

ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИИ В КВАЗИРЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

А.С. Ревко, Д. М. Брика

Черниговский Государственный Технологический Университет
Кафедра ПЭ, ЧГТУ, ул. Шевченко 95, г.Чернигов, 14027, Украина
Тел./факс: (04622) 3-16-96, E-mail: asr@inel.stu.cn.ua

Annotation – The problems of usage of pulse-width modulation in quasi-resonant converters are considered. The attention of a possibility of regulating a resonant frequency of a circuit by means of a modification of stray capacity bipolar and field-effect transistors is given.

Key words – quasi-resonant pulse converters, pulse-width modulation, PWM, model, transistor.

ВВЕДЕНИЕ

Статья посвящена проблеме использования широтно-импульсной модуляции в квазирезонансных преобразователях. Особое внимание уделено возможности регулирования резонансной частоты контура посредством изменения паразитной ёмкости биполярных и полевых транзисторов.

Как показано в работах [1], [2], квазирезонансный преобразователь (Рис. 1) позволяет повысить частоту работы силового ключа до единиц – десятков мегагерц и уменьшить динамические потери на ключе, что ведет к уменьшению массы и габаритов устройства.

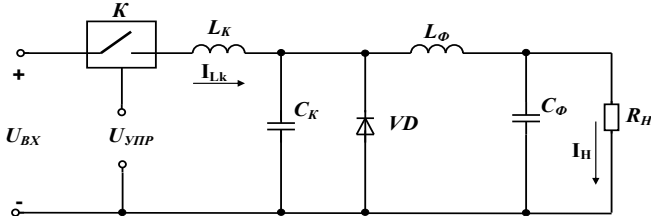


Рис. 1 – Квазирезонансный понижающий преобразователь с переключением при нулевом токе

Однако, регулирование выходного параметра в широком диапазоне затруднено, так как в преобразователе используется частотно-импульсная модуляция из-за наличия резонансного контура, который и определяет длительность открытого состояния ключа собственной частотой колебаний. Изменение частоты работы преобразователя в широких пределах вынуждает применять низкочастотные или перестраиваемые фильтры для сохранения приемлемого коэффициента пульсаций выходного напряжения во всем диапазоне регулирования. Это, в свою очередь, приводит к снижению удельных показателей и усложнению схемотехники преобразователей. Устранить такой недостаток можно применяя широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) вместо частотно-импульсной модуляции. Для этого необходимо перестраивать резонансный контур, меняя величину его индуктивности или ёмкости. Это возможно реализовать такими способами как: включение вместо или параллельно резонансному конденсатору прибора, ёмкость которого изменяется с помощью напряжения на его управляющем электроде; блока коммутируемых конденсаторов, что позволит реализовать ступенчатый метод регулирования; подмагничивая резонансную индуктивность постоянным током. Возможны

применения и других динамических способов изменения параметров резонансного контура, которые не столь очевидны. Рассмотрим возможность применения транзисторов в качестве управляемых емкостей в квазирезонансном преобразователе.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА В КАЧЕСТВЕ УПРАВЛЯЕМОЙ ЁМКОСТИ

Рассмотрим полевой транзистор с изолированным затвором. Для возможности моделирования паразитной ёмкости транзистора необходимо уточнить его аналитические модели. Для этого в модели мощного полевого транзистора [3] необходимо определить $C_{СИ}$, Рис. 2, как функцию от напряжения на затворе. Выбор мощного полевого транзистора обусловлен его способностью работать с большими реактивными нагрузками. Наиболее значительно паразитная ёмкость $C_{СИ}$ изменяется на границе открывания транзистора. Протекание постоянного тока через регулирующий транзистор не допустимо из-за резкого возрастания потерь и снижения КПД квазирезонансного преобразователя.

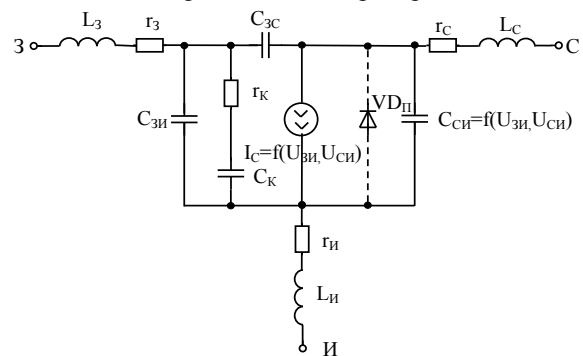


Рис. 2 – Модель мощного полевого транзистора с уточненной ёмкостью сток-исток

Проведено исследование паразитной емкости транзисторов в пакете моделирования PSPICE. Одним из способов анализа зависимости паразитной емкости от потенциала затвора (базы) является анализ переходного процесса. Известно, что процесс зарядки конденсатора происходит по экспоненциальному закону:

$$U_C = I \cdot e^{-t/RC} \quad (1)$$

Рассмотрим переходные процессы в паразитной емкости транзистора на примере IRFZ44. Схема для определения ёмкости $C_{СИ}$ показана на Рис. 3, а на Рис. 4 и 5 приведены переходные процессы при различных напряжениях затвор-исток (V_1).

Таблица 1 – Зависимость ёмкости $C_{СИ}$ модели транзистора и реального IRFZ44

$U_{ЗИ}, B$	0	1	1,5	2	2,5	2,7	3	3,2	3,25	3,3	3,33	3,37
$C_{реаль}, нФ$	0,50	0,53	0,55	0,58		0,63	0,68			0,84		
$C_{мод}, нФ$	2,83	2,86		2,87	2,89		3,62	4,68	5,17		6,36	7,21

Таблица 2 – Зависимость ёмкости $C_{СИ}$ модели транзистора и реального IRF540

$U_{ЗИ}, B$	0	1	2	2,3	2,4	2,5	2,55	2,6	2,62	2,64	2,66	2,68	2,7
$C_{мод}, нФ$	0,82	0,82	0,82	0,82	0,82	0,84	0,85	0,89	0,89	0,90	0,92	0,96	0,97
$C_{реаль}, нФ$	1,00	1,05	1,13	1,26	1,36	1,49	1,8	2,40	2,92	3,44	3,83	4,61	5,00

Таблица 3 – Зависимость ёмкости $C_{КЭ}$ транзистора KT819AM

$U_{БЭ}, B$	-10	-6	-2	0	0,1	0,2	0,25	0,3	0,33	0,36	0,38	0,39	0,4	0,42	0,43
$C_{реаль}, нФ$	0,01	0,01	0,03	0,06	0,11	0,16	0,23	0,32	0,42	0,55	0,66	0,75	0,84	1,01	1,15

Таблица 4 – Зависимость ёмкости $C_{КЭ}$ транзистора KT834

$U_{БЭ}, B$	-12	0,25	0,35	0,4	0,44	0,48	0,5	0,51	0,52	0,53
$C_{реаль}, нФ$	0,05	0,11	0,13	0,16	0,24	0,50	0,58	0,84	0,97	1,10

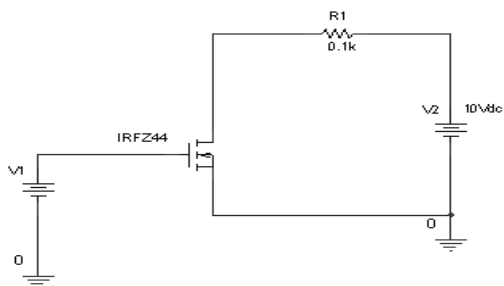


Рис. 3 – Схема для исследования ёмкости $C_{СИ}$

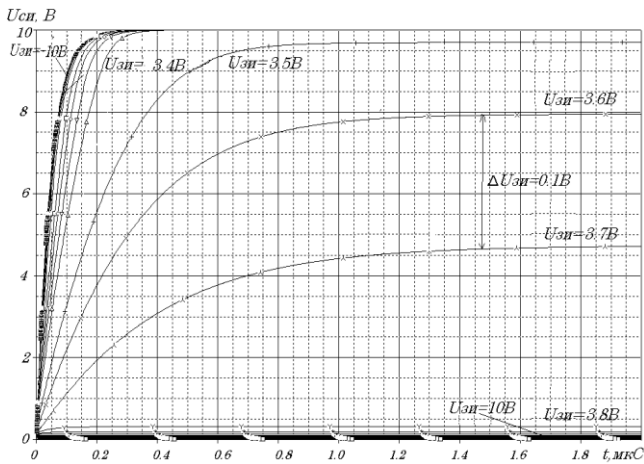


Рис. 4 – Переходные процессы при напряжениях затвор-сток от -10 до 10 В

Как видно из графиков Рис. 4 и 5 переходной процесс при увеличении обратного напряжения меняется не значительно. Кроме того, при высоких обратных напряжениях время переходного процесса практически не меняется.

Зная R цепи, закон переходного процесса (1), где $RC = \tau$, а также то что при $t = 3,5\tau$ амплитуда напряжения составляет около 5% от начальной можно определить ёмкость:

$$C = t/3,5R \quad (2)$$

где t определяем из графиков на Рис. 4 и 5.

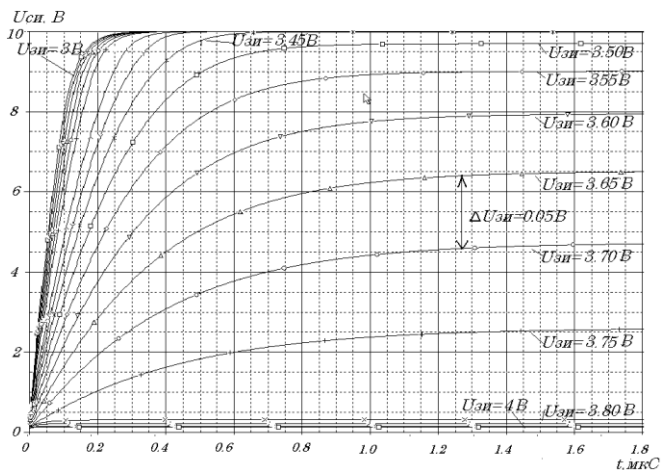


Рис. 5 – Переходные процессы при различных напряжениях затвор-исток, близких к напряжению открыванию

Как видно из Рис. 4 и 5 ёмкость на интервале изменения напряжения от 3 до 3,4 В меняется более значительно чем на интервале от 0 до 3 В. Сняв времена переходных процессов при моделировании и на макете с реальными транзисторами и проведя расчеты согласно уравнению (2) были получены зависимости для ёмкости $C_{СИ}$ приведенные в Табл. 1 и 2 и на Рис. 6.

При снятии характеристик на макете ёмкость $C_{СИ}$ транзистора IRFZ44 изменялась от 0,5 нФ при напряжении 0,1 В на затворе до 0,9 нФ при напряжении 3,3 В на затворе и 10 В между стоком и истоком, а для транзистора IRF540 – от 1 нФ при напряжении 0,1 В на затворе до 5 нФ при напряжении 2,7 В на затворе и 10 В между стоком и истоком. Как видно различия реальных и результатов моделирования отличаются почти на порядок. Также обнаружена зависимость ёмкости $C_{СИ}$ от напряжения сток исток, чего не наблюдалось при моделировании. Все это свидетельствует о недостоверности модели в пакете PSpice в области изменения паразитных ёмкостей под действием напряжения на электродах транзистора.

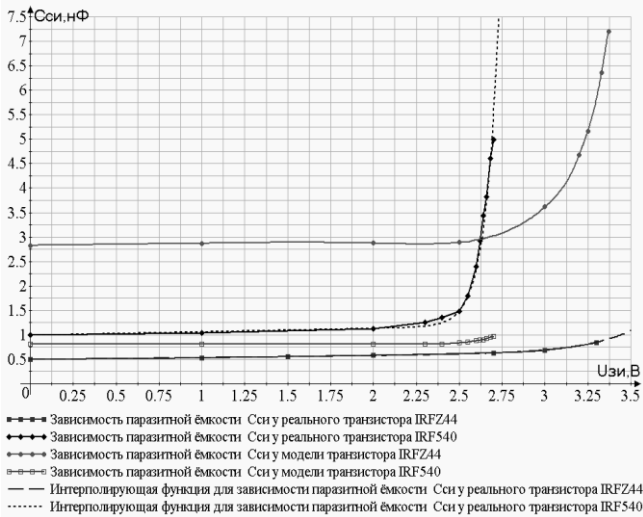


Рис. 6 – Зависимость ёмкости $C_{СИ}$ транзистора IRFZ44 и IRF540

На основе экспериментальных результатов получена интерполирующая функция для зависимости паразитной ёмкости $C_{СИ}$ от напряжения на затворе для транзистора IRFZ44:

$$C_{\dot{N}\dot{C}} = \frac{e^{3,5U_{\dot{C}\dot{C}}-11,7} + 0,15U_{\dot{C}\dot{C}} + 1,9}{3,85} \quad (3)$$

и для транзистора IRF540:

$$C_{\dot{N}\dot{C}} = 0,7e^{13U_{\dot{C}\dot{C}}-33,3} + 0,07U_{\dot{C}\dot{C}} + 0,99. \quad (4)$$

И в общем виде для полевого транзистора с изолированным затвором с учетом напряжения сток-исток:

$$C_{\dot{N}\dot{C}} = A * e^{B * U_{\dot{C}\dot{C}} - D} + E * U_{\dot{C}\dot{C}} + C_0 + f(U_{\dot{C}\dot{C}}). \quad (5)$$

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА В КАЧЕСТВЕ УПРАВЛЯЕМОЙ ЁМКОСТИ

Рассмотрим биполярный транзистор. За основу возьмем модель Эбберса – Мола [4]. Необходимо определить $C_{КЭ}$ (Рис. 7), как функцию от напряжения на база-эмиттерном переходе. Снятая зависимость паразитной ёмкости биполярного транзистора, на стандартной модели в пакете PSpice показала не чувствительность $C_{КЭ}$ к изменению напряжений на переходах транзистора, хотя на практике такая зависимость наблюдается. Это говорит о необходимости уточнения модели биполярного транзистора в пакете PSpice в области паразитных емкостей.

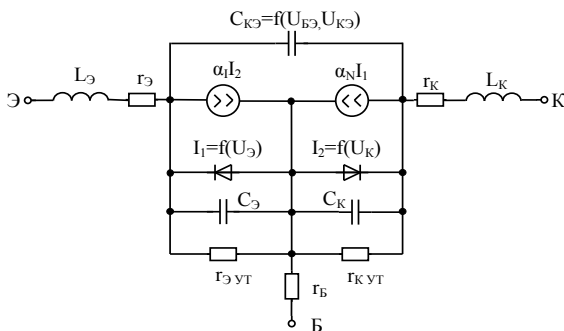


Рис. 7 – Модель биполярного транзистора

Снятые характеристики у реальных транзисторов КТ919АМ и КТ834 показали, что изменение емкости

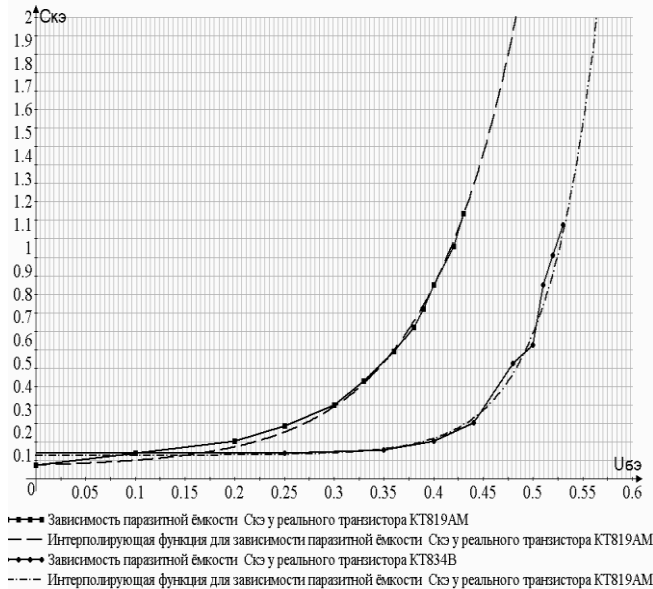


Рис. 8 – Зависимость ёмкости $C_{КЭ}$ транзисторов КТ819АМ и КТ834 в области наибольшего изменения ёмкости

$C_{КЭ}$ под воздействием напряжения на переходах, в отличие от модели и полевых транзисторов, больше как по относительной величине так и по диапазону перекрытия (Табл. 3 и 4, Рис. 8). У биполярных транзисторов тоже присутствует зависимость ёмкости $C_{КЭ}$ от величины напряжения между коллектором и эмиттером, но в отличие от полевых транзисторов влияние напряжения на порядок меньше.

Интерполирующая функция для зависимости паразитной ёмкости $C_{КЭ}$ от напряжения на базе для транзистора КТ819АМ:

$$C_{\dot{E}\dot{Y}} = \frac{e^{11U_{\dot{A}\dot{Y}}-3,3}}{3,85} + 0,005U_{\dot{A}\dot{Y}} + 0,05 \quad (6)$$

и для КТ834В:

$$C_{\dot{E}\dot{Y}} = \frac{e^{20U_{\dot{A}\dot{Y}}-9,3}}{3,85} + 0,008U_{\dot{A}\dot{Y}} + 0,1. \quad (7)$$

Или в общем виде для биполярного транзистора с учетом приложенного напряжения между коллектором и эмиттером:

$$C_{\dot{E}\dot{Y}} = A * e^{B * U_{\dot{A}\dot{Y}} - D} + E * U_{\dot{A}\dot{Y}} + C_0 + f(U_{\dot{E}\dot{Y}}). \quad (8)$$

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Эффект изменения ёмкости $C_{СИ}$ и $C_{КЭ}$ при варьировании напряжения на затворе (базе) делает возможным применения транзисторов в качестве управляемой резонансной ёмкости в квазирезонансных преобразователях с ШИМ.

Квазирезонансный преобразователь с полевым транзистором IRFZ44 вместо резонансной ёмкости показан на Рис. 9. Результаты моделирования приведены на Рис. 10. Как видно из рисунка при напряжении на затворе 2,5 В преобразователь настроен оптимально на частоту контура $f_k = 0,9$ МГц, переключение происходит при токе в резонансном контуре $I(L1)$ близким к нулю с длительностью импульса управления в 1,1 мкс и периодом в 3 мкс. После изменения напряжения на затворе до 3,4 В (Рис. 10б) частота резонансного контура уменьшилась до $f_k = 0,69$ МГц (длительность импульса 1,45 мкс).

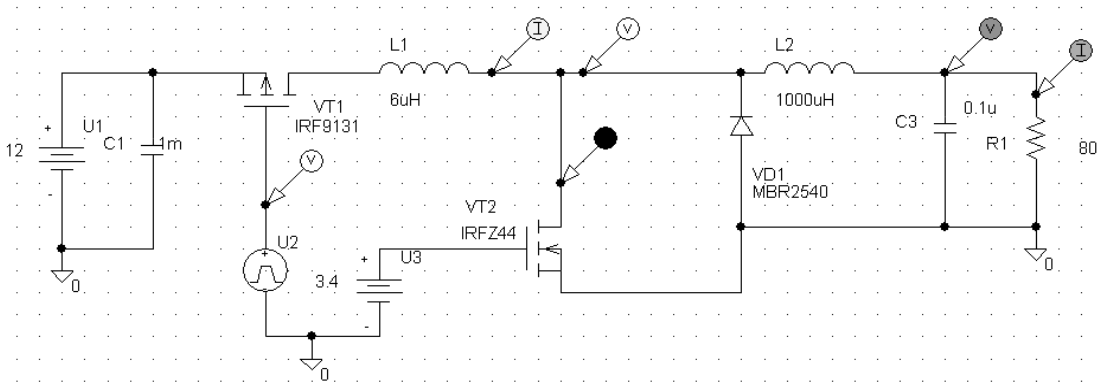


Рис. 9 – Схема преобразователя с транзистором IRFZ44 в качестве резонансной ёмкости

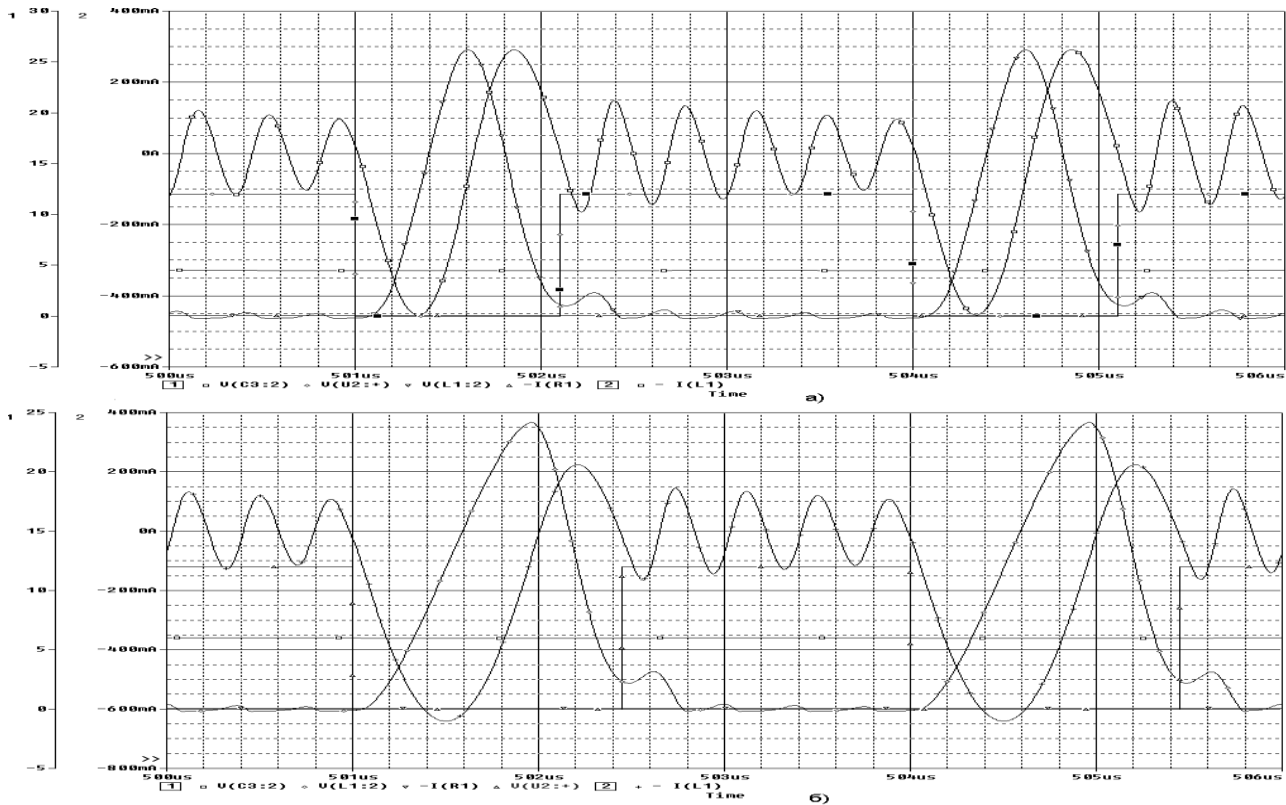


Рис. 10 – Результаты моделирования преобразователя с транзистором IRFZ44 вместо резонансной ёмкости, а) $U_{3II}=2.5B$, б) $U_{3II}=3.4B$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных исследований сделаны выводы о возможности применения ШИМ в квазирезонансных преобразователях, при использовании полевых или биполярных транзисторов в качестве емкости управляемой напряжением для изменения параметров резонансного контура. Это подтверждают результаты моделирования и измерения реальных пределов изменения паразитных ёмкостей транзисторов. Однако, не все транзисторы подходят для использования в качестве управляемых емкостей из-за незначительного диапазона изменения паразитной емкости, что обуславливает их подбор.

Для аналитических расчетов полученных преобразователей необходима разработка моделей транзисторов с учетом изменения паразитных ёмкостей под действием приложенного напряжения. Некоторые варианты таких моделей полевых и биполярных транзисторов приведены в статье.

[1] Денисов А. И., Ревко А. С. Квазирезонансные импульсные преобразователи в системах прецизионного электропривода малой мощности // *Технічна електродинаміка*. Тем. вип. „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2004. – Ч. 2. – С. 79 - 82.

[2] Денисов Ю. А., Ревко А. С. Анализ электромагнитных процессов в системе квазирезонансный импульсный преобразователь, переключаемый при нулевом токе - двигатель постоянного тока // *Технічна електродинаміка*. Тем. вип. „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2000. – Ч. 4. – С. 29 - 33.

[3] В. П. Дьяконова. *Схемотехника на мощных полевых транзисторах: Справочник*. – М.: Радио и связь, 1994. – 280с.: ил.

[4] Недолужко И., Лебедев А. Модели мощных биполярных транзисторов и определение их параметров // *Компоненты и технологии: Силовая электроника*. – 2005. – №1. – С. 12 - 17.