

*П.Ю. СЕРГЕЕВ*, с.н.с., ХНУРЭ, Харьков

**АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ РЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ИХ ЭФФЕКТИВНОСТЬ И ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СНАББЕРОВ ТОКА**

Наведено результати аналізу режимів неперервних та розривних струмів резонансних перетворювачів з точки зору втрат потужності. Зроблено оцінку ефективності для різних струмів.

Приведены результаты анализа режимов непрерывных и разрывных токов резонансных преобразователей с точки зрения потерь энергии. Получена оценка эффективности для разных токов.

**Введение.** По ряду причин наибольший интерес у разработчиков и производителей приборов и устройств силовой электроники представляют процессы переключения силовых ключей. Одним из способов описания изменения тока и напряжения пре переключении силовых ключей является использование графиков перемещения рабочей точки транзистора [1], которые показывают область безопасной работы (ОБР), и реальные значения тока и напряжения в конкретный момент времени.

Основным отличием резонансных преобразователей от преобразователей с жестким переключением силовых ключей является применение в силовом каскаде индуктивных и емкостных элементов, которые, образуя резонансный контур с собственной частотой, более высокой, чем частота коммутации, создают квазигармоническую форму тока, в которой всегда существуют моменты нулевого значения тока и напряжения [1, 2].

**Цель исследований** – анализ величины среднего значения тока транзисторов и инверсных диодов, входящих в состав силового каскада преобразователя, при различных режимах работы.

Для снижения динамических потерь и защиты силовых ключей используются специальные цепи, содержащие в себе реактивные элементы, которые корректируют форму траектории перемещения рабочей точки с целью недопущения ее выхода за пределы ОБР [3]. Однако, учитывая особенности работы резонансных преобразователей, необходимо выяснить, насколько оправдано применение цепей коррек-

ции траектории перемещения рабочей точки транзистора для повышения эффективности преобразования.

**Математическое описание анализируемых процессов.** Типовое исполнение силового каскада резонансного преобразователя электрической энергии изображено на рис. 1.

При рассмотрении модели зададимся следующими упрощениями:

- силовые ключи, инверсные диоды и трансформатор – идеальные,
- емкость конденсатора  $C_0$  бесконечно большая, это обеспечивает постоянство напряжения на нагрузке  $R_0$ .

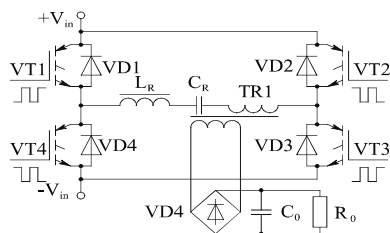


Рис. 1.

Возможны два режима работы преобразователя: режим разрывных токов, при котором частота коммутации транзисторов меньше половины частоты собственной резонансной частоты LC-цепи, либо режим неразрывных токов, при котором частота коммутации транзисторов больше, или равна половине собственной резонансной частоты LC – цепи [4].

Формы резонансного тока показаны на рис. 2: в режиме разрывных токов – рис. 2,а, и непрерывных токов – рис. 2,б.

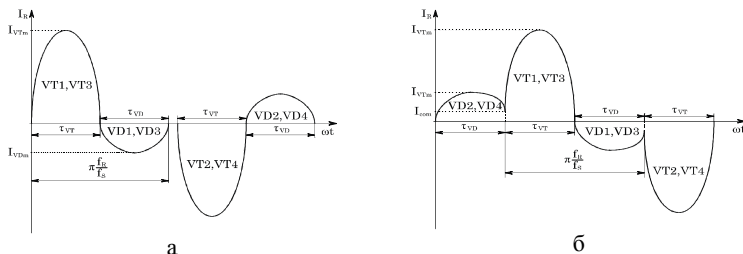


Рис.2.

Для режима разрывных токов время, в течение которого транзисторы находятся в открытом состоянии, равно времени, в течение которого диоды находятся в открытом состоянии. Для режима неразрывных токов – эти величины разные, однако, их сумма равна:

$$\tau_{VT} + \tau_{VD} = \pi \frac{fR}{f_S} . \quad (1)$$

Среднее значение тока, протекающего через транзистор равно:

$$I_{VTav} = I_{VTm} \frac{1 - \cos(\tau_{VT})}{2\pi} \frac{f_S}{f_R}, \quad (2)$$

где  $I_{VTm}$  – амплитудное значение тока,  $I_{com}$  – величина коммутируемого тока.

Среднее значение тока, протекающего через инверсный диод:

$$I_{VDav} = I_{VDM} \frac{1 - \cos(\tau_{VD})}{2\pi} \frac{f_S}{f_R}, \quad (3)$$

где  $I_{VDM}$  – амплитудное значение тока.

Импульсное напряжение на резонансном конденсаторе:

$$V_{Cm} = \frac{I_{VTav} + I_{VDav}}{2f_S \cdot C_R}. \quad (4)$$

Напряжение на конденсаторе в моменты коммутации транзисторов равно:

$$V_{Ccom} = V_{Cm} - \frac{I_{VDav}}{f_S \cdot C_R} = \frac{I_{VTav} - I_{VDav}}{2f_S \cdot C_R}. \quad (5)$$

Энергия, накопленная в резонансном конденсаторе за время нахождения транзисторов в открытом состоянии, равна:

$$\Delta A_C = \frac{C_R}{2} (V_{Cm}^2 - V_{Ccom}^2). \quad (6)$$

либо, заменяя и группируя слагаемые из формул 4-5:

$$\Delta A_C = \frac{I_{VTav} \cdot I_{VDav}}{2f_S^2 \cdot C_R}. \quad (7)$$

Эквивалентные схемы транзистора для интервала времени, в течение которого он открыт, и диода, в течение которого он открыт, изображены соответственно на рис. 3, а, б. Обозначения на схемах:  $V_{in}$  – входное напряжение,  $g$  – максимальный коэффициент заполнения импульса,  $V_0'$  – выходное напряжение, обратнопропорциональное коэффициенту трансформации.

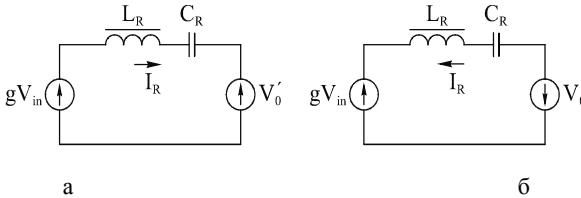


Рис. 3.

Данные эквивалентные схемы состоят из элементов резонансного контура, но не содержат сопротивлений, поэтому резонансные кривые могут быть представлены в виде гармонических колебаний с частотой, которая определяется только постоянной времени  $L_R C_R$ .

На основе данных эквивалентных схем с учетом энергии, накапливаемой также и в резонансном дросселе, можно записать комбинацию двух выражений для определения  $\Delta A_C$ :

$$\Delta A_C = (gV_{in} + V'_0) \frac{I_{VDav}}{f_S} + \Delta A_L. \quad (8)$$

$$\Delta A_C = (gV_{in} - V'_0) \frac{I_{VTav}}{f_S} + \Delta A_L, \quad (9)$$

где  $\Delta A_L$  – энергия, накопленная в дросселе.

В свою очередь,  $\Delta A_L$  может быть определена через коммутируемый ток:

$$\Delta A_L = \frac{L_R I_{com}^2}{2}, \quad (10)$$

следовательно, подставив данное равенство в (2) и (3), получим:

$$\Delta A_L = \frac{I_{com}^2}{8\pi^2 \cdot f_R^2 \cdot C_R} = \frac{I_{VTav} \cdot I_{VDav}}{2f_R^2 \cdot C_R} N, \quad (11)$$

где

$$N = \frac{1}{\operatorname{tg}\left(\frac{\tau_{VT}}{2}\right) \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\tau_{VD}}{2}\right)}. \quad (12)$$

Подставляя полученные выражения в (8) и (9), имеем:

$$\Delta A_C = (gV_{in} + V'_0) \frac{I_{VDav}}{f_S} + \frac{I_{VTav} \cdot I_{VDav}}{2f_R^2 \cdot C_R} N, \quad (13)$$

$$\Delta A_C = (gV_{in} - V'_0) \frac{I_{VDav}}{f_S} + \frac{I_{VTav} \cdot I_{VDav}}{2f_R^2 \cdot C_R} N. \quad (14)$$

Заменяя в данных выражениях левую часть на (7), получим:

$$I_{VTav} = 2f_S \cdot C_R \frac{gV_{in} - V'}{1 - N}, \quad (15)$$

$$I_{VDav} = 2f_S \cdot C_R \frac{gV_{in} + V'}{1 - N}. \quad (16)$$

Среднее значение потребляемого тока равно:

$$I_{inav} = 2g(I_{VTav} - I_{VDav}). \quad (17)$$

Подставим в данную формулу значения из (15) и (16):

$$I_{inav} = 2f_s C_R \frac{4gV'_0}{1-N}. \quad (18)$$

Нормированные значения токов, протекающих через транзисторы и через диоды:

$$I_{VTav}^* = \frac{g \cdot I_{VTav}}{I_{inav}} = \frac{1}{4} \left( \frac{g \cdot V_{in}}{V'_0} + 1 \right), \quad (19)$$

$$I_{VDav}^* = \frac{g \cdot I_{VDav}}{I_{inav}} = \frac{1}{4} \left( \frac{g \cdot V_{in}}{V'_0} - 1 \right). \quad (20)$$

Нормированные амплитудные значения токов, протекающих через транзисторы и через диоды:

$$I_{VTm}^* = \frac{g \cdot I_{VTm}}{I_{inav}} = \left( \frac{g \cdot V_{in}}{V'_0} + 1 \right) \cdot \frac{\pi}{2(1 - \cos \tau_{VT})} \cdot \frac{f_R}{f_S}, \quad (21)$$

$$I_{VDM}^* = \frac{g \cdot I_{VDM}}{I_{inav}} = \left( \frac{g \cdot V_{in}}{V'_0} - 1 \right) \cdot \frac{\pi}{2(1 - \cos \tau_{VD})} \cdot \frac{f_R}{f_S}. \quad (22)$$

Нормированное значение коммутируемого тока равно:

$$I_{com}^* = \frac{g I_{com}}{I_{inav}} = \frac{\pi}{2} \frac{f_R}{f_S} \left( \frac{g V_{in}}{V'_0} + 1 \right) \frac{\cos(\tau_{VT}/2)}{\sin(\tau_{VT}/2)}. \quad (23)$$

Выходной ток равен:

$$I'_0 = n \cdot I_0 = 2(I_{VTav} - I_{VDav}), \quad (24)$$

либо, используя (15) и (16):

$$I'_0 = \frac{\omega_S \cdot C_R}{\pi} \cdot \frac{4g \cdot V_{in}}{1-N}, \quad (25)$$

Подставляя в данное выражение (15) и (16), получим:

$$V'_0 = I'_0 \cdot R'_0, \quad (26)$$

$$R'_0 = \frac{R_0}{n^2}. \quad (27)$$

Тогда коэффициент передачи резонансного контура равен:

$$\frac{V'_0}{gV_{in}} = \frac{4}{\pi} \cdot \omega_S C_R R'_0 = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{f_S}{f_R} \cdot \frac{R'_0}{Z_R}, \quad (28)$$

$$Z_R = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}}. \quad (29)$$

На основании условия, что транзисторы и инверсные диоды идеальные, следует:

$$V_{in} \cdot I_{inav} = V'_0 \cdot I'_0. \quad (30)$$

Подставив в данную формулу значения из (17) и (24), получим:

$$\frac{V'_0}{gV_{in}} = \frac{I_{VTav} - I_{VDav}}{I_{VTav} + I_{VDav}}. \quad (31)$$

Таким образом, на основании равенств (1)-(3) при данном отношении могут быть определены исходные значения времен  $\tau_{VT}$  и  $\tau_{VD}$ , собственной частоты резонансного контура и частоты коммутации силовых ключей, а также отношение входного напряжения к напряжению первичной обмотки трансформатора в режиме неразрывных токов:

$$\frac{V'_0}{gV_{in}} = \frac{\sin\left(\tau_{VT} - \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_R}{f_S}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_R}{f_S}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_R}{f_S} - \tau_{VD}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_R}{f_S}\right)}. \quad (32)$$

На рис. 4,а,б приведены зависимости длительности импульсов проводимости транзистора и инверсного диода от коэффициента передачи резонансного контура, а на рис. 4,в – зависимость длительности импульсов проводимости транзистора от величины отношения собственной резонансной частоты контура к частоте коммутации транзисторов.

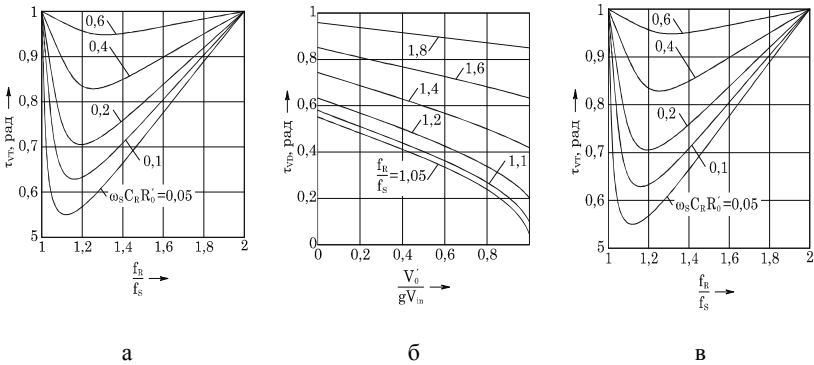


Рис. 4.

- Источниками потерь в резонансных преобразователях являются:
- потери на индуктивных элементах (резонансном дросселе и трансформаторе);
  - потери на транзисторах вследствие конечности сопротивления канала;
  - потери на диодах вследствие падения напряжения на р-п-переходе;
  - динамические потери на транзисторах;
  - динамические потери на диодах.

Величины потерь проводимости на диодах и транзисторах пропорциональны коммутируемому току (среднему значению тока), и имеют отличия для режима разрывных и неразрывных токов. Значения потерь можно определить на основе (21) и (22):

$$I_{RRMS}^* = \frac{g \cdot I_{rms}}{I_{inav}} = \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{f_R}{f_S} \left( 1 + \left( \frac{g \cdot V_{in}}{V_0'} \right)^2 \right)}; \quad (33)$$

$$I_{RRMS}^* = \frac{g \cdot I_{rms}}{I_{inav}} = \frac{\pi}{2(1 - \cos \tau_{VT})} \left( 1 + \frac{g \cdot V_{in}}{V_0'} \right) \sqrt{\frac{f_R}{2f_S} H}, \quad (34)$$

где дополнительный коэффициент  $H$ :

$$H = \frac{1}{\pi} \left( \tau_{VT} - \frac{\sin(2\tau_{VT})}{2} + \left( \frac{\sin \tau_{VT}}{\sin \tau_{VD}} \right)^2 \times \left( \tau_{VT} - \frac{\sin(2\tau_{VD})}{2} \right) \right). \quad (35)$$

Таким образом, на основании ранее полученных выражений, а также характера графических зависимостей, изображенных на рис. 4,а,б, можно воспроизвести кривые зависимости среднеквадратичного значения тока в зависимости от коэффициента передачи резонансного контура, при различных значениях отношения собственной частоты резонансного контура к частоте коммутации транзисторов (рис. 5,а). Эти кривые явно указывают на значительный рост потерь проводимости при росте среднеквадратичного значения тока, которые более характерны для режима неразрывных токов.

Полученные выше зависимости (19) и (20) доказывают, что среднее значение тока, протекающего через транзисторы, а также среднее значение тока, протекающего через инверсные диоды – являются величинами, зависимыми только от коэффициента передачи резонансно-

го контура, и независимыми от частоты коммутации транзисторов (рис. 5,б).

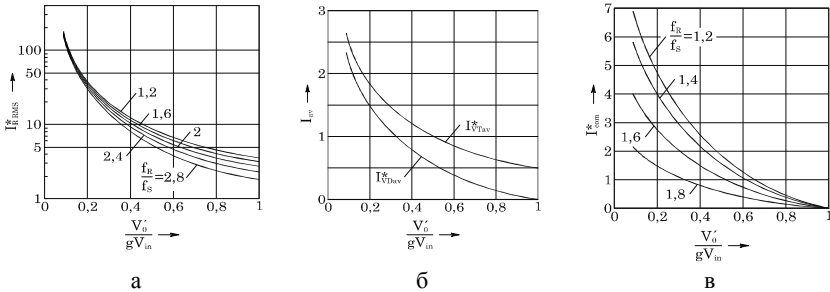


Рис. 5.

Уравнения (19) и (20) показывают, что среднеквадратичное значение тока, и, как следствие – потери в индуктивных элементах (резонансном дросселе и трансформаторе), а также потери на полупроводниковых элементах (транзисторах и инверсных диодах) нелинейно зависят от коэффициента передачи  $\frac{V'_0}{gV_{in}}$ . Величина коммутируемого

тока  $I_{com}$  также имеет нелинейную зависимость от коэффициента передачи резонансного контура (рис. 5,в).

### Эффективность применения снабберов тока

Одним из наиболее распространенным способом снижения динамических потерь в силовых ключах является применение снабберов [5]. Одновременно с этим дополнительно применяются и демпфирующие цепи, снижающие скорость нарастания тока  $\frac{di}{dt}$  в моменты включения транзисторов. В зависимости от расположения в схеме снабберного дросселя, скорость нарастания импульса тока равна:

$$\frac{di_{VT}}{dt} = -\frac{di_{VD}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_S} \quad (\text{для схем на рис. 6.а,б}), \quad (36)$$

$$\frac{di_{VT}}{dt} = -\frac{di_{VD}}{dt} = \frac{V_{in}}{2L_S} \quad (\text{для схемы на рис. 6.в}). \quad (37)$$

Данные выражения справедливы с учетом допущения, что время переключения транзисторов бесконечно мало по сравнению с периодом колебаний резонансного контура. При этом следует дополнительно отметить, что введение в схему снаббера, содержащего в себе дополнительную индуктивность, приводит к незначительному увеличе-



нию максимального напряжения на транзисторе, которое, впрочем, не выходит за границы ОБР.

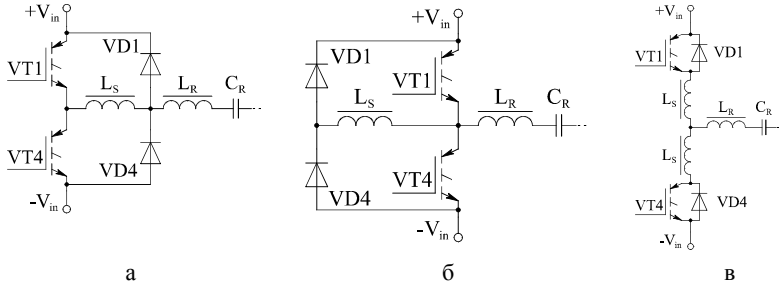


Рис.б. Варианты снабберных цепей.

Результаты теоретического анализа были проверены на модели резонансного преобразователя, выполненного по двухтактной полумостовой схеме (рис. 7). Преобразователь был протестирован на двух частотах: 65 кГц и 100 кГц. Для 65 кГц:  $L_R = 5.3$  мкГн,  $C_R = 282$  нФ. Для 100 кГц:  $L_R = 2.3$  мкГн,  $C_R = 282$  нФ. Параметры схемы: входное напряжение 150 В, выходное напряжение 10 В, выходной ток 100 А, частота коммутации 65 кГц.

Экспериментальные результаты подтверждают предположение, что потери проводимости на транзисторах и диодах не зависят от частоты. Полученные формы токов и напряжений приведены на рис. 8: до применения снабберных цепей – рис. 8,а, после их применения – на рис. 8,б.

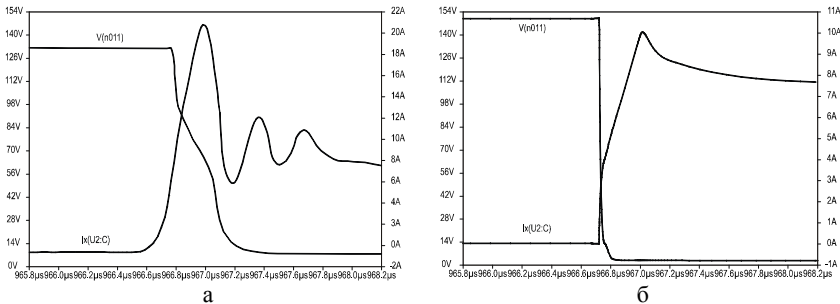


Рис. 8.

Эффективность преобразователя составила 93,8 %. Эффективность применения снабберов составила 1,8 %.

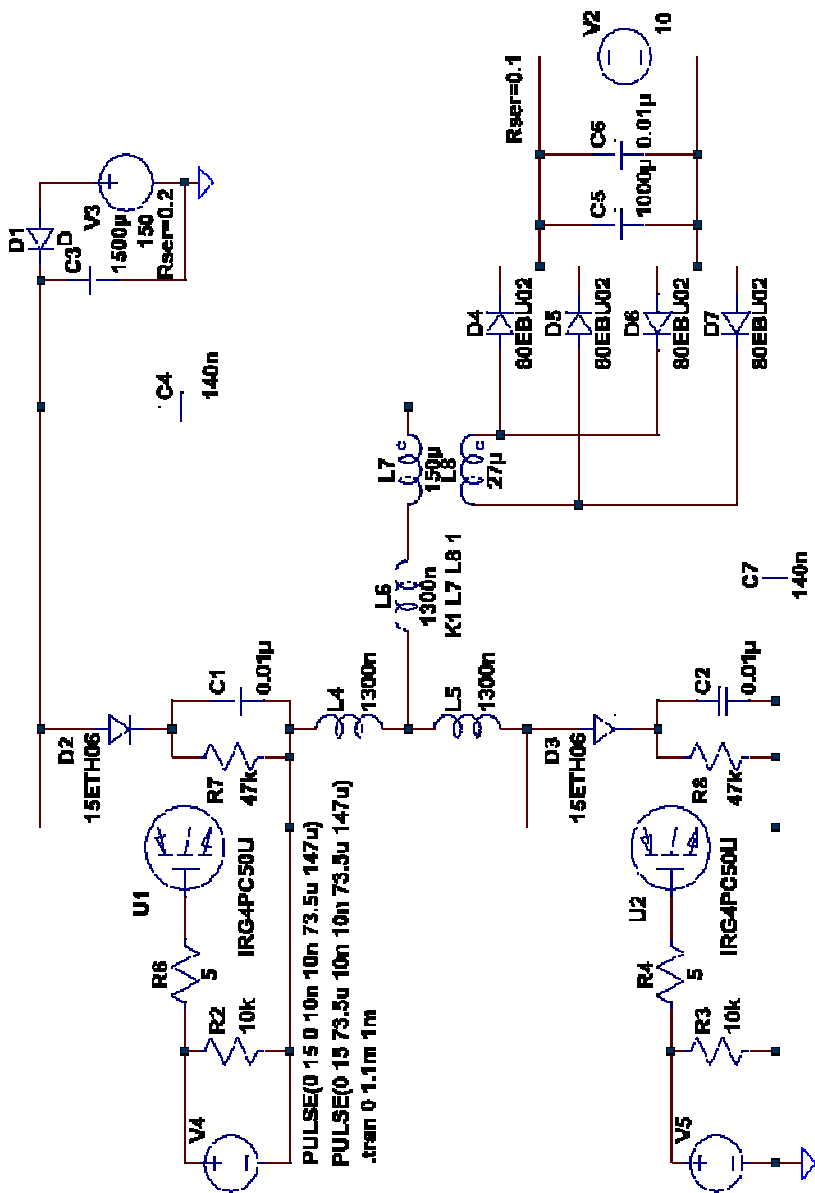


Рис. 7.

### **Выводы.**

В результате анализа установлено, что потери в резонансных преобразователях в режиме непрерывных токов значительно превышают потери в режиме разрывных токов за счет большей величины потерь на индуктивных элементах (резонансном дросселе и трансформаторе). Как следствие, по причине этого резонансные преобразователи в ряде случаев могут оказаться достаточно неэффективными из-за резкого увеличения среднеквадратичного значения коммутируемого тока.

Полученные графические зависимости позволяют с высокой степенью точности оценить величину среднеквадратичного тока и среднее значение коммутируемого тока, что может оказать дополнительную помощь в оценке потерь при разработке схемы конкретного преобразователя.

Результат моделирования показал, что применения снабберов позволил повысить эффективность преобразователя лишь на 1,8%, что значительно меньше реального минимума для преобразователей с жестким переключением силовых ключей. Таким образом, мнение об эффективности применения снабберов является неоднозначным. Данный результат может считаться положительным лишь для преобразователей большой мощности, например, для сварочных инверторов.

**Список литературы:** 1. *Сбродов А.* Выбор силовых транзисторов для преобразователей напряжения с резонансным контуром // Силовая электроника. – 2002. – №6. – С. 1-3. 2. *Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В.* Особенности энергообмена в последовательно-резонансных преобразователях // Техническая электродинамика. – 1999. – №6. – С. 36-41. 3. *Воронин П.А.* Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Издательский дом "Додэка-XXI", 2005. – 384 с. 4. *Bildgen M.* Resonant converter topologies. Application note. STMicroelectronics. 1999. – 6 p. 5. *Zhang, Sobhani, Chokhawala.* Snubber considerations for IGBT applications. International Rectifier. Designer's manual, IGBT-3, TPAP-5, 1995. – P. E135-E144. 6. *Cathell F.* Increasing low power converter efficiency with resonant snubbers. AN03. ONSemiconductor. – 2004. – 4 p.

*Поступила в редколлегию 15.10.2009*