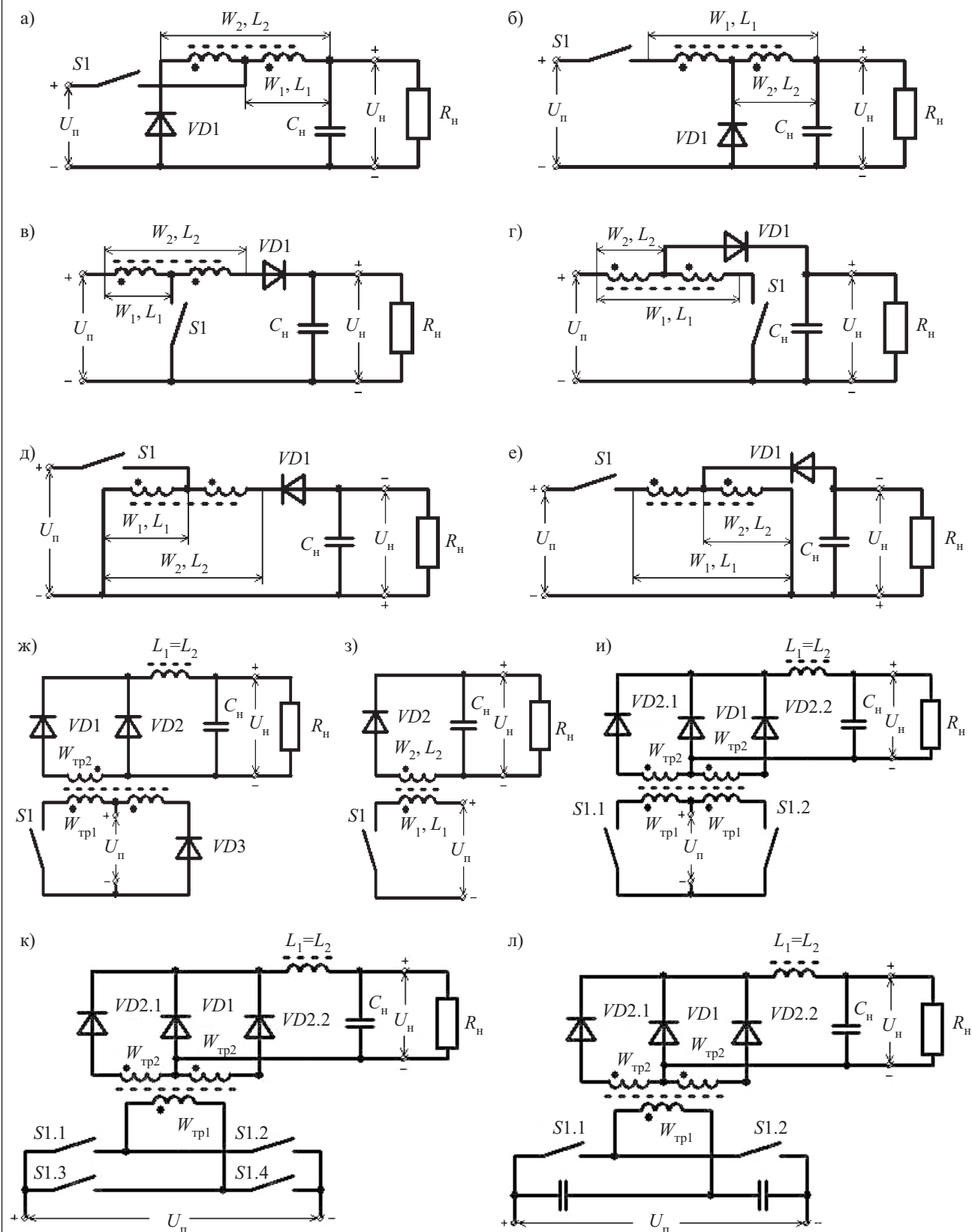


Рис. 2. Импульсные ПИИ с гальванической связью (а—е) и с гальваническим разделением (жс—л) входных и выходных цепей: однофазные с автотрансформаторным включением дросселя при  $n_{21} > 1$  (а, в, д) и  $n_{21} < 1$  (б, з, е); понижающий,  $y=1$  (а, б); повышающий,  $y=2$  (в, з); полярно-инвертирующий,  $y=3$  (д, е); однофазные с прямым включением диода,  $y=4$  (жс); обратным включением диода,  $y=5$  (з); двухфазные с выводом средней точки трансформатора,  $y=6$  (и); мостовой,  $y=7$  (к); полумостовой,  $y=8$  (л)

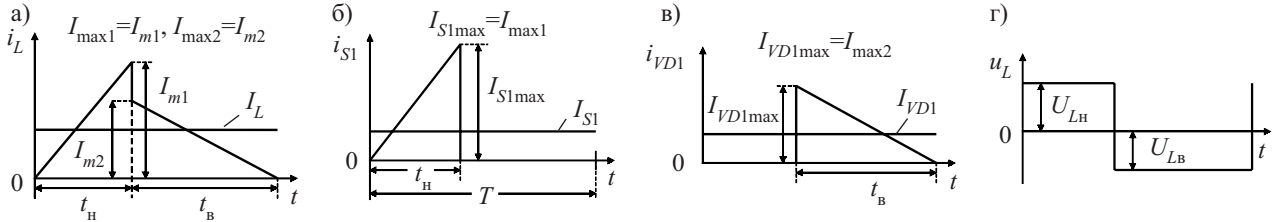


Рис. 3. Временные диаграммы токов дросселя (а), ключа S1 (б), диода VD1 (с) и напряжения дросселя U<sub>L</sub> (г)

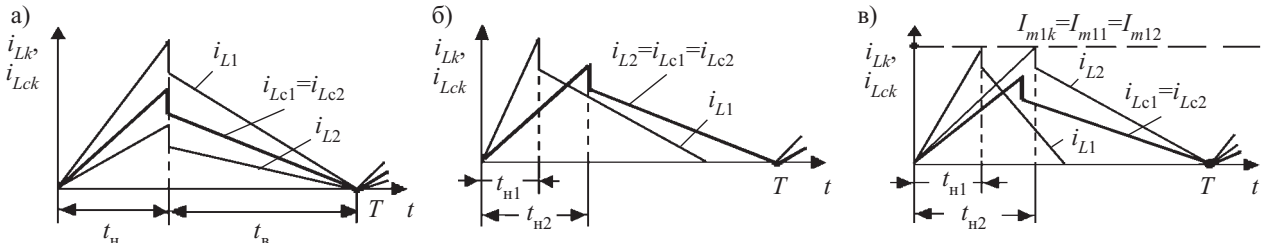


Рис. 4. Временные диаграммы, иллюстрирующие особенности функционирования схем управления СУ1 (а), СУ2 (б) и СУ3 (в) при N=2

$$U_{вхk} = \begin{cases} U_{п} & \text{для } y = 1, 2, 3, 5, \\ U_{п} \kappa_{трк} & \text{для } y = 4, 6, 7, \\ U_{п} \kappa_{трк} / 2 & \text{для } y = 8; \end{cases} \quad (4)$$

$$\kappa_{трк} = W_{трк2k} / W_{трк1k},$$

где  $I_{m1k}, I_{m2k}$  — величины пульсации токов в индуктивностях  $L_{1k}$  и  $L_{2k}$  обмоток с числом витков  $W_{1k}$  и  $W_{2k}$  силового дросселя, соответственно;  
 $F_{нy}, F_{вы}$  — коэффициенты, учитывающие топологию схем СК;

индексы «н», «в» — для интервалов времени накопления и возврата, соответственно;

$U_{вхk}$  — напряжение, прикладываемое на вход силового сглаживающего фильтра;

$\kappa_{трк}$  — коэффициент трансформации силового трансформатора;

$W_{трк1k}, W_{трк2k}$  — число витков соответственно первичной и вторичной обмоток силового трансформатора.

Величины  $I_{m1k}, I_{m2k}, L_{2k}$  и  $L_{1k}$  связаны между собой через коэффициент автотрансформации  $n_{21k}$ :

$$n_{21k} = W_{2k} / W_{1k}; \quad L_{2k} = L_{1k} n_{21k}^2; \quad I_{m1k} = n_{21k} I_{m2k}. \quad (5)$$

При параллельном соединении СК по входу и по выходу (рис. 1) можно записать:

$$U_{Lнk} = U_{Lн}; \quad U_{Lвk} = U_{Lв}. \quad (6)$$

При импульсном методе регулирования [5] на силовой коммутирующий ключ S1 k-го СК ППН (для k=1 см. рис. 3) с выхода схемы управления СУ подаются управляющие импульсы напряжения  $u_{yk}(t)$  с изменяющимися длительностью импульса  $t_{нк}$ , коэффициентом заполнения  $\kappa_{3k}$  и периодом  $T_{cyk}$ , при этом

$$\kappa_{3k} = t_{нк} / T_{cyk}. \quad (7)$$

В интервале времени  $0 \leq t \leq t_{нк}$  ( $t_{нк} = t_{нк}$ ) к первичной обмотке дросселя СК с индуктивностью  $L_{1k}$  приложено напряжение  $U_{Lн}$ , что обеспечивает накопление в ней электрической энергии. Коэффициент накопления  $\kappa_{нк}$  определяется соотношением

$$\kappa_{нк} = t_{нк} / T_k, \quad 0 \leq \kappa_{нк} \leq 1. \quad (8)$$

В интервале времени  $t_{нк} < t \leq T_k$  силовой ключ S1 находится в закрытом состоянии, накопленная дросселем в интервале времени  $0 - t_{нк}$  энергия передается индуктивностью  $L_{2k}$  обмотки  $W_{2k}$  дросселя в цепь нагрузки  $R_{н}$  ППН через блокирующий диод VD1 в течение интервала времени  $t_{нк} - (t_{нк} + t_{вк})$ , равного  $t_{вк}$ . Коэффициент возврата равен:

$$\kappa_{вк} = t_{вк} / T_k. \quad (9)$$

В интервале времени возврата к вторичной обмотке дросселя с индуктивностью  $L_{21}$  и числом витков  $W_{21}$  приложено напряжение  $U_{Lв}$ .

Рассмотрим различные схемы управления (рис. 1), которые функционируют по одному из алгоритмов [3], представленных на рис. 4.

1. СУ1 — схема управления с формированием сигналов управления  $u_{yk}(t)$  силовыми каналами путем распределения одного сигнала управления  $u_y(t)$ .

2. СУ2 — схема управления с формированием сигналов управления  $u_{yk}(t)$  в каждом СК, обеспечивающих равномерное распределение тока нагрузки в k-х СК:  $I_{нk} = I_{н} / N$ .

3. СУ3 — схема управления с токовым регулированием в k-х СК:  $I_{m1k} = I_{m1}$ .

Схема управления СУ1 обеспечивает в k-м СК следующие параметры электрических процессов:

$$\begin{cases} u_{yk}(t) = u_y(t), \quad \Delta t_y = \Delta t_{ck}, \quad t_{нк} = t_{н}, \quad \kappa_{3k} = \kappa_3, \\ T_{cyk} = T_{cy}; \\ t_{нк} = t_{н}, \quad t_{вк} = t_{в}, \quad \kappa_{нк} = \kappa_{н}, \quad \kappa_{вк} = \kappa_{в}. \end{cases} \quad (10)$$

При асинхронном режиме работы модульного ППН временной сдвиг между электрическими процессами в СК  $\Delta t_{ck} \neq 0$ , при однофазном режиме работы  $\Delta t_y = \Delta t_{ck} = 0$ , при многофазном режиме  $\Delta t_y = \Delta t_{ck} = T/N$  [6].

В общем случае, с учетом (5), значение индуктивности  $L_{1k}$  дросселя k-го СК определяется соотношениями:

$$L_{1k} = \begin{cases} L_1 + \Delta L_{1k}; \\ (L_2 + \Delta L_{2k}) / (n_{21} + \Delta n_{21k})^2, \end{cases} \quad (11)$$

$$L_{1k} \in \{L_{1\min} - L_{1\max}\},$$

$$L_{1\min} = L_1 - \Delta L_{1\max}, \quad L_{1\max} = L_1 + \Delta L_{1\max},$$

где  $L_1, L_2, n_{21}$  и  $\Delta L_{1k}, \Delta L_{2k}, \Delta n_{21k}$  — соответственно номинальные значения индуктивностей первичных  $W_1$  и вторичных  $W_2$  обмоток, коэффициентов автотрансформации дросселей  $k$ -х СК и их отклонения от номинальных значений (максимальное —  $\Delta L_{1\max}$ ), т. е.  $L_{1k} = f(\Delta L_{1k}, \Delta L_{2k}, \Delta n_{21k})$ .

При  $\Delta L_{1k} = 0$  ( $\Delta L_{2k} = 0, \Delta n_{21k} = 0$ ) обеспечиваются симметричные электрические процессы. В этом случае  $I_{m1k} = I_{m1}, I_{m2k} = I_{m2}$ :

$$I_{m1} = U_{Ln} t_n / L_1 = U_{Ln} K_n T / L_1;$$

$$I_{m2} = U_{Lb} t_b / L_2 = U_{Lb} K_b T / L_2. \quad (12)$$

Коэффициенты накопления и возврата, согласно [5], определяются соотношениями:

$$K_n = \frac{U_n - F_{vy} U_{vx}}{n_{21}(U_{vx} - F_{ny} U_n) + U_n - F_{vy} U_{vx}},$$

$$K_b = 1 - K_n. \quad (13)$$

С учетом (13) и (6) получим:

$$I_{m1} = \frac{(U_n U_{vx} - F_{vy} U_{vx}^2 - F_{ny} U_n^2) T}{[U_{vx}(n_{21} - F_{vy}) + U_n(1 - F_{ny} n_{21})] L_1}. \quad (14)$$

При  $\Delta L_{1k} \neq 0$  ( $\Delta L_{2k} \neq 0$ )  $I_{m1k} \neq I_{m1}, I_{m2k} \neq I_{m2}$  и возникает асимметрия электрических процессов.

Выберем в качестве базового преобразователь (ППН<sub>б</sub>) с  $N$  силовыми каналами (СК<sub>б</sub>), в которых протекают идентичные электрические процессы с равномерным распределением тока нагрузки. В ППН<sub>б</sub> обеспечиваются условия (10) и энергетические параметры в цепи нагрузки такие же, как и в рассматриваемом ППН с асимметрией электрических процессов:

$$\begin{cases} t_{нск} = t_n, T_{цук} = T_{cy}, T_{ck} = T, t_{нск} = t_n, K_{нск} = K_n, \\ t_{вск} = t_b, K_{вск} = K_b; \\ K_{тпск} = K_{тпк} = K_{тп}, n_{21ck} = n_{21k} = n_{21}, I_{нск} = I_n / N, \end{cases} \quad (15)$$

где  $t_{нск}, T_{цук}, T_{ck}, t_{нск}, K_{нск}, t_{вск}, K_{вск}$  — параметры электрических процессов  $k$ -го СК<sub>б</sub> преобразователя ППН<sub>б</sub>.

В каждом  $k$ -м СК<sub>б</sub> для индуктивности справедливо равенство  $L_{1ck} = L_{1c}$ , где

$$L_{1c} = N / \sum_{k=1}^N (1/L_{1k}), \quad (16)$$

определяем из условия

$$\sum_{k=1}^N (1/L_{1ck}) = \sum_{k=1}^N (1/L_{1k}). \quad (17)$$

При  $\Delta L_{1k} = 0$  из (17) получаем  $L_{1c} = L_1$ . Для симметричных электрических процессов токи дросселей СК равны между собой:  $i_{Lk}(t) = i_{Lc1}(t) = i_{Lc2}(t)$  (рис. 4).

Амплитуда тока  $I_{m1ck} = I_{m1c}$   $k$ -го СК<sub>б</sub> ППН<sub>б</sub> и амплитуды токов  $I_{m1k}$  в обмотках  $W_{1k}$   $k$ -х СК ППН определяются соотношением (12) в режиме слежения или (14) в режиме стабилизации соответственно при  $L_1 = L_{1c}$  и  $L_1 = L_{1k}$ .

Параметры  $k$ -го СК преобразователя с асимметрией электрических процессов получим в относительном виде с учетом одноименных параметров отдельно взятого СК<sub>б</sub> базового ППН<sub>б</sub> с симметрией электрических процессов.

Нормированные амплитудные значения токов в  $k$ -м СК с учетом соотношений (12)—(14) и условия (6) запишутся в виде:

$$\bar{I}_{m1k} = I_{m1k} / I_{m1c} = L_{1c} / L_{1k}. \quad (18)$$

В качестве примера рассмотрим ППН с числом СК  $N=3$  со следующими параметрами индуктивностей дросселей СК:  $L_{11} = L_1 + \Delta L_{11}$  (при  $-0,5L_1 \leq \Delta L_{11} \leq 0,5L_1$ ),  $L_{12} = \text{const} = L_{1c}$  ( $\Delta L_{12} = 0$ ) и  $L_{13}$ , определяемым из условия (16) соотношением:

$$L_{13} = (2/L_{1c} - 1/L_{11})^{-1}. \quad (19)$$

На рис. 5, а приведены зависимости нормированного тока  $\bar{I}_{m1k}$  в  $k$ -м СК от относительной индуктивности  $\bar{L}_{11} = L_{11} / L_{1c}$  ( $\bar{I}_{m11}$  — кривая 1,  $\bar{I}_{m12}$  — кривая 2,  $\bar{I}_{m13}$  — кривая 3) для случая, когда в качестве базовой выбрана индуктивность  $L_{12}$  во 2-м СК ( $L_{6c} = L_{1c} = L_{12}$ ).

Отклонение от симметричного режима работы приводит к изменению тока в элементах схемы СК. Из рисунка 5, а видно, что уменьшение относительной индуктивности  $\bar{L}_{11}$  (индуктивности  $L_{11}$  дросселя в 1-м СК) на 25% (точка А на кривой 1) от значения  $\bar{L}_{11} = 1$ , соответствующего симметрии электрических процессов, приводит к пропорциональному увеличению тока в элементах 1-го СК на 25%. Указанное увеличение тока приводит к необходимости использования более мощной элементной базы — транзисторов, диодов и т. п., что необходимо учитывать для всех силовых каналов при проектировании ППН модульной структуры. Таким образом, по данным зависимостям можно выбрать элементную базу с необходимым запасом по току с учетом технологического или иного (температурного и т. п.) разброса параметров дросселей СК — индуктивности и коэффициента автотрансформации.

На рис. 5, б и в представлены зависимости нормированных значений тока в СК соответственно для случаев, когда в качестве базовой была выбрана индуктивность  $L_{11}$  в 1-м СК ( $L_{61} = L_{11}$ ) и индуктивность  $L_{13}$  в 3-м СК ( $L_{63} = L_{13}$ ). В отличие от рис. 5, а, определить непосредственно (без пересчета) изменение тока в элементах  $k$ -го СК при изменении его индуктивности и оценить требуемый запас предельных параметров элементов относительно идеального случая с симметрией электрических процессов представляется затруднительным.

Средние значения тока в элементах базового СК<sub>б</sub> ППН<sub>б</sub> ( $k$ -го СК ППН) —  $I_{S1cpk}$  ( $I_{S1cpk}$ ) управляемого

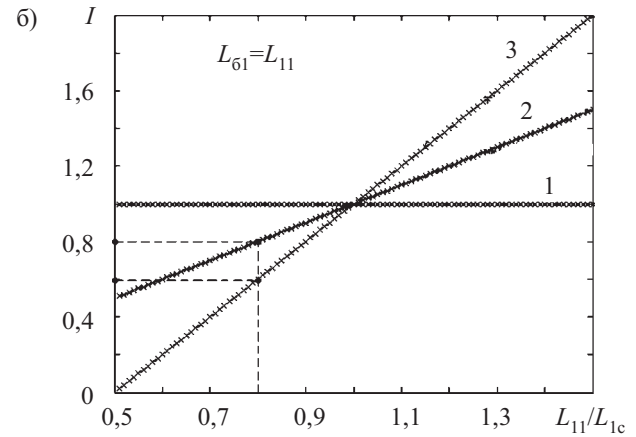
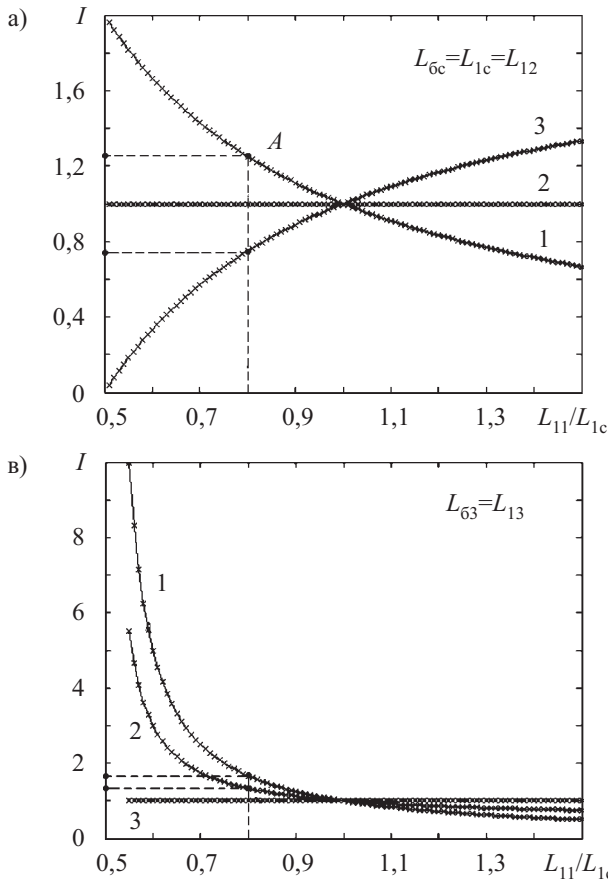


Рис. 5. Зависимости от относительной индуктивности нормированных амплитудных (1), средних (2) и действующих (3) значений токов в элементах  $k$ -го СК ППН для СУ1 ( $N=3$ ) для случаев, когда в качестве базовой выбиралась индуктивность  $L_{12}$  (а),  $L_{11}$  (б),  $L_{13}$  (в)

ключа  $S1_c$  ( $S1_k$ ),  $I_{VD2cpk}$  ( $I_{VD2cpk}$ ) неуправляемого ключа  $VD2_c$  ( $VD2_k$ ),  $I_{VD1cpk}$  ( $I_{VD1cpk}$ ) блокировочного диода  $VD1_c$  ( $VD1_k$ ),  $I_{W1cpk}$  ( $I_{W1cpk}$ ) обмотки  $W_{1c}$  ( $W_{1k}$ ) дросселя,  $I_{W2cpk}$  ( $I_{W2cpk}$ ) обмотки  $W_{2c}$  ( $W_{2k}$ ) дросселя,  $I_{W1\cup W2cpk}$  ( $I_{W1\cup W2cpk}$ ) общих витков обмотки  $W_{1c}$  и  $W_{2c}$  ( $W_{1k}$  и  $W_{2k}$ ) дросселя — определяются выражениями [5]:

$$\begin{cases} I_{S1cpk} = 0,5I_{m1c}K_{тр}K_H = 0,5I_{m2c}n_{21}K_{тр}K_H; \\ I_{VD2cpk} = 0,5I_{m1c}K_H; I_{VD1cpk} = 0,5I_{m2c}K_B; \\ I_{W1cpk} = I_{S1cpk}; I_{W2cpk} = I_{VD1cpk}; \\ I_{W1\cup W2cpk} = I_{S1cpk} + I_{VD1cpk}, \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} I_{S1cpk} = 0,5I_{m1k}K_{тр}K_H = 0,5I_{m2k}n_{21}K_{тр}K_H; \\ I_{VD2cpk} = 0,5I_{m1k}K_H; I_{VD1cpk} = 0,5I_{m2k}K_B; \\ I_{W1cpk} = I_{S1cpk}; I_{W2cpk} = I_{VD1cpk}; \\ I_{W1\cup W2cpk} = I_{S1cpk} + I_{VD1cpk}. \end{cases} \quad (21)$$

Действующие значения тока в элементах соответственно определяются выражениями [5]:

$$\begin{cases} I_{S1dk} = I_{m2c}n_{21}K_{тр}(K_H/3)^{0,5}; \\ I_{VD2dk} = I_{m1c}(K_H/3)^{0,5}; I_{VD1dk} = I_{m2c}(K_B/3)^{0,5}; \\ I_{W1dk} = I_{S1dk}; I_{W2dk} = I_{VD1dk}; \\ I_{W1\cup W2dk} = I_{S1dk} + I_{VD1dk}, \end{cases} \quad (22)$$

$$\begin{cases} I_{S1dk} = I_{m2k}n_{21}K_{тр}(K_H/3)^{0,5}; \\ I_{VD2dk} = I_{m1k}(K_H/3)^{0,5}; I_{VD1dk} = I_{m2k}(K_B/3)^{0,5}; \\ I_{W1dk} = I_{S1dk}; I_{W2dk} = I_{VD1dk}; \\ I_{W1\cup W2dk} = I_{S1dk} + I_{VD1dk}. \end{cases} \quad (23)$$

Нормированные средние  $\bar{I}_{S1cpk}$ ,  $\bar{I}_{VD2cpk}$ ,  $\bar{I}_{VD1cpk}$ ,  $\bar{I}_{W1cpk}$ ,  $\bar{I}_{W2cpk}$ ,  $\bar{I}_{W1\cup W2cpk}$  и действующие  $\bar{I}_{S1dk}$ ,  $\bar{I}_{VD2dk}$ ,  $\bar{I}_{VD1dk}$ ,  $\bar{I}_{W1dk}$ ,  $\bar{I}_{W2dk}$ ,  $\bar{I}_{W1\cup W2dk}$  значения тока в элементах  $k$ -го СК определяются выражением:

$$\begin{cases} \bar{I}_{S1cpk} = \bar{I}_{VD2cpk} = \bar{I}_{VD1cpk} = \bar{I}_{W1cpk} = \bar{I}_{W2cpk} = \\ = \bar{I}_{W1\cup W2cpk} = \bar{I}_{S1dk} = \bar{I}_{VD2dk} = \bar{I}_{VD1dk} = \\ = \bar{I}_{W1dk} = \bar{I}_{W2dk} = \bar{I}_{W1\cup W2dk} = L_{1c}/L_{1k}, \end{cases} \quad (24)$$

где  $\bar{I}_{S1cpk} = I_{S1cpk}/I_{S1cpk}$ ,  $\bar{I}_{VD2cpk} = I_{VD2cpk}/I_{VD2cpk}$ , ...,  $\bar{I}_{W2dk} = I_{W2dk}/I_{W2dk}$ ,  $\bar{I}_{W1\cup W2dk} = I_{W1\cup W2dk}/I_{W1\cup W2dk}$  определяются в соответствии с (20)—(23) аналогично соотношению (18).

Схема управления СУ2 обеспечивает условия равенства средних токов нагрузки  $k$ -х СК независимо от значений индуктивностей  $L_{1k}$ :

$$I_{нсрк} = I_{нск} = I_{н}/N. \quad (25)$$

Силовые каналы СК  $L_{1kmax}$  с максимальными значениями индуктивности  $L_{1k} = L_{1kmax}$  функционируют

в граничном режиме, а остальные СК — в разрывном режиме. Значение  $L_{1kmax}$  определяется как

$$L_{1kmax} = \max\{L_{1k}\}. \quad (26)$$

При асимметрии электрических процессов ППН частота  $f_k = f(L_{1kmax}) = f\{L_{1kmax}\}$  определяется значением  $L_{1kmax}$  [5]. Время накопления  $t_{нк}$  и возврата  $t_{вк}$  электрической энергии в  $k$ -м СК не равны между собой и не равны времени накопления  $t_{нc}$  и времени возврата  $t_{вc}$  при симметрии электрических процессов:  $t_{нк} \neq t_{нc}$ ,  $t_{вк} \neq t_{вc}$ .

При использовании схемы управления СУ2 для любого  $k$ -го СК справедливо совместное выполнение условий (25) и (27):

$$\begin{cases} u_{yk}(t) = f(\Delta L_{1k}, \Delta L_{2k}, \Delta n_{21k}), T_{cy} = T_{cy}\{L_{1kmax}\}, \\ \Delta t_y = \Delta t_{ck}, f_k = f\{L_{1kmax}\}, t_{нк} \leq t_{нк}\{L_{1kmax}\}, \\ \kappa_{зк} \leq \kappa_{зк}\{L_{1kmax}\}, t_{нк} \leq t_{нк}\{L_{1kmax}\}, \\ t_{вк} \leq t_{вк}\{L_{1kmax}\}, \kappa_{нк} \leq \kappa_{нк}\{L_{1kmax}\}, \\ \kappa_{вк} \leq \kappa_{вк}\{L_{1kmax}\}, \end{cases} \quad (27)$$

где  $T_{cy}\{L_{1kmax}\}$ ,  $f\{L_{1kmax}\}$ ,  $t_{нк}\{L_{1kmax}\}$ ,  $\kappa_{зк}\{L_{1kmax}\}$ ,  $t_{нк}\{L_{1kmax}\}$ ,  $t_{вк}\{L_{1kmax}\}$ ,  $\kappa_{нк}\{L_{1kmax}\}$ ,  $\kappa_{вк}\{L_{1kmax}\}$  — параметры электрических процессов в  $k$ -м силовом канале СК $_{L1kmax}$ .

Для силового канала СК $_6$  базового преобразователя ППН $_6$  справедливо совместное выполнение условий

$$\begin{cases} u_{yck}(t) = u_{yk}(t), T_{cyc} = T_{cy}\{L_{1kmax}\}, \\ f_c = f\{L_{1kmax}\}, I_{нck} = I_n / N, \\ t_{нck} = t_{нc} = t_{нк}\{L_{1kmax}\}, \kappa_{зck} = \kappa_{зк} = \kappa_{зк}\{L_{1kmax}\}, \\ t_{нck} = t_{нc} = t_{нк}\{L_{1kmax}\}, t_{вck} = t_{вc} = t_{вк}\{L_{1kmax}\}, \\ \kappa_{нck} = \kappa_{нc} = \kappa_{нк}\{L_{1kmax}\}, \kappa_{вck} = \kappa_{вc} = \kappa_{вк}\{L_{1kmax}\}, \end{cases} \quad (28)$$

и

$$L_{1ck} = L_{1c} = L_{1kmax}. \quad (29)$$

Средний ток нагрузки  $I_{нк}$   $k$ -го СК ППН согласно соотношению (25) равен среднему току  $I_{нck}$  нагрузки СК $_6$  базового ППН $_6$  и в соответствии с [5] определяется соотношением

$$\begin{aligned} I_{нк} &= 0,5I_{m2k} (1 + \kappa_{нк} (F_{нy} n_{21} - 1)) = I_{нck} = \\ &= 0,5I_{m2c} (1 + \kappa_{нc} (F_{нy} n_{21} - 1)). \end{aligned} \quad (30)$$

Запишем коэффициенты накопления  $\kappa_{нк}$  и  $\kappa_{нc}$ , используя соотношение (12) с учетом (27) и (28) как

$$\kappa_{нк} = I_{m1k} L_{1k} / (U_{Ln} T); \quad \kappa_{нc} = I_{m1c} L_{1c} / (U_{Ln} T). \quad (31)$$

Подставляя эти значения в (30) с учетом (5) для нормированных амплитудных значений токов  $\bar{I}_{m1k}$ ,  $\bar{I}_{m2k}$  в  $k$ -м СК, можно записать:

$$\bar{I}_{m1k} = I_{m1k} / I_{m1c} = \bar{I}_{m2k} = I_{m2k} / I_{m2c} = (L_{1c} / L_{1k})^{0,5}. \quad (32)$$

С учетом (22), (23) для нормированных действующих значений токов  $\bar{I}_{S1dk}$ ,  $\bar{I}_{VD2dk}$ ,  $\bar{I}_{VD1dk}$ ,  $\bar{I}_{W1dk}$ ,  $\bar{I}_{W2dk}$ ,  $\bar{I}_{W1 \cup W2dk}$  в элементах  $k$ -го СК запишем:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{S1dk} &= \bar{I}_{VD2dk} = \bar{I}_{VD1dk} = \bar{I}_{W1dk} = \bar{I}_{W2dk} = \\ &= \bar{I}_{W1 \cup W2dk} = (L_{1c} / L_{1k})^{0,5}. \end{aligned} \quad (33)$$

Видим, что нормированные амплитудные значения тока в элементах СК распределяются обратно пропорционально корням квадратным, а действующие — обратно пропорционально корням четвертой степени из индуктивности дросселей СК. На **рис. 6** для схемы управления СУ2 представлены зависимости нормированных амплитудных  $\bar{I}_{m1k}$  и действующих  $\bar{I}_{S1dk}$ ,  $\bar{I}_{VD2dk}$ ,  $\bar{I}_{VD1dk}$ ,  $\bar{I}_{W1dk}$ ,  $\bar{I}_{W2dk}$ ,  $\bar{I}_{W1 \cup W2dk}$  токов в элементах  $k$ -го СК от относительной индуктивности  $\bar{L}_{1k}$ . Учитывая, что  $L_{1c} = L_{1kmax}$  и для выбранного выше примера  $L_{1c} = L_{1kmax} = 1,5L_{1}$ , относительная индуктивность  $\bar{L}_{1k}$  соответственно изменяется от 0,33 до 1.

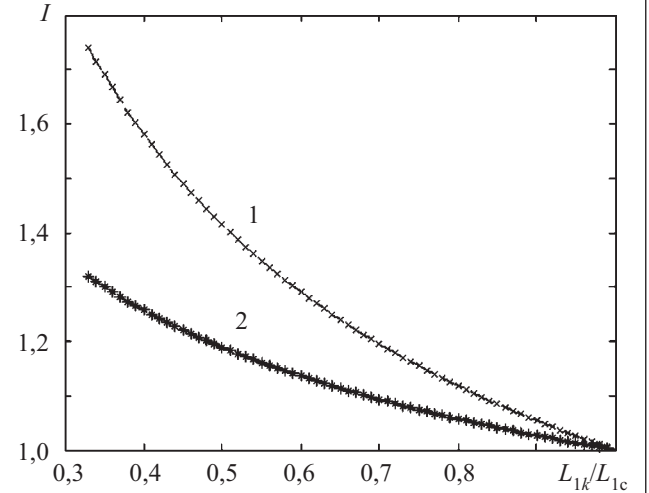


Рис. 6. Зависимости нормированных амплитудных (1) и действующих (2) значений токов от относительной индуктивности в элементах  $k$ -го СК ППН для СУ2 ( $N=3$ )

**Схема управления СУ3** обеспечивает выполнение условия равенства амплитудных значений токов в дросселях СК:

$$\begin{cases} I_{m11} = \dots I_{m1k} = \dots = I_{m1N}; \\ I_{m21} = \dots I_{m2k} = \dots = I_{m2N}. \end{cases} \quad (34)$$

При асимметрии электрических процессов (при  $\Delta L_{1k} \neq 0$ ) ППН функционирует на частоте  $f_k = f\{L_{1kmax}\}$ , токи нагрузки  $I_{нк}$  силовых каналов не равны между собой. СК с максимальным значением индуктивности дросселя  $L_{1kmax}$  функционирует в граничном режиме, а остальные СК — в разрывном режиме.

При использовании схемы управления СУ3 для любого  $k$ -го СК ППН справедливо совместное выполнение условий (27) и (35):

$$I_{m1k} = I_{m1}; \quad I_{н1} \neq \dots \neq I_{нк} \neq I_{нck}. \quad (35)$$

Для  $k$ -го силового канала СК<sub>6</sub> базового преобразователя справедливо совместное выполнение условий (28) и (36):

$$I_{m1c} \leq I_{m1k} \quad (36)$$

С учетом (34) получим:

$$\begin{cases} I_{m1k} = U_{Lk} K_{hk} T / L_{1k} = I_{m1k \max} = U_{Lk} K_{h \max} T / L_{1k \max}; \\ I_{m2k} = U_{Lb} K_{bk} T / L_{2k} = I_{m2k \max} = U_{Lb} K_{b \max} T / L_{2k \max}. \end{cases} \quad (37)$$

где  $I_{m1k \max}$ ,  $I_{m2k \max}$  — величины пульсаций в дросселе силового канала СК<sub>L1kmax</sub> ППН с максимальными индуктивностями  $L_{1k \max}$ ,  $L_{2k \max}$  и максимальными коэффициентами накопления  $K_{h \max}$  и возврата  $K_{b \max}$ :

$$I_{m1k \max} = I_{m1k} \{L_{1k \max}\}, \quad I_{m2k \max} = I_{m2k} \{L_{2k \max}\},$$

$$K_{h \max} = K_{hk} \{L_{1k \max}\}, \quad K_{b \max} = K_{bk} \{L_{2k \max}\}.$$

Из (37) следует, что коэффициенты  $K_{hk}$  и  $K_{bk}$  определяются соотношениями:

$$\begin{cases} K_{hk} = K_{h \max} (L_{1k} / L_{1k \max}); \\ K_{bk} = K_{b \max} (L_{2k} / L_{2k \max}) = K_{b \max} (L_{1k} / L_{1k \max}). \end{cases} \quad (38)$$

В этом случае для отношения одноименных величин средних токов в элементах  $k$ -го СК и в элементах СК<sub>L1kmax</sub> можно записать:

$$\begin{aligned} I_{W1cpk} / I_{W1cpk \max} &= I_{W2cpk} / I_{W2cpk \max} = \\ &= I_{W1 \cup W2cpk} / I_{W1 \cup W2cpk \max} = I_{S1cpk} / I_{S1cpk \max} = \\ &= I_{VD1cpk} / I_{VD1cpk \max} = I_{VD2cpk} / I_{VD2cpk \max} = \\ &= (U_{H} / R_{hk}) / (U_{H} / R_{hk \max}) = L_{1k} / L_{1k \max}, \end{aligned} \quad (39)$$

где  $R_{hk \max} = R_{hk} \{L_{1k \max}\}$  — сопротивление нагрузки силового канала СК<sub>L1kmax</sub> с максимальным значением индуктивности  $L_{1k} = L_{1k \max}$ .

При  $K_{hc} = K_{h \max}$  и  $T_c = T$  можно записать:

$$I_{mk} / I_{m1c} = L_{1c} / L_{1k \max} \geq 1,$$

т. к.  $L_{1c} \geq L_{1k \max}$ , а при симметрии электрических процессов  $L_{1c} = L_{1k \max}$ .

Тогда

$$\begin{aligned} I_{W1cpk \max} / I_{W1cpc} &= I_{W2cpk \max} / I_{W2cpc} = \\ &= I_{W1 \cup W2cpk \max} / I_{W1 \cup W2cpc} = I_{S1cpk \max} / I_{S1cpc} = \\ &= I_{VD1cpk \max} / I_{VD1cpc} = I_{VD2cpk \max} / I_{VD2cpc} = I_{m1 \max} / I_{m1c} = \\ &= L_{1c} / L_{1k \max}. \end{aligned} \quad (40)$$

Подставляя  $I_{W1cpk \max}$ ,  $I_{W2cpk \max}$ ,  $I_{W1 \cup W2cpk \max}$ ,  $I_{S1cpk \max}$ ,  $I_{VD1cpk \max}$ ,  $I_{VD2cpk \max}$ , полученные из (40), в (39), получим нормированные средние значения токов в элементах СК:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{S1cpk} = \bar{I}_{VD2cpk} = \bar{I}_{VD1cpk} = \bar{I}_{W1cpk} = \bar{I}_{W2cpk} = \\ = \bar{I}_{W1 \cup W2cpk} = L_{1k} / L_{1c}, \end{aligned} \quad (41)$$

где  $\bar{I}_{S1cpk} = I_{S1cpk} / I_{S1cpc}$ ,  $\bar{I}_{VD2cpk} = I_{VD2cpk} / I_{VD2cpc}$ , ...,  $\bar{I}_{W1 \cup W2cpk} = I_{W1 \cup W2cpk} / I_{W1 \cup W2cpc}$ .

Аналогичным образом с учетом соотношений (22) и (23) получаются нормированные действующие значения

тока  $\bar{I}_{S1dk}$ ,  $\bar{I}_{VD2dk}$ ,  $\bar{I}_{VD1dk}$ ,  $\bar{I}_{W1dk}$ ,  $\bar{I}_{W2dk}$ ,  $\bar{I}_{W1 \cup W2dk}$  в элементах СК:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{S1dk} &= I_{S1dk} / I_{S1dc} = \bar{I}_{VD1dk} = I_{VD1dk} / I_{VD1dc} = \\ &= \bar{I}_{VD2dk} = I_{VD2dk} / I_{VD2dc} = \bar{I}_{W1dk} = I_{W1dk} / I_{W1dc} = \\ &= \bar{I}_{W2dk} = I_{W2dk} / I_{W2dc} = \bar{I}_{W1 \cup W2dk} = \\ &= I_{W1 \cup W2dk} / I_{W1 \cup W2dc} = (L_{1k} / L_{1c})^{0,5}. \end{aligned} \quad (42)$$

При асимметрии электрических процессов

$$\sum_{k=1}^N (1 / R_{hk}) = 1 / R_{H}. \quad (43)$$

Сопротивление  $R_{Hk}$  с учетом (39) определяется в виде:

$$R_{Hk} = R_{hk \max} (L_{1k} / L_{1k \max}). \quad (44)$$

Из (43) с учетом (44) следует:

$$R_{Hk \max} = R_H \left[ \sum_{k=1}^{N-1} (L_{1k} / L_{1k \max}) + 1 \right]. \quad (45)$$

Рабочая частота  $f$  для граничного режима определяется при  $R_{Hk} = R_{hk \max}$  как [6]

$$f = \{R_{Hk} U_{Bx} [U_{Bx} U_H - F_{By} U_{Bx}^2 - F_{Hy} U_H^2]\} / \{2L_{1k \max} U_H [U_{Bx} (n_{21} - F_{By}) + U_H (1 - F_{Hy} n_{21})]^2\}. \quad (46)$$

Значение индуктивности  $L_{1c}$ , при которой обеспечивается идентичность токов в СК<sub>6</sub> ППН<sub>6</sub>, определяется при  $R_{Hk} = NR_H$ ,  $f_c = f$  как [6]

$$L_{1c} = \{R_{Hk} U_{Bx} [U_{Bx} U_H - F_{By} U_{Bx}^2 - F_{Hy} U_H^2]\} / \{2f_c U_H [U_{Bx} (n_{21} - F_{By}) + U_H (1 - F_{Hy} n_{21})]^2\}. \quad (47)$$

Нормированные средние токи в СК распределяются прямо пропорционально индуктивностям дросселей СК, действующие токи — прямо пропорционально корням квадратным из значений индуктивности дросселей СК.

На рис. 7 для схемы управления СУЗ представлены зависимости нормированных средних  $\bar{I}_{S1cpk}$ ,

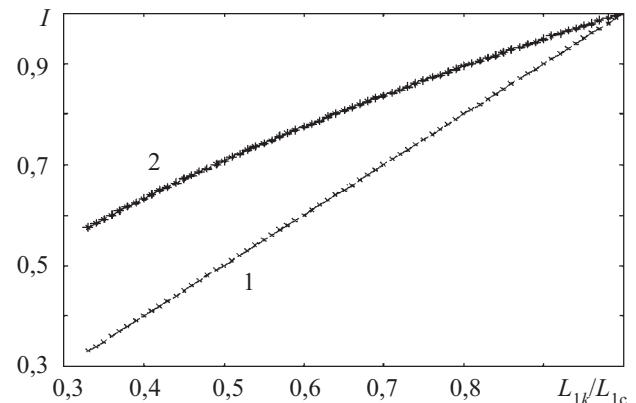


Рис. 7. Зависимости нормированных средних (1) и действующих (2) значений токов от относительной индуктивности в элементах  $k$ -го СК для СУЗ ( $N=3$ )

$\bar{I}_{VD2cpk}$ ,  $\bar{I}_{VD1cpk}$ ,  $\bar{I}_{W1cpk}$ ,  $\bar{I}_{W2cpk}$ ,  $\bar{I}_{W1\cup W2cpk}$  и действующих  $\bar{I}_{S1dk}$ ,  $\bar{I}_{VD2dk}$ ,  $\bar{I}_{VD1dk}$ ,  $\bar{I}_{W1dk}$ ,  $\bar{I}_{W2dk}$ ,  $\bar{I}_{W1\cup W2dk}$  значений токов в элементах СК от относительной индуктивности  $\bar{L}_{1k} = L_{1k} / L_{1c}$ .

Учитывая, что  $L_{1c} \geq L_{1kmax}$  и для выбранного выше примера  $L_{1c} = L_{1kmax} = 1,5L_1$ , относительная индуктивность  $\bar{L}_{1k}$  изменяется от 0,33 до 1.

Полученные соотношения для определения токов в элементах СК импульсных преобразователей постоянного напряжения, функционирующих в граничном режиме, в том числе при неидентичности параметров дросселей СК, являются обобщенными для восьми типов основных наиболее известных схем силовых каналов. Они позволяют проводить требуемые расчеты при решении задач исследования и проектирования силовой части импульсных ППН с различными схемами управления.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Перечень государственных, научных и научно-технических программ по приоритетным направлениям развития науки и техники на 2002—2006 гг. Постановление КМУ № 1716 от 24.12.2001 г.
2. Концепція розвитку ВАТ «Укртелеком» до 2010 року.— Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2006.
3. Кадацкий А. Ф. Электрические процессы в многофазных импульсных преобразователях постоянного напряжения при разрывных токах дросселей // Электронная техника в автоматике.— 1985.— Вып. 16.— С. 55—67.
4. Кадацкий А. Ф., Гунченко Ю. А. Электрические процессы в импульсных преобразователях постоянного напряжения с граничным режимом функционирования // Праці УНДІРТ.— 2003.— № 2-3.— С. 23—25.
5. Кадацкий А. Ф., Гурков В. Г., Грабовий О. А., Малявін І. П. До дослідження несиметричних електричних процесів в імпульсних перетворювачах модульної структури // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова.— 2003.— № 1.— С. 27—34.
6. Кадацкий А. Ф., Русу А. П. Анализ электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования // Электричество.— 2005.— № 3.— С. 43—54.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



**Ненадович Д. М. Методологические аспекты экспертизы телекоммуникационных проектов.— М.: Горячая линия—Телеком, 2008.— 280 с.**

Рассмотрены вопросы снижения степени субъективности экспертных оценок, формируемых на различных стадиях проектирования телекоммуникационных систем. Представленный в книге подход к организации экспертной деятельности основан на использовании основных результатов теории вероятностей и случайных процессов, теории нечетких множеств, теории математической статистики, теории переменных состояния и марковских процессов, теории массового обслуживания и теории игр, векторной оптимизации, методов математического программирования, генетического поиска, искусственных нейронных сетей и многокритериального анализа эффективности стохастических процессов. Особое внимание уделено разработке математических моделей экспертных показателей качества телекоммуникационных систем, анализ динамики значений которых позволяет формировать экспертные оценки качества технических решений, принимаемых на различных этапах проектирования телекоммуникационных систем.

Для специалистов, осуществляющих экспертную деятельность в ходе разработки телекоммуникационных систем, разработчиков экспертных систем, преподавателей, аспирантов и студентов вузов.

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

- Прогнозирование диэлектрических свойств некристаллизуемой моноармированной полиматричной стеклокерамики. (Украина, г. Одесса)
- Повышение эффективности ультразвуковой очистки в ваннах с распределенными преобразователями. (Республика Беларусь, г. Минск)
- Свойства нанокompозитов на основе опаловых матриц с 3D-структурой, образованной магнитными наночастицами. (Россия, г. Екатеринбург, г. Москва, г. Нижний Тагил)
- Тензорезисторы на основе нитевидных кристаллов кремния для низких температур. (Украина, г. Львов)
- Методы и средства компьютерного проектирования в сети Интернет. (Республика Беларусь, г. Минск)
- Концепция построения радиотехнических систем охраны периметров крупных объектов. (Украина, г. Харьков)



- Реализация арифметических операций с комплексными числами в элементном базисе ПЛИС. (Украина, г. Киев)
- Математическое моделирование нестационарных тепловых режимов блока СИД-3-148. (Украина, г. Одесса)
- Исследование радиационной стойкости гибридных интегральных микросхем. (Украина, г. Одесса)

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции