

ХАНСАА А. ГАЗИ, Н.Н. ЧЕРНЫШОВ, канд. техн. наук,
 Н.И. СЛИПЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук, В.М. ПИСАРЕНКО, канд. техн. наук,
 М. АЛКХАВАЛДЕХ, Р.Д. УМЯРОВ, К.Т. УМЯРОВ, С.Ю. БАШЛИЙ, П.Ю. СЕРГЕЕВ

РАСЧЕТ ПОТЕРЬ В РЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПРИ РЕЖИМАХ НЕПРЕРЫВНЫХ И РАЗРЫВНЫХ ТОКОВ

Введение

Одним из методов оценки потерь в резонансных инверторах является метод определения проводимости резонансного контура. Для описания изменения тока и напряжения при работе силовых ключей является использование графиков перемещения рабочей точки транзистора, которые показывают область безопасной работы (ОБР), а также реальные значения тока и напряжения в заданный 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.

Цель работы – 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. Это определяет практическое значение статьи. Учитывая особенности работы резонансных преобразователей, необходимо выяснить, насколько оправдано применение цепей коррекции, которые управляют перемещением рабочей точки транзистора для повышения эффективности преобразования [1 – 3].

Математическое описание исследуемых процессов

Типовое исполнение силового каскада резонансного преобразователя электрической энергии показано на рис. 1.

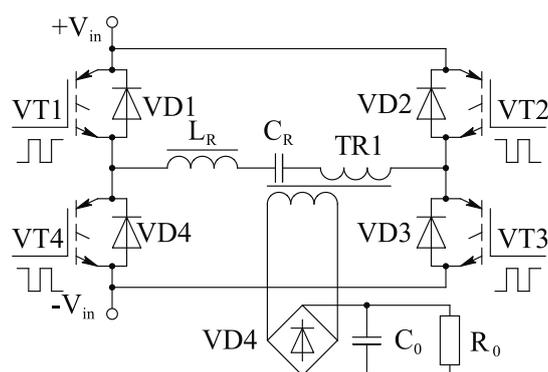


Рис.1. Схема силового каскада

Зададимся следующими упрощениями:

- силовые ключи, инверсные диоды и трансформатор – идеальные;
- емкость конденсатора C_0 бесконечно большая;
- напряжение на нагрузке R_0 постоянное.

Возможны два режима работы преобразователя [4]:

- режим разрывных токов, при котором частота коммутации транзисторов меньше половины собственной резонансной частоты LC-цепи (рис. 2, а);
- режим неразрывных токов, при котором частота коммутации транзисторов больше или равна половине собственной резонансной частоты LC-цепи (рис. 2, б).

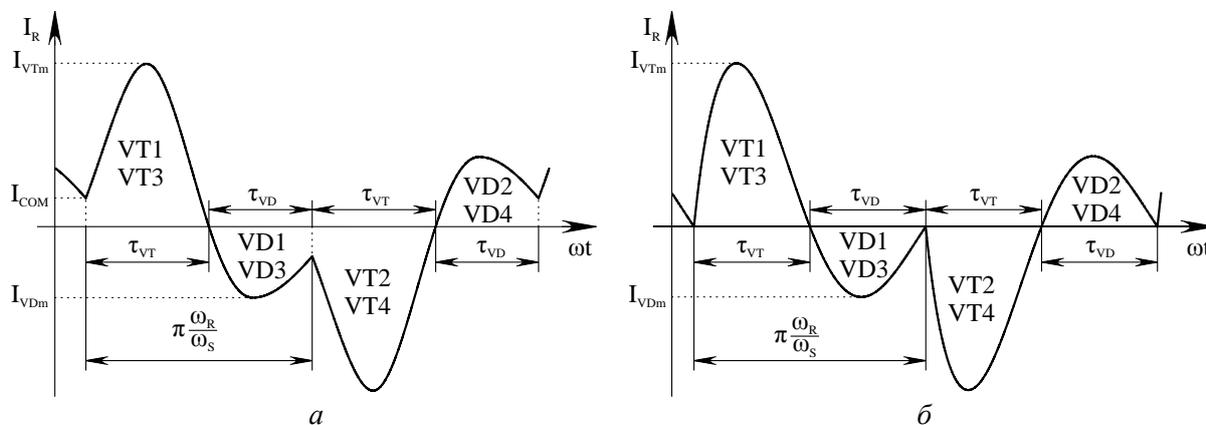


Рис. 2. Формы резонансного тока в режиме разрывных токов (а) и неразрывных токов (б)

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, их сумма

$$\tau_{VT} + \tau_{VD} = \pi \frac{\omega_R}{\omega_S}, \quad (1)$$

где ω_R – собственная резонансная частота LC-цепи, ω_S – частота преобразования. Среднее значение тока, протекающего через транзистор,

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

где I_{VTm} – амплитудное значение тока, I_{com} – величина коммутируемого тока. Среднее значение тока, протекающего через инверсный диод

$$I_{VDav} = I_{VDm} \frac{1 - \cos(\tau_{VD})}{2\pi} \frac{\omega_S}{\omega_R}, \quad (3)$$

где I_{VDm} – амплитудное значение тока.

Импульсное напряжение на резонансном конденсаторе

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

Напряжение на конденсаторе в моменты коммутации транзисторов

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

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

$$\Delta A_C = \frac{I_{VTav} \cdot I_{VDav}}{2 \cdot \omega_s^2 \cdot C_R} \quad (6)$$

либо, заменяя и группируя слагаемые из уравнения (4) и уравнения (5),

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

Эквивалентные схемы для открытого состояния диода и транзистора изображены на рис. 3. Эти 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 $L_R C_R$ [1].

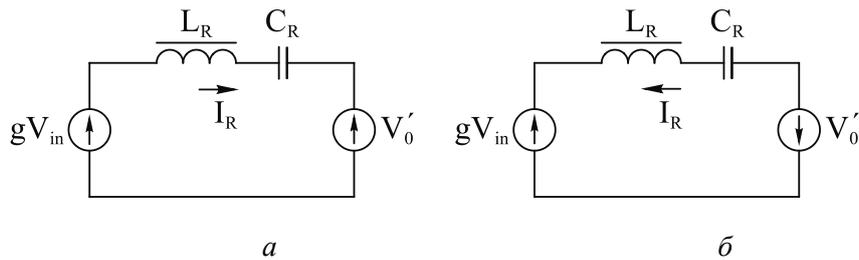


Рис.3. Эквивалентная схема транзистора (а) и диода (б) в интервалах включения (V_{in} – входное напряжение; g – коэффициент заполнения импульса)

На основании данных эквивалентных схем с учетом энергии, накапливаемой в резонансном дросселе, можно записать комбинацию двух выражений для определения ΔA_C

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

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

где $\Delta A_L = \frac{L_R I_{com}^2}{2}$ – энергия, накопленная в дросселе.

Подставив ΔA_L в уравнения (2) и (3), получим

$$\Delta A_L = \frac{I_{com}^2}{8 \cdot \pi^2 \cdot \omega_R^2 \cdot C_R} = \frac{I_{VTav} \cdot I_{VDav}}{2 \cdot \omega_R^2 \cdot C_R} N; \quad N = \frac{1}{g \left(\frac{V_{in}}{2}\right) g \left(\frac{V'_0}{2}\right)} \quad (10)$$

$$\Delta A_C = (g \cdot V_{in} + V'_0) \frac{I_{VDav}}{\omega_s} + \frac{I_{VTav} \cdot I_{VDav}}{2 \cdot \omega_s^2 \cdot C_R} N; \quad (11)$$

$$\Delta A_C = (g \cdot V_{in} - V'_0) \frac{I_{VDav}}{\omega_s} + \frac{I_{VTav} \cdot I_{VDav}}{2 \cdot \omega_s^2 \cdot C_R} N. \quad (12)$$

Заменяя левую часть этого уравнения уравнением (7), получим

$$I_{VTav} = 2 \cdot \omega_s \cdot C_R \frac{g \cdot V_{in} + V'_0}{1 - N}; \quad I_{VDav} = 2 \cdot \omega_s \cdot C_R \frac{g \cdot V_{in} - V'_0}{1 - N}. \quad (13)$$

Среднее значение потребляемого тока $I_{av} = 2g(I_{VTav} - I_{VDav})$.

Подставляя в это уравнение значения из (13), получим

$$I_{inav} = 2 \cdot \omega_s \cdot C_R \frac{4 \cdot g \cdot V_0'}{1 - N} \quad (14)$$

Нормированные значения токов, протекающих через транзисторы и через диоды

$$\frac{I_{VT}}{I_{inav}} = \frac{g \cdot V_{in}}{V_0'} + 1; \frac{I_{VD}}{I_{inav}} = \frac{g \cdot V_{in}}{V_0'} - 1 \quad (15)$$

Нормированные амплитудные значения токов, протекающих через диоды и транзисторы

$$I_{VTm}^* = \frac{g \cdot I_{VTm}}{I_{inav}} = \left(\frac{g \cdot V_{in}}{V_0'} + 1 \right) \frac{\pi}{2(1 - \cos \tau_{VT})} \frac{\omega_R}{\omega_s}; I_{VDm}^* = \frac{g \cdot I_{VDm}}{I_{inav}} = \left(\frac{g \cdot V_{in}}{V_0'} - 1 \right) \frac{\pi}{2(1 - \cos \tau_{VD})} \frac{\omega_R}{\omega_s} \quad (16)$$

Нормированное значение коммутируемого тока

$$I_{com}^* = \frac{g \cdot I_{com}}{I_{inav}} = \frac{\pi \omega_R}{2 \omega_s} \left(\frac{g \cdot V_{in}}{V_0'} + 1 \right) \frac{\cos \left(\frac{\tau_{VT}}{2} \right)}{\sin \left(\frac{\tau_{VT}}{2} \right)} \quad (17)$$

Выходной ток $I_o = I_{VT} - I_{VD}$; $I_o = \frac{\omega_s C_R 4gV_{in}}{\pi N}$ Тогда $V_0' = I_o \cdot R_0'$, $R_0' = \frac{R_0}{n^2}$.

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

$$V_{in} \cdot I_{inav} = V_0' \cdot I_o \quad (18)$$

На основании уравнений (1) – (3) могут быть определены исходные значения времен τ_{VT} и τ_{VD} , собственной частоты резонансного контура и частоты коммутации силовых ключей, а также отношение входного напряжения к напряжению первичной обмотки трансформатора

$$\frac{V_0'}{g \cdot V_{in}} = \frac{\sin \left(\tau_{VT} - \frac{\pi \omega_R}{2 \omega_s} \right)}{\sin \left(\frac{\pi \omega_R}{2 \omega_s} \right)} = \frac{\sin \left(\frac{\pi \omega_R}{2 \omega_s} - \tau_{VD} \right)}{\sin \left(\frac{\pi \omega_R}{2 \omega_s} \right)} \quad (19)$$

Исходные величины τ_{VT} и τ_{VD} как функции зависимости отношения напряжения на первичной обмотке трансформатора к входному напряжению и отношения собственной частоты резонансного контура к частоте коммутации силовых ключей показаны на рис. 4.

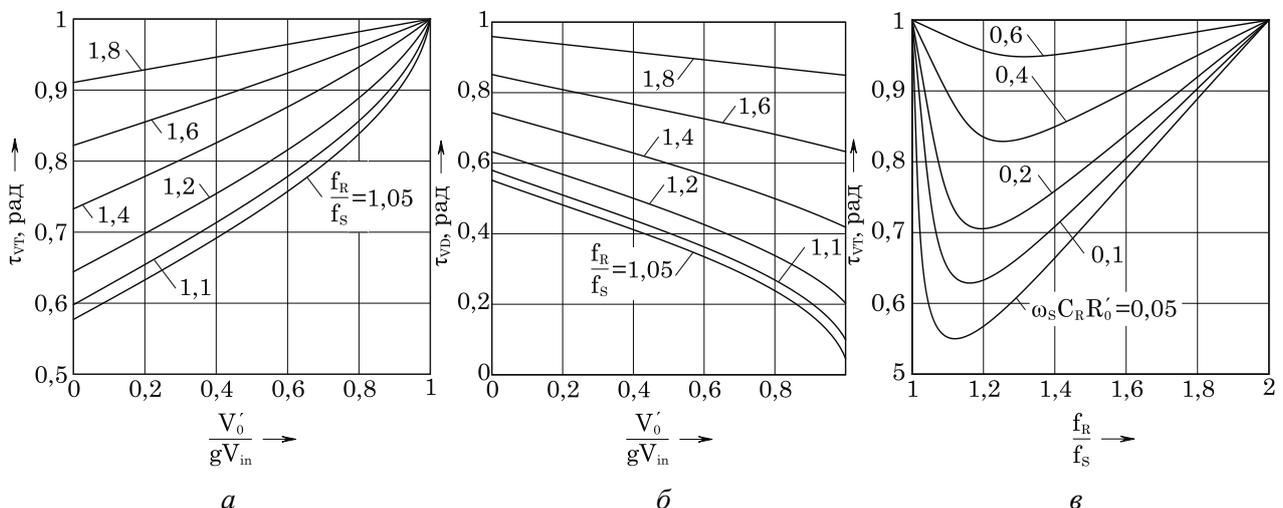


Рис. 4. Зависимости длительности импульсов проводимости транзистора (а) и инверсного диода (б) от коэффициента передачи резонансного контура, и длительности импульсов проводимости транзистора (в) от величины отношения собственной резонансной частоты контура к частоте коммутации транзисторов

При математическом моделировании были приняты некоторые упрощения. Однако реальными источниками потерь в резонансных преобразователях являются:

- потери на резонансном дросселе и трансформаторе;
- потери на диодах вследствие падения напряжения на *p-n*-переходе;
- потери на транзисторах вследствие конечности сопротивления канала;
- динамические потери на диодах и транзисторах.

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 основании уравнений

$$I_{R\text{ RMS}}^* = \frac{g \cdot I_{r\text{ rms}}}{I_{\text{inav}}} = \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{\omega_R}{\omega_S} \left(1 + \left(\frac{g \cdot V_{\text{in}}}{V_0'} \right)^2 \right)}; I_{R\text{ RMS}}^* = \frac{g \cdot I_{r\text{ rms}}}{I_{\text{inav}}} = \frac{\pi}{2(1 - \cos \tau_{VT})} \left(1 + \frac{g \cdot V_{\text{in}}}{V_0'} \right) \sqrt{\frac{\omega_R}{2 \cdot \omega_S} H}, \quad (20)$$

где дополнительный коэффициент 

Таким образом, на основании полученных уравнений и графических зависимостей, изображенных на рис.4, а, б, можно построить кривые зависимости среднеквадратичного значения тока от коэффициента передачи резонансного контура при различных значениях отношения собственной частоты резонансного контура к частоте коммутации транзисторов (рис. 5, а). Эти кривые показывают значительный рост потерь проводимости при росте среднеквадратичного значения тока. Полученные уравнения показывают, что среднее значение тока, протекающего через инверсные диоды, и среднее значение тока, протекающего через транзисторы – являются величинами, зависимыми только от коэффициента передачи резонансного контура и независимыми от частоты коммутации транзисторов (рис. 5, б). Уравнения (15) показывают, что среднеквадратичное значение тока, потери в индуктивных элементах (резонансном дросселе и трансформаторе) и потери на

полупроводниковых элементах нелинейно зависят от коэффициента передачи $\frac{V_0'}{g \cdot V_{\text{in}}}$.

Величина I_{com} нелинейно зависит от коэффициента передачи резонансного контура (рис. 5, в) [5].

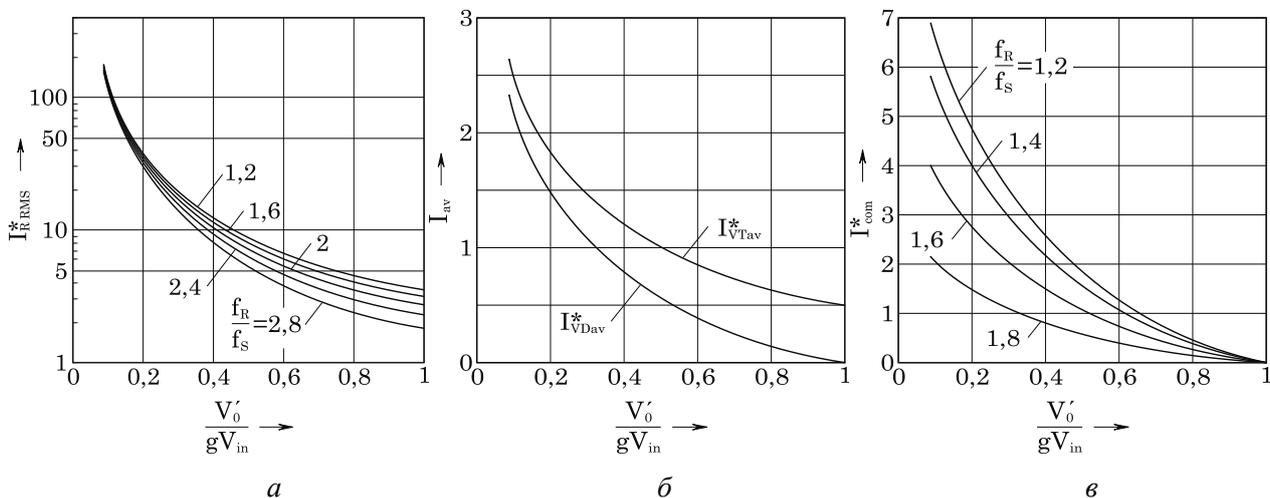


Рис.5. Зависимости среднеквадратичного значения тока транзистора (a), среднего тока диода и транзистора (b) и коммутируемого тока ($в$) от коэффициента передачи резонансного контура

Эффективность применения снабберов тока

В зависимости от конфигурации схемы снабберного дросселя скорость нарастания импульса тока $\frac{dI_T}{dt} = \frac{dI_D}{dt} = \frac{Y}{I_S}$ (рис. 6, $a, б$) и $\frac{dI_T}{dt} = \frac{dI_D}{dt} = \frac{Y}{2I_S}$ (рис. 6, $в$) [6 – 8].

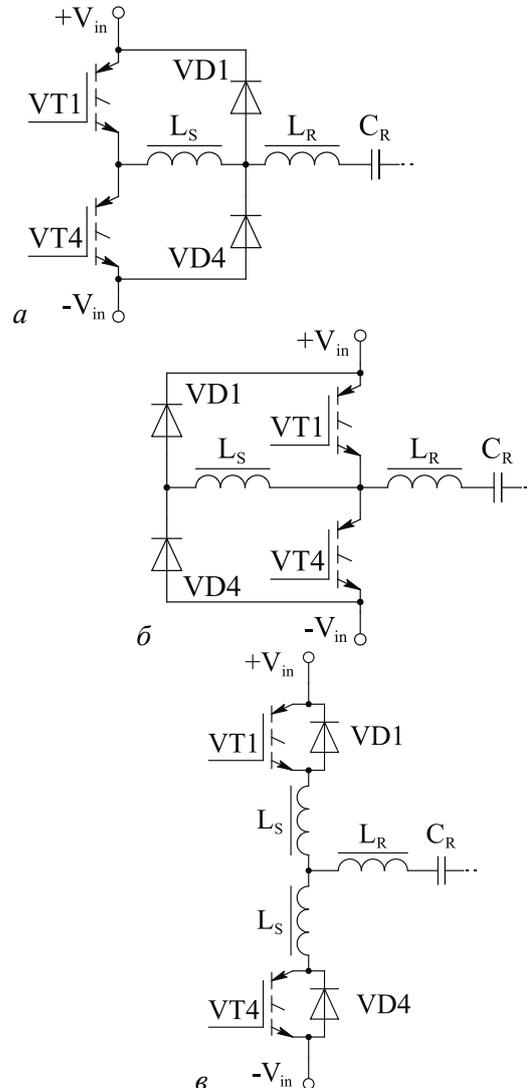


Рис. 6. Варианты снабберных цепей

Данные этих уравнений справедливы с учетом допущения, что время переключения транзисторов бесконечно мало по сравнению с периодом колебаний резонансного контура. Следует отметить, что введение в схему снаббера, содержащего в себе дополнительную индуктивность, приводит к незначительному увеличению максимального напряжения на транзисторе, которое не выходит за границы ОБР. Результаты исследований были получены в пакете SWCAD на компьютерной модели резонансного преобразователя работающего на эквивалент дуги сварочного аппарата (рис. 7). Преобразователь протестирован на двух частотах: 65 и 100 кГц. Для 65 кГц – $LR=5,3$ мкГн, $CR=282$ нФ, для 100 кГц – $LR=2,3$ мкГн, $CR=282$ нФ. Параметры схемы: входное напряжение 150 В, выходное напряжение 10 В, выходной ток 100 А, частота коммутации 65 кГц. Параметры источника ЭДС V2:

$U_{вых}=10\text{ В}$; $R_{вн}=1\text{ Ом}$. Экспериментальные результаты подтверждают предположение, что потери проводимости на диодах и транзисторах не зависят от частоты. Полученные формы токов и напряжений показаны на рис. 8. Эффективность преобразователя составила 93,8 %, эффективность применения снабберов составила 1,8 % [9].

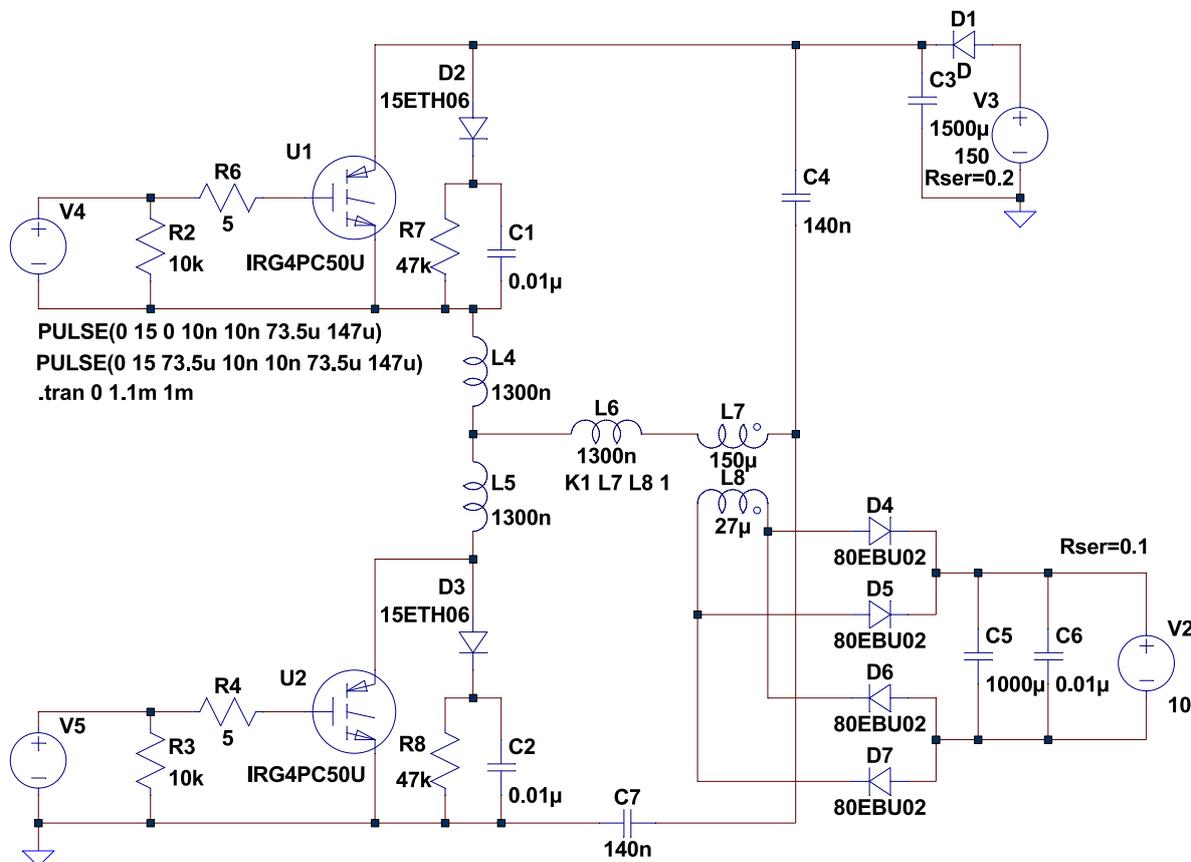


Рис.7. Схемотехническая модель резонансного преобразователя

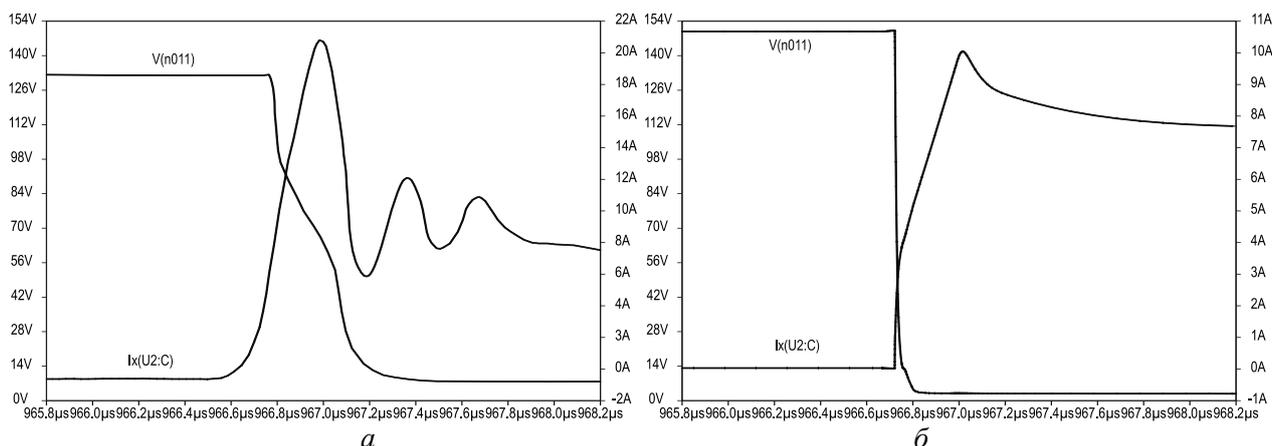


Рис. 8. Формы тока и напряжения на транзисторе при включении без снаббера (а) и со снаббером тока (б)

Выводы

В результате исследований установлено, что потери для резонансных преобразователей в режиме непрерывных токов значительно превышают потери в режиме разрывных токов за счет большей величины потерь на резонансном дросселе и трансформаторе. Следовательно,

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 преобразователя.

Результат моделирования показал, что применение снабберов позволило повысить эффективность преобразователя лишь на 1,8 %, что значительно меньше реального минимума для преобразователей с жестким переключением силовых ключей. Эффективность применения снабберов в резонансных преобразователях напряжения является неоднозначным. Полученный результат может считаться положительным лишь для преобразователей большой мощности, например для сварочных инверторов.

Список литературы: 1. *Ivensky, G., Zeltser, I., Kats, A., Ben-Yaakov, S.* Reducing IGBT losses in ZCS series resonant converters // IEEE Applied Power Electronics Conference APEC'1996. – P. 475-481. 2. *Сбродов, А.* Выбор силовых транзисторов для преобразователей напряжения с резонансным контуром // Силовая электроника. – 2002. – №6. – С. 1-3. 3. *Павлов, Г.В., Обрубов, А.В., Покровский, М.В.* Особенности энергообмена в последовательно-резонансных преобразователях // Техническая электродинамика. – 1999. – №6. – С. 36-41. 4. *Воронин, П.А.* Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение ; изд. 2-е перераб. – М. : Изд. дом “Додэка-XXI”, 2005. – 384 с. 5. *Bildgen, M.* Resonant converter topologies // Application note / STMicroelectronics, 1999. – 6 p. 6. *Michihira, M., Nakaoka, M.* A Novel Quasi-Resonant AC-DC Converter using Phase-Shifted Modulation in Secondary-Side of High-Frequency Transformer // IEEE-PELS Power Electronics Specialists Conference, Vol.1, 1996. – P. 100-105. 7. *Basso, C.P.* Switchmode power supply SPICE cookbook // Mc. Graw-Hill / New York, 2001. – 277 p. 8. *Володин, В.Я.* Современные сварочные аппараты своими руками / СПб.: Наука и техника, 2008. – 304 с. 9. *Cathell, F.* Increasing low power converter efficiency with resonant snubbers // AN03 / ONSemiconductor, 2004. – 4 p.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 17.11.2015