

УДК 621.314

А.М. Афанасьев, Ю.М. Голембиовский

## Способ задания режимов коммутации силовых ключей при моделировании преобразователя комбинированной структуры с LCD-снабберными цепями

Предложен способ задания режима коммутации ключей импульсных преобразователей с LCD-снабберами, основанный на использовании коэффициента снабберной цепи, что позволяет проводить анализ эффективности работы импульсных преобразователей от режима с «жесткой» коммутацией, до квазирезонансного режима с «мягкой» коммутацией. С использованием коэффициента снабберной цепи выполнен анализ влияния режима коммутации на мощность потерь в основных элементах преобразователя комбинированной структуры.

**Ключевые слова:** преобразователь комбинированной структуры, IGBT, LCD-снаббер, «мягкая» коммутация.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2016-19-1-99-103

Основным требованием к источникам питания, входящим в состав электротехнологических комплексов с высокочастотными (ВЧ) установками индукционного нагрева, является повышение их энергоэффективности. Применение современных IGBT-приборов при проектировании ВЧ-преобразователей с выходной мощностью десятки-сотни киловатт в рамках классических схемных решений с «жесткой» коммутацией обеспечивает надежную работу на частотах до 20 кГц. Технологическая необходимость увеличения выходной частоты до сотен килогерц требует применения решений, обеспечивающих «мягкое» переключение с учетом особенностей включения и выключения конкретных IGBT-модулей [1, 2].

### Полупроводниковый преобразователь комбинированной структуры

В работе [3] предложена концепция построения полупроводниковых преобразователей комбинированной структуры (ПКС) основанная на применении импульсных преобразователей (ИП) в качестве функциональных элементов инверторных структур (рис. 1).

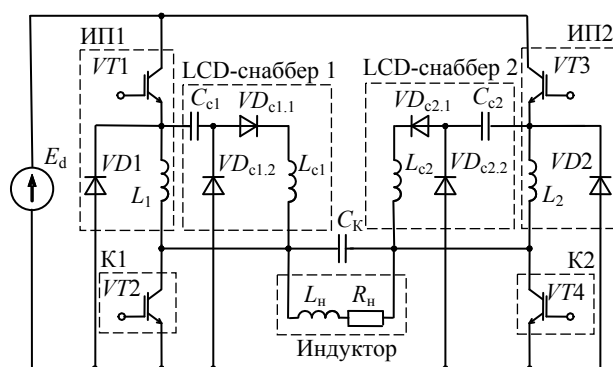


Рис. 1. Принципиальная схема ПКС

Для реализации объединенной «мягкой» коммутации с переключением в нуле напряжения (ZVS) и переключением в нуле тока (ZCS) силовых ключей K1, K2 в ПКС (рис. 2) применяется параллельная емкостная компенсация индуктивности нагрузки.

При этом используется адаптивный к изменению параметров нагрузки алгоритм согласованного управления с синхронизацией по выходному напряжению и время-импульсной модуляцией ИП.

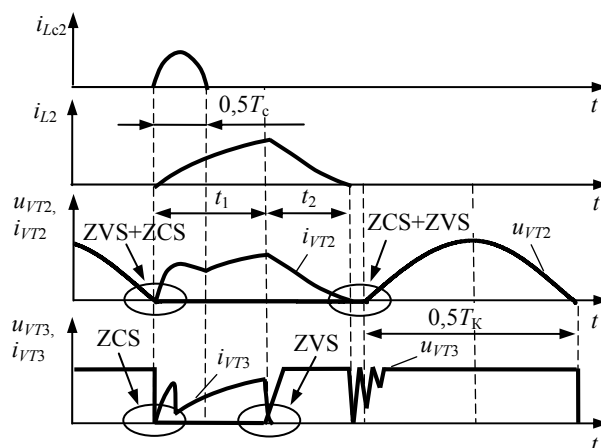


Рис. 2. Временные диаграммы работы преобразователя комбинированной структуры

Эффективность работы ИП в предложенном преобразователе комбинированной структуры будет определяться как режимами протекания тока накопительной индуктивности [4], так и режимами переключения. Режим «мягкой» коммутации силовых ключей в ИП1,2 обеспечивается за счет прерывных токов накопительных индуктивностей ( $L_1$  и  $L_2$  соответственно), при которых включение IGBT происходит при нулевом токе в ZCS-режиме. Формирование траектории выключения IGBT с использованием LCD-снабберов обеспечивает «мягкое» выключение IGBT в ZVS-режиме. Так, для обеспечения «мягкого» выключения транзисторов VT1 и VT3 применены LCD-снабберы, построенные, соответственно, на элементах  $C_{c1}$ ,  $VD_{c1.1}$ ,  $VD_{c1.2}$ ,  $L_{c1}$  и  $C_{c2}$ ,  $VD_{c2.1}$ ,  $VD_{c2.2}$ ,  $L_{c2}$ .

На потери проводимости и коммутационные потери силовых ключей ИП значительное влияние оказывает соотношение параметров накопительной индуктивности и снабберных цепей. Так, на потери

проводимости оказывает влияние форма тока, протекающего через силовой ключ, которая в зависимости от соотношения тока накопительной индуктивности и тока снабберной цепи может изменяться от формы, близкой к треугольной к форме, близкой к синусоидальной (рис. 3, а, кривые 1–3).

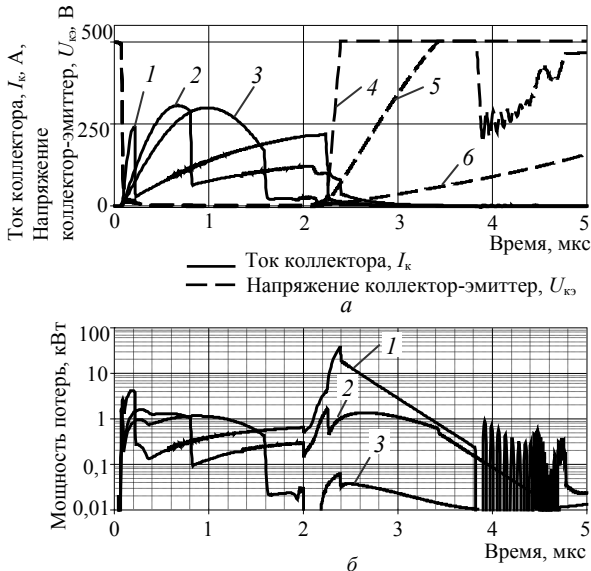


Рис. 3. Влияние соотношения параметров накопительной индуктивности и снабберных цепей на напряжение и ток (а) и мощность потерь (б) силовых ключей ИП

Что касается коммутационных потерь, то благодаря ограничению скорости нарастания напряжения с увеличением емкости снабберного конденсатора  $C_c$  (см. рис. 3, а, кривые 4–6) можно снизить динамические потери мощности выключения (рис. 3, б). При этом, накопленная энергия в конденсаторе  $C_c$ , регенерируется в нагрузку, что необходимо учитывать при расчете параметров схемы, и выборе полупроводниковых приборов.

**Схема замещения преобразователя комбинированной структуры**

Принимая все элементы схемы идеальными и с учетом, что процессы, протекающие при работе каждой диагонали моста ПКС, идентичны, составлена схема замещения ПКС (рис. 4). При значениях добротности колебательного контура  $Q = 6...20$ , образованного индуктором и параллельно включенным конденсатором, нагрузка может быть представлена в виде параллельного соединения источника ЭДС переменного тока  $V_{\text{вых}}$ , напряжение которого зависит от баланса передаваемой и потребляемой энергии и приведенного сопротивления нагрузки  $R'_н$ .

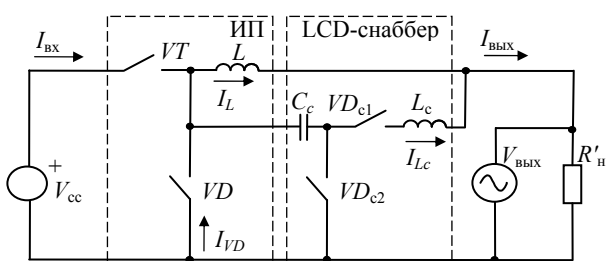


Рис. 4. Схема замещения ПКС

Относительное время  $D_1$  (1) накопления энергии в индуктивности  $L$  при замкнутом состоянии транзистора  $VT$  определяет первую составляющую входного тока (см. рис. 2, ток  $i_{L2}$ )

$$D_1 = \frac{t_1}{0,5 \cdot T_K}, \tag{1}$$

где  $T_K$  – период выходного напряжения.

Относительное время  $D_2$  отдачи накопленной энергии накопительной индуктивности  $L$  определяется выражением (2):

$$D_2 = \frac{t_2}{0,5 \cdot T_K}. \tag{2}$$

Относительное время  $D_3$  (3) накопления энергии в элементах снабберной цепи  $C_c, L_c$  определяет вторую составляющую входного тока (см. рис. 2, ток  $i_{Lc2}$ )

$$D_3 = \frac{0,5 \cdot T_c}{0,5 \cdot T_K}, \tag{3}$$

где  $T_c = 2\pi\sqrt{L_c \cdot C_c}$  – период колебательного контура, образованного элементами снабберной цепи.

Среднее значение первой составляющей входного тока  $I_{\text{вх}L \text{ ср}}$ :

$$I_{\text{вх}L \text{ ср}} = \frac{U_{\text{сс}} \cdot (2M(\sin(\pi D_1) - \pi D_1) + (\pi D_1)^2)}{8 \cdot \pi^2 \cdot f_K \cdot L}, \tag{4}$$

где  $M = U_{\text{вых} \text{ м}} / U_{\text{сс}}$  – коэффициент преобразования.

Среднее значение второй составляющей входного тока  $I_{\text{вх}Lc \text{ ср}}$  определяется выражением (5):

$$I_{\text{вх}Lc \text{ ср}} = \frac{U_{\text{сс}} \cdot D_3 (M \cdot \sin(\pi D_3) + 2(D_3^2 - 1))}{\pi \cdot \rho_c \cdot (D_3^2 - 1)}, \tag{5}$$

где  $\rho_c = \sqrt{L_c / C_c}$  – волновое сопротивление снабберной цепи.

Уравнение баланса мощностей (6), в котором учтены все параметры, оказывающие влияние на энергетические и массогабаритные показатели ПКС, получено при условии, что все элементы схемы идеальны:

$$M \cdot \left( \frac{\sin(\pi \cdot D_1) - \pi \cdot D_1}{2 \cdot \pi^2 \cdot f_K \cdot L} + \frac{D_3^2 \cdot \cos(0,5 \cdot \pi \cdot D_3)}{\pi \cdot \rho_c \cdot (D_3^2 - 1)} \right) + \left( \frac{D_1^2}{4 \cdot f_K \cdot L} + \frac{D_3}{\pi \cdot \rho_c} \right) = \frac{M^2}{2 \cdot Q_n \cdot \rho_n}, \tag{6}$$

где  $Q_n, \rho_n$  – параметры нагрузки;  $L$  – значение накопительной индуктивности;  $f_K$  – частота коммутации.

**Задание режима коммутации силовых ключей импульсного преобразователя со снаббером**

Режим коммутации силовых ключей ИП с применением снабберных цепей зависит от скорости нарастания напряжения на ключах (7):

$$dU/dt = C_c \cdot I_K \tag{7}$$

В случае применения LCD-снаббера задание режима коммутации возможно за счет изменения параметров снабберной емкости. При этом ее изменение оказывает влияние на параметры колебательного контура, образованного индуктивностью и емкостью LCD-снаббера, такие как волновое сопротивление  $\rho_c$  и период колебаний  $T_c$ , что, в свою очередь, приводит к цепочке изменений других параметров схемы и существенно усложняет проведение анализа исследуемого преобразователя. Также на скорость нарастания напряжения влияет амплитудное значение тока накопительной индуктивности.

В данной работе предлагается для изменения режима коммутации силового ключа использовать коэффициент снабберной цепи  $K_{сц}$  (8), который определяется отношением полупериода колебательного контура LCD-снаббера к длительности импульса:

$$K_{сц} = \frac{0,5 \cdot T_c}{t_1} = \frac{D_3}{D_1}. \quad (8)$$

Использование коэффициента снабберной цепи позволяет с учетом выходной частоты одновременно задавать параметры индуктивности и емкости снабберных цепей при фиксированном значении волнового сопротивления. С учетом того, что выходной ток ИП с LCD-снаббером определяется суммой токов снабберной и накопительной индуктивностей, введение условия постоянства входного тока позволяет при изменении коэффициента снабберной цепи  $K_{сц}$  изменять соотношение их средних значений, а следовательно, и амплитудное значение тока накопительной индуктивности. Таким образом, изменение коэффициента снабберной цепи  $K_{сц}$  позволяет проводить анализ работы ИП с LCD-снаббером от режима с «жесткой» коммутацией ( $K_{сц} = 0$ ) до квазирезонансного режима работы ИП с «мягкой» коммутацией силовых ключей ( $K_{сц} = 1$ ).

Из выражения (9) определяется волновое сопротивление снабберной цепи, соответствующее квазирезонансному режиму коммутации ( $K_{сц} = 1$ ):

$$\rho_c = \frac{2 \cdot U_{сц}}{\pi \cdot I_{вх}} \left[ 1 + \frac{M \cdot (\cos(\pi \cdot D_1 \cdot K_{сц}) - 1)}{\pi \cdot D_1 \cdot K_{сц}} \right], \quad (9)$$

где  $I_{вх}$  – заданное значение входного тока.

Из выражений (10), (11) с учетом значений  $T_c$  и  $\rho_c$  определяются параметры элементов снабберной цепи:

$$L_c = T_c \cdot \rho_c / 2\pi, \quad (10)$$

$$C_c = L_c / \rho_c^2. \quad (11)$$

### Определение мощности потерь в основных элементах схемы

При определении аналитических выражений, описывающих статические ВАХ транзисторов и диодов, применен метод кусочно-линейной аппроксимации [4]. Из выражения (12) можно определить мощность потерь проводимости в транзисторе  $VT1$  (диоде  $VD1$ ):

$$P_{VTст} = (U_{кэ0} \cdot I_{ксп} + r_{VTдиф} \cdot I_{кд}^2), \quad (12)$$

где  $U_{кэ0}$  – начальное напряжение транзистора (диода) при  $I_k = 0$ ;  $r_{VTдиф}$  – дифференциальное сопротивление транзистора (диода);  $I_{ксп}$  – среднее значение тока транзистора (диода);  $I_{кд}$  – действующее значение тока транзистора (диода).

Из выражений (13) и (14) определяются соответственно среднее и среднеквадратическое значение тока транзистора

$$I_{ксп} = (0,5 \cdot I_{Lm} \cdot D_1 + 2 \cdot I_{Lcm} \cdot \pi^{-1} \cdot D_1 \cdot K_{сц}), \quad (13)$$

где  $I_{Lm} = 2K_{RL} (0,5 \cdot I_{вх} - I_{Lcm} \cdot D_1 \cdot K_{сц} \cdot \pi^{-1})$  – амплитудное значение тока накопительной индуктивности;  $K_{RL}$  – коэффициент пульсации тока накопительной индуктивности, для режима прерывных токов  $K_{RL} \geq 1$  [4];  $I_{Lcm} = (U_{сц} - U_{вых}) / \rho_c$  – амплитудное значение тока снабберной индуктивности.

$$I_{кд} = I_{Lm} \cdot \sqrt{D_1 / 6} + I_{Lcm} \cdot \sqrt{\frac{D_1 \cdot K_{сц}}{4} - \frac{\sin(2\pi \cdot D_1 \cdot K_{сц})}{8\pi}}. \quad (14)$$

Из выражений (15)–(18) определяются соответственно средние и действующие значения токов обратного  $VD$  и снабберных диодов  $VD_{c1}$  ( $VD_{c2}$ ):

$$I_{VDссп} = 0,5 \cdot I_{Lm} \cdot D_2, \quad (15)$$

$$I_{VDсд} = I_{Lm} \cdot \sqrt{D_2 / 6}, \quad (16)$$

$$I_{VDссп} = \frac{I_{Lcm}}{\pi} \cdot D_3, \quad (17)$$

$$I_{VDсд} = I_{Lcm} \sqrt{\frac{D_1 \cdot K_{сц}}{4} - \frac{\sin(2\pi \cdot D_1 \cdot K_{сц})}{8 \cdot \pi}}. \quad (18)$$

Мощность потерь переключения за период коммутации определяется из выражения (19):

$$P_{дин} = f_K \cdot (E_{вкл} + E_{выкл}). \quad (19)$$

Зависимости энергий включения  $E_{вкл} = F(I_k)$  и выключения  $E_{выкл} = F(I_{Lm})$  IGBT в результате аппроксимаций справочных характеристик [4] описываются аналитическими выражениями

$$E_{вкл} = K_{R3} \cdot K_{U_{вкл}} \left( a \cdot I_{квкл}^m + b \cdot I_{квкл}^n \right), \quad (20)$$

$$E_{выкл} = K_{R3} \cdot K_{U_{выкл}} \left( a \cdot I_{квыкл}^m + b \cdot I_{квыкл}^n \right), \quad (21)$$

где  $K_{U_{вкл}} = \frac{U_{кэ вкл}}{U_{сн ном}}$ ,  $K_{U_{выкл}} = \frac{U_{кэ выкл}}{U_{сн ном}}$ ,  $K_{R3}$  – масштабирующие коэффициенты, учитывающие зависимость энергий переключения от коммутирующего напряжения и сопротивления затвора;  $U_{кэ вкл}$ ,  $U_{кэ выкл}$  – напряжение на транзисторе, соответствующее моментам включения и выключения;  $U_{сн ном}$  – номинальное напряжение коммутации.

Напряжение на транзисторе, соответствующее моменту выключения, с учетом значения снабберной емкости, определяется выражением

$$U_{кэ выкл} = I_{Lm} \cdot t_{выкл} / C_c, \quad (22)$$

где  $t_{выкл}$  – время выключения транзистора.

Ток, соответствующий моменту включения транзистора  $I_{к\text{вкл}}$ , определяется из выражения (23):

$$I_{к\text{вкл}} = I_{Lcm} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot t_{\text{вкл}} \cdot T_c^{-1}), \quad (23)$$

где  $t_{\text{вкл}}$  – время включения транзистора.

Оценка энергетических показателей накопительных, снабберных индуктивностей и снабберных конденсаторов проводится с использованием методики [5], в соответствии с которой общая мощность потерь в индуктивности определяется из выражения

$$P_L = P_M + P_{\text{об1}} + P_{\text{об2}}, \quad (24)$$

где  $P_M$  – мощность потерь в магнитопроводе;  $P_{\text{об1}}$ ,  $P_{\text{об2}}$  – мощность потерь в медной обмотке, соответственно от переменной и постоянной составляющей тока.

При оценке потерь мощности в конденсаторах (25) учитывается, что они состоят из диэлектрических  $P_D$  и резистивных  $P_R$  потерь:

$$P_C = P_D + P_R. \quad (25)$$

При математическом моделировании были приняты следующие исходные данные: коэффициент преобразования  $M = 0,75$ ; относительное время проводимости транзистора  $D_1 = 0,5$ ; коэффициент пульсаций тока накопительной индуктивности  $K_{RL} = 1$ ; мощность нагрузки  $P_{\text{вых}} = 40$  кВт; частота коммутации  $f_k = 100$  кГц; напряжение питания  $U_{cc} = 515$  В. В качестве ключевых элементов был выбран модуль SKM200GAR125D фирмы Semikron. Для определения мощности потерь магнитопровода использовались характеристики материала Kool Mμ фирмы Magnetics с магнитной проницаемостью  $\mu = 26$ . Для определения потерь катушки использовались параметры литцендрата фирмы New England Wire. Для определения мощности потерь снабберных конденсаторов использовались параметры конденсаторов серии B32656S7684 фирмы EPCOS.

**Обсуждение результатов моделирования**

Как можно видеть из зависимостей относительных потерь в IGBT-модуле от коэффициента  $K_{\text{сц}}$  (рис. 5), изменение режима коммутации влияет как на потери включения, так и на потери выключения.

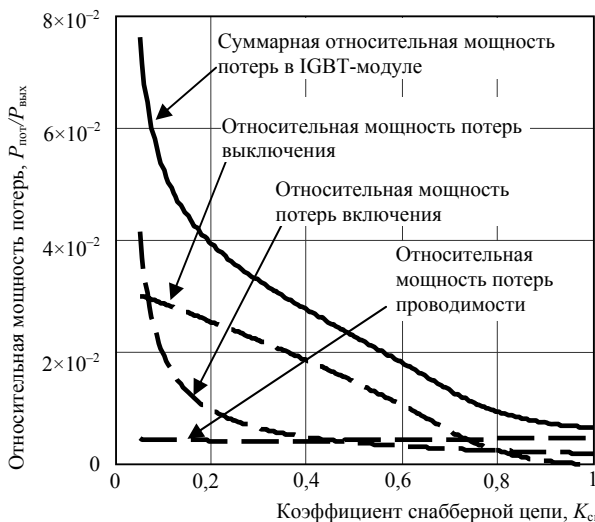


Рис. 5. Зависимость относительной мощности потерь в IGBT-модуле от коэффициента снабберной цепи

При этом в диапазоне  $K_{\text{сц}} = 0,05 \dots 0,2$  наблюдается существенное уменьшение суммарных потерь в IGBT-модуле за счет потерь включения. Участок  $K_{\text{сц}} = 0,2 \dots 0,8$  характеризуется снижением суммарных потерь в основном за счет снижения потерь выключения. На участке  $K_{\text{сц}} = 0,8 \dots 1$  снижение потерь замедляется, т.к. суммарные потери в основном определяются потерями включения, которые остаются неизменными.

Изменение относительных потерь в пассивных элементах ПКС с увеличением коэффициента  $K_{\text{сц}}$  (рис. 6) характеризуется уменьшением потерь в накопительной индуктивности и увеличением потерь в снабберной индуктивности и емкости. Общие потери в пассивных элементах за счет потерь в снабберных цепях возрастают.

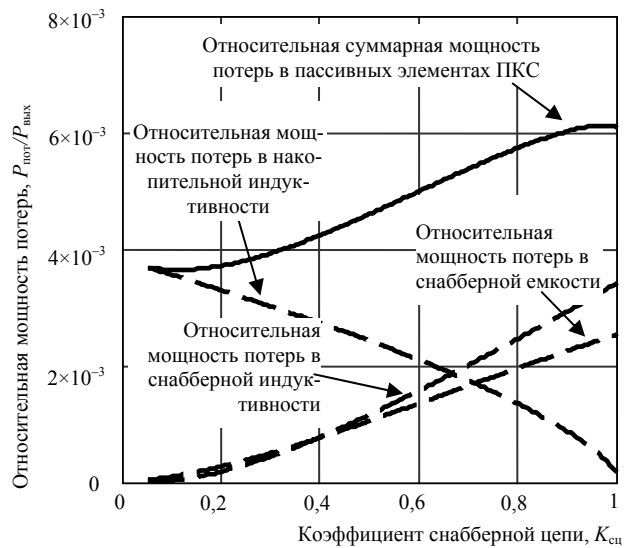


Рис. 6. Зависимость относительной мощности потерь пассивных элементов от коэффициента снабберной цепи

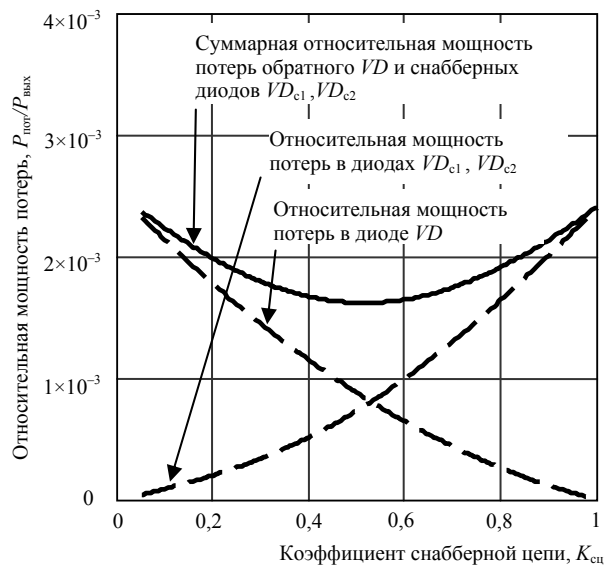


Рис. 7. Зависимость относительной мощности потерь обратного и снабберных диодов от коэффициента снабберной цепи

Суммарная относительная мощность потерь обратного и снабберных диодов (рис. 7) на участке

$K_{\text{сн}} = 0,05 \dots 0,5$  уменьшается за счет более интенсивного уменьшения потерь обратного диода. На участке  $K_{\text{сн}} = 0,5 \dots 1$  суммарные потери диодов увеличиваются за счет более интенсивного увеличения потерь в снабберных диодах.

Для оценки влияния режима коммутации на эффективность работы ПКС в целом построены зависимости, учитывающие общие потери во всех основных элементах схемы (рис. 8), анализ которых позволяет сделать вывод, что для принятых условий моделирования общие потери, в основном, определяются потерями IGBT-модуля. Потери в пассивных элементах и диодах ПКС несущественно влияют на характер изменения общих потерь.

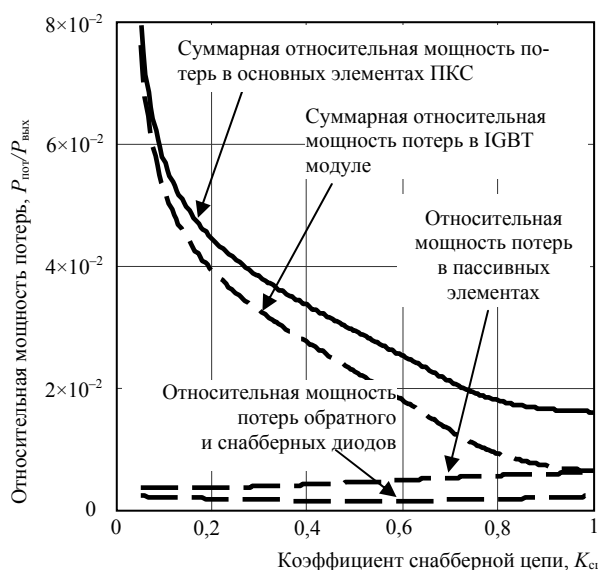


Рис. 8. Зависимость относительной мощности потерь активных и пассивных элементов от коэффициента снабберной цепи

### Заключение

Предложенный способ задания режима коммутации ключей в схемах ИП с LCD-снабберами с применением коэффициента снабберной цепи  $K_{\text{сн}}$  позволяет проводить анализ эффективности работы схем от режима с «жесткой» коммутацией ( $K_{\text{сн}} = 0$ ) до квазирезонансного режима с «мягкой» коммутацией ( $K_{\text{сн}} = 1$ ).

Проведенный анализ работы ПКС при изменении режима коммутации показал, что для принятых условий моделирования увеличение коэффициента  $K_{\text{сн}}$  от 0,05 до 0,8 позволяет приблизительно в 8 раз уменьшить относительную мощность потерь IGBT-модуля. При этом относительная суммарная мощность потерь ПКС за счет увеличения мощности потерь в пассивных элементах схемы уменьшается приблизительно в 4 раза.

Полученные результаты позволяют предварительно оценить мощность потерь в основных элементах схемы для разных режимов коммутации и определить параметры для их выбора, что может быть полезно для инженерного проектирования.

### Литература

1. Тихомиров И.С. Адаптивный алгоритм самовозбуждения транзисторного инвертора напряжения для установок индукционного нагрева / И.С. Тихомиров, А.С. Васильев, Д.А. Патанов // Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов. – 2008. – № 8. – С. 262–267.
2. Земан С.К. Кодово-импульсный способ регулирования технологического параметра преобразователя частоты установки индукционного нагрева / С.К. Земан, О.Е. Сандырев // Изв. ТПУ. – 2007. – Т. 310, № 1. – С. 191–196.
3. Афанасьев А.М. Улучшение энергетических характеристик параллельного резонансного инвертора / А.М. Афанасьев // Технічна електродинаміка. – 2012. – № 3. – С. 63–64.
4. Afanasyev O.M. Method for determining energy losses in switched-mode converter power switches depending on storage inductor current modes / O.M. Afanasyev, A.A. Shcherba // XXXIII International Scientific Conf. «Electronics and Nanotechnology». – Ukraine, Kyiv, 2013. – P. 339–343.
5. Афанасьев А.М. Определение энергетических и массогабаритных показателей пассивных элементов импульсных преобразователей / А.М. Афанасьев, А.В. Еремина // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2013. – № 5. – С. 13–19.

### Афанасьев Александр Михайлович

Соискатель каф. системотехники (СТ)  
Саратовского гос. технического ун-та им. Ю.А. Гагарина (СГТУ)  
Тел.: +38 (095) 512-59-41  
Эл. почта: alexandr.afanasyev@gmail.com

### Голембиовский Юрий Мичиславович

Д-р техн. наук,  
профессор каф. системотехники (СТ) СГТУ  
Тел.: +7 (845-2) 99-88-43  
Эл. почта: yrmg\_37@mail.ru

Afanasyev A.M., Golembiovsky Y.M.

### Method to set a switching mode for power switches when modeling the converter with combined structure and LCD-snubber circuits

The article presents a method to set a switching mode for power switches applied in the pulse converters with LCD-snubbers which uses the snubber circuit factor, that allows to analyze the efficiency of switching converters operation, from the mode with «hard» switching to the quasi-resonant mode with a «soft» switching. The analysis of the switching mode effect on the losses of power in the core elements of converter with combined structure is performed using the snubber circuit factor.

**Keywords:** converter with combined structure, IGBT, LCD-snubber, «soft» switching.