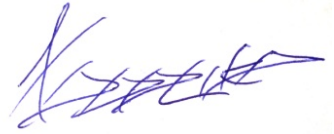


На правах рукописи



Хорошко Александр Юрьевич

ИСТОЧНИК ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ НА ОСНОВЕ
ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ
С РЕЗОНАНСНЫМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ

Специальность 05.09.03 – электротехнические комплексы и системы

АВТОРЕФЕРАТ
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Красноярск – 2012

Работа выполнена в Федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего профессионального образования «Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М.Ф. Решетнева» г. Красноярск.

Научный руководитель:

кандидат технических наук, доцент
Горяшин Николай Николаевич.

Официальные оппоненты:

Иванчура Владимир Иванович – доктор технических наук, профессор, ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет», кафедра «Системы автоматики, автоматизированное управление и проектирование», профессор.

Эльман Виктор Олегович – кандидат технических наук, ОАО «Научно-производственный центр «Полюс», лаборатория автономных энергетических систем, начальник.

Ведущая организация:

ОАО «Информационные спутниковые системы»
имени академика М. Ф. Решетнёва» г. Железногорск.

Защита состоится «17» мая 2012 года в 10:00 часов на заседании диссертационного совета ДМ 212.099.06 при Сибирском федеральном университете по адресу: г. Красноярск ул. Киренского, 26, корпус «УЛК», ауд. 115.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Сибирского федерального университета.

Автореферат разослан «17» апреля 2012 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета

Царев Роман Юрьевич

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность работы. В настоящее время в качестве вторичных источников электропитания систем электроснабжения (СЭС) космических аппаратов (КА) используются источники, построенные на базе импульсных преобразователей напряжения (ПН) с прямоугольной формой тока и напряжения ключевого элемента (КЭ) и управлением посредством широтно-импульсной модуляции (далее по тексту – классические ШИМ – преобразователи). Повышение КПД данного класса устройств позволяет снизить как нагрузку на систему терморегулирования КА, так и улучшить массогабаритные характеристики СЭС. Классические ШИМ – преобразователи, ввиду высоких скоростей нарастания токов и напряжений в цепи КЭ, являются источниками помех, излучаемых в виде электромагнитных волн и наложенных на выходное напряжение импульсных выбросов напряжения. Таким образом, такие характеристики энергопреобразующих систем, как КПД и удельная мощность с одной стороны и электромагнитная совместимость с другой, могут в значительной степени определять технико-экономические показатели КА в целом.

Традиционно совершенствование энергопреобразующих комплексов в составе СЭС КА осуществляется за счет повышения рабочих частот классических ШИМ-преобразователей совместно с применением более совершенной элементной базы. При таком подходе, улучшение характеристик СЭС на качественном уровне невозможно, так как улучшение одних показателей неизбежно приводит к ухудшению других. Для уменьшения потерь на переключение, снижения потерь, вызванных коммутационными процессами полупроводниковых ключей, возможно применять резонансные режимы работы КЭ, которые позволяют повышать частоту коммутации без существенного увеличения потерь мощности на полупроводниковых ключах.

Особенностями работы стабилизатора напряжения (СН) в составе автономных СЭС КА является то, что первичный источник энергии может иметь большой диапазон выходных напряжений в зависимости от режима работы, как например, фотоэлектрический преобразователь или аккумуляторная батарея, при этом ток нагрузки СН может изменяться в широком диапазоне. Две наиболее распространенных группы ПН с резонансным режимом работы КЭ – резонансные и квазирезонансные, имеют существенную зависимость режимов переключения от входного напряжения и тока нагрузки, что существенно затрудняет их использование в режиме стабилизации выходного напряжения в составе СЭС КА.

Таким образом, задача построения вторичного источника электропитания с использованием преобразователя напряжения с резонансным режимом переключения для применения в составе СЭС КА является актуальной.

Цель работы – повышение эффективности энергопреобразующего комплекса в составе системы электроснабжения космического аппарата за счет применения импульсных преобразователей напряжения с резонансным переключением.

Для достижения поставленной цели были решены следующие задачи:

1. Формулировка критериев эффективности вторичных источников электроэнергии автономных систем электроснабжения, построенных по блочно-модульному принципу.

2. Классификация режимов работы электронного ключевого элемента в цепи резонансного контура импульсных преобразователей напряжения. Выбор режима работы ключевого элемента по критерию наилучшей энергетической эффективности.

3. Разработка математической модели процессов переключения импульсного преобразователя напряжения с переключением при нулевых значениях напряжения и широтно-импульсной модуляцией.

4. Оценка влияния параметров резонансного режима работы полупроводниковых силовых ключей на энергетическую эффективность, а также на динамические свойства выбранного типа преобразователя с резонансным режимом, работающего в составе стабилизированного источника вторичного электропитания.

5. Анализ устойчивости работы стабилизатора напряжения, построенного на базе преобразователя напряжения с переключением при нулевых значениях напряжения и широтно-импульсной модуляцией. Исследование влияния характера нагрузки на динамические свойства СН.

6. Анализ возможности организации параллельной работы ячеек ПН выбранного типа в составе стабилизатора напряжения СЭС КА без токовыравнивающих обратных связей (с параметрическим токовыравниванием), определение требований к отклонению значений элементов ПН и управляющих воздействий.

7. Разработка методики проектирования преобразователя с переключением при нулевых значениях напряжения и ШИМ.

8. Экспериментальная проверка справедливости разработанных математических моделей.

Объект исследования – стабилизированный источник электропитания, построенный на базе преобразователей напряжения с переключением при нулевых значениях напряжения и широтно-импульсной модуляцией.

Предмет исследования – электромагнитные процессы, происходящие в резонансном контуре, электронных ключах, выходном фильтре и нагрузке стабилизатора напряжения, построенного на базе высокочастотного преобразователя с переключением при нулевых значениях напряжения и широтно-импульсной модуляцией.

Методы исследования базируются на общих положениях теории электрических цепей, алгебраических и дифференциальных уравнений, теории чувствительности, вычислительных методах и использовании современных инструментальных систем и методов математического моделирования с использованием пакетов: MathCAD, Micro-Cap. Проверка основных теоретических положений осуществлялась путем экспериментальных исследований на физических моделях и имитационном моделировании.

Новые научные результаты диссертационной работы, выносимые на защиту:

- математическая модель стабилизатора напряжения на основе импульсного последовательного преобразователя с резонансным режимом переключения при нулевых значениях напряжения и широтно-импульсной модуляцией, учитывающая влияние паразитных компонентов силовых полупроводниковых ключей на его энергетические показатели;
- определены условия организации параметрического токовыравнивания между параллельно работающими ячейками преобразователей с переключением при нулевых значениях напряжения и широтно-импульсной модуляцией в составе стабилизированного источника вторичного электропитания, построенного по модульному принципу при заданном отклонении выходных токов ячеек преобразователей;
- разработана методика проектирования последовательного стабилизатора напряжения на базе импульсного преобразователя с переключением при нулевых значениях напряжения и широтно-импульсной модуляцией, позволяющая совместно решать энергетическую и динамическую подзадачи на этапе синтеза его силовой части.

Значение для теории:

- использованы элементы теории чувствительности для оценки влияния разброса параметров преобразователей с переключением при нулевых значениях напряжения и широтно-импульсной модуляцией, работающих в параллель в составе стабилизатора напряжения, на отклонение их выходных токов;
- созданы предпосылки для дальнейшего развития методов проектирования вторичных источников электропитания, построенных по модульному принципу на основе преобразователей с резонансным переключением и широтно-импульсным регулированием.

Практическая ценность заключается в улучшении энергетических, динамических характеристик и электромагнитной совместимости стабилизаторов напряжения, за счет применения в их составе импульсного преобразователя с переключением при нулевых значениях напряжения и широтно-импульсной модуляцией.

Достоверность полученных результатов и выводов диссертационной работы подтверждается совпадением результатов теоретических расчетов, математического, имитационного моделирования в формате P-spice и экспериментальных исследований.

Апробация работы. Материалы диссертационной работы докладывались и обсуждались: на V Всероссийской конференции творческой молодежи «Актуальные проблемы авиации и космонавтики» в г. Красноярске (2009г.); на XVIII Научно-технической конференции "Электронные и электромеханические системы и устройства" в г. Томске (2010г.); на XIV Международной научной конференции «Решетневские чтения» в г. Красноярске (2010г.); на VI Всероссийской конференции творческой молодежи «Актуальные проблемы авиации и космонавтики» в г. Красноярске (2010г.); на Научно-технической

конференции молодых специалистов «Разработка, производство, испытания и эксплуатация космических аппаратов и систем» в г. Железногорск (2011г.).

Реализация полученных результатов. Результаты диссертационных исследований использованы в ОАО «ИСС» г. Железногорск, в учебном процессе на кафедре «Системы автоматического управления» СибГАУ им. Академика М.Ф. Решетнева. Работа выполнялась при финансовой поддержке по гранту №2.1.2/2473 «Методы повышения эффективности использования резонансных режимов в высокочастотных импульсных преобразователях напряжения (ИПН)» аналитической ведомственной целевой программы «Развитие научного потенциала высшей школы» 2009-2011г.; Государственного контракта №14.740.11.1124 «Методы повышения эффективности энергопреобразующих устройств энергосистем космических аппаратов» Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 гг.

Публикации. Основные результаты диссертационной работы опубликованы в 10 печатных работах, из них статей из перечня ВАК – 4, прочих статей – 1, тезисов докладов – 3, материалов конференций - 2.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы из 90 наименований, двух приложений. Работа изложена на 146 страницах машинописного текста, содержит 82 рисунка и 3 таблицы.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении отражена научная проблема, актуальность темы, сформулированы цель и задачи работы, описаны методы исследований. Приведены основные положения, выносимые на защиту, изложены сведения о научной значимости и практической ценности, реализации и апробации работы.

В первой главе производится формулировка критериев оценки эффективности вторичных источников электроэнергии СЭС КА, а также классификация режимов работы электронного ключевого элемента в цепи резонансного контура импульсных преобразователей напряжения, выбор режима работы ключевого элемента по критерию повышения энергетической эффективности стабилизатора напряжения.

Основная часть потерь преобразования электроэнергии рассеивается в виде тепла. Система терморегулирования рассчитывается исходя из максимально возможного выделения тепла во всем диапазоне регулирования. В то же время, требуемая выходная мощность первичного источника электроэнергии зависит от КПД СН при максимальной мощности. По этой причине оценка энергетической эффективности СН СЭС КА производится по двум критериям – КПД и максимальная мощность потерь в диапазоне регулирования.

Помимо энергетической эффективности, наиболее существенным фактором является качество выходной электроэнергии. В виду разной причины возникновения, пульсации выходного напряжения целесообразно разделить на пульсации 2 видов – обусловленные изменением запасенной энергии в емкости

и индуктивности выходного фильтра, и обусловленные передачей энергии через паразитные элементы ПН.

Для оценки динамических свойств СН применяются время переходного процесса и перерегулирование.

Немаловажным критерием является реализуемость параллельной работы ячеек ПН в составе СН. В частности, резонансные и квазирезонансные ПН обладают частотным законом управления, как следствие возможно возникновение биений выходного напряжения в случае применения местных обратных связей по выходному току ячеек.

Все ПН с РК можно разделить на 3 группы – резонансные, квазирезонансные, ПН с ШИМ и резонансным переключением. В составе СЭС КА целесообразно использовать ПН последнего типа по следующим причинам:

- РК работает малую часть периода коммутации, как следствие, изменение режима работы оказывает малое влияние на процесс переключения КЭ, что позволяет работать в широком диапазоне входных напряжений и выходного тока.
- ПН данного типа является более простым объектом управления, так как используется широтно-импульсное регулирование выходного напряжения, а передаточная характеристика близка к линейной в широком диапазоне выходного тока.
- В виду схожести с применяющимися в настоящее время ПН с прямоугольной формой токов и напряжений может применяться в роли их прямой замены.

С учетом применяемых требований, был выбран тип ПН, приведенный на рис. 1.

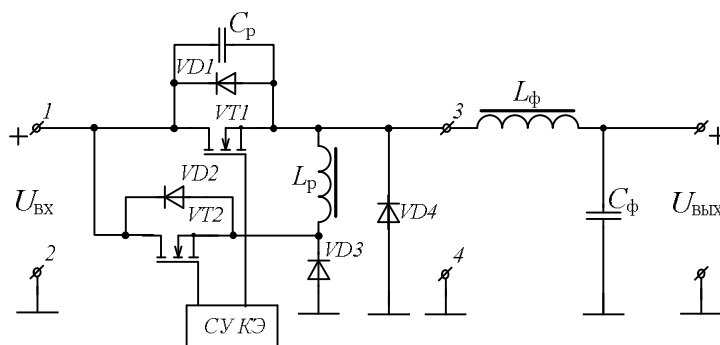


Рис. 1. Упрощенная электрическая схема ПН с РК и ПНН, СУ КЭ – схема управления ключевыми элементами, $U_{\text{ВЫХ}}$ – выходное напряжение, $U_{\text{ВХ}}$ – входное напряжение.

В ПН данного типа резонансное переключение достигается за счет вспомогательного ключа $VT2$, диода $VD3$ и резонансного контура L_p, C_p . Четырехполюсник 1-2-3-4 в настоящей работе называется «коммутирующая ячейка» (КЯ).

Во второй главе производится определение влияния параметров резонансного режима работы КЯ на энергетические и динамические свойства ПН, работающего в составе стабилизированного источника вторичного электропитания.

Электрическая схема КЯ ПНН – преобразователя с ШИМ и ее временные диаграммы переключения, построенные по исходной (описанной в современной научной литературе) модели переключения, показаны на рис. 2.

Как показала экспериментальная проверка существующей модели ПНН – преобразователя с ШИМ, реальные и теоретические формы токов и напряжений не совпадают, как показано на рис. 3а.

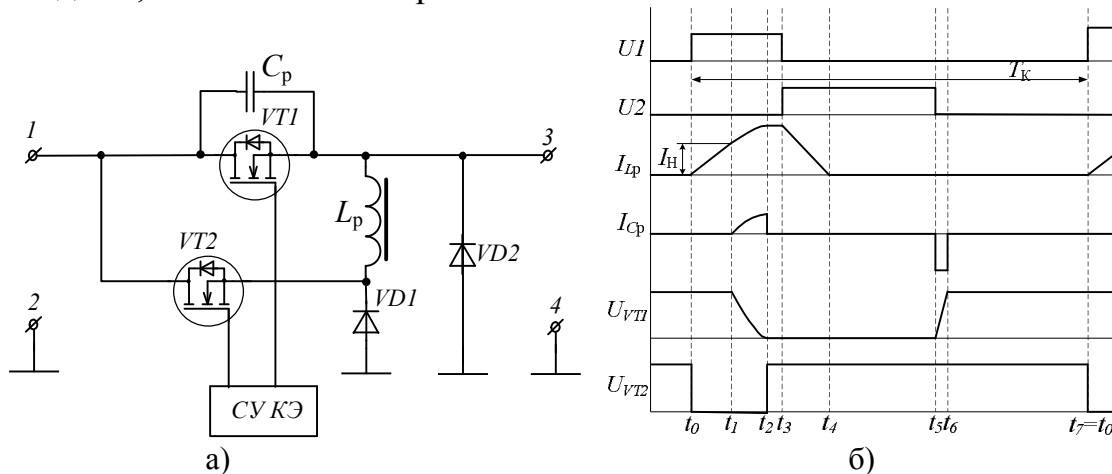


Рис. 2. а) - схема КЯ ПНН – преобразователя с ШИМ. б) - временные диаграммы переключения, где U_1 и U_2 – сигналы управления КЭ VT_1 и VT_2 ; I_{Lp} , I_{Cp} I_H – токи индуктивности и емкости РК, ток нагрузки соответственно; U_{VT1} и U_{VT2} – напряжение сток-исток транзисторов VT_1 и VT_2 соответственно, T_k – период коммутации.

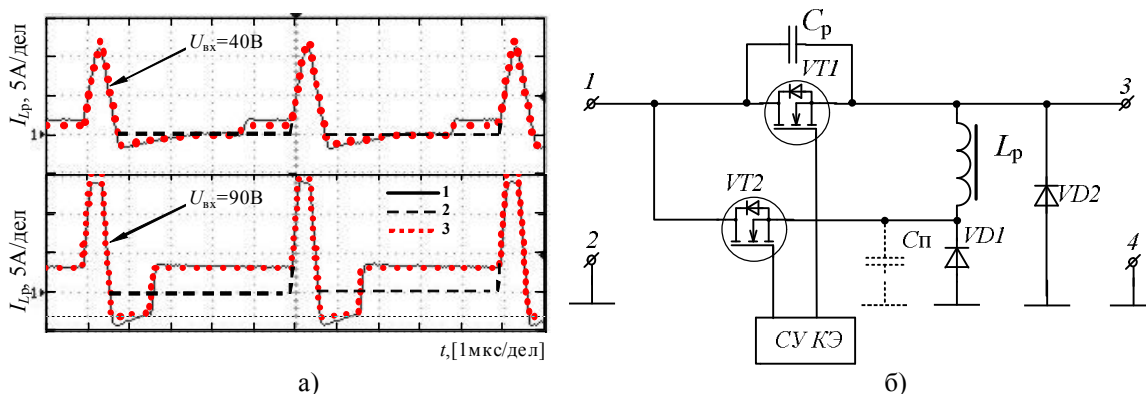


Рис. 3. а) - временные диаграммы тока индуктивности РК: 1 – результат практического эксперимента, 2 - исходная математическая модель, 3 – уточненная математическая модель; б) – КЯ с учтенной паразитной емкостью.

Было выяснено, что расхождение обусловлено тем, что использованная модель не учитывает влияние паразитных элементов КЯ. Существенное влияние на процесс переключения оказывают емкости диода VD_1 и сток-исток транзистора VT_2 (включая емкость встроенного в него диода). Данные емкости могут быть сведены к эквивалентной емкости C_p , как показано на рис. 3б. После введения уточнений получена модель, формы токов и напряжений согласно которой совпадают с результатом практического эксперимента, рис. 3а. Уточненная модель переключения в сокращенном виде приведена в таблице 1.

В ходе анализа существующей КЯ ПНН – преобразователя с ШИМ были выявлены ее существенные недостатки – амплитудное значение тока

вспомогательного КЭ значительно превышает выходной ток, запираение происходит без минимизации динамических потерь (рис. 2б), то есть желаемый режим переключения всех ключей с нулевыми значениями тока и напряжения не достигается. Для решения перечисленных проблем было предложено схемотехническое решение, позволяющее снизить динамические потери КЭ при работе в таком режиме. По данному схемотехническому решению была подана заявка на патент №2010144816/28(064557) от 01.11.2010, было получено положительное решение о выдаче патента от 17.01.2012. Поскольку данное схемотехническое решение не позволяет полностью избавиться от динамических потерь, более желательным является изменение резонансного цикла таким образом, чтобы все ключи переключались в режиме ПНН или ПНТ. В рамках настоящей работы была разработана КЯ понижающего последовательного типа, отвечающая перечисленным требованиям, рис. 4а (далее по тексту данная КЯ называется ПНН-2, КЯ согласно рис. 2а – ПНН-1). Как показано на временных диаграммах, рис. 4б, амплитуда тока индуктивности РК снижена, а запираение вспомогательного КЭ $VT2$ происходит в режиме, близком к ПНН (скорость нарастания напряжения ограничена емкостью РК).

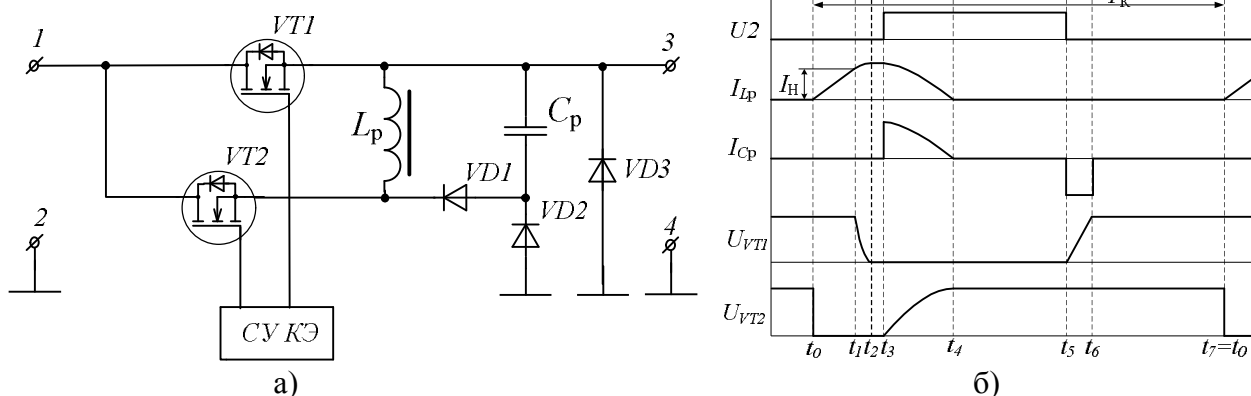


Рис. 4. а) - схема модифицированного КЭ ШИМ – преобразователя с переключением при нулевых значениях напряжения. б) – упрощенные временные диаграммы

В таблице 1 приведены в сокращенном виде модели переключения, разработанные в ходе настоящей работы – уточненная модель для ПНН-1 и вновь разработанная модель для ПНН-2, представленные в виде кусочно-заданных функций. Поскольку все токи и напряжения КЯ могут быть выражены через ток индуктивности РК, в данной таблице приводятся соотношения, описывающие только эту величину. Здесь γ_1 и γ_2 – относительные коэффициенты заполнения импульса управления основного и вспомогательного ключей соответственно, $M=U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$, $Q=R_H/Z_0$, $Z_0=(L_p/C_p)^{0,5}$ – волновое сопротивление РК, $\omega_0=(L_p C_p)^{-0,5}$ – собственная частота РК, $F_k = f_k/f_0$ – относительная частота коммутации, f_k – частота коммутации, $f_0=\omega_0/2\pi$, $Z_{0П}=(L_p/C_{П})^{0,5}$ – волновое сопротивление паразитного РК, $\omega_{0П}=(L_p C_{П})^{-0,5}$ – собственная частота паразитного РК.

Таблица 1

Интервал	КЯ согласно рис. 2а	КЯ согласно рис. 4а
$t_0 \leq t < t_1$	$\begin{cases} I_{Lp}(t) = \frac{U_{BX}}{L_p} \cdot t + \frac{U_{BX}}{Z_{0П}}, \\ \Delta t_1 = \left(\frac{I_{ВЫХ}}{U_{BX}} - \frac{1}{Z_{0П}} \right) \cdot L_p. \end{cases}$	$\begin{cases} I_{Lp} = \frac{U_{BX}}{Z_{0П}} - \frac{U_{VD1}}{L_p} \cdot T_K \cdot (1-\gamma) + t \cdot \frac{U_{BX}}{L_p} \\ I_{ВЫХ} - \frac{U_{BX}}{Z_{0П}} + \frac{U_{VD1}}{L_p} \cdot T_K \cdot (1-\gamma) \\ \Delta t_{10} = \frac{\quad}{U_{BX}} \cdot L_p \end{cases}$
$t_1 \leq t < t_2$	$\begin{cases} I_{Lp} = I_H + \frac{U_{BX}}{Z_0} \sin(\omega_0 \cdot (t-t_1)), \\ \Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{\pi}{2\omega_0}. \end{cases}$	$\begin{cases} t_1 \leq t < t_2 \begin{cases} I_{Lp} = I_{ВЫХ} + \frac{U_{BX}}{Z_{0П}} \cdot \sin(\omega_{0П} \cdot (t-t_1)), \\ \Delta t_{21} = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_{0П}}, \end{cases} \\ t_2 \leq t < t_3 \begin{cases} I_{Lp} = I_H + \frac{U_{BX}}{Z_{0П}}, \\ t_3 = \gamma_2 \cdot T_K. \end{cases} \end{cases}$
$t_2 \leq t < t_3$	$\begin{cases} I_{Lp} = I_H + \frac{U_{BX}}{Z_0}. \end{cases}$	$\begin{cases} I_{Lp}(t) = I_H + \frac{U_{BX}}{Z_{0П}}. \end{cases}$
$t_3 \leq t < t_4$	$\begin{cases} I_{Lp} = I_H + \frac{U_{BX}}{Z_0} - \frac{U_{BX}}{L_p} \cdot (t-t_3), \\ \Delta t_4 = t_4 - t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left[1 + \frac{M}{Q} \right]. \end{cases}$	$\begin{cases} I_{Lp} = \begin{cases} \left(I_{ВЫХ} + \frac{U_{BX}}{Z_{0П}} \right) \cdot \cos(\omega_0 \cdot (t-t_3)), \text{ при } t_3 \leq t < t_{3*}, \\ I_{Lp}(t_3^*) \cdot \left(1 - \frac{t-t_3^*}{\Delta t_{3*4}} \right), \text{ при } t > t_3^*, \end{cases} \\ \Delta t_{33*} = \begin{cases} \frac{1}{\omega_0} \cdot \arcsin \left(\frac{U_{BX}}{I_{ВЫХ} + \frac{U_{BX}}{Z_{0П}}} \right), \text{ при } \left(I_{ВЫХ} + \frac{U_{BX}}{Z_{0П}} \right) \cdot Z_0 \geq U_{BX}, \\ \frac{\pi}{2 \cdot \omega_0}, \text{ при } \left(I_{ВЫХ} + \frac{U_{BX}}{Z_{0П}} \right) \cdot Z_0 < U_{BX}, \end{cases} \\ \Delta t_{3*4} = I_{Lp}(t_3^*) \cdot \frac{L_p}{U_{BX}}. \end{cases}$
$t_4 \leq t < t_5$	$\begin{cases} t_4 \leq t < t_4^* \begin{cases} I_{Lp} = \frac{-U_{BX}}{Z_{0П}} \cdot \sin(\omega_{0П} \cdot (t-t_4)), \\ \Delta t_4^* = t_4^* - t_4 = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_{0П}}, \end{cases} \\ t_4^* \leq t < t_5 \begin{cases} I_{Lp} = \frac{-U_{BX}}{Z_{0П}} + \frac{U_{VD}}{L_p} \cdot (t-t_4^*), \\ \Delta t_4 = t_4 - t_3 = \frac{2\pi}{F_K \omega_0} \gamma_1. \end{cases} \end{cases}$	$\begin{cases} t_4 \leq t < t_4^* \begin{cases} I_{Lp} = \frac{-U_{BX}}{Z_{0П}} \cdot \sin(\omega_{0П} \cdot (t-t_4)), \\ \Delta t_4^* = t_4^* - t_4 = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_{0П}}, \end{cases} \\ t_4^* \leq t < t_5 \begin{cases} I_{Lp} = \frac{-U_{BX}}{Z_{0П}} + \frac{U_{VD}}{L_p} \cdot (t-t_4^*), \\ \Delta t_4 = t_4 - t_3 = \frac{2\pi}{F_K \omega_0} \gamma_1. \end{cases} \end{cases}$
$t_5 \leq t < t_6$	$\begin{cases} t_5 \leq t < t_5^* \begin{cases} I_{Lp} = I_{Lp}(t_5) - (t-t_5) \cdot \frac{U_{BX}}{L_p} \\ \Delta t_5^* = \frac{I_{Lp}(t_5) \cdot L_p}{U_{BX}} \end{cases} \end{cases}$	$\begin{cases} t_5 \leq t < t_5^* \begin{cases} I_{Lp} = I_{Lp}(t_5) - (t-t_5) \cdot \frac{U_{BX}}{L_p} \\ \Delta t_5^* = \frac{I_{Lp}(t_5) \cdot L_p}{U_{BX}} \end{cases} \end{cases}$
$t_5 \leq t < t_6$	$\begin{cases} t_5^* \leq t < t_5^{**} \begin{cases} I_{Lp} = \frac{U_{BX}}{Z_{0П}} \cdot \sin(\omega_{0П} \cdot (t-t_5^*)), \\ \Delta t_5^{**} = t_5^{**} - t_5^* = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_{0П}}, \end{cases} \\ t_5^{**} \leq t < t_{0+T_K} \begin{cases} I_{Lp} = \frac{U_{BX}}{Z_{0П}}. \end{cases} \end{cases}$	$\begin{cases} t_5^* \leq t < t_5^{**} \begin{cases} I_{Lp} = \frac{U_{BX}}{Z_{0П}} \cdot \sin(\omega_{0П} \cdot (t-t_5^*)), \\ \Delta t_5^{**} = t_5^{**} - t_5^* = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_{0П}}, \end{cases} \\ t_5^{**} \leq t < t_{0+T_K} \begin{cases} I_{Lp} = \frac{U_{BX}}{Z_{0П}} - \frac{(t-t_5^{**})}{L_p} \cdot U_{VD} \end{cases} \end{cases}$

Одной из основных задач при проектировании ПН рассматриваемого типа является определение параметров силовой части таким образом, чтобы обеспечить минимальные потери мощности при работе в режиме стабилизации напряжения и широком диапазоне изменения входного напряжения и выходного тока. В состав КЯ исследуемого ПН входит четыре элемента, параметрами которых можно варьировать в целях минимизации потерь – транзисторы основного и вспомогательного ключа, емкость и индуктивность РК. Диоды не включены в этот перечень, так как для каждого диапазона регулирования возможно выбрать наилучшие диоды по критерию минимального падения напряжения (остальные параметры диодов не оказывают существенного влияния на режим работы и потери в полупроводниковых элементах КЯ, при условии применения диодов Шоттки).

Зависимость между параметрами транзисторов различна для каждого производителя, а также различна между сериями одного производителя, как следствие, невозможно выявить общую аналитическую зависимость, связывающую между собой параметры транзисторов, оказывающих существенное влияние на потери энергии в РКЯ. По этой причине, в рамках настоящей работы предлагается сначала произвести отбор транзисторов для преобразователя по разработанным критериям, после чего решать задачу выбора параметров резонансного контура преобразователя с точки зрения обеспечения минимальной мощности потерь в элементах КЯ.

Таким образом, задача определения рациональных значений параметров РК сводится к нахождению экстремума двухмерной функции зависимости потерь мощности в КЯ от параметров РК. Поверхность, показывающая зависимость потерь в КЯ от параметров РК, построенная по разработанным моделям, приведена на рис. 5.

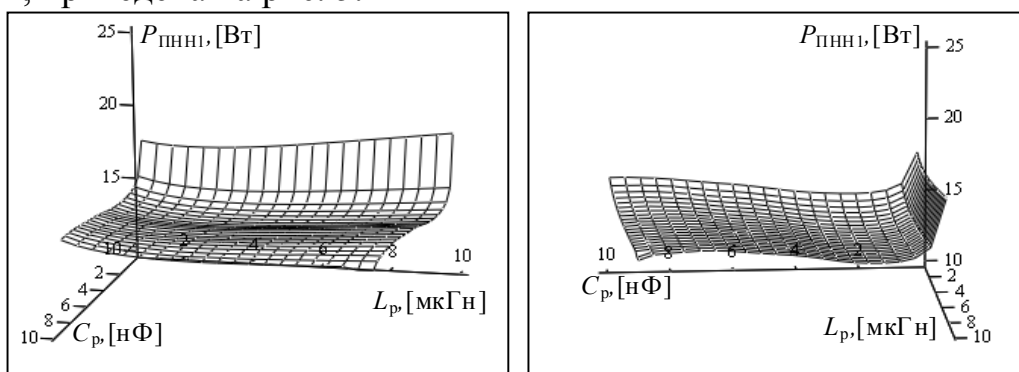


Рис. 5. Зависимость потерь КЯ от параметров РК для ПНН-1.

Поскольку РК оказывает существенное влияние на среднее значение выходного напряжения КЯ, динамические характеристики ПН с ПНН и ШИМ могут значительно отличаться от аналогичных характеристик ПН с ШИМ и прямоугольными формами токов и напряжений. Проведенный поиск по научной литературе показал, что динамическая модель для стабилизатора напряжения, построенного на базе ПН рассматриваемого типа не была освещена.

Формы напряжений на выходе КЯ совпадает для ПНН-1 и ПНН-2 на всех интервалах времени, за исключением интервала $t_2 < t < t_3$. В течение указанного интервала форма напряжений зависит только от неизменяемых во времени параметров ПН и входного напряжения. По этой причине оценка динамических свойств обоих типов КЯ может производиться по одинаковым соотношениям для ПНН-1 и ПНН-2.

В составе СЭС КА, ПН может работать на нагрузку близкую к активной, либо на нагрузку с отрицательным входным сопротивлением (потребители могут содержать свои ВИП). В случае работы ПНН – преобразователя с ШИМ на вторичные источники питания потребителей, входная емкость ПН суммируется с емкостью фильтра. Поскольку динамическое входное сопротивление ПН без входного фильтра индуктивно и велико на частоте среза ПНН – преобразователя с РК, как наихудший случай можно приближенно считать, что нагрузкой является стабилизатор тока (входное дифференциальное сопротивление равно бесконечности). Таким образом, в работе рассматривается два случая – нагрузка СН на активную нагрузку и на стабилизатор тока.

В настоящее время традиционно используется непрерывная модель ПН понижающего типа для анализа его динамических характеристик. В такой модели выходное напряжение КЯ заменяется его усредненным значением. Такая модель имеет достаточную точность, так как фильтр ПН осуществляет усреднение выходного напряжения КЯ в широкой полосе частот, а также является простой и пригодной для инженерных расчетов.

Среднее значение выходного напряжения КЯ описывается следующим соотношением:

$$\langle U_{\Phi} \rangle = \left[\gamma - \frac{F_K}{2 \cdot \pi} \left(1 + \frac{Z_0 \cdot I_{L\Phi}}{U_{ВХ}} - \frac{U_{ВХ}}{2 \cdot Z_0 \cdot I_{L\Phi}} \right) \right] \cdot U_{ВХ} \quad (1)$$

Таким образом, ПН в целом может быть представлен в виде функциональной схемы, приведенной на рис 6а. Соотношение (1) можно представить как сумму двух величин - $\gamma \cdot U_{ВХ}$ и функции $f_{кя}(I_{L\Phi})$, соотношение (2). После подстановки этих соотношений в дифференциальные уравнения, описывающие значения тока и напряжения в L_{Φ} и C_{Φ} согласно рис. 1, были получены системы дифференциальных уравнений. Уравнения, описывающие ПН при работе на активную нагрузку представлены в виде соотношения (3).

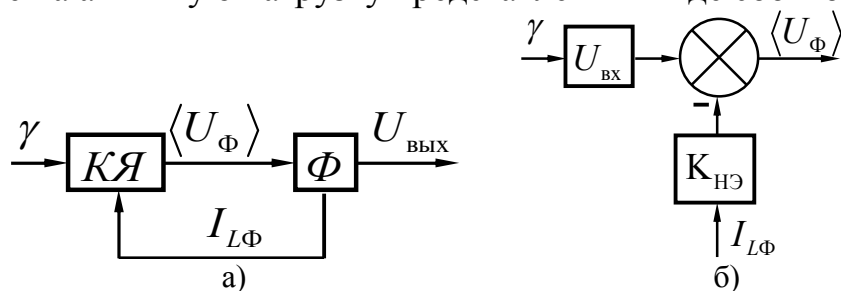


Рис. 6. а) - обобщенная функциональная схема ПНН – преобразователя с ШИМ, б) – эквивалентная функциональная схема КЯ после линеаризации.

$$f_{\text{КЯ}}(I_{L\phi}) = \frac{F_{\text{К}}}{2 \cdot \pi} \left[1 + \frac{Z_0 \cdot I_{L\phi}}{U_{\text{ВХ}}} - \frac{U_{\text{ВХ}}}{2 \cdot Z_0 \cdot I_{L\phi}} \right] \cdot U_{\text{ВХ}} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{L\phi} = \frac{1}{L_{\phi}} \cdot (\gamma \cdot U_{\text{ВХ}} - U_{\text{СФ}} - f_{\text{ПКЭ}}(I_{L\phi})) \\ \frac{d}{dt} U_{\text{СФ}} = \frac{1}{C_{\phi}} \cdot (I_{L\phi} - \frac{U_{\text{СФ}}}{R_{\text{Н}}}) \end{cases} \quad (3)$$

Поскольку функция (2) является гладкой, она может быть линеаризована без существенного снижения точности модели. В этом случае функциональная схема ПН будет соответствовать приведенной на рис. 6б. Таким образом, функциональные схемы непрерывной модели ПН с ПНН и ШИМ будет соответствовать приведенным на рис. 7. Согласно разработанным функциональным схемам, демпфирующее действие РК может быть представлено как увеличение выходного сопротивления ПН относительно ШИМ – преобразователя с прямоугольной формой токов и напряжений.

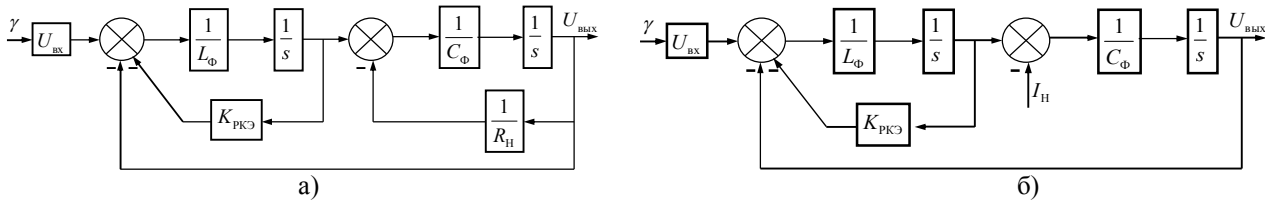


Рис. 7. Функциональные схемы ПН, а) - нагруженного на активную нагрузку, б) - на стабилизатор тока.

Поскольку динамические свойства ПН значительно зависят от входного тока и выходного напряжения, требуется выбрать режим наилучших динамических характеристик и синтез КУ СН осуществлять в этой точке. В результате проведенных исследований в роли критерия был выбран коэффициент демпфирования эквивалентной передаточной функции ПН.

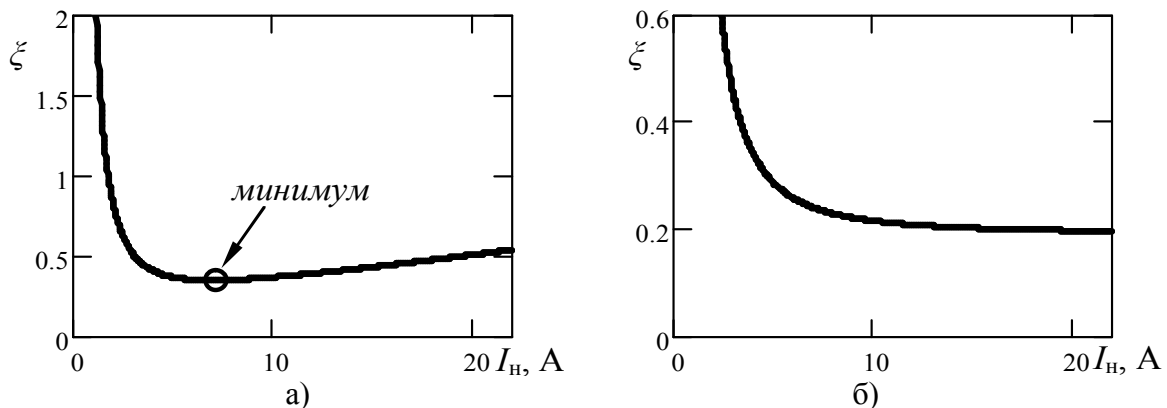


Рис.8. Графики зависимости коэффициента демпфирования от тока нагрузки, а) – ПН нагружен на активное сопротивление, б) – на стабилизатор тока.

Динамическая модель преобразователя с ПНН и ШИМ имеет ту же структуру, что и модель классического ШИМ – преобразователя. По этой причине, для синтеза корректирующего звена рассматриваемого преобразователя предлагается использовать стандартные методы, применяемые к классическому ШИМ – преобразователю. При условии использования

линеаризованной модели ПН с ПНН и ШИМ, методика синтеза КУ классического ШИМ - преобразователя позволяет также учесть и влияние нелинейности ПН, так как ее действие эквивалентно увеличению выходного сопротивления ПН.

На рис. 9а показаны переходные процессы по возмущению для СН на базе ПН с ПНН и ШИМ, и на базе классического ШИМ – преобразователя. Время регулирования и перерегулирование первого существенно лучше для выбранного диапазона регулирования и параметров СЭС.

В рассматриваемой КЯ, коэффициент демпфирования монотонно возрастает при увеличении емкости и индуктивности РК. Поскольку зависимость потерь от параметров РК в рассматриваемом типе ПН изменяется плавно в рабочем диапазоне значений (рис. 5), имеется возможность варьировать параметрами РК в целях улучшения динамических характеристик ПН без значительного снижения КПД. В данном случае, при нахождении рациональных значений параметров РК, разработчик должен задаваться степенью значимости каждой характеристики ПНН – преобразователя (энергетической и динамической). Графики переходного процесса для СН с исходными параметрами РК, и с параметрами РК, измененными в целях улучшения динамических характеристик, приведены на рис. 9б.

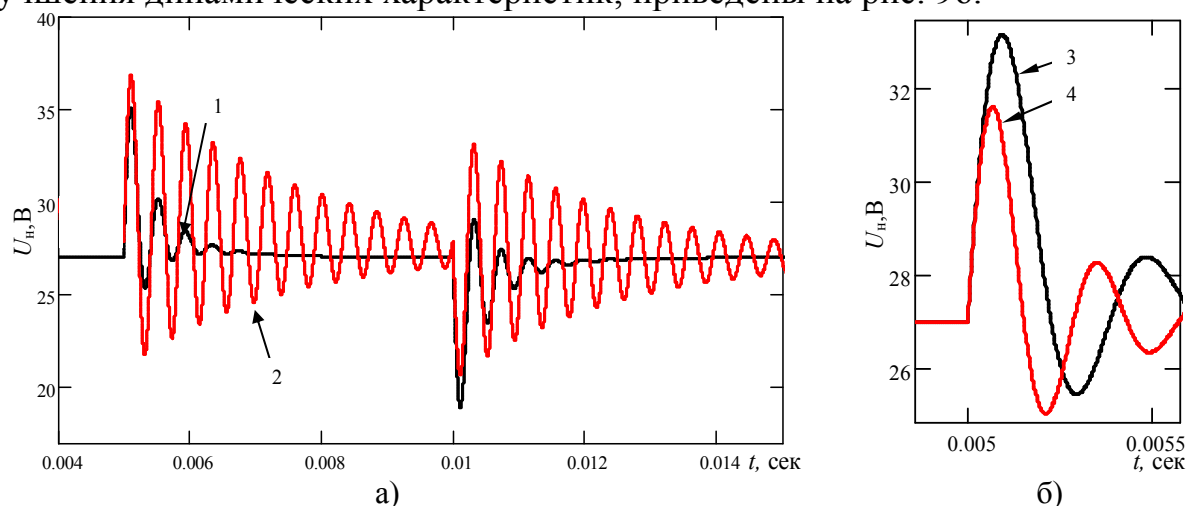


Рис.9. Переходные процессы ПНН – преобразователя с динамической коррекцией первого порядка при ступенчатом изменении тока нагрузки: 1 – ПНН – преобразователь, 2 – классический ШИМ – преобразователь, 3 - ПНН – преобразователь с исходными параметрами РК ($L_p = 1.9\text{мкГн}$, $C_p = 1.5\text{нФ}$), 4 - с параметрами РК, измененными в целях улучшения динамических свойств ($L_p = 4\text{мкГн}$, $C_p = 1.5\text{нФ}$)

В третьей главе производится анализ возможности организации параллельной работы ПНН - преобразователей в составе СН за счет параметрического токовыравнивания, а также определение требований к отклонению значений элементов ПН и управляющих воздействий.

Как было показано ранее, для оценки передаточной характеристики возможно пользоваться общими выражениями для обоих рассматриваемых ПНН – преобразователей.

При параллельной работе нескольких ячеек ПН в составе СЭС КА, они охватываются общей цепью обратной связи, а также подключены к общему

ПИЭ и нагрузке. Таким образом можно считать, что в этом случае величины $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$ одинаковы для всех ячеек. Так как при отклонении выходного тока рассматриваемой ячейки от заданного общая цепь обратной связи поддерживает постоянство общего выходного тока СН за счет других ячеек, выходное напряжение отклоняется в пределах изменения сигнала ошибки, можно считать, что $U_{\text{вых}}$ постоянно и не зависит от режима работы рассматриваемой ячейки.

С учетом указанных условий было получено соотношение, позволяющее рассчитать ток ячейки при параллельной работе в составе СН:

$$I_{\text{вых}} = \frac{\pi \cdot U_{\text{вх}}}{Z_0 \cdot F_{\text{к}}} \cdot \left[\gamma - \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} - \frac{F_{\text{к}}}{2\pi} + \sqrt{\left(\gamma - \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} - \frac{F_{\text{к}}}{2\pi} \right)^2 + \frac{F_{\text{к}}^2}{2\pi^2}} \right] \quad (4)$$

Для определения требований, применяемым к элементам ПН и относительному коэффициенту заполнения управляющего широтно-импульсного сигнала, было предложено использовать функции полуотносительной чувствительности выходного тока к относительному изменению каждой из исследуемых переменных.

Кривые, построенные по полученным соотношениям, приведены на рис. 10.

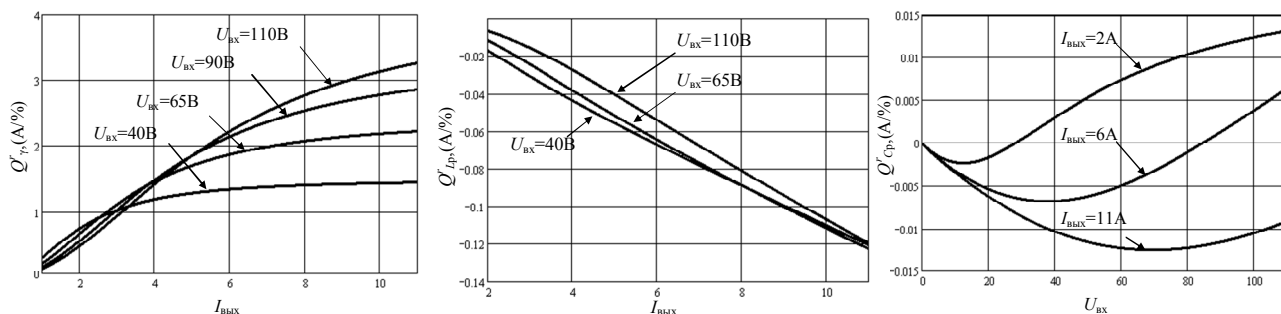


Рис.10. Функции полуотносительной чувствительности ПН.

В соответствии с полученными функциями полуотносительной чувствительности, возможно определить допустимые отклонения параметров γ , L_p , C_p из условия обеспечения допустимого отклонения выходного тока ΔI .

Результаты исследований в ходе глав 2 и 3 были обобщены в виде общей методики проектирования СН на базе ПН с ПНН и ШИМ, позволяющей решать энергетическую и динамическую подзадачи, а также задачу обеспечения параметрического токовыравнивания еще на этапе проектирования силовой части.

В четвертой главе производится экспериментальная проверка разработанных моделей и методик.

Упрощенная схема стабилизатора напряжения на базе преобразователя напряжения с переключением при нулевом напряжении и ШИМ показана на рис. 11. При сравнительном анализе КПД помимо резонансных ключевых элементов, также проводились испытания коммутирующего элемента классического ШИМ – преобразователя.

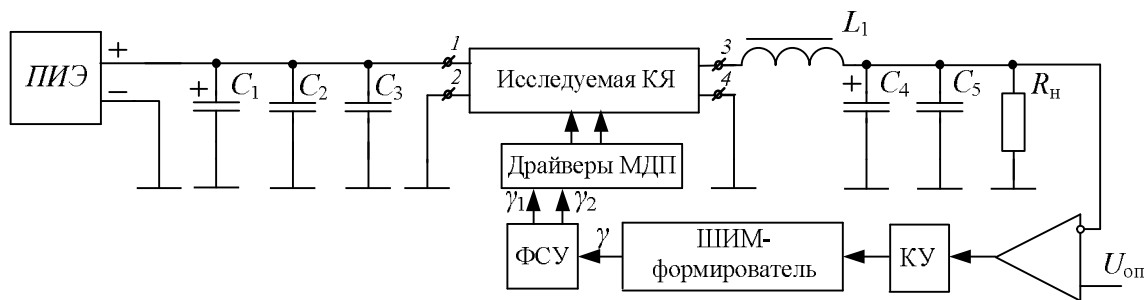


Рис. 11. Упрощенная электрическая схема стабилизатора на базе ПН с ПНН и ШИМ, ФСУ – формирователь сигналов управления.

Экспериментальная проверка показала, что временные диаграммы, построенные по разработанной модели переключения, совпадают с результатом практического эксперимента. График токов индуктивности РК ПНН-1 – построенного по разработанной модели и полученного экспериментально, приведен на рис. 3а.

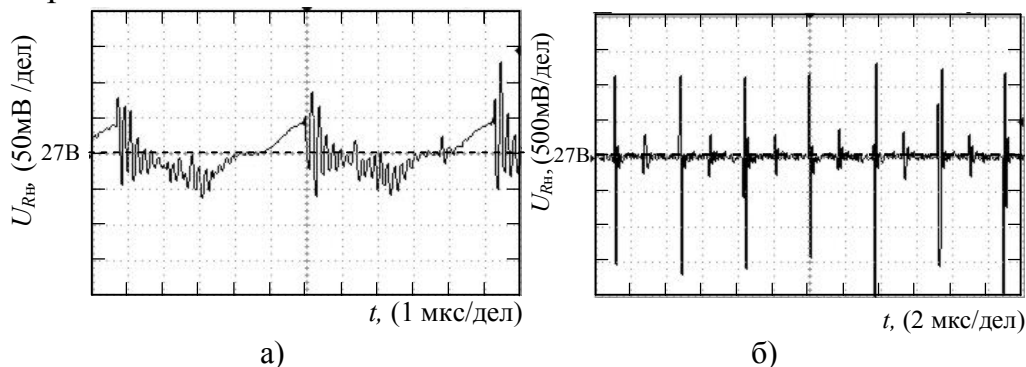


Рис. 12. Пульсации выходного напряжения при $U_{вх} = 65$, $I_H = 10,8A$: а) – ПНН с ШИМ, б) – классического ШИМ – преобразователя.

На рис. 12 приведены пульсации выходного напряжения классического ШИМ – преобразователя и преобразователя напряжения с переключением при нуле напряжения и ШИМ. Пульсации выходного напряжения последнего на порядок ниже аналогичной характеристики классического ШИМ – преобразователя, что является следствием меньших скоростей изменения токов и напряжений.

Как показано на рис. 13, разработанная линеаризованная модель ПН с ПНН и ШИМ описывает динамические процессы с достаточной точностью.

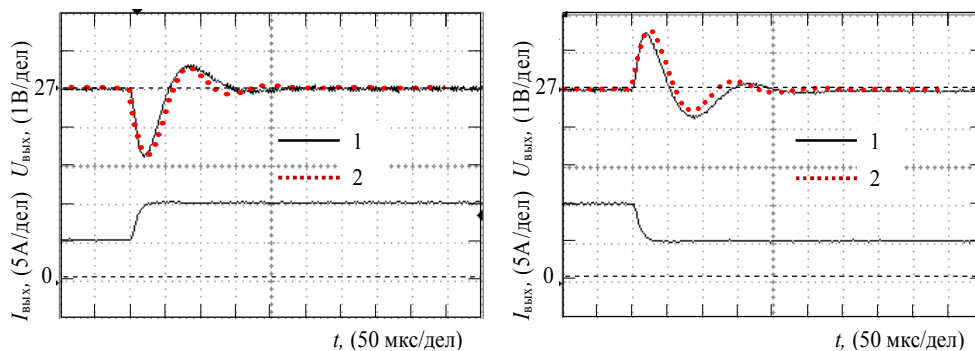


Рис. 13. Переходные процессы по возмущению ПН с ПНН и ШИМ при $U_{вх} = 65V$ и ступенчатом изменении тока нагрузки с 5 до 10 ампер, где 1 – результат эксперимента, 2 – построен по разработанной линеаризованной модели.

На рис. 14 представлен переходной процесс выходного тока ячеек ПН с ПНН и ШИМ при ступенчатом изменении тока нагрузки СН. На обе ячейки подается одинаковый управляющий сигнал γ , ячейки работают в режиме параметрического токовыравнивания. В соответствии с полученными кривыми, токовыравнивание соблюдается в течение всего времени переходного процесса.

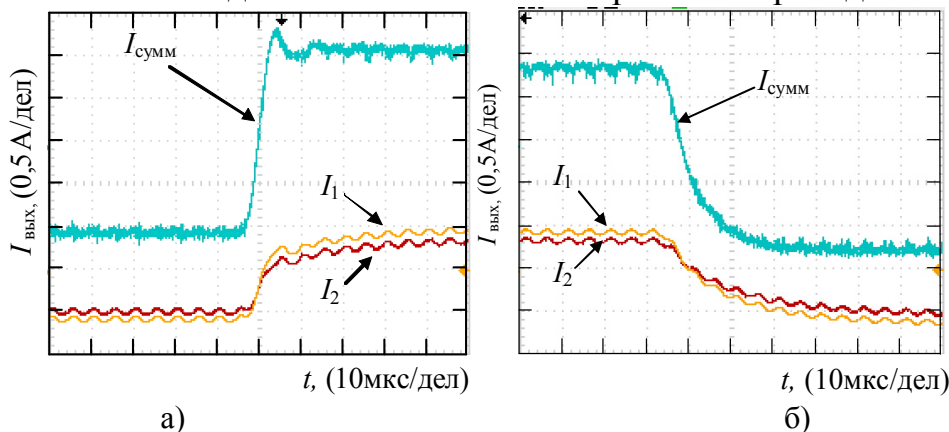


Рис. 14. Переходной процесс при ступенчатом изменении выходного тока и параллельной работе двух ячеек ПН с ПНН и ШИМ: а) – при увеличении суммарного тока, б) – при уменьшении, где $I_{\text{сумм}}$ – суммарный выходной ток ячеек, I_1 I_2 – выходные токи каждой из ячеек.

На рис. 15 представлены кривые зависимости КПД от выходной мощности для разных значений входного напряжения.

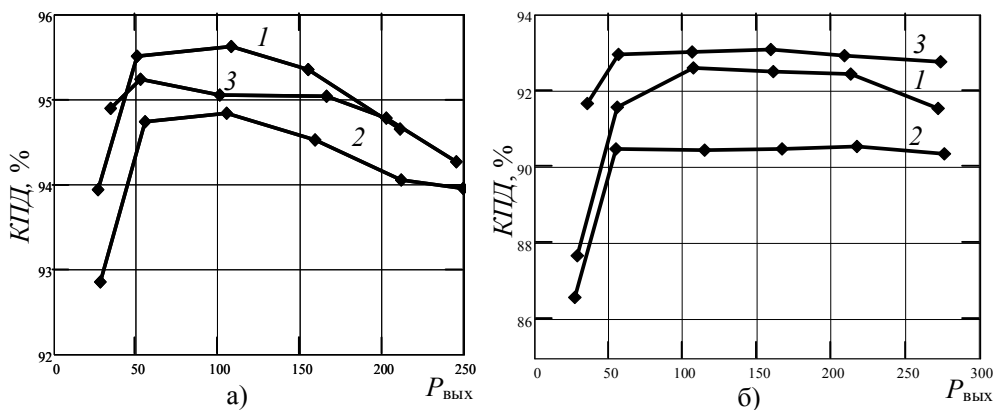


Рис. 15. КПД преобразователей: а) – при $U_{\text{вх}}=40\text{В}$, б) – при $U_{\text{вх}}=65\text{В}$.
1 – классический ШИМ, 2 – ПНН-1, 3 – ПНН-2.

При использованной элементной базе и параметрах СЭС, КЯ ПНН-1 имеет КПД хуже, чем классический ШИМ – преобразователь во всем диапазоне входного напряжения и выходного тока.

При входном напряжении 40В, в середине рабочего диапазона выходного тока, ПНН-2 также имеет КПД ниже, чем классический ШИМ – преобразователь. При энергетически значимом режиме (входное напряжение 65В), КПД ПНН-2 превышает КПД классического ШИМ – преобразователя во всем диапазоне выходного тока, что подтверждает преимущество применения резонансных режимов работы в ПН СЭС КА в целях повышения энергетической эффективности.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе решались проблемы повышения эффективности энергопреобразующих устройств систем электроснабжения космических аппаратов за счет применения резонансных режимов работы ключевого элемента. Основным результатом является методика проектирования стабилизатора напряжения, построенного на базе высокочастотного преобразователя с переключением при нуле напряжения и ШИМ, которая строится на результатах, описанных ниже.

1. Показано, что паразитные элементы компонентов МДП-ключей и диодов Шоттки оказывают существенное влияние на процессы переключения ключевых элементов, поэтому известная до настоящего времени модель не обладает достаточной точностью.

2. Разработана уточненная модель переключения преобразователя напряжения с ПНН, с помощью которой выявлены существенные недостатки организации резонансного цикла последнего – высокое амплитудное значение тока вспомогательного ключа и его запираение в «жестком» режиме. Как следствие, была предложена новая коммутирующая ячейка, где вспомогательный ключ запирается при нулевых значениях напряжения, а также, при рассмотренных параметрах СЭС и коммутирующей ячейки, амплитуда тока вспомогательного ключа снижена на 20% в энергетически значимом режиме. Полученные модели переключения позволяют определять зависимость потерь в коммутирующей ячейке от параметров РК, на основании чего возможно выбирать рациональные значения параметров РК с точки зрения увеличения КПД стабилизатора напряжения в целом.

3. Определено влияние РК на динамические свойства и выходные характеристики стабилизатора напряжения, показано, что они существенно изменяются внутри диапазона регулирования. Для оценки динамических свойств СН как замкнутой системы автоматического регулирования, была предложена методика, использующая в роли критерия коэффициент демпфирования эквивалентного динамического звена линеаризованной системы. Установлено, что резонансный контур оказывает демпфирующее действие, эквивалентное увеличению внутреннего сопротивления преобразователя напряжения. Было показано, что для обеспечения устойчивости стабилизатора напряжения на базе преобразователя рассматриваемого типа, возможно использовать линейные корректирующие устройства, традиционно применяемые для обеспечения устойчивости стабилизаторов напряжения на базе классических ШИМ – преобразователей, при этом обеспечивается лучшее качество переходных процессов при возмущениях со стороны нагрузки при прочих равных условиях.

4. Доказана возможность организации параллельной работы ячеек ПН с ПНН и ШИМ в режиме стабилизации выходного напряжения без применения дополнительных токовыравнивающих обратных связей (в режиме параметрического токовыравнивания). Разработан аналитический метод оценки токораспределения между параллельно работающими ячейками и расчета

требований к отклонениям параметров РК и коэффициента заполнения широтно-импульсного сигнала управления ключами.

5. Разработана методика проектирования последовательного стабилизатора напряжения на базе ПНН - преобразователя с ШИМ, которая позволяет совместно подходить к решению энергетической и динамической подзадач, а также задачу обеспечения параллельной работы в режиме параметрического токовыравнивания, при проектировании силовой части. Выявленная зависимость потерь мощности в коммутирующей ячейке и динамических свойств стабилизатора напряжения от параметров РК является гладкой функцией, как следствие, возможно варьировать параметрами РК в целях достижения требуемых энергетических и динамических характеристик стабилизатора напряжения в целом.

6. Проведенное экспериментальное исследование показывает, что преобразователь на базе предложенной коммутирующей ячейки имеет КПД выше классического ШИМ – преобразователя на 0.4% – 4% в зависимости от выходного тока, преимущество сохраняется, в том числе, в режиме, близком к холостому ходу (при выходном токе 10% от номинального), при этом амплитуда коммутационного шума, наложенного на выходное напряжение, снижена приблизительно в 10 раз во всем диапазоне регулирования.

7. Экспериментально подтверждено, что условия параметрического токовыравнивания при параллельной работе двух ячеек преобразователя с ПНН и ШИМ в составе стабилизатора напряжения выполняются во всем диапазоне регулирования, в том числе, при ступенчатом изменении тока нагрузки. Относительное отклонение выходных токов ячеек во всем диапазоне регулирования и установившемся режиме не превысило 14.5% от номинального выходного тока каждой ячейки.

СПИСОК ПУБЛИКАЦИЙ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

В изданиях из перечня ВАК:

1. Хорошко А.Ю. Моделирование режимов параллельной работы квазирезонансных преобразователей напряжения с коммутацией ключевых элементов при нулевых значениях тока / Н.Н. Горяшин, М.В. Лукьяненко, А.А. Соломатова, А.Ю. Хорошко // Вестник СибГАУ, Красноярск. – 2009. – Вып. 25. – С. 53-58.

2. Хорошко А.Ю. Импульсный преобразователь напряжения с резонансным переключением для автономной системы электроснабжения / Ю.А. Вторушин, Н.Н. Горяшин, Е.И. Крутских, М.В. Лукьяненко, А.Ю. Хорошко // Изв. ВУЗов. Электромеханика, Новочеркасск. – 2010. – Вып. 3. – С. 37-42.

3. Хорошко А.Ю. Анализ режимов работы квазирезонансного преобразователя напряжения / Н.Н. Горяшин, М.В. Лукьяненко, А.А. Соломатова, А.Ю. Хорошко // Изв. ВУЗов. Приборостроение, СПб. – 2011. – Т. 54, № 4. – С. 7-13.

4. Хорошко А.Ю. О повышении энергетической эффективности импульсного преобразователя напряжения с резонансным переключением / Н.Н. Горяшин, А.Ю. Хорошко // Вестник СибГАУ, Красноярск. – 2011. – Вып. 4 (37). – С. 20 –24.

Остальные публикации:

5. Хорошко А.Ю. Определение параметров резонансного контура последовательного импульсного преобразователя с коммутацией при нулевых значениях напряжения/ А. Ю. Хорошко, Н. Н. Горяшин // актуальные проблемы авиации и космонавтики: материалы V всероссийской научн. практ. конф. студентов, аспирантов и молодых специалистов, Красноярск. – 2009. – С. 175-176.

6. Хорошко А.Ю. Проблемы использования резонансных режимов в высокочастотных преобразователях напряжения / Н.Н. Горяшин, А.А. Соломатова, А.Ю. Хорошко // Электронные и электромеханические системы и устройства: Тез. Докл. XVIII Научно-практ. Конф., Томск. – 2010. – С. 60-63.

7. Хорошко А.Ю. Модифицированная топология импульсного преобразователя с коммутацией при нулевых значениях напряжения и широтно-импульсной модуляцией / А.Ю. Хорошко, Н.Н. Горяшин // Решетневские чтения: материалы XIV международ. научн. конф., Красноярск. – 2010. – Ч.1, С. 177-178.

8. Хорошко А.Ю. Аналитическая модель импульсного преобразователя напряжения с резонансным переключением при нулевых значениях напряжения / А. Ю. Хорошко, Н. Н. Горяшин // актуальные проблемы авиации и космонавтики: материалы VI всероссийской научн. практич. конф. студентов, аспирантов и молодых специалистов, Красноярск. – 2010. – С. 203-204.

9. Хорошко А.Ю. Проблемы использования резонансных режимов в высокочастотных преобразователях напряжения / Н.Н. Горяшин, А.Ю. Хорошко, А.А. Соломатова // Электронные и электромеханические системы и устройства: Сб. научн. тр. – Томск: НТЛ. – 2011. – С. 164-174.

10. Хорошко А.Ю. Анализ энергетической эффективности импульсного преобразователя с широтно-импульсной модуляцией и коммутацией ключевого элемента при нулевых значениях напряжения / А. Ю. Хорошко, Н. Н. Горяшин // Разработка, производство, испытания и эксплуатация космических аппаратов и систем: материалы научн. технич. конф. Железногорск, - 2011. – С.185-187.

Хорошко Александр Юрьевич

Источник вторичного электропитания на основе высокочастотного преобразователя напряжения с резонансным переключением

Автореферат диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук.

Подписано в печать 16.04.2012. Тираж 100 экз. Заказ № _____

Отпечатано в отделе копировально-множительной техники СибГАУ.
660014 г. Красноярск, просп. им. Газеты «Красноярский рабочий», 31.