

Практическая силовая электроника

ISSN 1996-7888

№ 2 (34)/2009

Под редакцией:

д. т. н., проф., академика АЭН РФ *А. В. Лукина*,

д. т. н., проф. *Г. М. Малышкова*

Технический редактор: к. т. н., доц. *В. В. Крючков*

Зарегистрирован Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций 30 августа 2002 г., свидетельство ПИ № 77-13452.

Издатель и учредитель — Закрытое Акционерное Общество «ММП-Ирбис».

Полное или частичное воспроизведение или размножение каким бы то ни было способом материалов, опубликованных в сборнике, допускается только с письменного разрешения редакции.

При перепечатке ссылка на научно-технический сборник «Практическая силовая электроника» обязательна.

Рукописи не рецензируются и не возвращаются.

За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет.

Отпечатано в ООО «Типография АРЕС», г. Москва, Остаповский проезд, д. 5, стр. 6

Подписано в печать 02.06.2009. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111024, Москва, Андроновское шоссе 26,

ЗАО «ММП-Ирбис»

Тел/факс: +7 (495) 987-10-16

E-mail: sin@mai.ru, 9871016@mmp-irbis.ru

УДК 621.314

Дополнительная информация о журнале «ПСЭ»:

www.mmp-irbis.ru

Содержание

Б. Н. Карзов, М. Ю. Кастров

Схемы коррекции коэффициента мощности с учетом фильтрации помех сетевого напряжения 2

Д. В. Жикленков, Е. И. Ходырев, Б. Н. Карзов

Полумостовой преобразователь с переключением при нуле напряжения 8

Д. В. Жикленков, Е. И. Ходырев, Б. Н. Карзов

Уменьшение потерь, вызванных колебательными процессами в обратном преобразователе, с помощью *RC-RC* ограничителя 16

С. В. Аверин, Ю. Г. Следков, И. Н. Соловьев

Разработка преобразователя постоянного напряжения *SEPIC* 22

О. А. Коржавин, А. Т. Яхин

Устойчивость электропитающей установки распределенной системы электропитания телекоммуникационной аппаратуры связи 27

Л. И. Цытович, Р. М. Рахматулин, М. М. Дудкин, А. В. Качалов

Реверсивный тиристорный преобразователь для систем управления с питанием от сети с нестационарными параметрами 35

А. Е. Краснополяский, В. Б. Соколов

Исследование «фазового» резонанса 42

Е. Е. Чаплыгин, О. С. Ковырзина, Д. С. Мологин

Исследование токов дуговой сталеплавильной печи с целью выбора оптимальной схемы компенсации .. 47

В. В. Крючков

Преобразователь с понижением и повышением напряжения на основе микросхемы повышающего регулятора 51

Б. Н. Карзов М. Ю. Кастров

СХЕМЫ КОРРЕКЦИИ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ С УЧЕТОМ ФИЛЬТРАЦИИ ПОМЕХ СЕТЕВОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Новые европейские нормы EN 60555 и международный стандарт IEC555 накладывают ограничения на гармонический состав входного тока оборудования, питаемого от сети. На практике это требует добавления на входе устройств многих типов, питаемых от сети, например балластов электронных ламп, источников питания телевизоров и электроприводов, корректора коэффициента мощности (ККМ). Грамотно спроектированный ККМ потребляет от сети синусоидальный ток, синфазный с напряжением сети, что удовлетворяет нормам EN 60555. ККМ может обеспечивать дополнительные функции, например, автоматический выбор напряжения сети и регулирование напряжения, подаваемого на подключенное оборудование.

Размеры ККМ и оптимизация его стоимости должны учитывать фильтр радиопомех на его входе, который предотвращает передачу помех в питающую сеть. Введенный в схему ККМ представляет собой еще один импульсный каскад в системе. Это приводит к увеличению уровня высокочастотных помех, поступающих в питающую сеть, по сравнению с традиционным трансформаторно-выпрямительным блоком с емкостным сглаживающим фильтром. Поэтому для снижения уровня этих помех требуется дополнительная высокочастотная фильтрация. Массу и габариты входного фильтра ККМ можно снизить за счет выбора соответствующих способов модуляции и режима работы устройства.

Основные принципы работы

Корректор коэффициента мощности, как правило, представляет собой преобразователь переменного напряжения в постоянное, и его основу составляет импульсный преобразователь постоянного напряжения. Блок-схема ККМ показана на рис. 1.

Для регулирования количества энергии, подаваемой источником питания к подключенному к нему оборудованию, в стандартном импульсном источнике питания используется режим широтно-импуль-

сной модуляции (ШИМ). Широтно-импульсный модулятор управляет силовым ключом, преобразующим входное постоянное напряжение в последовательность импульсов с последующей их фильтрацией для обеспечения постоянного выходного напряжения заданного уровня. Это выходное напряжение сравнивается с эталонным напряжением ($U_{эт}$), представляющим собой напряжение, величина которого соответствует величине напряжения, необходимого для питания подключаемого к источнику оборудования. Полученная разность напряжений (напряжение ошибки) подается на вход ШИМ, на выходе которого соответствующим образом изменяется длительность импульсов если выходное напряжение выше необходимого уровня, длительность импульсов уменьшается, что приводит к его снижению, и наоборот.

Режим ШИМ используется и в ККМ, но при этом в схему добавляется еще один элемент для обеспечения синусоидальности потребляемого от сети тока и его синфазности с напряжением сети. Перед подачей на вход ШИМ напряжение ошибки умножается на величину сигнала, полученного от выпрямленного сетевого напряжения. Это приводит к тому, что длительность импульса на выходе преобразователя зависит не только от основного напряжения ошибки, но и от мгновенного значения напряжения сети. Таким образом, ККМ отбирает от сети большую мощность, когда напряжение сети больше и меньшую, когда напряжение сети меньше, что приводит к уменьшению амплитуд гармоник потребляемого тока.

Структуры активных корректоров коэффициента мощности

Структуры активных ККМ показаны на рис. 2. Среди приведенных структур повышающий преобразователь постоянного напряжения (рис. 2а), работающий в режиме непрерывных токов (т. е. когда величина индуктивности повышающего дросселя выбрана такой, что в течение периода переключений через дроссель протекает непрерывный ток), обеспечивает наименьшую величину высокочастотного тока, протекающего через входной конденсатор (Свх). Это единственная структура, которая позволяет уменьшить помехи на входном конденсаторе, что является основным фактором, определяющим габариты и стоимость фильтра. Кроме того, в повышающем дросселе накапливается только часть передаваемой энергии (поскольку энергия потребляется от сети и при размагничивании дросселя). Таким образом, по-

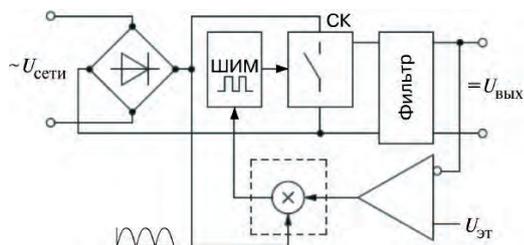


Рис. 1. Блок-схема корректора коэффициента мощности (ККМ)

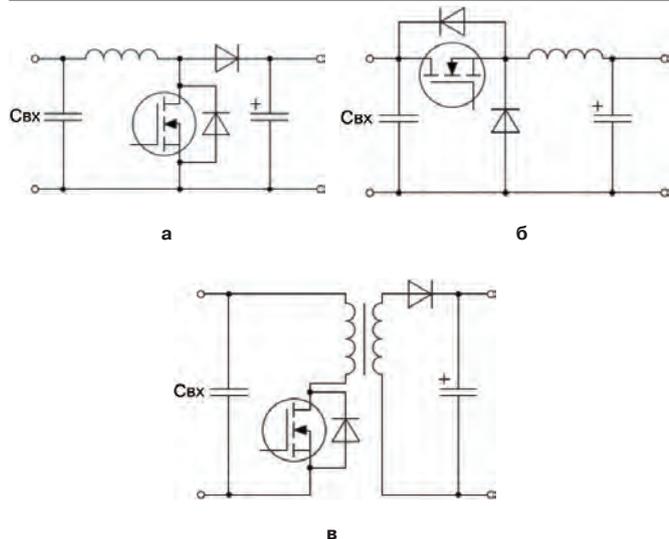


Рис. 2. Возможные структуры ККМ:

а – повышающая (хорошая коррекция коэффициента мощности, $U_{\text{вых}} > U_{\text{вх}}$, небольшие габариты фильтра; допустимое напряжение на ключевом элементе $U_{\text{вх}}$);
б – понижающая (плохая коррекция коэффициента мощности, $U_{\text{вых}} < U_{\text{вх}}$, допустимое напряжение на ключевом элементе $U_{\text{вх}}$, защита от бросков пускового тока и короткого замыкания, “плавающий” драйвер);
в – понижающе-повышающая (хорошая коррекция коэффициента мощности, изменяемое $U_{\text{вых}}$, допустимое напряжение на ключевом элементе $U_0 + U_{\text{вх}}$, защита от бросков пускового тока и короткого замыкания, гальваническая развязка выходного напряжения)

требная индуктивность дросселя оказывается меньше, по сравнению с другими структурами.

В результате структура на основе повышающего преобразователя постоянного напряжения позволяет получить ККМ с наименьшей стоимостью, но при этом не обеспечивается защита от бросков пускового тока и короткого замыкания.

В ККМ может быть использована и структура понижающе-повышающего преобразователя (рис. 2в). Преимущества такой структуры состоят в том, что она обеспечивает гальваническую развязку и регулирование выходного напряжения.

Основное внимание в статье будет уделено стоимости, как одному из наиболее важных факторов, и поэтому в дальнейшем будет рассмотрена структура повышающего преобразователя.

Оптимизация параметров схемы повышающего преобразователя

Обобщенная структура ККМ на основе повышающего преобразователя постоянного напряжения показана на рис. 3. Для ее оптимизации требуется тщательный выбор следующих параметров:

- ✧ величины емкости $C_{\text{ф}}$ входного конденсатора $C_{\text{ф}}$;
- ✧ величины пульсаций тока повышающего дросселя $L_{\text{пов}}$;
- ✧ величин паразитных емкостей повышающего дросселя и мощных полупроводниковых приборов, включая параметры связанные с радиатором теплоотвода;

✧ рабочей частоты и способов частотной модуляции.

Величина емкости входного конденсатора. Уровень помех на входном конденсаторе, определяющий стоимость фильтра, прямо пропорционален величине пульсаций тока и обратно пропорционален величине емкости конденсатора.

Приемлемый компромисс между искажениями тока и генерацией помех величина 3,3 мкФ/кВт.

Пульсации тока повышающего дросселя. Пульсации тока (Δi) являются функцией входного напряжения $U_{\text{вх}}$, выходного напряжения ($U_{\text{вых}}$), величины индуктивности дросселя ($L_{\text{пов}}$) и частоты переключений ($f_{\text{пер}}$) и определяются выражением:

$$\Delta i = \frac{(U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}})U_{\text{вх}}}{f_{\text{пер}} L_{\text{пов}} U_{\text{вых}}}$$

Типовые значения напряжений и частоты переключений следующие:

$$U_{\text{вх}} = 300 \text{ В}; U_{\text{вых}} = 400 \text{ В}; f_{\text{пер}} = 70 \text{ кГц.}$$

Если преобразователь работает в режиме непрерывных токов, типовое значение тока пульсаций может быть $\Delta i = 1 \text{ А}$. При этом индуктивность повышающего дросселя $L_{\text{пов}}$ составляет 1 мГн.

Если же преобразователь работает в режиме разрывных токов, то $\Delta i = 6 \text{ А}$, $L_{\text{пов}} = 150 \text{ мкГн}$.

Формы тока дросселя в режимах непрерывных и разрывных токов показаны на рис. 4.

При работе в режиме непрерывных токов требуемая величина индуктивности повышающего дросселя примерно в 10 раз превышает величину индуктивности, необходимую для обеспечения работы в режиме разрывных токов. Однако, меньшая величина пульсаций тока позволяет использовать более дешевый и эффективный сердечник из порошкового железа.

При работе с токами пульсаций, превышающими 1 А, большая величина di/dt приводит к возникнове-

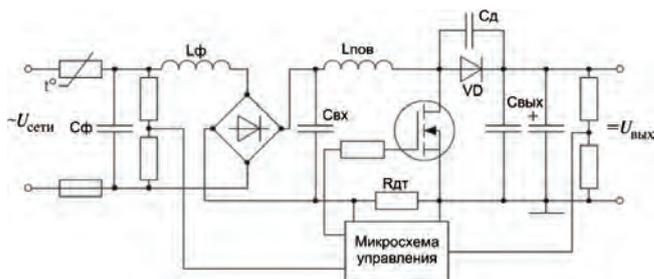


Рис. 3. Базовая структура ККМ на основе повышающего преобразователя

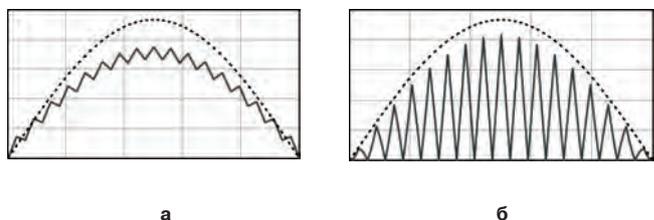


Рис. 4. Формы потребляемого от сети тока:

а – режим непрерывных токов; **б** – режим разрывных токов

нию в порошковом сердечнике скин-эффекта и вихревых токов. Следовательно, в режиме разрывных токов необходимо применение более дорогих ферритовых сердечников.

Поскольку максимальная возможная плотность магнитного потока в сердечнике из порошкового железа значительно выше, чем в ферритовом (около 1,5 Тл — порошковый и 0,25 Тл — ферритовый), то габариты, а, следовательно, и стоимость дросселя, требуемого в обоих случаях, примерно одинаковая. Таким образом, более меньшая стоимость преобразователя обеспечивается при работе с меньшими пульсациями тока, т. е. в режиме непрерывных токов, несмотря на большие габариты дросселя.

Способы частотной модуляции. Частота переключений преобразователя может быть как постоянной, так и переменной. В случае переменной частоты переключений ей можно либо управлять, либо она может произвольно изменяться в заданных пределах. Применение в преобразователе переменной частоты переключений приводит к уменьшению потерь мощности и снижению уровня электромагнитных помех. Но при этом, повышается сложность анализа схемы, и, иногда труднее рассчитывать частотные характеристики преобразователя.

Выбор частоты переключений полупроводниковых приборов. Работа с постоянными пульсациями тока и повышение частоты переключений позволяет уменьшить величину индуктивности повышающего дросселя. Однако при этом возрастут потери на переключение силовых полупроводниковых приборов. В стандартных схемах ККМ потери на проводимость будут меньше потерь на переключение, и, следовательно, частота переключений будет ограничиваться потерями на переключение выбранного силового транзистора и потерями на обратное восстановление повышающего диода.

Кроме того, если требуется соответствие требованиям *VFG243*, использование частоты переключений менее 50 кГц (где ограничения менее строгие), стоимость фильтра может быть существенно снижена.

При использовании в сетях переменного напряжения до 277 В при выходной мощности до 3 кВт наиболее эффективны и рентабельны мощные МДП-транзисторы. Наиболее приемлемым в диа-

пазоне мощностей от 1 до 3 кВт является *STE36N50-DK*. Он сочетает в себе мощный МДП-транзистор с низким сопротивлением в открытом состоянии и сверхскоростной диод *TURBOSWITCHTM*, размещенные в корпусе *ISOTOP[®]* с низкими индуктивностью и емкостью. При этом для достижения максимального КПД необходим активный ограничитель.

При мощностях более 3 кВт более целесообразно использование *IGBT*, поскольку у них меньше потери в открытом состоянии и больше допустимые нагрузки по току. При наличии демпфирующих цепочек их можно использовать при частотах переключений до 30 кГц.

Свойства обратного восстановления диода при включении существенно влияют на потери на переключение ККМ. Диоды нового семейства *TURBOSWITCH* имеют типовое время обратного восстановления (t_{rr}) 25 нс при напряжении 600 В и максимальное прямое падение напряжения 1,5 В. Диоды серии *TURBOSWITCH A* с допустимым током от 5 А до 60 А позволяют существенно снизить потери в преобразователе. При использовании демпфирующих цепочек больше подходят диоды серии *B*, имеющие меньшее прямое падение напряжения.

Сетевой фильтр и нормы высокочастотных помех

Анализ проведен по нормам *EN60555* [1] и *VDE0871B* [2] и техническим условиям на разработку.

Нормы по высокочастотным помехам. Ограничения, задаваемые нормами *VDE0871B* проиллюстрированы на рис. 5. При повышении частоты переключений ограничения, задаваемые нормами, смягчаются, а помехи, измеренные относительно нормализованного импеданса увеличиваются (рис. 6). Кроме того, при повышении частоты переключений ослабление фильтра улучшается не в той мере, в какой можно было предполагать. Разница между границами и помехой улучшается только на 10 дБ/дек. Например, при повышении частоты переключений с 10 кГц до 100 кГц ослабление фильтра улучшится на 10 дБ, а потери на переключение, при этом, возрастут в 10 раз.

Параметры оптимизации фильтра. Поскольку при увеличении частоты переключений возрастают потери на переключение, предпочтительно не увеличивать частоту, а снижать уровень генерируемых помех. Помехи, создаваемые на входном конденсаторе, пропор-



Рис. 5. Величины ограничения напряжения помех (напряжение помехи согласно стандарта *VDE 0871*)

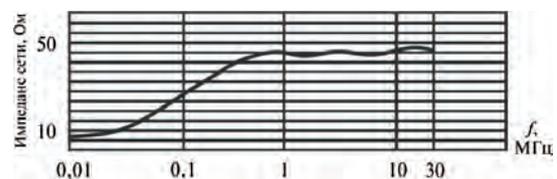


Рис. 6. Предельная характеристика фильтра в диапазоне частот (30...150) кГц

циональны пульсациям тока. Возможные формы тока повышающего дросселя при работе в режимах непрерывного и прерывистого токов показаны на рис. 4а и б соответственно.

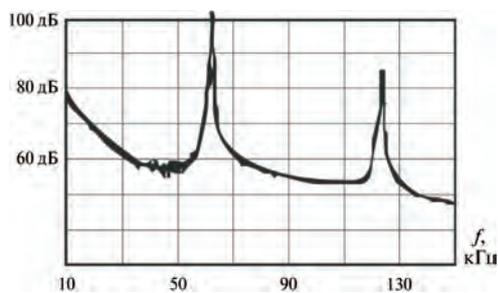
Уменьшение уровня пульсаций в повышающем дросселе в 20 раз позволит снизить уровень помех на 26 дБ. Таким образом, работа в режиме непрерывных токов приводит к снижению уровня помех.

Работа с переменной частотой второй способ снижения уровня помех, поскольку при этом спектр распространяется в широкой области частот, за счет чего уменьшается максимальное значение помехи, а следовательно, требуются меньшие затраты на фильтрацию. Уровень помех на конденсаторе Свх ККМ на основе повышающего преобразователя при работе с фиксированной и переменной частотами показан на рис. 7. Снижение уровня помех на 10 дБ достигается при глубине модуляции 10 кГц.

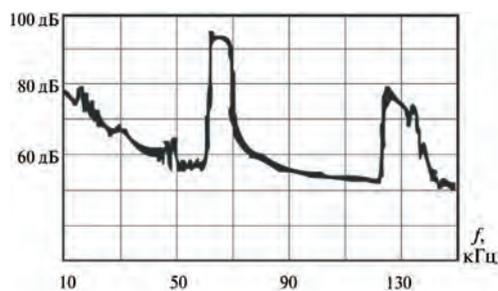
По нормам для измерения уровня помех требуется более широкая полоса частот — свыше 150 кГц. Интервал увеличивается от 200 Гц до 9 кГц. Результат — повышенная чувствительность на частотах свыше 150 кГц.

Это означает, что при повышении частоты переключений ККМ внезапно повышается влияние низкочастотных гармоник при 150 кГц. Фактически они вызывают дополнительные помехи. Это необходимо учитывать при выборе подходящей частоты переключений.

В диапазоне частот (1...30) МГц помехи проводятся паразитной емкостью повышающего дросселя. При



а



б

Рис. 7. Напряжение симметричной помехи (точка отсчета 99,9 мВ; 10 дБ/дел):
а — постоянная частота переключений;
б — переменная частота переключений

отключении силового транзистора разрядный ток этой паразитной емкости может превысить 1 А. Таким образом, уровень помех, а, значит, и стоимость фильтра, могут быть снижены за счет уменьшения паразитной емкости повышающего дросселя.

Для изготовления дросселей с малой паразитной емкостью могут применяться способы многосекционной обмотки (рис. 8). При использовании сердечника из порошкового железа наилучший способ получить малую паразитную емкость — это однослойная обмотка.

Замедление процесса коммутации также является хорошим средством для снижения уровня помех в диапазоне частот (1...30) кГц. Спектр помех ККМ при быстром переключении и обычным выполнением обмотки показан на рис. 9а. влияние замедленной коммутации на спектр помех показано на рис. 9б, а эффект от применения многосекционных обмоток на рис. 9в.

Паразитную емкость между силовым полупроводниковым прибором и радиатором теплоотвода можно свести к минимуму при использовании изолированных корпусов, например *ISOWATT220*, *ISOWATT218*, *ISOTOP* или *DO220I*, что позволяет снизить несимметричную фильтрацию.

ККМ с токовым управлением и прямой связью по напряжению

Блок-схема ККМ с токовым управлением показана на рис. 10 [6]. Эталонное значение тока (*current reference*) формируется за счет перемножения нескольких сигналов обратной связи. Затем это эталонное значение сравнивается со средним значением тока дросселя, и результат сравнения подается на ШИМ-контроллер.

Принцип действия ККМ. Для правильного функционирования ККМ необходимо выполнение следующих условий.

◇ Мгновенное значение потребляемого от сети тока должно повторять мгновенное значение напряжения сети, чтобы обеспечить синусоидальность потребляемого от сети тока и его синфазность с напряжением сети.

◇ Действующее значение потребляемой от сети мощности должно оставаться постоянным даже при

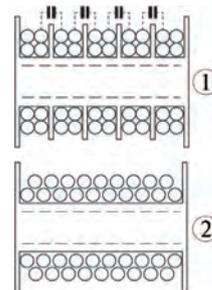


Рис. 8. Обмотки повышающего дросселя:
1 — низкая паразитная межвитковая емкость;
2 — высокая паразитная емкость

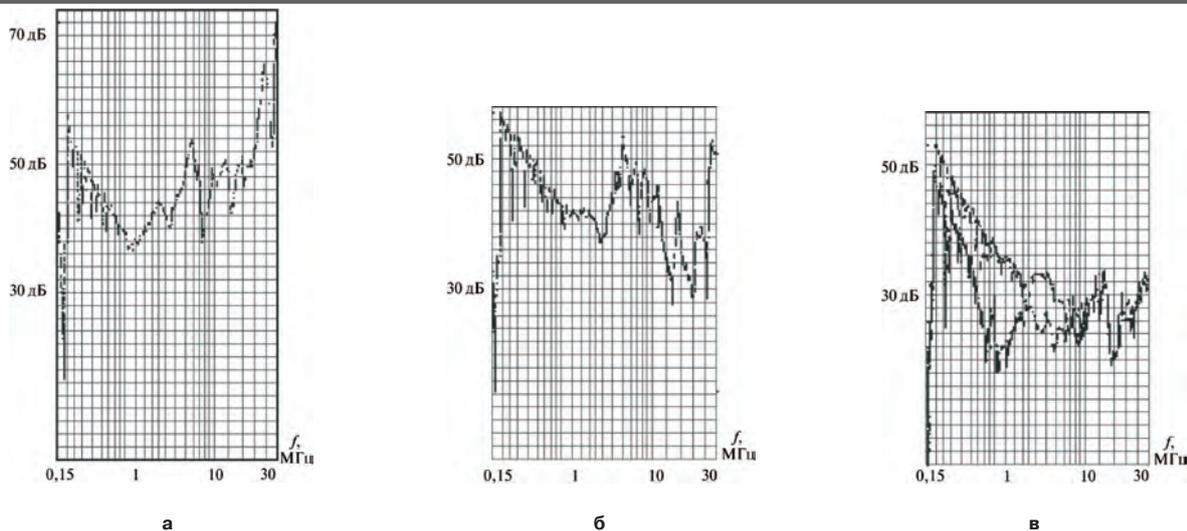


Рис. 9. Высокочастотная кондуктивная погрешность: а – быстрое переключение; б – медленное переключение; в – оптимизированный дроссель

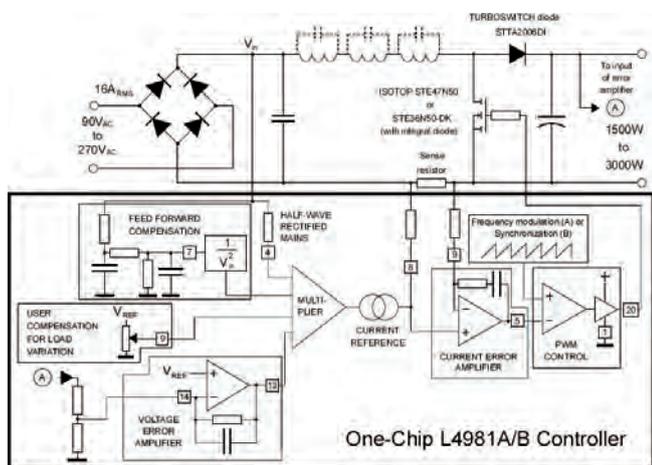


Рис. 10. Схема ККМ с управлением по среднему току

изменении действующего значения напряжения сети. Это означает, что в случае снижения действующего значения напряжения сети, действующее значение потребляемого тока должно увеличиться.

✧ Постоянное выходное напряжение должно оставаться постоянным, несмотря на изменение нагрузки. Например, если выходное напряжение уменьшилось, ток нагрузки должен увеличиться.

Первое условие обеспечивается за счет подачи части выпрямленного сетевого напряжения на вход умножителя, хотя в некоторых устройствах усилитель напряжения ошибки может компенсировать изменения как действующего напряжения сети, так и выходного постоянного напряжения, поскольку изменения первого вдет к изменениям второго.

Однако, в большинстве устройств усилитель напряжения ошибки нельзя использовать для компенсации изменений входного напряжения, поскольку выходное напряжение ККМ не совсем постоянное и содержит небольшие пульсации, наложенные на постоянную составляющую, которая при больших уров-

нях напряжения и тока не может быть исключена при правильном выборе выходного конденсатора. Частота этих пульсаций равна частоте выпрямленного сетевого напряжения, но слегка отличается по фазе. Следовательно, если такое напряжение перемножить с сигналом, полученным непосредственно от сетевого выпрямителя, результатом будет искаженная форма выпрямленного напряжения (рис. 11). Поэтому на входе усилителя напряжения ошибки для сглаживания этих пульсаций должен быть введен фильтр нижних частот. Для обеспечения правильной работы усилителя ошибки, т. е. необходимого сглаживания пульсаций, фильтр, как правило, рассчитывается на частоту перехода 20 Гц.

При этом частота среза такого фильтра уменьшается при понижении напряжения сети. Это оказывается проблемой в том случае, когда напряжение сети точно неизвестно, или подвергается существенным изменениям.

Например, может потребоваться типовое устройство для работы от сети, в которой напряжение изменяется

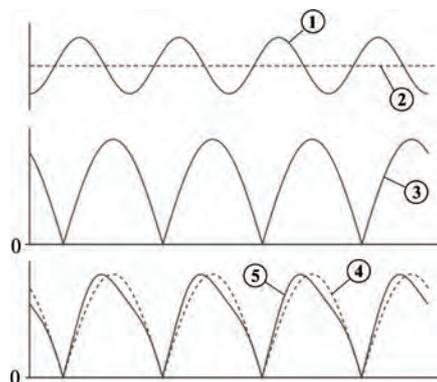


Рис. 11. Искажения напряжения ошибки: 1 сигнал ошибки с напряжением пульсаций; 2 действующее значение; 3 выпрямленное сетевое напряжение; 4 форма сигнала, необходимая для коррекции; 5 результат перемножения

от 90 В до 270 В. Поскольку частота перехода снижается при уменьшении входного напряжения для обеспечения правильной работы устройства фильтр необходимо рассчитывать при верхнем пределе напряжения. Если при напряжении 270 В частота перехода фильтра равна 20 Гц, то при снижении напряжения до 90 В она уменьшится на несколько Гц. Это означает, что в этом случае усилитель ошибки будет иметь неприемлемо большую инерционность при быстрых изменениях входного напряжения, что может привести к возникновению опасных перенапряжения на выходе.

Следовательно, для отработки быстрых изменений входного напряжения сигнал, пропорциональный действующему значению сетевого напряжения, должен подаваться непосредственно со входа сетевого напряжения. Этот способ известен как прямая связь по напряжению.

Прямая связь по напряжению. Эталонная величина тока формируется за счет модуляции напряжения ошибки контура напряжения сигналом, поступающим с выпрямителя сетевого напряжения. Значение величины этого сигнала должно быть установлено таким, чтобы при повышении входного напряжения вдвое (при постоянной нагрузке) эталонное величина тока, а, следовательно, и входной ток вдвое уменьшались. Поддержание неизменного сигнала напряжения ошибки требует деления на четыре модулирующего синусоидального сигнала. При использовании этого метода поддерживается постоянная полоса пропускания контура напряжения, и при изменении нагрузки исключается выброс напряжения.

Работа с переменной частотой. Генератор импульсов может работать с постоянной или переменной частотой. В устройствах, работающих с переменной частотой спектр помехи может быть растянут за счет регулирования глубины модуляции с помощью внешнего резистора. При этом максимальный ток дросселя зависит от минимума рабочей частоты, и отсутствует асимптота, дающая плоский спектр помехи (рис. 7). Все перечисленные режимы работы

можно обеспечить с помощью микросхемы управления L4981.

Выводы

Когда требуется оптимизация габаритов и стоимости, схема ККМ и входной фильтр должны разрабатываться совместно. Схемы ККМ создают больше помех, чем входные цепи традиционных импульсных источников питания, а их режим работы и способы управления оказывают существенное влияние на требования к входному фильтру.

Работа ККМ в режиме непрерывных токов в сочетании с тщательно проработанным способом частотного управления приводят к созданию устройства с минимальными габаритами и стоимостью.

Литература

1. Disturbance in Supply Systems Caused by Household Appliances and Similar Electrical Equipment – European Norm EN60555.
2. Disturbance Limitation Caused by High Frequency Equipment. – VDE0871/B.
3. *L. Perier*. Reduction of Electronic Interference a Power Semiconductor Manufacturer's Viewpoint. – Electronique de Puissance Symposium, Paris, 1988.
4. *K. Rishmuller*. Commutation Losses in a High Frequency PWM Converter. – SGS-Thomson Microelectronics.
5. *M. Albach*. An AC-DC Converter with Low Mains Current Distortion and Minimized Conducted Emissions". – EPE Aachen 1989.
6. *J. M. Bourgeois*. Circuits for Power Correction with Regards to Mains Filtering. – STMicroelectronics, 1999.

Карзов Борис Николаевич, начальник отдела метрологии ЗАО "ММП-Ирбис", тел.: 8(495) 987-10-16;

Кастров Михаил Юрьевич, к. т. н., главный инженер ЗАО "ММП-Ирбис", тел. 8(495) 987-10-16, e-mail: kastrov@mmp-irbis.ru.

Д. В. Жикленков, Е. И. Ходырев, Б. Н. Карзов

ПОЛУМОСТОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ПРИ НУЛЕ НАПРЯЖЕНИЯ

Рассмотрен полумостовой преобразователь постоянного напряжения без выходного дросселя, в котором силовые ключи могут включаться при нуле напряжения (ПНН), а выходной диод может отпирается и запирается при нуле тока (ПНТ). В то время как ПНН обеспечивается за счет тока намагничивания, ПНТ обеспечивается резонансным током. Условия ПНН и ПНТ обеспечиваются во всем диапазоне изменения нагрузки. Характеристики рассмотренного преобразователя основаны на использовании в качестве устройств передачи резонансной энергии резонансного дросселя и блокирующего конденсатора, а не линейно заряжаемых и разряжаемых компонентов. Описан принцип действия и проведен анализ схемы преобразователя. Проведены экспериментальные исследования преобразователя мощностью 90 Вт и представлены результаты экспериментальных исследований.

Обратноходовой преобразователь является одним из наиболее часто используемых преобразователей постоянного напряжения, применяемых в системах небольшой мощности вследствие простоты схемы и жесткости характеристик. Возможность получения нескольких выходных напряжений разных уровней и эффективная по затратам конструкция делают обратноходовой преобразователь привлекательным для использования в таких устройствах, как персональные компьютеры, разнообразные бытовые приборы, различное офисное оборудование и т. п. Основным недостатком обратноходового преобразователя является работа в режиме жесткого переключения. В общем случае, жесткое переключение силового ключа приводит к большим потерям на переключение и повышению уровня электромагнитных помех и большим перенапряжениям на самом ключе. Для преодоления этих недостатков предложены различные способы мягкого переключения [1–8], в том числе обратноходовые преобразователи с активным ограничением [3–5], в которых используются простые схемы активного ограничения для обеспечения работы силовых ключей с ПНН. Однако, при этом на силовом ключе по-прежнему остаются большие перенапряжения, поскольку к ним прикладывается сумма напряжений – входного и первичной обмотки трансформатора. Таким образом, все более популярными становятся асимметричные полумостовые обратноходовые преобразователи [3–6], в которых для обеспечения ПНН силовых ключей, а также малых перенапряжений на них, используются полумостовая схема и блокировочный конденсатор. В работах [7, 8] показано, что за счет уменьшения величины намагничивающего дросселя и ограничения коэффициен-

та заполнения свыше 0,5 в полумостовом обратноходовом преобразователе можно обеспечить ПНН силовых ключей как при холостом ходе, так и полной нагрузке. Однако, при отключении выпрямительный диод подвержен высоким значениям di/dt , что приводит к существенным потерям энергии из-за большой величины тока обратного восстановления.

В другом варианте [9] использован тот же силовой каскад, как и в [8], но для обеспечения формы тока выпрямительного диода, аналогичной форме тока традиционного преобразователя, к выпрямителю на вторичной стороне добавлен дроссель. При этом схема выходного выпрямителя усложнилась, а мягкое переключение диода не достигнуто.

В статье рассмотрен полумостовой преобразователь постоянного напряжения без выходного дросселя, в котором силовые ключи могут включаться при нуле напряжения (ПНН), а выходной диод может отпирается и запирается при нуле тока (ПНТ). В то время как ПНН обеспечивается за счет тока намагничивания, ПНТ обеспечивается резонансным током. Условия ПНН и ПНТ обеспечиваются во всем диапазоне изменения нагрузки. Характеристики рассмотренного преобразователя основаны на использовании в качестве устройств передачи резонансной энергии резонансного дросселя и блокирующего конденсатора, а не линейно заряжаемых и разряжаемых компонентов. Приведены описание принципа работы преобразователя, схемотехнический анализ и расчетные формулы, а также результаты экспериментальных исследований лабораторного макета преобразователя, подтверждающие корректность теоретических результатов.

Принцип действия преобразователя

Упрощенная схема рассматриваемого полумостового преобразователя показана на рис. 1. Резонансный дроссель L_r включает в себя индуктивность рассеяния трансформатора T_V и внешние паразитные индуктивности. Для упрощения в схему не включены эквивалентные последовательные сопротивления компонентов и внутренние сопротивления полупроводниковых компонентов. Восемь режимов работы схемы за один период переключений показаны на рис. 2, а основные временные диаграммы, соответствующие интервалам времени каждого из восьми режимов работы, показаны на рис. 3. Перед тем, как перейти к описанию основных принципов работы преобразователя, необходимо принять некоторые допущения:

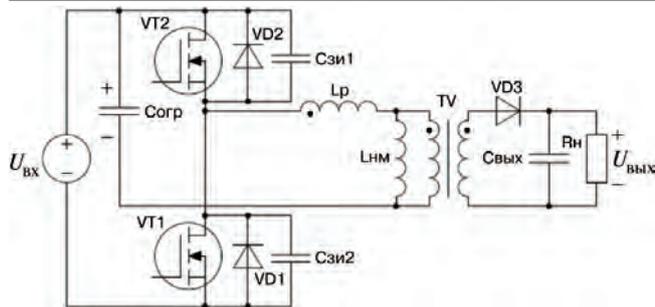


Рис. 1. Упрощенная схема полумостового преобразователя

- преобразователь работает в установившемся режиме;
- индуктивность дросселя L_p (L_p) значительно меньше индуктивности намагничивания $L_{нм}$;
- период резонанса в цепи $C_{орг}-L_p$ соизмерим с временем закрытого состояния транзистора VT1;
- предполагается, что в режимах 2 и 6 характер работы схемы линейный;
- в режиме 3 полагаем, что резонансный ток такой же, как ток намагничивания.

Итак, анализ работы схемы преобразователя выглядит следующим образом.

Режим 1 (t_0-t_1). В момент времени t_0 транзистор VT1 открыт, а транзистор VT2 закрыт. Выходной диод VD3 смещен в обратном направлении. Элементы схемы $C_{орг}$, L_p и $L_{нм}$ образуют последовательный резонансный контур. При этом энергия поступает от

входного источника питания $U_{вх}$. Поскольку длительность интервала (t_0-t_1) значительно меньше постоянной времени резонансного контура, накопление энергии в $C_{орг}$, L_p и $L_{нм}$ происходит линейно. Токи индуктивностей рассеяния и намагничивания начинают уменьшаться с нулевого значения. Определяющие уравнения схемы для этого режима имеют вид

$$(L_{нм} + L_p) \frac{di_{Lp}}{dt} = -U_{вх} + u_{Cорг}; \quad (1)$$

$$C_{орг} \frac{du_{Cорг}}{dt} = i_{Lp} = i_{L_{нм}}. \quad (2)$$

Режим 1 заканчивается, когда запирается транзистор VT1.

Режим 2 (t_1-t_2). В момент времени t_1 транзистор VT1 закрывается, а транзистор VT2 по-прежнему закрыт. Элементы схемы $C_{орг}$, L_p и $L_{нм}$ и $C_{зи1}$ образуют новый последовательный резонансный контур, а второй последовательный резонансный контур образуют элементы $C_{орг}$, L_p и $L_{нм}$ и $C_{зи2}$. Конденсаторы $C_{зи1}$ и $C_{зи2}$ заряжаются от источника питания $U_{вх}$ током, равным половине тока намагничивания. Второй половиной тока намагничивания через разряд конденсатора $C_{зи2}$ заряжается конденсатор $C_{орг}$. Определяющие уравнения схемы для этого режима имеют вид:

$$(L_{нм} + L_p) \frac{di_{Lp}}{dt} = -U_{вх} + u_{Cорг} + u_{зи1}; \quad (3)$$

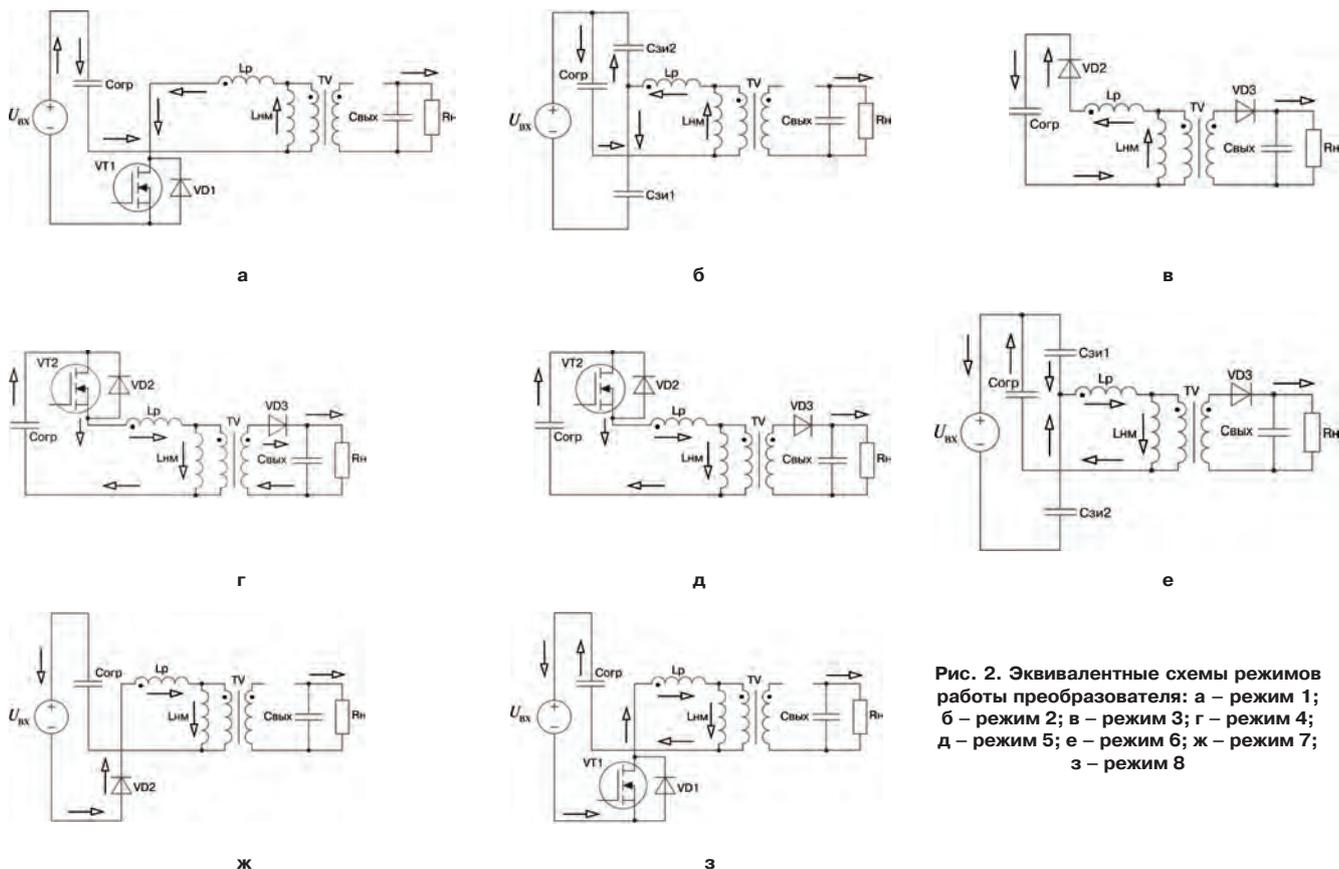


Рис. 2. Эквивалентные схемы режимов работы преобразователя: а – режим 1; б – режим 2; в – режим 3; г – режим 4; д – режим 5; е – режим 6; ж – режим 7; з – режим 8

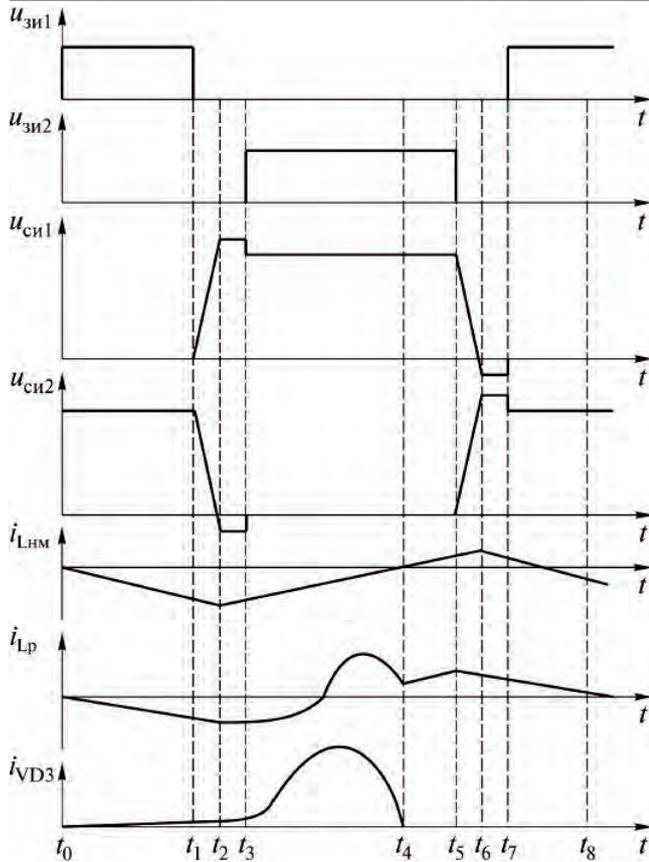


Рис. 3. Временные диаграммы работы полумостового преобразователя с режимами ПНН и ПНТ

$$C_{\text{орп}} \frac{du_{\text{Сорп}}}{dt} = i_{\text{Лр}} = i_{\text{ЛНМ}}; \quad (4)$$

$$C_{\text{зи1}} \frac{du_{\text{зи1}}}{dt} = \frac{i_{\text{Лр}}}{2} = \frac{i_{\text{ЛНМ}}}{2}; \quad (5)$$

$$C_{\text{зи2}} \frac{du_{\text{зи2}}}{dt} = -\frac{i_{\text{Лр}}}{2} = -\frac{i_{\text{ЛНМ}}}{2}. \quad (6)$$

При условии, что ток намагничивания изменяется линейно, напряжение $u_{\text{зи1}}$ начинает возрастать с нуля по квадратичному закону. Режим 2 заканчивается, когда напряжение $u_{\text{зи1}}$ достигает значения $(U_{\text{вх}} + U_{\text{пр}})$, и начинает проводить внутренний диод транзистора VT2 ($U_{\text{пр}}$ – это прямое падение напряжения на диоде).

Режим 3 (t_2-t_3). На этом интервале времени оба транзистора – VT1 и VT2 – остаются закрытыми. Начинает проводить внутренний диод транзистора VT2, и напряжение на намагничивающем дросселе $L_{\text{нм}}$ изменяет полярность. Предполагая, что резонансный ток равен току намагничивания, определяющие уравнения схемы для этого режима имеют вид:

$$(L_{\text{нм}} + L_{\text{р}}) \frac{di_{\text{Лр}}}{dt} = u_{\text{Сорп}} + U_{\text{пр}}; \quad (7)$$

$$C_{\text{орп}} \frac{du_{\text{Сорп}}}{dt} = i_{\text{Лр}} = i_{\text{ЛНМ}}. \quad (8)$$

Поскольку разность между резонансным током и током намагничивания на этом этапе равна нулю, выходной диод VD3 не проводит, и напряжение с выхода преобразователя не отображается на первичной стороне трансформатора TV. Этот режим заканчивается, когда транзистор VT2 отпирается в режиме ПНН, и заканчивается время паузы.

Режим 4 (t_3-t_4). На этом интервале времени транзистор VT2 открыт, а транзистор VT1 закрыт. Выходной диод проводит, и выходное напряжение преобразователя отображается на первичной стороне трансформатора. В резонансном контуре, образованном $C_{\text{орп}}$, $L_{\text{р}}$ и $L_{\text{нм}}$ начинает протекать резонансный ток, который отличается от тока намагничивания. Именно разность резонансного тока и тока намагничивания определяет величину тока диода. Этот режим заканчивается, когда резонансный ток спадает до величины тока намагничивания, и выходной диод запирается при нуле тока. Определяющие уравнения схемы для этого режима имеют вид:

$$L_{\text{нм}} \frac{di_{\text{ЛНМ}}}{dt} = k_{\text{тр}} U_{\text{вх}}; \quad (9)$$

$$L_{\text{р}} \frac{di_{\text{Лр}}}{dt} = u_{\text{Сорп}} - k_{\text{тр}} U_{\text{вх}}; \quad (10)$$

$$C_{\text{орп}} \frac{du_{\text{Сорп}}}{dt} = i_{\text{Лр}}; \quad (11)$$

$$i_{\text{VD3}} = k_{\text{тр}} (i_{\text{Лр}} - i_{\text{ЛНМ}}). \quad (12)$$

Режим 5 (t_4-t_5). В этом режиме состояния транзисторов VT1 и VT2 остаются такими же, как в режиме 4. Резонанс в резонансном контуре прекращается, поскольку резонансный ток не может быть меньше тока намагничивания. Выходной диод смещен в прямом направлении, но ток через него равен нулю. Определяющие уравнения становятся следующими:

$$(L_{\text{нм}} + L_{\text{р}}) \frac{di_{\text{Лр}}}{dt} = u_{\text{Сорп}}; \quad (13)$$

$$C_{\text{орп}} \frac{du_{\text{Сорп}}}{dt} = i_{\text{Лр}} = i_{\text{ЛНМ}}. \quad (14)$$

Этот режим заканчивается, когда закрывается транзистор VT2.

Режим 6 (t_5-t_6). В этом режиме оба транзистора VT1 и VT2 закрыты. В момент времени t_5 конденсатор $C_{\text{зи2}}$ начинает заряжаться с нулевого значения напряжения половинным током намагничивания. Конденсатор $C_{\text{зи1}}$ начинает разряжаться половинным током намагничивания с величины напряжения $U_{\text{вх}}$. Определяющие уравнения схемы для этого режима имеют вид:

$$(L_{\text{нм}} + L_{\text{р}}) \frac{di_{\text{Лр}}}{dt} = u_{\text{Сорп}} - u_{\text{зи1}}; \quad (15)$$

$$C_{\text{орп}} \frac{du_{\text{Сорп}}}{dt} = -i_{\text{Лр}} = -i_{\text{ЛНМ}}; \quad (16)$$

$$C_{\text{зи2}} \frac{du_{\text{зи2}}}{dt} = \frac{i_{Lp}}{2} = \frac{i_{LHM}}{2}; \quad (17)$$

$$C_{\text{зи1}} \frac{du_{\text{зи1}}}{dt} = -\frac{i_{Lp}}{2} = -\frac{i_{LHM}}{2}; \quad (18)$$

Этот режим заканчивается, когда напряжение $u_{\text{зи1}}$ спадет до величины $U_{\text{пр}}$, и внутренний диод транзистора VT1 начнет проводить.

Режим 7 (t_6-t_7). В этом режиме транзисторы VT1 и VT2 по-прежнему заперты. В момент времени t_6 напряжение на дросселе намагничивания изменяет полярность. Начинает проводить внутренний диод транзистора VT1, и ток намагничивания начинает уменьшаться. Определяющие уравнения схемы для этого режима имеют вид:

$$(L_{\text{HM}} + L_p) \frac{di_{Lp}}{dt} = -U_{\text{вх}} + u_{\text{Согр}} - U_{\text{пр}}; \quad (19)$$

$$C_{\text{огр}} \frac{du_{\text{Согр}}}{dt} = -i_{Lp} = -i_{LHM}. \quad (20)$$

Этот режим заканчивается по истечении времени паузы, и отпирается транзистор VT1.

Режим 8 (t_7-t_8). В момент времени t_7 транзистор VT1 отпирается в режиме ПНН. Ток намагничивания продолжает линейно спадать, и конденсатор Согр разряжается в источник питания $U_{\text{вх}}$. Это режим заканчивается, когда ток намагничивания впадет до нуля. Конденсатор Согр и дроссели L_p и L_{HM} начинают накапливать энергию от источника питания $U_{\text{вх}}$, и начинается новый период переключений.

Анализ процессов схеме преобразователя

В этом разделе на основе рассмотренных режимов работы исследуются основные характеристики преобразователя. Однако, для упрощения анализа не учитываются пауза между моментами переключения транзисторов VT1 и VT2, а также выходные емкости транзисторов. Эти упрощения не должны повлиять на корректность проводимого анализа. Упрощенные формы токов резонансного и намагничивающего дросселей и выходного диода, а также напряжения на ограничивающем конденсаторе показаны на рис. 4.

Коэффициент передачи по напряжению. В установленном режиме коэффициент передачи по напряжению зависит от коэффициента заполнения k_3 и коэффициента трансформации $k_{\text{тр}}$ трансформатора TV и может быть определен при использовании принципа баланса магнитных потоков в L_{HM} и L_p . Уравнения, описывающие эту взаимосвязь имеют вид

$$k_1(U_{\text{вх}} - U_{\text{Согр}})k_3 - k_{\text{тр}}U_{\text{вых}}(1 - k_3) = 0; \quad (21)$$

$$k_2(U_{\text{вх}} - U_{\text{Согр}})k_3 - (U_{\text{Согр}} - k_{\text{тр}}U_{\text{вых}})(1 - k_3) = 0, \quad (22)$$

где $k_1 = L_{\text{HM}} / (L_{\text{HM}} + L_p)$; $k_2 = L_p / (L_{\text{HM}} + L_p)$.

Решая совместно (21) и (22) получаем выражения для коэффициента передачи по напряжению

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{k_1 k_3}{k_{\text{тр}}}. \quad (23)$$

Среднее значение напряжения на ограничительном конденсаторе. Среднее значение напряжение на ограничительном конденсаторе Согр прямо пропорционально коэффициенту заполнения k_3 и может быть определено совместным решением (21) и (22)

$$U_{\text{Согр}} = k_3 U_{\text{вх}}. \quad (24)$$

Из выражений (23) и (24) видно, что в зависимости от $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$ коэффициент заполнения может быть как больше, так и меньше 0,5. Для фиксированного $U_{\text{вх}}$ — чем меньше $U_{\text{вых}}$, тем меньше k_3 .

Среднее значение тока намагничивания. Согласно рис. 4 среднее значение тока намагничивания можно определить следующим образом:

$$I_{\text{HMcp}} = \frac{1}{T_{\text{пер}}} \int_0^{T_{\text{пер}}} i_{LHM}(t) dt = I_{\text{HMвп}} - \frac{U_{\text{вх}} k_3 (1 - k_3) T_{\text{пер}}}{2(L_{\text{HM}} + L_p)}, \quad (25)$$

где $I_{\text{HMвп}}$ — верхний предел тока через намагничивающий дроссель;

$T_{\text{пер}}$ — период переключений.

Среднее значение тока нагрузки. Среднее значение тока через выходной диод VD3 определяется отношением витков трансформатора TV ($k_{\text{тр}}$) и разностью токов резонансного (i_{Lp}) и намагничивания (i_{LHM}) и определяется по формуле

$$I_{\text{Hcp}} = \frac{1}{T_{\text{пер}}} \int_0^{T_{\text{пер}}} k_{\text{тр}} [i_{Lp}(t) - i_{LHM}(t)] dt = k_{\text{тр}} \left\{ \frac{d}{\omega T_{\text{пер}}} (\sin[\omega(1 - k_3)T_{\text{пер}} - \phi] + \sin \phi) - I_{\text{HMcp}}(1 - k_3) - \frac{k_{\text{тр}} U_{\text{вх}}}{2L_{\text{HM}}} (1 - k_3) T_{\text{пер}} \right\}, \quad (26)$$

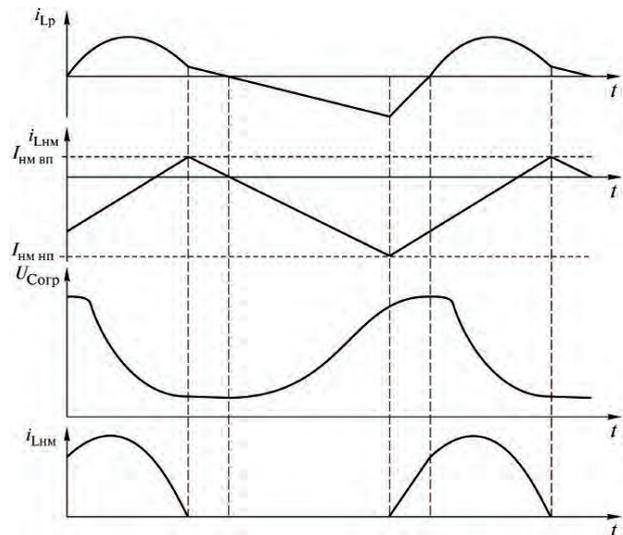


Рис. 4. Упрощенные формы токов дросселей и напряжения на ограничительном конденсаторе

где

$$d^2 = I_{\text{нм ср}}^2 + \left[\frac{k_{\text{тр}} U_{\text{вых}} - u_{\text{Согр}}(k_3 T_{\text{пер}})}{Z} \right]^2; \quad Z = \sqrt{\frac{L_p}{C_{\text{огр}}}}; \quad (27)$$

$$\omega = \sqrt{L_p C_{\text{огр}}}; \quad (28)$$

$$\varphi = \arctg \left[\frac{k_{\text{тр}} U_{\text{вых}} - u_{\text{Согр}}(k_3 T_{\text{пер}})}{Z I_{\text{нм нп}}} \right] + \pi; \quad (29)$$

$I_{\text{нм нп}}$ – наименьшее значение тока через намагничивающий дроссель.

Применяя принцип баланса заряда на Согр за один период переключений, получаем

$$\begin{aligned} & \int_0^{T_{\text{пер}}} i_{Lp}(t) dt = 0 \Rightarrow \\ \Rightarrow & \frac{d}{\omega T_{\text{пер}}} \{ \sin[\omega(1-k_3)T_{\text{пер}} - \varphi] + \sin \varphi \} = \\ & = \frac{U_{\text{вх}}(1-k_3)k_3^2 T_{\text{пер}}}{2(L_{\text{нм}} + L_p)} - I_{\text{нм нп}} k_3. \end{aligned} \quad (30)$$

Подставив (30) в (25), получим

$$\frac{I_{\text{н}}}{n} = -I_{\text{нм вп}} + \frac{U_{\text{вх}} k_3 (1-k_3) T_{\text{пер}}}{2(L_{\text{нм}} + L_p)}. \quad (31)$$

Подстановкой (31) в (25) получаем простую связь токов намагничивания и нагрузки

$$I_{\text{нм}} = \frac{I_{\text{н}}}{n}. \quad (32)$$

Выбор резонансной частоты. На интервале времени $k_3 T_{\text{пер}} \leq t \leq T_{\text{пер}}$ резонансный ток $i_{Lp}(t)$ является синусоидальной функцией, а ток намагничивания $i_{L_{\text{нм}}}(t)$ нарастает линейно. Разность резонансного и намагничивающего токов вызывает ток в выходном диоде. При полной нагрузке этот диод может запирается в режиме ПНТ только при выполнении следующего условия

$$i_{Lp}(T_{\text{пер}}) \leq i_{L_{\text{нм}}}(T_{\text{пер}}), \quad (33)$$

где $i_{Lp}(t) = d \cos[\omega(t - T_{\text{пер}}) - \varphi]; \quad (34)$

$$i_{L_{\text{нм}}}(t) = I_{\text{нм нп}} + \frac{k_3 U_{\text{вых}} (t - T_{\text{пер}})}{L_{\text{нм}}}. \quad (35)$$

Таким образом,

$$d \cos[\omega(t - T_{\text{пер}}) - \varphi] \leq I_{\text{нм нп}} + \frac{k_3 U_{\text{вых}} (t - T_{\text{пер}})}{L_{\text{нм}}}. \quad (36)$$

Поскольку параметр d является функцией от ω , выражение (36) существенно нелинейно относительно ω . Аналитическое решение его относительно ω получить крайне трудно. Для нахождения резонансной частоты можно использовать следующую эмпирическую формулу:

$$\omega > \frac{\pi}{(1-k_3)T_{\text{пер}}}. \quad (37)$$

Удовлетворение условия (37) означает, что для обеспечения запирающего тока выходного диода при нуле тока резонансный ток будет развиваться в течение, по крайней мере, половины периода резонанса на интервале времени $[0, (1-k_3)T_{\text{пер}}]$. Нужно также отметить, что, поскольку выходной диод запирается в режиме ПНТ при полной нагрузке, режим ПНТ для него будет сохраняться и при малых нагрузках, так как гарантировано выполнение условия (33).

Условия ПНН. Работа силовых ключей рассматриваемого преобразователя в режиме ПНН зависит от величины тока намагничивания. Условия ПНН для транзистора VT2 могут быть легко обеспечены, поскольку величина тока намагничивания в момент времени t_1 соответствует его нижнему пределу $I_{\text{нм нп}}$. Этой величины вполне достаточно, чтобы полностью разрядить выходную емкость сток-исток (Сзи2) транзистора VT2. Согласно (31) величину этого тока можно определить как

$$I_{\text{нм нп}} = \frac{U_{\text{вх}}(1-k_3)k_3 T_{\text{пер}}}{2(L_{\text{нм}} + L_p)}. \quad (38)$$

Тогда условия ПНН для транзистора VT2 запишутся в виде

$$\frac{L_{\text{нм}} I_{\text{нм нп}}^2}{2} \geq \frac{C_{\text{зи2}} U_{\text{вх}}^2}{2}. \quad (39)$$

Из конденсатора Сзи2 энергия передается обратно в ограничительный конденсатор Согр. Время паузы между переключениями транзисторов VT1 и VT2 должно быть достаточным для того, чтобы конденсатор Сзи2 полностью разрядился.

Условия ПНН для транзистора VT1 зависят от максимального значения тока через индуктивность намагничивания ($I_{\text{нм вп}}$). Этот ток должен быть положительным и достаточно большим по величине, чтобы полностью разрядить конденсатор Сзи1 от накопленной энергии. Снова обращаясь к (31), получаем

$$I_{\text{нм вп}} = \frac{U_{\text{вх}}(1-k_3)k_3 T_{\text{пер}}}{2(L_{\text{нм}} + L_p)} - \frac{I_{\text{н}}}{k_{\text{тр}}}, \quad (40)$$

что в результате дает

$$L_{\text{нм}} + L_p = k_{\text{тр}} \frac{U_{\text{вх}}(1-k_3)k_3 T_{\text{пер}}}{2I_{\text{н}}}. \quad (41)$$

Для обеспечения ПНН транзистора VT1 должно выполняться ограничительное неравенство (41). Другое необходимое условие обеспечения ПНН транзистора VT1

$$\frac{L_{\text{нм}} I_{\text{нм вп}}^2}{2} \geq \frac{C_{\text{зи1}} U_{\text{вх}}^2}{2}. \quad (42)$$

Из конденсатора Сзи2 энергия передается обратно в ограничительный конденсатор Согр. Время паузы между переключениями транзисторов VT1 и VT2 должно быть достаточным для того, чтобы конденсатор Сзи2 полностью разрядился.

Условия ПНН для транзистора VT1 зависят от максимального значения тока через индуктивность намагничивания ($I_{\text{нм вп}}$). Этот ток должен быть положительным и достаточно большим по величине, чтобы полностью разрядить конденсатор Сзи1 от накопленной энергии. Снова обращаясь к (31), получаем

$$I_{\text{нм вп}} = \frac{U_{\text{вх}}(1-k_3)k_3 T_{\text{пер}}}{2(L_{\text{нм}} + L_p)} - \frac{I_{\text{н}}}{k_{\text{тр}}}, \quad (40)$$

что в результате дает

$$L_{\text{нм}} + L_p = k_{\text{тр}} \frac{U_{\text{вх}}(1-k_3)k_3 T_{\text{пер}}}{2I_{\text{н}}}. \quad (41)$$

Для обеспечения ПНН транзистора VT1 должно выполняться ограничительное неравенство (41). Другое необходимое условие обеспечения ПНН транзистора VT1

$$\frac{L_{\text{нм}} I_{\text{нм вп}}^2}{2} \geq \frac{C_{\text{зи1}} U_{\text{вх}}^2}{2}. \quad (42)$$

Нужно отметить, что время, необходимое на разряд Сзи1 (режим 6) больше времени, необходимого на разряд Сзи2 (режим 2), поскольку верхний предел величины тока намагничивания ($I_{\text{нм вп}}$) меньше нижнего предела этого тока ($I_{\text{нм нп}}$). Минимальное время паузы при переключении транзисторов VT1 и VT2 должно определяться временем, необходимым для полного разряда конденсатора Сзи1.

Особенности разработки преобразователя

Для подтверждения правильности полученных теоретических результатов, полученных для рассматриваемого преобразователя создан лабораторный макет со следующими основными параметрами:

- входное постоянное напряжение ($U_{\text{вх}}$): 156 В;
- выходное напряжение ($U_{\text{вых}}$): 12 В;
- максимальная выходная мощность (P_{max}): 60 Вт;
- частота переключений ($f_{\text{пер}}$): 50 кГц.

Коэффициент заполнения. Коэффициент заполнения (k_3) можно определить согласно (23). В зависимости от коэффициента трансформации ($k_{\text{тр}}$) k_3 может превышать величину 0,5 при использовании управления по напряжению. Чем больше k_3 , тем больше энергии накапливается в $L_{\text{нм}}$, L_p и Согр, что требует большей емкости входного конденсатора и большего требуемого времени паузы. С другой стороны, при большем коэффициенте заполнения снижается величина перенапряжения на выходном диоде.

Коэффициент трансформации. Отношение витков обмоток трансформатора ($k_{\text{тр}}$) связано с величинами коэффициента заполнения (k_3) и индуктивности намагничивания ($L_{\text{нм}}$) через соотношения (23) и (41).

Большее значение $k_{\text{тр}}$ позволяет снизить ток первичной обмотки трансформатора, но, при этом, возрастает ток вторичной обмотки. Это благоприятно с точки зрения снижения потерь на проводимость на первичной стороне преобразователя, но, при этом, недостатком является большая перегрузка по току выпрямителя. Рекомендуется компромиссный выбор величин $k_{\text{тр}}$, k_3 и $L_{\text{нм}}$.

Индуктивность намагничивания трансформатора.

В данном случае можно применить расчетную формулу для определения индуктивности намагничивания трансформатора обычного обратногоходового преобразователя, работающего в режиме непрерывных токов, которая выглядит следующим образом:

$$L_{\text{нм}} \leq \left[B_s \cdot 10^{-8} - \frac{U_{\text{вх}}(1-k_3)k_3 T_{\text{пер}}}{2w_1 S_{\text{ст}}} \right] \cdot \frac{k_{\text{тр}} w_1 S_{\text{ст}}}{I_{\text{н}}}. \quad (43)$$

где B_s — индукция насыщения сердечника трансформатора;

w_1 — число витков первичной обмотки трансформатора;

$S_{\text{ст}}$ — площадь поперечного сечения сердечника трансформатора.

Однако, выражение (43) не гарантирует удовлетворения условия ПНН. Рекомендуется после вычисления выражения (43) проверить выражения (40) и (42), чтобы гарантировано обеспечить работу в режиме ПНН транзистора VT1. Предварительную проверку нужно провести по формуле (41).

Резонансный дроссель. Резонансный дроссель L_p используется, в основном, для формирования резонансного тока в то время, когда энергия передается от первичной стороны трансформатора ко вторичной. Для обеспечения режима ПНТ выходного диода резонансную частоту $1/(L_p C_{\text{огр}})^{0.5}$ можно выбрать такой, чтобы ее значение удовлетворяло неравенству (37). Поскольку резонансная индуктивность в основном образуется за счет индуктивности рассеяния трансформатора, а вычисления по выражению (37) приводят к высокой резонансной частоте, индуктивность рассеяния должна выбираться как можно меньшей. Нужно отметить, что индуктивность резонансного дросселя тесно связана с работой в режиме ПНТ выпрямителя, но никак не связана с режимом ПНН силовых транзисторов.

Ограничительный конденсатор. В зависимости от величины индуктивности резонансного дросселя емкость ограничительного конденсатора можно определить по формуле

$$C_{\text{огр}} \leq \frac{1}{L_p \left[\frac{\pi}{(1-k_3)T_{\text{пер}}} \right]^2}. \quad (44)$$

Ограничение пульсаций напряжения на ограничительном конденсаторе на уровне, не превышающем

среднее значение напряжения $U_{\text{Согр}}$, приводит к еще одному ограничению при определении величины емкости $C_{\text{огр}}$:

$$C_{\text{огр}} \geq \left(\frac{d}{k_3 U_{\text{вх}}} \right)^2, \quad (45)$$

где параметр d вычисляется по формуле (27).

Результаты экспериментальных исследований

На основе результатов, полученных в предыдущих разделах создан прототип преобразователя с рабочей частотой 50 кГц. Список компонентов, схемы преобразователя:

- ✓ индуктивность намагничивания $L_{\text{нм}}$ 0,3 – мГн;
- ✓ резонансный дроссель L_p – 2,58 мкГн;
- ✓ ограничительный конденсатор, $C_{\text{огр}}$ – 0,68 мкФ, 250 В;
- ✓ конденсатор фильтра $C_{\text{вых}}$ – 4700 мкФ, 35 В;
- ✓ частота переключений $f_{\text{пер}}$ – 50 кГц;
- ✓ сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ – 1,6 Ом;
- ✓ силовой ключ (VT1, VT2) – K2843 × 2;
- ✓ выходной диод (VD3) – MOSPEC S30C40C;
- ✓ микросхема драйвера – UC3854 + IR2111;
- ✓ оптопара – 2N25.

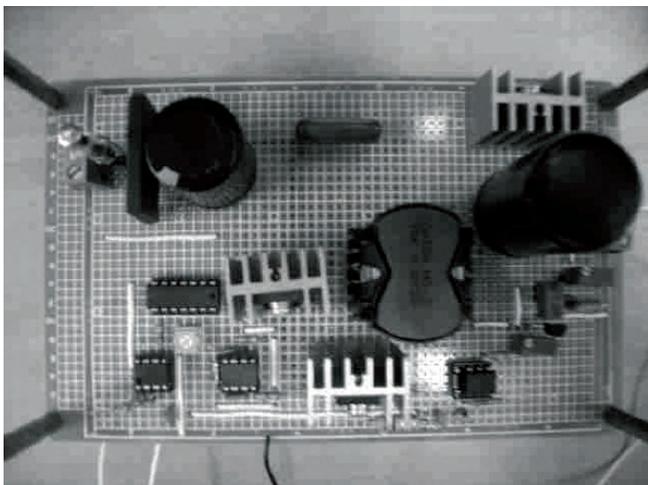


Рис. 5. Лабораторный макет преобразователя

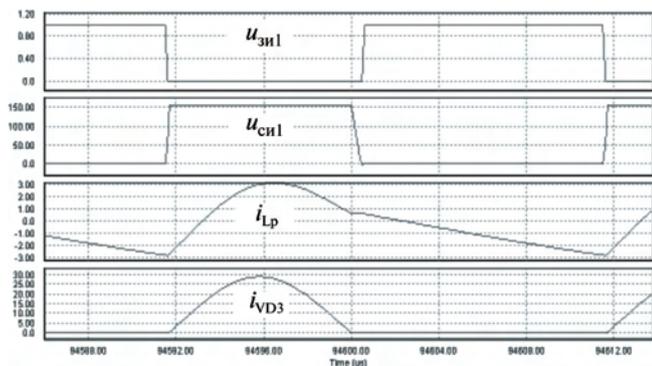


Рис. 6. Результаты моделирования преобразователя

Лабораторный образец разработанного преобразователя показан на рис. 5. Результаты моделирования преобразователя при полной нагрузке приведены на рис. 6, а осциллограммы напряжений и токов, полученные при испытании лабораторного макета при полной нагрузке на рис. 7. Формы токов резонансного дросселя $i_{Lp}(t)$ и выходного диода $i_{VD3}(t)$ с достаточной точностью соответствуют результатам теоретического анализа и моделирования на рис. 3 и 5 соответственно. Работа в режиме ПНН транзисторов VT1 и VT2 в режимах холостого хода и полной нагрузки показана на рис. 8.

Выводы

Представлены результаты анализа и эксперимента асимметричного полумостового преобразователя постоянного напряжения без выходного дросселя. Силовые ключи преобразователя отпираются в режиме ПНН, а выходной диод может отпираться и запирается в режиме ПНТ. Показано, что работа силовых ключей в режиме ПНН обеспечивается за счет тока намагничивания, а работа выходного диода в режиме ПНТ за счет резонансного тока. Условия ПНН и ПНТ могут поддерживаться во всем диапазоне изменения нагрузки. Принцип работы преобразования разобран при анализе режимов работы, а для установившегося режима работы получены расчетные формулы. Определены условия работы преобразователя в режимах ПНН и ПНТ. На основе расчетных формул разработан и испытан прототип преобразователя мощностью 90 Вт. Результаты экспериментальных исследований преобразователя подтвердили корректность полученных теоретических результатов.

Литература

1. Watson R., Lee F. C., and Hua G. C. Utilization of an Active-Clamp Circuit to achieve Soft Switching in Flyback Converters. – IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 11, No 1, 1996, pp. 162–169.
2. Ji H. K., and Kim H. J. Active clamp forward converter

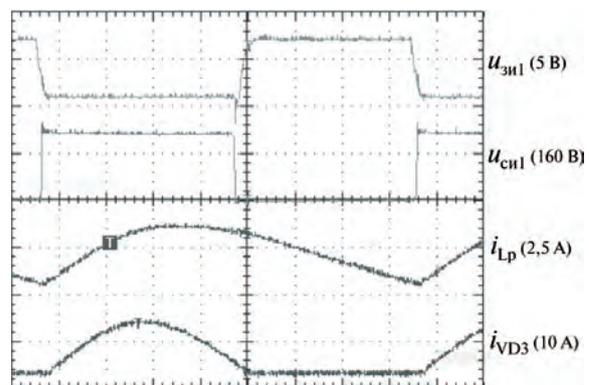


Рис. 7. Осциллограммы, характеризующие работу преобразователя

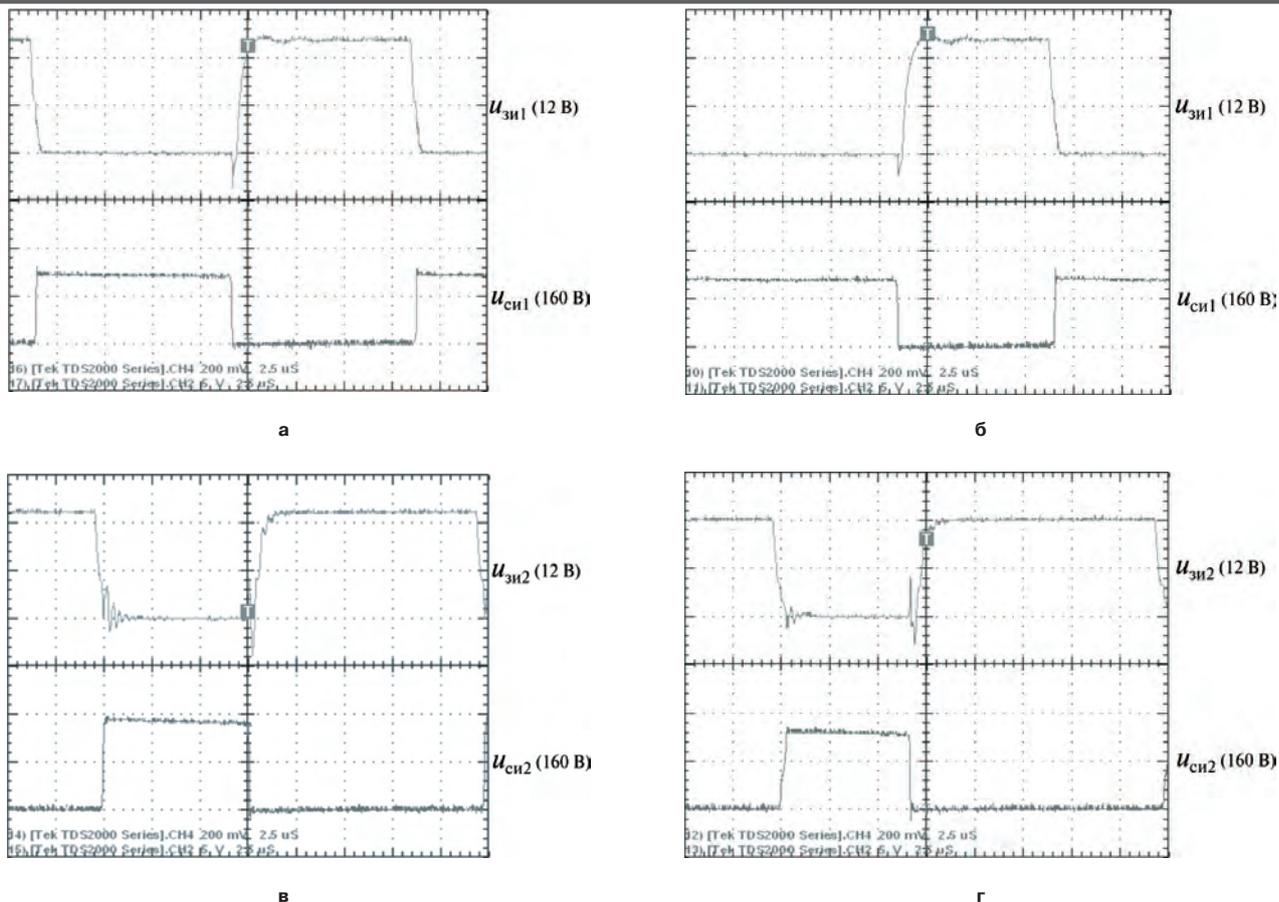


Рис. 8. Осциллограммы работы транзисторов VT1 и VT2 в режиме ПНН: а – VT1 при холостом ходе; б – VT1 при полной нагрузке; в – VT2 при холостом ходе; д – VT2 при полной нагрузке

with MOSFET synchronous rectification. – IEEE Power Electron. Spec. Conf. Rec., 1994, pp. 895–901.

3. *A. Aqik and I. Cadirci.* Active clamped ZVS forward converter with soft-switched synchronous rectifier for high efficiency, low output voltage applications. – IEEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 150, No 2, March 2003.

4. *Yoshida K., Ishil T., and Nagata N.* Zero voltage switching approach for flyback converter. – Proceedings of IEEE INTELEC, 1992, pp. 324–329.

5. *Yilei Gu, Zhengyu Lu, etc.* A Novel ZVS Resonant Reset Dual Switch Forward DC-DC Converter. – IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 22, No 1, January 2007.

6. *Seo D. H., Lee O. J., Lim S. H., and Park J. S.* Asymmetrical PWM flyback converter. – Proceedings IEEE PESC, 2000, pp. 848–852.

7. *T. M. Chen, C. L. Chen.* Analysis and Design of

Asymmetrical Half Bridge Flyback Converter. – Electric Power Applications. IEE Proc., Vol. 149, 2002, pp. 420–433.

8. *Sung-Sae Lee, Sang Kyoo Han, and Gun-Woo Moon.* Analysis and Design of Asymmetrical ZVS PWM Half Bridge Forward Converter with Flyback Type Transformer. – Proceedings of the 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004, pp. 1525–1530.

Жикленков Дмитрий Викторович, ведущий специалист, ООО “Ирбис-Комплект”, тел.: 8(495) 987-10-16;

Ходырев Евгений Исаевич, ведущий специалист ЗАО “ММП-Ирбис”, тел.: 8(495) 987-10-16;

Карзов Борис Николаевич, начальник отдела метрологии ЗАО “ММП-Ирбис”, тел.: 8(495) 987-10-16.

Д. В. Жикленков, Е. И. Ходырев, Б. Н. Карзов

УМЕНЬШЕНИЕ ПОТЕРЬ, ВЫЗВАННЫХ КОЛЕБАТЕЛЬНЫМИ ПРОЦЕССАМИ В ОБРАТНОХОДОВОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ, С ПОМОЩЬЮ *RC-RCD* ОГРАНИЧИТЕЛЯ

Обратноходовой преобразователь это один из наиболее популярных преобразователей постоянного напряжения для маломощных источников питания. Из-за наличия индуктивности рассеяния трансформатора в преобразователе возникают выбросы напряжения, величину которых можно "регулировать" с помощью схем диссипативных *RCD* или недиссипативных *LCD* ограничителей. Обе такие схемы содержат диод. Заряд, накопленный в барьерной емкости этого диода, вызывает колебания, что приводит к возникновению дополнительных потерь в схеме ограничителя. В статье рассмотрено это колебательное явление, а также использование схемы *RC-RCD* ограничителя для демпфирования колебаний, возникающих при обратном восстановлении диода, что позволяет повысить КПД обратноходового преобразователя.

В импульсных преобразователях электроэнергии, содержащих трансформатор, при отключении силового транзистора возникает большое по величине перенапряжение. Оно возникает из-за наличия индуктивности рассеяния трансформатора. Поэтому для поглощения энергии, накопленной в этой индуктивности и подавления броска напряжения в схему такого преобразователя обычно вводится *RC* ограничитель. Вопросы оптимизации *RC* ограничителя с точки зрения снижения рассеяния энергии в схеме ограничителя рассмотрены в [1]. Для повышения КПД преобразователя в [2] была предложена недиссипативная схема ограничителя, в которой вместо традиционного *RC*-ограничителя была применена схема *LC*-ограничителя, не рассеивающая энергии. При этом, при использовании обоих способов ограничения не рассматривается влияние обратного восстановления диода, вызывающее хорошо известные колебания в выбросе напряжения во время записывания транзистора.

В статье рассмотрено влияние эффекта обратного восстановления диода на работу схемы ограничения. При запираании диода емкость диода (в которой накоплен заряд обратного восстановления) и индуктивность рассеяния L_p образуют последовательный резонансный контур, что приводит к возникновению высокочастотных колебаний. Это нежелательное рассеяние энергии в диоде при обратном восстановлении может быть исключено при использовании структуры ограничителя типа *RC-RCD*. В результате КПД преобразователя будет повышен, а электромагнитные помехи уменьшены. Процесс был исследован с помощью моделирования, результаты которого проведены экспериментально.

Диссипативные схемы *RCD*-ограничителей

Принцип действия большинства преобразователей с трансформаторной развязкой легко понять, если представить трансформатор в виде эквивалентной схемы, состоящей из модели идеального трансформатора, а также индуктивностей рассеяния и намагничивания (рис.1). В этом случае индуктивность намагничивания действует согласно всем законам и правилам, работы индуктивности. Это значит, что дроссель должен быть рассчитан, исходя из требований к пульсациям тока. Для исключения насыщения дросселя сердечник трансформатора должен быть выполнен с воздушным зазором, а, следовательно, индуктивностью рассеяния пренебрегать нельзя.

Индуктивность рассеяния практически соединена последовательно с транзистором *VT*. При запираании транзистора ток, протекающий через индуктивность рассеяния (L_p), прерывается, что приводит к появлению броска напряжения, определяемого выражением:

$$u_{Lp}(t) = L_p \frac{di_p}{dt}, \quad (1)$$

где L_p – величина индуктивности рассеяния.

Преобразователь, показанный на рис. 1, испытан на выходную мощность 50 Вт. Форма напряжения на транзисторе во время записывания при отсутствии схемы ограничения показана на рис. 2а. Если максимум броска напряжения превышает допустимое напряжение транзистора, то последний выходит из строя. Выброс напряжения может быть ограничен за счет применения защитной схемы ограничителя напряжения [5].

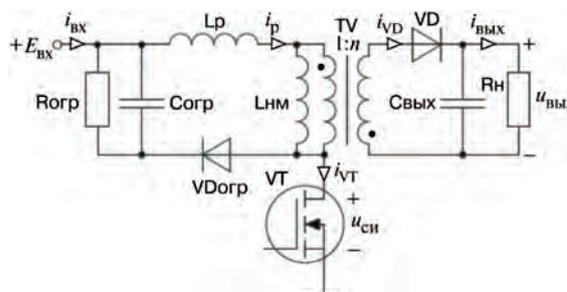


Рис. 1. Диссипативная схема ограничения в обратноходовом преобразователе

Диссипативная схема RCD-ограничителя

Диссипативная схема ограничителя напряжения показана также на рис. 1. Схема ограничителя состоит из диода VD_{огр}, конденсатора C_{огр} и резистора R_{огр}. Как правило, с помощью схемы ограничителя напряжения обеспечивается путь для протекания тока i_p после запираания транзистора VT. Энергия, накопленная в L_p, передается в конденсатор C_{огр}, а затем рассеивается на резисторе R_{огр}. За счет использования такой схемы бросок напряжения на транзисторе, ограничивается величиной, определяемой согласно следующему неравенству:

$$E_{вх} + u_{Cогр} > E_{вх} + \frac{u_{ввых}}{n},$$

где $E_{вх}$ – входное напряжение преобразователя;

$u_{ввых}$ – выходное напряжение преобразователя;

$C_{огр}$ – емкость ограничительного конденсатора;

n – коэффициент трансформации.

Элементы схемы ограничителя могут быть выбраны таким образом, чтобы емкость $C_{огр}$ была достаточно большой. В этом случае в напряжении $u_{Cогр}(t)$ отсутствуют пульсации, т. е.

$$C_{огр} \gg \frac{T_{пер}}{R_{огр}}, \tag{2}$$

где $T_{пер}$ – период переключений преобразователя.

Это приводит к тому, что

$$u_{Cогр}(t) = U_{огр}. \tag{3}$$

Напряжение $U_{огр}$ будет нарастать до тех пор, пока мощность, рассеянная в $R_{огр}$, не станет равна средней мощности, переданной от L_p:

$$\frac{U_{огр}^2}{R_{огр}} = \frac{L_p I^2}{2T_{пер}}. \tag{4}$$

Индуктивность рассеяния зависит от геометрии обмотки и до намотки трансформатора неизвестна. Она может быть измерена с помощью эксперимента короткого замыкания, или для качественной, тщательно намотанной обмотки определена как

$$L_p = 0,03 \cdot L_{нм}. \tag{5}$$

При выборе элементов RCD-ограничителя энергию, накопленную в индуктивности рассеяния на интервале $0 \leq t \leq Dt$ можно определить как

$$W_{Lp} = \frac{L_p I^2}{2}, \tag{6}$$

где D – коэффициент заполнения.

Величина средней мощности, передаваемой от индуктивности рассеяния в схему ограничения напряжения равна

$$P_{Lp} = \frac{W_{Lp}}{T_{пер}}, \tag{7}$$

Допустимое напряжение сток-исток транзистора является справочной величиной. С помощью (7) мож-

но рассчитать мощность, рассеиваемую в резисторе R_{огр}. Напряжение, приложенное к резистору при запираании транзистора определяется соотношением

$$U_{Rогр} = (1 - 0,25)U_{си\max} - E_{вх}, \tag{8}$$

где $U_{си\max}$ – допустимое напряжение сток-исток транзистора.

Сопrotивление резистора R_{огр} определяется как

$$R_{огр} = \frac{U_{Rогр}^2}{P_{Lp}}, \tag{9}$$

Величина емкости $C_{огр}$ конденсатора схемы ограничения определяется с помощью (2). Влияние ограничительной RCD-цепи на работу схемы преобразователя показано на рис. 2. Хорошо видно, что при наличии ограничителя напряжения (рис. 2б) бросок напряжения существенно уменьшен, по сравнению со схемой преобразователя без ограничителя (рис. 2а).

Для исследования был разработан преобразователь мощностью 200 Вт. Полученные экспериментальные осциллограммы напряжения сток-исток и тока индуктивности рассеяния показаны на рис. 3. Во время экспериментальных исследований требуемая выходная мощность не была достигнута. Из-за рассеяния на диоде ограничителя, вызванного резонансными колебаниями максимальная мощность, которой удалось достичь 150 Вт. Это крайне нежелательный режим работы был исследован с помощью моделирования в программе OrCAD, где моделировалась силовая часть преобразователя. Результаты моделирования, которые достаточно точно совпадают с результатами эксперимента, приведены на рис. 4.

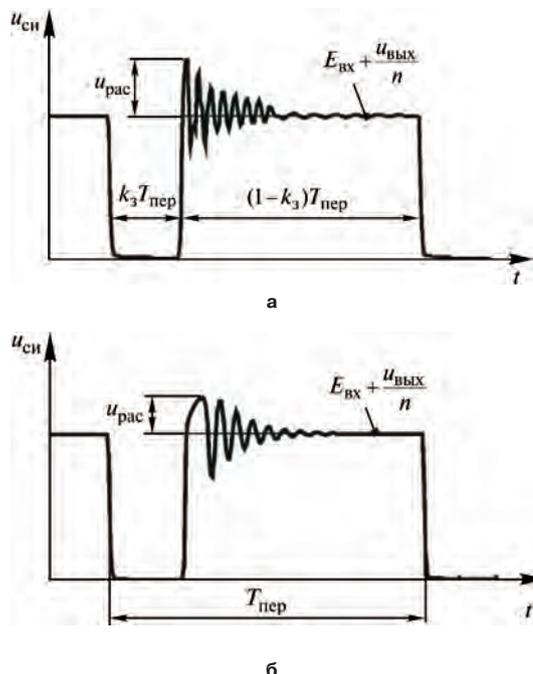


Рис. 2. Напряжение на транзисторе: а – преобразователь без схемы ограничения; б – со схемой ограничения

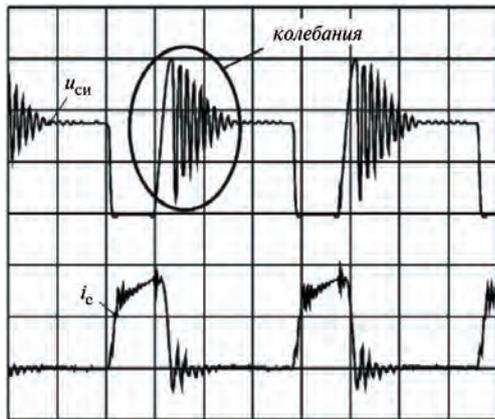


Рис. 3. Осциллограммы напряжения и тока транзистора преобразователя с ограничительной RCD-схемой (ось x – 2 мкс/дел; $u_{си}$ – 200 В/дел; i_p – 2 А/дел)

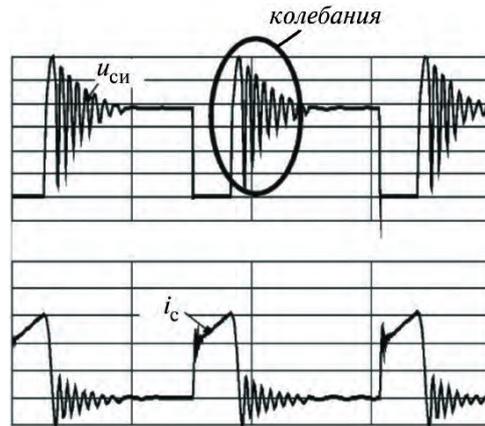


Рис. 4. Напряжение и ток транзистора при моделировании преобразователя с ограничительной RCD-схемой (ось x – 5 мкс/дел; $u_{си}$ – 100 В/дел; i_p – 1 А/дел)

Колебания, вызванные перезарядом емкости диода при обратном восстановлении

Явление колебаний (“звона”) проиллюстрировано на рис. 3 и 4. Эти колебания возникают вследствие тока от противо-ЭДС индуктивности рассеяния L_p и заряда обратного восстановления, накопленного в емкости $p-n$ перехода диода $V_{Dорп}$. Если ключ VT разомкнут (рис. 5а), через диод $V_{Dорп}$ начинает протекать индуктивный ток i_{Lp} . На интервале времени $[t_1, t_2]$ происходит переключение транзистора VT и диода $V_{Dорп}$ (рис. 6). Это интервал времени эквивалентен времени выключения транзистора $t_{вык}$. Напряжение u_{w1} (рис. 5) изменяется от $E_{вх}$ до $u_{вык}/n$. При $t < t_1$ напряжение на конденсаторе $C_{орп}$ равно нулю, поскольку параллельно ему включен резистор $R_{орп}$. Начальный ток индуктивности L_p при $t > t_1$ равен току, протекавшему через транзистор VT в момент его отключения (I_{Lp0}). Применив 2 закон Киргоффа к схеме рис. 5б, получим

$$\frac{di_p^2}{dt^2} + \frac{1}{R_{орп}C_{орп}} \frac{di_p}{dt} + \frac{1}{L_p C_{орп}} i_{Lp} = \frac{1}{R_{орп} L_p C_{орп}} u_{w1}. \quad (10)$$

Форма тока i_p определяется характеристическим уравнением равенства (10). Вследствие колебательной характеристики, корни уравнения имеют вид

$$s_{1,2} = \frac{1}{2R_{орп}C_{орп}} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2R_{орп}C_{орп}}\right)^2 - \frac{1}{L_p C_{орп}}} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha_1^2 - \omega_{01}^2} = -\alpha \pm \omega_{31}^2, \quad (11)$$

где α – декремент затухания;
 ω_{01} – резонансная частота;
 ω_{31} – частота затухания.

При рассмотрении результатов моделирования и эксперимента становится очевидным, что характеристика тока i_p представляет собой по своей природе затухающие колебания (рис. 7). При $t = t_3$ ток через диод $i_{VDорп}$ становится равным нулю. Длительность

временного интервала, обозначенного на рис. 7 как T_{31} , определяется соотношением

$$\frac{T_{31}}{2} = \frac{2\pi}{\omega_{31}} = \frac{2\pi}{\sqrt{\omega_0^2 - \alpha_1^2}}. \quad (12)$$

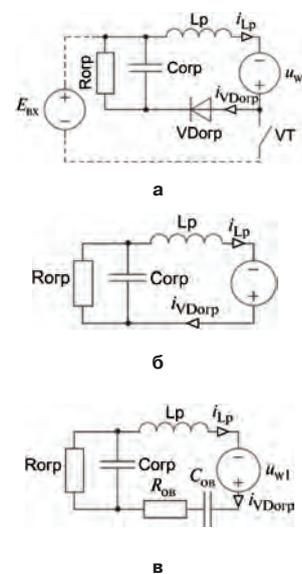


Рис. 5. Анализ RCD-схемы ограничения

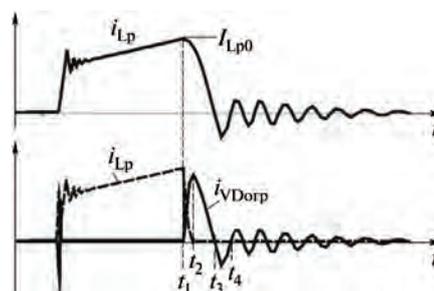


Рис. 6. Моделирование токов преобразователя с RCD-схемой ограничения

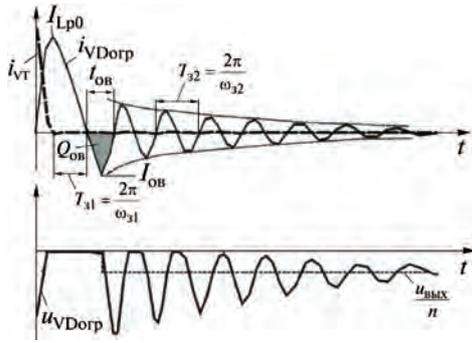


Рис. 7. Затухающие пульсации тока при RCD ограничении

При $t > t_3$ диод закрывается, и начинается процесс обратного восстановления. В контуре появляется заряд обратного восстановления диода VДогр (это заряд накапливается в нелинейной емкости, обозначенной $C_{об}$). Поскольку на диоде рассеивается мощность, в контуре появляется и сопротивление $R_{ов}$. К сожалению конденсатор $C_{ов}$ образует с другими элементами (рис. 5в) еще один колебательный контур. Колебания этого контура вызывают дополнительное рассеяние в резисторе $R_{ов}$. Для оценки колебательных параметров контура (рис. 5в) параллельное соединение $R_{огр} || C_{огр}$ заменено последовательным соединением $R_{пос}C_{огр}$, используя условие равенства токов (рис. 8). Используя второй закон Киргоффа для контура, показанного на рис. 8в, получим

$$\frac{di_p^2}{dt^2} + \frac{R_{пос}}{L_p} \frac{di_p}{dt} + \frac{C_{огр} + C_{об}}{L_p C_{огр} C_{об}} i_{Lp} = 0, \quad (13)$$

где сопротивление резистора $R_{пос}$ определяется как

$$R_{пос} = R_{об} + R_{п1} = R_{об} + 1 + \frac{R_{огр}}{1 + \omega_{02}^2 R_{огр}^2 C_{огр}^2}.$$

Сопротивление резистора $R_{пос}$ зависит от частоты, порядок расчета которой будет приведен ниже.

Величину емкости $C_{об}$ можно рассчитать с помощью рис. 9 [6]. Прямое напряжение остается на диоде до тех пор, пока ток через диод не достигнет величины $I_{об}$, (рис. 9), в течение этого промежутка времени (примерно половины времени обратного восстановления $t_{об}$) в емкости диода накапливается половина заряда обратного восстановления $Q_{об}$:

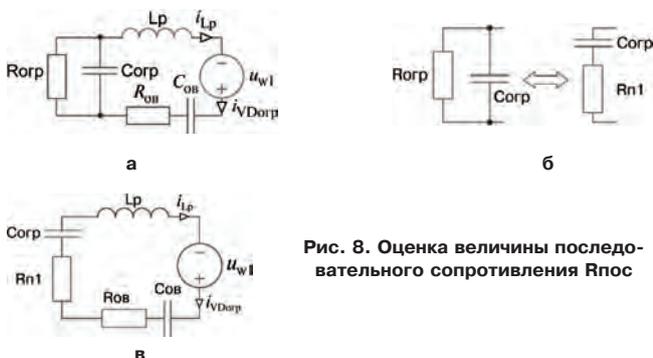


Рис. 8. Оценка величины последовательного сопротивления $R_{пос}$

$$Q_{об} = \frac{1}{2} \frac{I_{об} t_{об}}{2}, \text{ а } U_{VDогр(пр)} = \frac{Q_{об}}{2C_{об}},$$

и, наконец

$$C_{об} = \frac{Q_{об}}{2U_{VDогр(пр)}} = \frac{Q_{об}}{1,4}. \quad (14)$$

Форма тока i_p определяется характеристическим уравнением равенства (13). Вследствие колебательно-го характера характеристики тока, корни уравнения определяются как

$$s_{1,2} = -\frac{R_{пос}}{2L_p} \pm \sqrt{\left(\frac{R_{пос}}{2L_p}\right)^2 + \frac{C_{огр} + C_{об}}{L_p C_{огр} C_{об}}} = -\alpha_2 \pm \sqrt{\alpha_2^2 - \omega_{02}^2} = -\alpha_2 \pm j\omega_{32}.$$

Согласно (15) период процесса с затухающими колебаниями, показанного на рис. 7, определяется как

$$\frac{T_{32}}{2} = \frac{2\pi}{\omega_{32}} = \frac{2\pi}{\sqrt{\alpha_2^2 - \omega_{02}^2}}, \quad (16)$$

а частота затухающих колебаний будет

$$\omega_{02} = \sqrt{\left(\frac{R_{пос}}{2L_p}\right)^2 + \frac{C_{огр} + C_{об}}{L_p C_{огр} C_{об}}}. \quad (17)$$

Ток и напряжение диода колеблются так, как показано на рис. 7. Эти колебания возникают при обратной проводимости диода VДогр. Если температура диода превышает номинальную, он выходит из строя.

Рассеиваемая диодом мощность определена с помощью PSpice. Для выбранных параметров преобразователя она равна приблизительно 20 Вт при мощности нагрузки 150 Вт. Эта рассеиваемая мощность требует дополнительного теплоотвода, либо применения каких-либо других превентивных мер, например ограничительных схем типа RC-RCD.

Диссипативные схемы RC-RCD ограничителей

В предыдущем разделе было показано, что колебательный процесс (возникающий вследствие наличия паразитной емкости диода при обратном

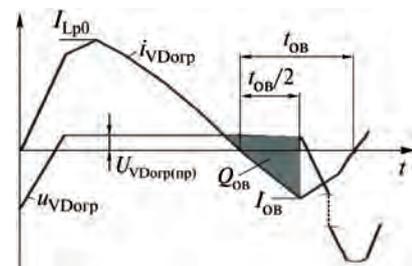


Рис. 9. Выключение диода VДогр

восстановлении) вызывает дополнительное рассеяние мощности в диоде ограничителя. Этот колебательный процесс может быть задемпфирован с помощью дополнительной ограничительной RC-цепочки. Схема такого преобразователя показана на рис. 10. Таким образом, вся схема ограничения имеет структуру RC-RCD. Из-за наличия двух резонансных частот ω_{01} и ω_{02} невозможно задемпфировать колебательный процесс, вызванный емкостью диода Сов только с помощью Rогр.

Процесс демпфирования сначала был смоделирован с помощью PSpice. Результаты моделирования приведены на рис. 11. Все состояния схемы ограничения при запуске транзистора VT показаны на рис. 12.

Из рис. 12а следует, что при открытом диоде VДопр демпфирующая его цепь закорочена и не оказывает влияния на работу схемы. Форма тока точно такая же, как форма, определяемая (10). Ток диода становится равным нулю в момент времени t_3 (рис. 13). Переходный процесс не отличается от переходного процесса

в случае использования обычной RCD схемы ограничения. При этом

$$t_3 - t_2 = \frac{T_{31}}{2} = \frac{2\pi}{\omega_{31}} = \frac{2\pi}{\sqrt{\omega_{01}^2 - \alpha_1^2}} \quad (18)$$

При $t > t_3$ диод запирается, и начинается процесс обратного восстановления. Колебания, вызванные наличием емкости $C_{ов}$, можно задемпфировать соответствующими параметрами цепочки $R_{д} C_{д}$. Процесс демпфирования показан на рис. 13 и 14. Для анализа переходного процесса при работе демпфирующей цепочки необходимо рассмотреть эквивалентную схему, показанную на рис. 15а. На первом шаге элемент частично эквивалентной схемы может быть рассчитан за счет преобразования последовательных цепочек $R_{д} C_{д}$ и $R_{ов} C_{ов}$ в параллельные, используя условие одинакового рассеяния, как показано на рис. 15в.

Сопrotивления резисторов $R_{д(пар)}$ и $R_{ов(пар)}$ рассчитываются следующим образом:

$$R_{д(пар)} = R_{д} + \frac{1}{R_{д}} \frac{1}{\omega_{03}^2 C_{д}^2} \quad \text{и} \quad R_{ов(пар)} = R_{ов} + \frac{1}{R_{ов}} \frac{1}{\omega_{03}^2 C_{ов}^2}$$

и далее

$$R_{(пар)д} = R_{д(пар)} \parallel R_{ов(пар)} \quad \text{и} \quad C_{д(пар)} = C_{д} + C_{ов}$$

Для исследования схемы, показанной на рис. 15в, необходимо еще одно преобразование, приведенное на рис. 16, при условии равенства тока. Эквивалентные сопротивления определяются как

$$R_{огр(пос)} = \frac{R_{огр}}{1 + \omega_{03}^2 R_{огр}^2 C_{огр}^2} \quad \text{и} \quad R_{д(пос)} = \frac{R_{(пар)д}}{1 + \omega_{03}^2 R_{(пар)д}^2 C_{д(пар)}^2}$$

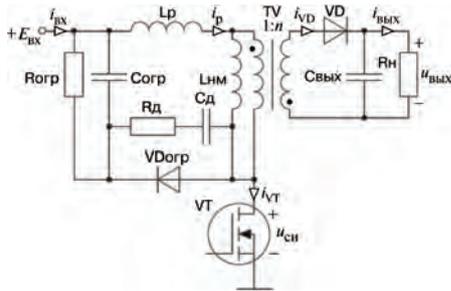


Рис. 10. Диссипативная схема ограничения RCD-RC в обратноходовом преобразователе

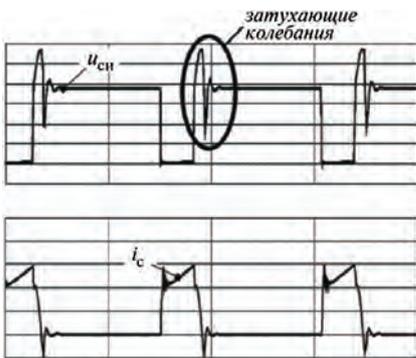


Рис. 11. Формы напряжения и тока транзистора (преобразователь с ограничительной RCD-RC схемой): ось x – 5 мкс/дел; ось $u_{сш}$ – 100 В/дел; ось i_c – 1 А/дел



Рис. 12. Состояния схемы ограничения

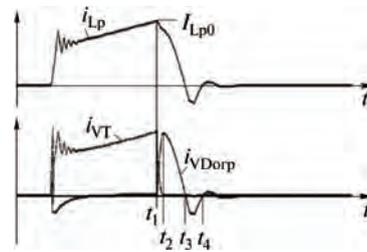


Рис. 13. Моделирование токов преобразователя при наличии демпфирующей RCD-RC схемы

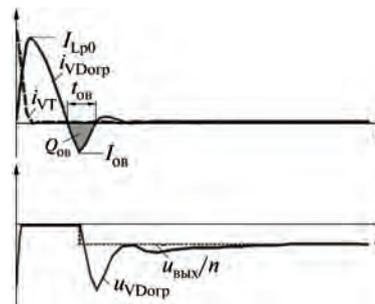


Рис. 14. Затухающие колебания тока при использовании RCD схемы ограничения

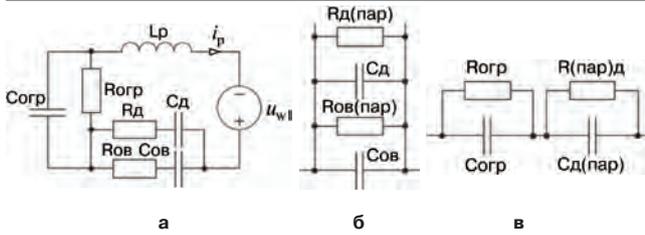


Рис. 15. Преобразования элементов эквивалентной схемы

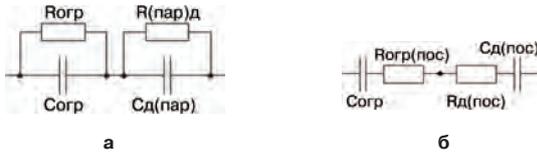


Рис. 16. Эквивалентные схемы RC-RCD ограничителя

Частота ω_{03} – это собственная частота эквивалентной схемы и будет описана далее. Ток i_p описывается уравнением второго порядка

$$\frac{d^2 i_p}{dt^2} + \frac{R_{эк}}{L_p} \frac{di_p}{dt} + \frac{C_{огр} + C_{д(пар)}}{L_p C_{д(пар)} C_{огр}} i_p = 0, \quad (19)$$

где $R_{эк} = R_{огр(пос)} + R_{д(пос)}$.

Форма тока i_p определяется характеристическим уравнением уравнения (19). Корни уравнения определяются как

$$s_{1,2} = \frac{R_{эк}}{2L_p} \pm \sqrt{\left(\frac{R_{эк}}{L_p}\right)^2 - \frac{C_{огр} + C_{д(пар)}}{L_p C_{д(пар)} C_{огр}}} = -\alpha_3 \pm \sqrt{\alpha_3^2 - \omega_{03}^2}, \quad (20)$$

где $\alpha_3 = R_{эк}/(2L_p)$.

Чтобы избежать нежелательных колебаний процесс демпфирования должен удовлетворять следующему неравенству:

$$\left(\frac{R_{эк}}{L_p}\right)^2 \geq \omega_{03}^2 = \frac{C_{огр} + C_{д(пар)}}{L_p C_{д(пар)} C_{огр}}. \quad (22)$$

Величины R_d и C_d можно рассчитать из неравенства (22). Хорошо известно, что малая величина демпфирования приводит к увеличению длительности колебаний, а большая величина к повышению мощности рассеяния в резисторе. Таким образом, разумно выбирать величину демпфирования $\alpha_{03} = 0,5$. С помощью приведенной методики выбраны величины демпфирующих элементов R_d и C_d . Экспериментальные осциллограммы приведены на рис. 17. Рассеяние мощности на диоде при выбранных параметрах существенно снижено.

Выводы

Исследован обратноходовой преобразователь с выходной мощностью 200 Вт. Рабочая частота преобразователя 140 кГц. Колебательный процесс (так на-

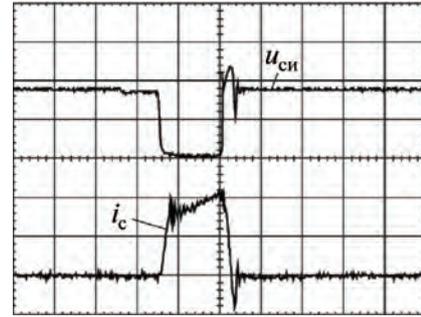


Рис. 17. Осциллограммы напряжения и тока транзистора преобразователя со схемой ограничения RCD-RC: ось x – 2 мкс/дел; $u_{сн}$ – 200 В/дел; i_c – 2 А/дел

зываемый “звон”) в обратноходовом преобразователе возникает при запираии диода схемы ограничения напряжения. Следствием этих колебаний является дополнительный нагрев диода, при котором может быть превышена допустимая температура. Использование схемы ограничения вида RCD–RC позволяет исключить это явление, что приводит к повышению номинальной нагрузочной способности преобразователя, которая повысилась со 150 Вт (при использовании схемы RCD) до 200 Вт (при использовании RCD–RC схемы). Кроме такая схема позволяет снизить уровень электромагнитных помех.

Литература

1. W. McMurray. Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transistor Switching Converters. – IEEE Transaction on Ind. Application, vol. IA-16, July-Aug. 1980, pp. 513–523.
2. T. Ninomiya, T. Tanaka, H. Harada. Analysis and Optimization of a Nondissipative LC Turn-off Snubber. – IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 3, No 2, April 1988, pp. 147–156.
3. F. Z. Peng, G. Su, L. M. Tolbert. A Passive Soft Switching Snubber for PWM Inverters. – IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 19, No 2, March 2004, pp. 363–370.
4. C. Ji, M. K. Smith, K. M. Smedely. Cross Regulation of Flyback Converters Solutions. – IECON 1991: IEEE, October, 1991, pp. 319–330.
5. R. W. Ericson, D. Maksimovich. Fundamentals of Power electronics. – Kluwer Academic Publisher, 2001.
6. N. Mohan, T. M. Underland, W. P. Robbins. Power Electronics: Converters, Application and Design. – John Wiley & Sons, New York, 1976.

Жикленков Дмитрий Викторович, ведущий специалист, ООО “Ирбис-Комплект”, тел.: 8(495) 987-10-16;
Ходырев Евгений Исаевич, ведущий специалист ЗАО “ММП-Ирбис”, тел.: 8(495) 987-10-16;
Карзов Борис Николаевич, начальник отдела метрологии ЗАО “ММП-Ирбис”, тел.: 8(495) 987-10-16.

С. В. Аверин, Ю. Г. Следков, И. Н. Соловьев

РАЗРАБОТКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ SEPIC

При разработке преобразователя постоянного напряжения типа SEPIC (*Single Ended Primary Inductance Converter* – преобразователь с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью) нужно помнить, что выходное напряжение преобразователя может быть как больше, так и меньше входного. Схема преобразователя (рис. 1) содержит два дросселя L1 и L2, обмотки которых могут быть намотаны на общий сердечник, поскольку за один период переключений к ним прикладываются одинаковые напряжения. Использование связанного дросселя позволяет уменьшить площадь, занимаемую дросселями, и снизить стоимость, по сравнению с использованием двух отдельных дросселей. С помощью конденсатора C_p обеспечивается гальваническая развязка входного и выходного напряжений, а также защита от короткого замыкания в нагрузке. Эквивалентные схемы преобразователя при открытом и запертом силовом транзисторе VT приведены на рис. 2, временные диаграммы, поясняющие работу схемы – на рис. 3.

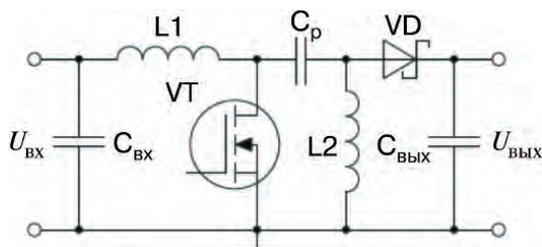


Рис. 1. Структура преобразователя SEPIC

Расчет коэффициента заполнения

Для преобразователя SEPIC, работающего в режиме непрерывных токов (РНТ), коэффициент заполнения определяется соотношением

$$D = \frac{U_{\text{вых}} + U_{\text{од}}}{U_{\text{вх}} + U_{\text{вых}} + U_{\text{од}}},$$

где $U_{\text{од}}$ – напряжение на открытом диоде VD.

Максимальный коэффициент заполнения определяется как

$$D_{\text{max}} = \frac{U_{\text{вых}} + U_{\text{од}}}{U_{\text{вхmin}} + U_{\text{вых}} + U_{\text{од}}},$$

где $U_{\text{вхmin}}$ – минимальное входное напряжение преобразователя.

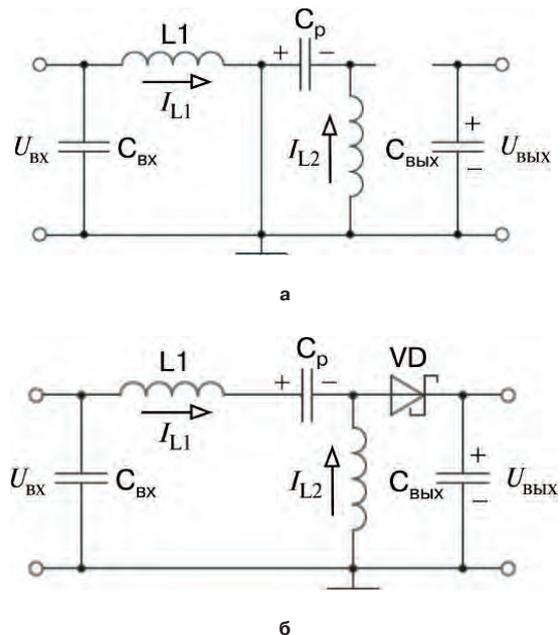


Рис. 2. Эквивалентные схемы преобразователя SEPIC: а – транзистор VT открыт; б – транзистор VT закрыт

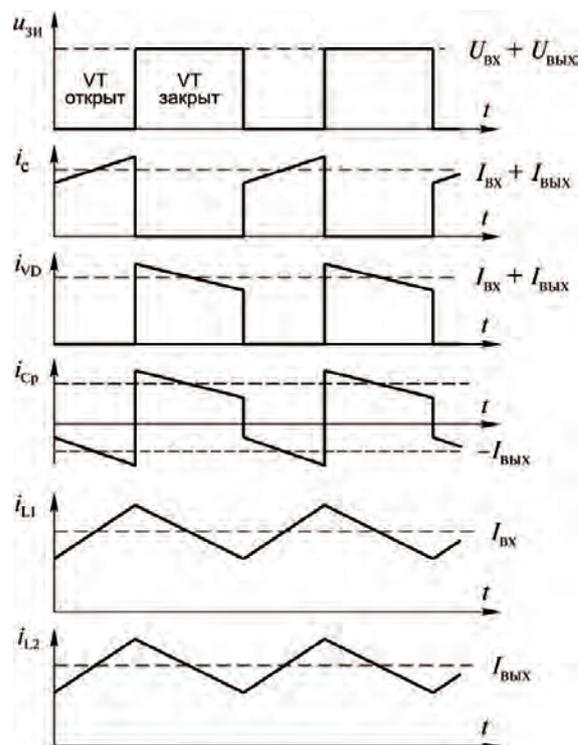


Рис. 3. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы

Выбор индуктивности дросселя

Подходящим правилом для определения индуктивности является обеспечение размаха пульсаций тока приблизительно на уровне 40% от величины максимального входного тока при минимальном входном напряжении. Тогда размах пульсаций тока, протекающего через дроссели L1 и L2, имеющие одинаковые индуктивности L_1 и L_2 , можно определить как

$$\Delta I_L = 0,4 I_{\text{вх}} = 0,4 I_{\text{вх}} \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх min}}}$$

Величины индуктивностей дросселей L1 и L2 определяются по формуле

$$L_1 = L_2 = L = \frac{U_{\text{вх min}} D_{\text{max}}}{\Delta I_L f_{\text{пер}}}$$

где $f_{\text{пер}}$ – частота переключений;

D_{max} – максимальный коэффициент заполнения (при минимальном входном напряжении).

Максимальные значения токов дросселей L1 и L2 при условии, что дроссели не будут насыщаться, определяются как

$$I_{L1\text{max}} = 1,2 I_{\text{вх}} \frac{U_{\text{вх}} + U_{\text{од}}}{U_{\text{вх min}}};$$

$$I_{L2\text{max}} = 1,2 I_{\text{вх}}.$$

Если обмотки дросселей L1 и L2 намотаны на один сердечник, из-за наличия взаимной индуктивности в приведенном выше выражении заменяется величиной $2L$, и, таким образом, величину индуктивности следует рассчитывать по формуле

$$L'_1 = L'_2 = \frac{L}{2} = \frac{U_{\text{вх min}} D_{\text{max}}}{2 \Delta I_L f_{\text{пер}}}.$$

Выбор силового МДП-транзистора

Определяющими параметрами при выборе силового МДП-транзистора являются:

- минимальное пороговое напряжение ($U_{\text{пор (min)}}$);
- сопротивление сток-исток в открытом состоянии ($R_{\text{си}}$);
- заряд перехода затвор-сток ($Q_{\text{зс}}$);
- максимальное напряжение сток-исток ($U_{\text{си (max)}}$).

Исходя из управляющего напряжения на затворе, в преобразователе необходимо использовать МДП-транзисторы с пороговым напряжением на логическом или сублогическом уровнях.

Максимальное напряжение на силовом ключе определяется как

$$U_{\text{си max}} = U_{\text{вх}} + U_{\text{вх}},$$

а максимальный ток через транзистор задается выражением

$$I_{\text{с max}} = I_{L1\text{max}} + I_{L2\text{max}}.$$

Действующее значение тока через транзистор определяется как

$$I_{\text{с д}} = \frac{I_{\text{вх}}}{U_{\text{вх min}}} \cdot \sqrt{(U_{\text{вх}} + U_{\text{вх min}} + U_{\text{од}})(U_{\text{вх}} + U_{\text{од}})}.$$

Суммарные потери в транзисторе определяются по формуле

$$P_{\text{свт}} = I_{\text{с д}}^2 \cdot R_{\text{си}} \cdot D_{\text{max}} + (U_{\text{вх min}} + U_{\text{вх}}) \cdot I_{\text{с max}} \cdot \frac{Q_{\text{зс}} f_{\text{пер}}}{I_3}.$$

где I_3 – ток драйвера затвора.

Суммарная рассеиваемая мощность в МДП-транзисторе ($P_{\text{свт}}$) складывается из потерь на проводимость (первое слагаемое приведенной формулы) и потерь на переключение (второе слагаемое). Сопротивление $R_{\text{си}}$ необходимо выбирать при максимальной рабочей температуре перехода (обычно задается в справочном листке на МДП-транзистор). Необходимо, чтобы потери на проводимость и потери на переключение в сумме не превышали температурного режима корпуса транзистора, либо температурных условий работы всего устройства.

Выбор выходного диода

Выходной диод должен выбираться на максимальные прямой ток и обратное напряжение. В преобразователе *SEPIC* максимальный ток через диод равен максимальному току через транзисторный ключ ($I_{\text{с max}}$). Минимальное обратное напряжение на диоде определяется как

$$U_{\text{д обр}} = U_{\text{вх max}} + U_{\text{вх max}}.$$

Аналогично повышающему преобразователю постоянного напряжения средний ток выходного диода равен выходному току. Рассеиваемая на диоде мощность равна выходному току, умноженному на прямое падение напряжения на диоде. Для повышения КПД преобразователя рекомендуется использовать диоды Шоттки.

Выбор развязывающего конденсатора для преобразователя *SEPIC*

Выбор развязывающего конденсатора C_p для преобразователя *SEPIC* зависит от действующего значения тока, определяемого по формуле

$$I_{C_p\text{д}} = I_{\text{вх}} \cdot \sqrt{\frac{U_{\text{вх}} + U_{\text{од}}}{U_{\text{вх min}}}}.$$

Конденсатор преобразователя *SEPIC* должен выбираться на большой действующий ток по отношению к выходной мощности. Это свойство делает преобразователь *SEPIC* значительно более подходящим для применения в устройствах небольшой мощности, где действующее значение тока, протекающего через конденсатор относительно невелико (это касается способов изготовления конденсаторов). Допус-

тимое напряжение конденсатора должно быть больше максимального значения входного напряжения. Для поверхностного монтажа наилучшим образом подходят танталовые или керамические конденсаторы, имеющие высокие допустимые значения действующих значений токов при относительно малых размерах. Электролитические конденсаторы можно использовать при монтаже в отверстия, когда размер не столь критичен, а действующее значение тока допускает их применение.

Размах напряжения пульсаций на конденсаторе C_p (в предположении отсутствия последовательного эквивалентного сопротивления) определяется как

$$\Delta U_{C_p} = \frac{I_{\text{вых}} D_{\text{max}}}{C_p f_{\text{пер}}}$$

где C_p – емкость конденсатора C_p .

Выбор выходного конденсатора

В преобразователе *SEPIC* при открытом транзисторе VT происходит накопление энергии в дросселе, а выходной ток обеспечивается выходным конденсатором $C_{\text{вых}}$. В результате пульсации тока выходного конденсатора достаточно велики. Таким образом, выбранный выходной конденсатор должен выдерживать максимальное действующее значение тока, определяемое соотношением

$$I_{C_{\text{вых д}}} = I_{\text{вых}} \cdot \sqrt{\frac{U_{\text{вых}} + U_{\text{од}}}{U_{\text{вх min}}}}$$

Эквивалентное последовательное сопротивление ($R_{\text{эпс}}$), расчетный срок службы и полная емкость выходного конденсатора оказывают непосредственное воздействие на пульсации выходного напряжения. При допущении, что половина пульсаций вызвана эквивалентным последовательным сопротивлением, а вторая половина величиной емкости (рис. 4), формулы для расчета минимальных значений сопротивления ($R_{\text{эпс}}$) и емкости выходного конденсатора имеют вид

$$R_{\text{эпс}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{2(I_{L1\text{max}} + I_{L2\text{max}})}$$

$$C_{\text{вых}} = \frac{2I_{\text{вых}} D}{\Delta U_{\text{вых}} f_{\text{пер}}}$$

где $\Delta U_{\text{вых}}$ – напряжение пульсаций.

Выходной конденсатор должен удовлетворять требованиям по максимальному действующему значе-

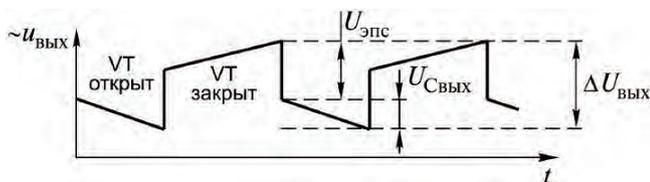


Рис. 4. Пульсации выходного напряжения

нию тока. При поверхностном монтаже в качестве выходного конденсатора рекомендуется использовать танталовые, полимерные электролитические и полимер-танталовые, либо многослойные керамические конденсаторы.

Выбор входного конденсатора

Аналогично повышающему преобразователю, на входе преобразователя *SEPIC* установлен конденсатор. Следовательно, входной ток преобразователя непрерывный и имеет треугольную форму. С помощью дросселя обеспечиваются малые пульсации тока входного конденсатора. Действующее значение тока входного конденсатора определяется как

$$I_{C_{\text{вх д}}} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}}$$

Входной конденсатор должен удовлетворять требованиям по действующему значению входного тока. Несмотря на то, что величина емкости входного конденсатора в преобразователе *SEPIC* не столь критична, конденсатор хорошего качества емкостью 10 мкФ или более предотвратит взаимовлияние импедансов с входным источником питания.

Пример расчета преобразователя SEPIC

Схема преобразователя приведена на рис. 5. Параметры преобразователя:

- входное напряжение: $U_{\text{вх}} = 3,0...5,7 \text{ В}$;
- выходное напряжение: $U_{\text{вых}} = 3,3 \text{ В}$;
- выходной ток: $I_{\text{вых}} = 2,5 \text{ А}$;
- частота переключений: $f_{\text{пер}} = 330 \text{ кГц}$.

Для такого входного напряжения в качестве схемы управления использован контроллер *LM3478* (DA1).

Порядок расчета.

1. *Определение максимального и минимального коэффициентов заполнения.* Принимаем падение напряжения на открытом диоде VD1 $U_{\text{од}} = 0,5 \text{ В}$, тогда

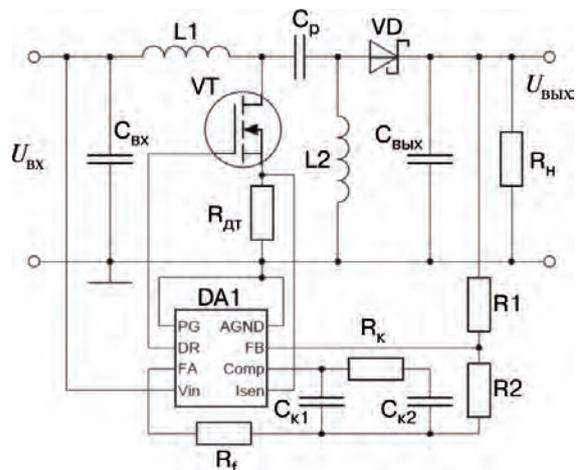


Рис. 5. Схема преобразователя

$$D_{\max} = \frac{U_{\text{вых}} + U_{\text{од}}}{U_{\text{вх min}} + U_{\text{вых}} + U_{\text{од}}} = \frac{3,3 + 0,5}{3,0 + 3,3 + 0,5} = 0,56;$$

$$D_{\min} = \frac{U_{\text{вых}} + U_{\text{од}}}{U_{\text{вх max}} + U_{\text{вых}} + U_{\text{од}}} = \frac{3,3 + 0,5}{5,7 + 3,3 + 0,5} = 0,4.$$

2. Расчет индуктивности дросселя. Величина тока пульсаций входного дросселя L1

$$\Delta I_L = \frac{0,4 I_{\text{вых}} U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх min}}} = \frac{0,4 \cdot 2,5 \cdot 3,3}{3} = 1,1 \text{ А.}$$

Тогда индуктивности дросселей L1 и L2 будут

$$L_1 = L_2 = L = \frac{U_{\text{вх min}} D_{\max}}{\Delta I_L f_{\text{пер}}} = \frac{3 \cdot 0,56}{1,1 \cdot 3,3 \cdot 10^5} = 4,6 \text{ мкГн.}$$

Ближайший стандартный номинал индуктивности готового дросселя составляет 467 мкГн. Таким образом, максимальное значение тока дросселя L1 будет

$$\begin{aligned} I_{L1 \max} &= \frac{1,2 I_{\text{вых}} (U_{\text{вых}} + U_{\text{од}})}{U_{\text{вх min}}} = \\ &= \frac{1,2 \cdot 2,5 \cdot (3,3 + 0,5)}{3} = 3,8 \text{ А,} \end{aligned}$$

а дросселя L2

$$I_{L2 \max} = 1,2 I_{\text{вых}} = 1,2 \cdot 2,5 = 3 \text{ А.}$$

3. Выбор силового МДП-транзистора. Максимальный ток транзистора

$$I_{\text{с max}} = I_{L1 \max} + I_{L2 \max} = 3,8 + 3 = 6,8 \text{ А,}$$

а действующее значение тока составит

$$\begin{aligned} I_{\text{с д}} &= \frac{I_{\text{вых}}}{U_{\text{вх min}}} \sqrt{(U_{\text{вых}} + U_{\text{вх min}} + U_{\text{од}})(U_{\text{вых}} + U_{\text{од}})} = \\ &= \frac{2,5}{3} \sqrt{(3,3 + 3 + 0,5)(3,3 + 0,5)} = 4,2 \text{ А.} \end{aligned}$$

Допустимое значение напряжения сток-исток МДП-транзистора должно быть больше суммы входного и выходного напряжений. Для данной схемы выбираем транзистор Si4442DY ($R_{\text{си}} = 0,008 \text{ Ом}$; $Q_{\text{зс}} = 10 \text{ нК}$). Ток управляющий затвора, обеспечиваемый микросхемой LM3478, $I_3 = 0,3 \text{ А}$. Расчетные потери мощности

$$\begin{aligned} P_{\Sigma \text{вт}} &= I_{\text{с д}}^2 \cdot R_{\text{си}} \cdot D_{\max} + (U_{\text{вх min}} + U_{\text{вых}}) \times \\ &\times I_{\text{с max}} \cdot \frac{Q_{\text{зс}} f_{\text{пер}}}{I_3} = 4,2^2 \cdot 0,008 \cdot 0,56 + (3 + 3,3) \times \\ &\times 6,8 \cdot \frac{10^{-12} \cdot 3,3 \cdot 10^5}{0,3} = 0,55 \text{ Вт.} \end{aligned}$$

4. Выбор выходного диода. Допустимое обратное напряжение диода должно превышать сумму ($U_{\text{вх}} + U_{\text{вых}}$), а средний прямой ток через диод должен быть равен выходному току при полной нагрузке.

5. Выбор развязывающего конденсатора. Действующее значение тока через конденсатор C_p определяется как

$$I_{C_p \text{ д}} = I_{\text{вых}} \cdot \sqrt{\frac{U_{\text{вых}} + U_{\text{од}}}{U_{\text{вх min}}}} = 2,5 \cdot \sqrt{\frac{3,3 + 0,5}{3}} = 2,8 \text{ А.}$$

Выбираем конденсатор емкостью 10 мкФ. При этом размах напряжения пульсаций будет

$$\Delta U_{C_p} = \frac{I_{\text{вых}} D_{\max}}{C_p f_{\text{пер}}} = \frac{2,5 \cdot 0,56}{10^{-6} \cdot 3,3 \cdot 10^5} = 0,42 \text{ В.}$$

6. Выбор выходного конденсатора. Действующее значение тока выходного конденсатора

$$I_{C_{\text{вых}}} = I_{C_p} = 2,8 \text{ А.}$$

Предполагая, что размах напряжения пульсаций на конденсаторе составляет 2% от выходного напряжения, равного 3,3 В, получаем величины эквивалентного последовательного сопротивления

$$R_{\text{эпс}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{2(I_{L1 \max} + I_{L2 \max})} = \frac{0,02 \cdot 3,3}{2(3,8 + 3)} = 0,048 \text{ Ом.}$$

и емкости выходного конденсатора

$$C_{\text{вых}} = \frac{2 I_{\text{вых}} D}{\Delta U_{\text{вых}} f_{\text{пер}}} = \frac{2 \cdot 2,5 \cdot 0,56}{0,02 \cdot 3,3 \cdot 10^5} = 141 \text{ мкФ.}$$

Воспользуемся двумя конденсаторами емкостью 100 мкФ с эквивалентным последовательным сопротивлением 0,006 Ом каждый. В устройствах, критичных к стоимости, можно использовать совместно электролитический и керамический конденсаторы. В устройствах, чувствительных к помехам, можно использовать второй каскад фильтра.

7. Выбор входного конденсатора. Определяем действующее значение входного тока конденсатора

$$I_{C_{\text{вх д}}} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} = \frac{1,1}{\sqrt{12}} = 0,32 \text{ А.}$$

8. Резисторы обратной связи, резистор датчика тока и резистор регулировки частоты. R1 и R2 верхний и нижний резисторы делителя напряжения. Величина опорного напряжения обратной связи $U_{\text{оп}} = 1,26 \text{ В}$.

Если $R_1 = 20 \text{ кОм}$, то

$$R_2 = \frac{U_{\text{оп}} R_1}{U_{\text{вых}} - U_{\text{оп}}} = 12,4 \text{ кОм.}$$

В микросхеме LM3478 пороговое напряжение срабатывания защиты по току изменяется при изменении коэффициента заполнения [1]. Пороговое напряжение задается пилообразным напряжением, определяемым напряжением срабатывания защиты по току (V_{sense}) при коэффициенте заполнения, равном нулю, и разностью ($V_{\text{sense}} - V_{\text{sl}}$) при коэффициенте заполнения, равном 1 [1]. Величины V_{sense} и V_{sl} выбираются из справочного листка [1]. В нем также

содержится график зависимости типового значения порогового напряжения защиты по току от коэффициента заполнения. В рассматриваемом примере рассчитанный коэффициент заполнения равен примерно 0,5, поэтому для упрощения при расчетах используется величина порогового напряжения ограничения тока, $U_{\text{пор}} = 130$ мВ. Таким образом, сопротивление датчика тока будет

$$R_{\text{дт}} = \frac{U_{\text{пор}}}{I_{\text{сmax}}} = \frac{130}{6,8} = 0,019 \text{ Ом.}$$

Для работы на частоте 330 кГц $R_f = 50$ ком.

9. *Расчет корректирующих звеньев.* Для передаточной функции управление–выход преобразователя SEPIC с управлением по максимальному току полюс нагрузки можно определить как $1/(2\pi R_n C_{\text{вых}})$, а полюс последовательного эквивалентного сопротивления выходного конденсатора как $1/(2\pi R_{\text{пэс}} C_{\text{вых}})$, где R_n – сопротивление нагрузки. Частота нуля характеристики в правой полуплоскости задается выражением

$$f_{0\text{пп}} = \frac{U_{\text{вых}}(1 - D_{\text{max}})^2}{\pi D_{\text{max}} L_2 I_{\text{вых}}} = \frac{3,3 \cdot (1 - 0,56)}{\pi \cdot 0,56 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6} \cdot 2,5} = 31 \text{ кГц.}$$

На амплитудно-частотной характеристике имеется выброс на резонансной частоте контура, образованного конденсатором C_p и дросселем L_2 преобразователя SEPIC и определяемой как

$$f_{\text{рез}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_{\text{вых}}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{4,7 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-5}}} = 23 \text{ кГц.}$$

Частота перехода выбирается меньшей из величин $f_{0\text{пп}}/6$, либо $f_{\text{рез}}$

$$f_{\text{пер}} = \frac{f_{\text{рез}}}{6} = 3,8 \text{ кГц.}$$

С помощью элементов $C_{\text{к1}}$, $C_{\text{к2}}$ и $R_{\text{к}}$ сформирована корректирующая цепь, имеющая один ноль в точке $1/(2\pi R_{\text{к}} C_{\text{к1}})$, один полюс в точке начала координат и один полюс в точке $1/(2\pi R_{\text{к}} C_{\text{к2}})$.

Выбор $R_{\text{к}}$ производится для обеспечения необходимой частоты перехода:

$$R_{\text{к}} = \frac{2\pi f_{\text{пер}} C_{\text{вых}} U_{\text{вых}}^2 (1 + D_{\text{max}})}{k_{\text{дт}} k_{\text{уош}} U_{\text{оп}} U_{\text{вх min}} D_{\text{max}}} = \frac{2\pi \cdot 3,8 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \cdot 3,3^2 \cdot (1 + 0,56)}{91 \cdot 8 \cdot 10^{-4} \cdot 1,26 \cdot 3 \cdot 0,56} = 523 \text{ Ом.}$$

где $U_{\text{оп}} = 1,26$ В – опорное напряжение;

$k_{\text{дт}} = 1/R_{\text{дт}} \approx 100$ А/В – коэффициент передачи датчика тока;

$k_{\text{уош}} = 800$ мкСм – крутизна характеристики усилителя ошибки контроллера [1].

Величина емкости $C_{\text{к1}}$ выбирается такой, чтобы обеспечить ноль корректирующего контура на одной шестой частоты перехода

$$C_{\text{к1}} = \frac{1}{2\pi f_{\text{пер}} R_{\text{к}}} = \frac{1}{2\pi \cdot 3,8 \cdot 10^3 \cdot 523} = 330 \text{ нФ.}$$

Полюс в точке $1/(2\pi R_{\text{к}} C_{\text{к2}})$ необходим для компенсации нуля эквивалентного последовательного сопротивления выходного конденсатора. Таким образом,

$$C_{\text{к2}} = \frac{C_{\text{вых}} R_{\text{эпс}}}{R_{\text{к}}} = \frac{2 \cdot 10^{-4} \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{523} = 1,2 \text{ нФ.}$$

Литература

1. LM3478 High Efficiency Low-Side N-channel Controller for Switching Regulators. – National Semiconductor, September, 2001.

2. Wei Gu, Dongbing Zhang. Designing A SEPIC Converter. – National Semiconductor Application Note 1484, April 30, 2008.

Аверин Сергей Владимирович, к. т. н., доцент кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел. 8(499) 158-45-59, e-mail: acb@starlink.ru;

Следков Юрий Германович, к. т. н., доцент кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел. 8(499) 158-49-21, e-mail: dean3_der5@mai.ru;

Соловьев Игорь Николаевич, зав. кафедрой “Микроэлектронных электросистем” МАИ, доцент, к. т. н., тел.: 8(499)158-44-26, e-mail: sin@mai.ru.

О. А. Коржавин, А. Т. Яхин

УСТОЙЧИВОСТЬ ЭЛЕКТРОПИТАЮЩЕЙ УСТАНОВКИ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ СВЯЗИ

В последнее время появился большой интерес к распределенным системам электропитания как в военных и космических системах, так и для всех типов телекоммуникационного оборудования: электронных, радиотехнических и вычислительных комплексах и электронных АТС.

Постоянное увеличение электропотребления, основанное на потребностях в блоках питания высокой плотности, заставляет проектировщиков предлагать новые топологии и вводить новшества в конфигурации электросети. Во многих электронных комплексах, например, с применением VHSIC (сверхбыстродействующие микросхемы с высоким уровнем интеграции), блоки питания должны постоянно обеспечивать нагрузку регулируемым низким выходным напряжением при большом выходном токе. Динамическая нагрузочная характеристика, представленная VHSIC чипами, делает непрактичными централизованные блоки питания с токовыми шинами большой протяженности.

Распределенная энергетическая система (РЭС) значительно лучше позволяет учесть жесткие требования к электропитанию нагрузок с большими потребляемыми токами, обеспечивая высокие технические характеристики таких блоков питания (например, по габаритам, КПД и т. д.).

Распределенная система ЭАТС представляет собой мощный ведущий преобразователь (ведущий ИИЭ), например, стабилизированный выпрямитель AC/DC типа ВБВ 380/60(48) В на токи 50, 100 А и обычно три ведомых ИИЭ: ИИЭ-1 – 60/12 В, ИИЭ-2 – 60/+5В, ИИЭ-3 – 60/5 В, питающие многочисленные электронные микросхемы и цепи ЭВМ ЭАТС. Причем промежуточная аккумуляторная батарея на 60(48) В в таких РЭС обычно отсутствует, что дает существенную экономию в средствах, но в то же время порождает ряд серьезных проблем, связанных с устойчивой работой системы ведущий-ведомые ИИЭ РЭС.

Очевидно, что для телекоммуникационных систем связи типа ЭАТС такой безаккумуляторный вариант ЭПУ может быть реализован только при:

- ✧ первой особой группе внешнего электроснабжения,
- ✧ наличии двух независимых вводов переменного напряжения,
- ✧ наличии автоматизированного включения резерва АВР на низкой стороне,
- ✧ наличии не менее двух резервных автоматизированных дизель-электростанций и т. д.

Такие условия в прошлом позволяли создавать ЭПУ мощных АТС по безбатарейному принципу с

применением двухлучевой системы включения мощных выпрямительных устройств типа ВУЛС [1].

В предлагаемой статье рассматриваются условия устойчивой работы ЭПУ таких безаккумуляторных РЭС, которые в будущем могут найти определенное распространение. Кроме того, анализ условий устойчивости таких РЭС весьма ценен для многих электронных, радиотехнических и компьютерных комплексов.

Блок-схемы распределенных систем электропитания

Существует много вариантов построения топологии (архитектуры) распределенных энергосистем (РЭС). В простейшем случае, такая топология имеет вид рис. 1.

Такой вариант РЭС приводится, например в [2, 3], и, очевидно, применим в случае, когда расстояния между ведущим импульсным источником электропитания, шинами и ведомым ИИЭ относительно невелики, что позволяет не применять развязывающие входные фильтры перед каждым ведомым ИИЭ.

На рис. 1 изображены: ведущий ИИЭ с выходным сопротивлением Z_0 и три ведомых ИИЭ: ИИЭ-1, ИИЭ-2, ИИЭ-3 с соответствующими входными сопротивлениями Z_{11} , Z_{12} , Z_{13} . Общее сопротивление, оказываемое шинами на ведущий ИИЭ, Z_1 равно параллельному сопротивлению всех ведомых ИИЭ.

Однако, во многих случаях на практике расстояния между ведущим и ведомым ИИЭ могут быть значительными. В таких случаях, как показано на рис. 2, представлен другой вариант топологии РЭС [4], где

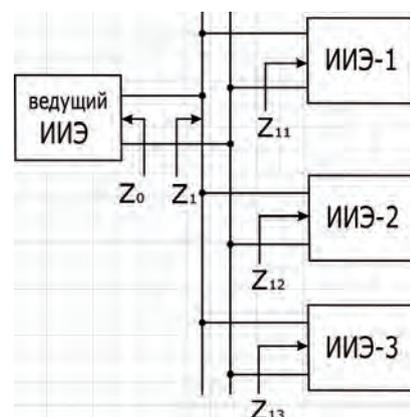


Рис. 1. Блок-схема простейшей РЭС

перед каждым ведомым ИИЭ, как, например, в электронной АТС, устанавливается развязывающий входной фильтр.

Общие вопросы анализа взаимодействия подсистем РЭС

Рассмотрим РЭС рис. 1 и 2 в виде системы, показанной на рис. 3.

Характеристики работы каждой подсистемы считаются известными и каждая в отдельности работает устойчиво. Требуется исследовать поведение (устойчивую работу) объединенной системы.

Полная передаточная функция объединенной системы может быть выражена как произведение передаточных функций отдельных подсистем (F_1 и F_2), с учетом дополнительного контура с петлевым коэффициентом усиления $T_m = T_{доп} = Z_s/Z_i = Z_{вых}/Z_1$ и имеет вид [3, 5]:

$$F_{12} = F_1 \cdot F_2 \frac{1}{Z_s/Z_i}, \tag{1}$$

где F_{12} – передаточная функция вход-выход рассматриваемой РЭС;

F_1 – передаточная функция вход-выход подсистемы источника (ведущего ИВЭ);

F_2 – передаточная функция вход-выход подсистемы нагрузки (ведомые ИИЭ-1, ИИЭ-2, ИИЭ-3 на рис. 1 или те же ИВЭ с входными фильтрами N_1, N_2, \dots, N_k на рис. 2);

$Z_s = Z_0$ – полное входное сопротивление подсистемы источника (ИВЭ-0);

$Z_i = Z_1$ – полное входное сопротивление подсистемы нагрузки (резльтирующее сопротивление Z_{11}, Z_{12}, Z_{13} на рис.1 или результирующее сопротивление $Z_{вх}$ на рис. 2).

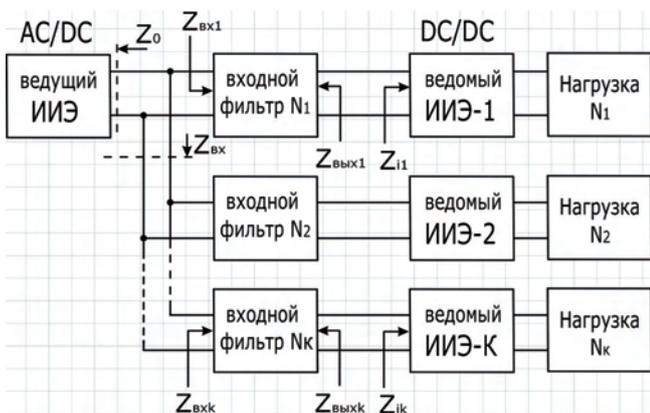


Рис. 2. Блок-схема РЭС с входными фильтрами перед каждым ведомым ИИЭ:

Z_0 – выходное сопротивление ведущего ИСН;
 $Z_{вх1} \dots Z_{вхk}$ – входные сопротивления входных фильтров $N_1 \dots N_k$;
 $Z_{вых1} \dots Z_{выхk}$ – выходные сопротивления входных фильтров $N_1 \dots N_k$;
 $Z_{вх}$ – результирующее сопротивление всех входных фильтров ведомых ИИЭ, соединенных общей шиной постоянного тока;
 $Z_{11} \dots Z_{1k}$ – входные сопротивления ведомых ИИЭ-1 ... ИИЭ-К

Коэффициент усиления дополнительного контура, определяющий степень взаимодействия двух рассматриваемых подсистем

$$T_m = \frac{Z_s}{Z_i} = \frac{Z_0}{Z_1}. \tag{2}$$

Принимая, что F_1 и F_2 передаточные функции каждой из подсистем обеспечивают их устойчивость в отдельности, т. е. корни характеристических уравнений этих передаточных функций являются отрицательными (или расположенными в левой полуплоскости комплексной плоскости) оценку устойчивости объединенной системы (1) можно проводить по корням уравнения характеристической системы $1 + T_m = 0$.

В соответствии с классической теорией автоматического регулирования (теорией управления) это позволяет рассматривать $T_m(s)$ как коэффициент усиления разомкнутой цепи замкнутой системы регулирования. Поэтому к $T_m(s)$ может быть применен критерий Найквиста для определения устойчивости.

Из формулы (1) вытекают два условия:

$$F_{12} \approx F_1 \cdot F_2, \text{ когда } T_m \ll 1; \tag{3}$$

$$F_{12} = \frac{F_1 \cdot F_2}{T_m}, \text{ когда } T_m \gg 1. \tag{4}$$

Если при объединении двух подсистем выполняется условие (3) для всех частот, две подсистемы практически не влияют друг на друга. В этом случае объединенная система устойчива и ее анализ упрощен, так как каждая подсистема может быть спроектирована независимо и свойства объединенной системы вычисляются из свойств каждой отдельной подсистемы.

Однако, в целом ряде случаев, в РЭС выполнение условия (3) не имеет места, или не может быть практичным, а иногда даже выгодно иметь $T_m > 1$.

Рассмотрим случай, когда $T_m > 1$ для некоторых частот. Это условие не обязательно подразумевает потерю устойчивости объединенной системы. Устойчивость ее может быть определена с помощью применения критерия Найквиста к $T_m(s)$, путем построения кругового годографа, пример которого для устойчивой РЭС приводится ниже.

Некоторые расчетные соотношения и формулы для оценки устойчивости вышерассмотренных РЭС

Основной расчетной формулой оценки устойчивости распределенной системы электропитания всех

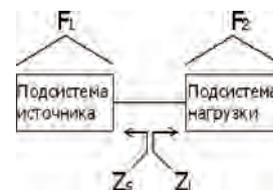


Рис. 3. Последовательность объединения двух подсистем

типов является зависимость (1). Применительно к РЭС рис. 1 и 2 ведущими (подсистемой источника F_1 рис. 3) в телекоммуникационных системах связи обычно являются стабилизированные выпрямители типа ВУТ (выпрямитель управляемый тиристорный) и ВБВ (выпрямитель буферный высокочастотный), выпускаемые отечественной промышленностью на широкий номинал выходных параметров как по напряжению, так и току. Однако в сложных радиотехнических и компьютеризированных комплексах возможны применения и других серийных и индивидуальных стабилизированных выпрямителей.

В дальнейшем будем рассматривать случай однозвенного LC фильтра, как самого распространенного на практике, так как обычно в ВБВ второе звено имеет индуктивность значительно меньшую, чем для первого звена и выполняет функции подавления высокочастотных помех. Его влияние на устойчивость ВБВ существенно меньше, чем влияние первого звена.

Ведомые ИИЭ (ИИЭ-1, ИИЭ-2, ИИЭ-К), входящие в подсистему F_2 , обычно выполняются с однозвенными LC-фильтрами и различными типами корректирующих цепей по выходному напряжению, а их передаточные функции и ЛЧХ также широко представлены в литературе, в том числе и в [6].

Как упоминалось выше, при разработке любой РЭС принимается, что система ведущего ИИЭ (подсистема источника F_1) и система ведомых ИИЭ (элементов подсистемы F_2) являются в отдельности устойчивыми.

В задачу разработчика входит обеспечение устойчивости объединенной системы F_{12} , описываемой зависимостью (1). То есть в этом случае расчет устойчивости объединенной системы РЭС рис. 1, 2 сводится к расчету устойчивости дополнительного петлевого контура с коэффициентом усиления (2), например, с помощью кругового годографа критерия Найквиста.

Остановимся кратко на некоторых вариантах выражений для оценки систем РЭС рис.1 и 2, представив их в следующей последовательности.

Случай оценки устойчивости схемы РЭС (рис. 1):

– выходное сопротивление ведущего ИИЭ при разомкнутой цепи обратной связи по напряжению

$$Z_{0\text{раз}}(s) = \frac{R_0 + sL_0}{L_0 C_0 s^2 + R_0 C_0 s + 1}; \quad (5)$$

– выходное сопротивление ведущего ИИЭ при замкнутой цепи обратной связи

$$Z_0(s) = \frac{Z_{0\text{раз}}(s)}{1 + T(s)}; \quad (5a)$$

– петлевой коэффициент усиления контура цепи обратной связи по напряжению, численно равный передаточной функции разомкнутой системы ведущего ИИЭ

$$T(s) = W_p(s). \quad (6)$$

Для расчета $T(s)$ в данном случае нельзя пользоваться известными формулами, приводимыми, например в [6]:

$$T(s) = \alpha \cdot k_{\text{упт}} \cdot k_{\text{ШИМ}} \cdot W_\phi(s),$$

где $W_\phi(s) = \frac{1}{T_\phi^2 s^2 + 2\xi T_\phi s} + 1$; $T_\phi = \sqrt{L_0 C_0}$;

$$\xi = \frac{R_0 C_0 + L/R_H}{2T_\phi},$$

так как в последнем выражении сглаживающий фильтр работает на постоянную нагрузку R_H , а в схеме рис. 1, как это следует из рис. 4 [7, 8], сглаживающий однозвенный фильтр $L_0 C_0$ работает на комплексное сопротивление промежуточных шин, питающих параллельно соединенные ведомые ИИЭ-1, ИИЭ-2 и т. д.

Поэтому для вывода выражения $T(s)$ ведущего ИИЭ в данном случае вместо сопротивления нагрузки R_H нужно подставить выражение для входного сопротивления ведомых ИИЭ при замкнутой цепи их обратной связи, т. е. выражение, приводимое в [9]:

$$\frac{1}{Z_1(s)} = Y_1(s) = \frac{T(s)}{1+T(s)} \frac{M^2}{R_H} + \frac{1}{1+T(s)} \frac{M^2}{Z_{\phi 1}}, \quad (7)$$

где $M = D$ – коэффициент заполнения импульса тока ШИМ ведомого ИСН;

$Z_{\phi 1}$ – входное сопротивление Г-образного LC фильтра ведомого ИИЭ нагруженного на активное сопротивление нагрузки R_{H1} , равное

$$Z_{\phi 1}(s) = R_L + sL + \frac{R_H}{sC R_H + 1}. \quad (8)$$

Аналогично рассчитываются $Y_2(s), Y_3(s), \dots$

Суммарное входное сопротивление ведомых ИИЭ параллельно соединенных между собой:

$$\frac{1}{Z_i(s)} = Y_i(s) = Y_1(s) + Y_2(s) + Y_3(s) + \dots + \sum_{k=1}^n Y_{ik}. \quad (9)$$

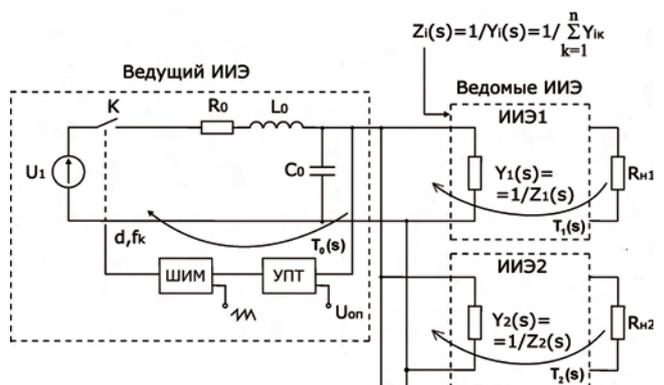


Рис. 4. Схема ведущего ИИЭ с выходным однозвенным LC фильтром, работающим на промежуточные шины, питающие “n” параллельно включенных ведомых ИИЭ

Далее для расчета $Z_0(s)$ в соответствии с рис. 4 для схемы рис. 1 с учетом (6):

$$T(s) = \alpha K_{\text{ШИМ}} K_y(s) W_\Phi(s) = K W_\Phi(s) = \frac{Z_{\text{фввых}}(s)}{Z_{\text{фвх}}(s)} = K \frac{1/[sC_0 + Y_i(s)]}{R_0 + sL_0 + 1/[sC_0 + Y_i(s)]}, \quad (10)$$

где $K = \alpha K_{\text{ШИМ}} K_y$. (11)

Следует заметить, что выражение для $K_y(s)$, например, в виде

$$K_y(s) = K_y \frac{1 + T_1 s}{1 + T_2 s},$$

приводимое для случая применения инерционно-интегрирующего звена коррекции, само является частотнозависимой функцией. Однако в дальнейшем, с определенной погрешностью, будем полагать $K_y(s) = K_y = \text{const}$. Таким образом, в случае однозвенного LC-фильтра для схемы рис. 1 получены все исходные выражения для построения кругового годографа $T_m = Z_s/Z_i = Z_0/Z_i$ и оценки устойчивости такой РЭС по критерию Найквиста.

К сожалению, для схемы РЭС рис. 2 такого простого решения для $1/Z_i(s) = Y_i(s)$ получить нельзя, в виду наличия перед каждым ведомым ИИЭ соответствующего входного фильтра ($N_1 - N_k$).

Случай оценки устойчивости для схемы РЭС (рис. 2). В [4] эта задача решается применением теоремы Миддлбрука о дополнительном элементе [10] к данной структуре, что приводит к весьма громоздким и не совсем очевидным зависимостям. Однако для РЭС рис. 2 можно с успехом применить эквивалентную схему замещения непрерывных динамических звеньев системы входной фильтр – ИСН понижающего типа, подробно описанную в [11], т. е. воспользоваться схемой замещения рис. 5.

В соответствии с этой схемой

$$W_3(s) = \frac{(1/sC) \parallel R_H}{D^2 Z_{\text{ввых}}(s) + Z_{1\Phi}},$$

где $Z_{1\Phi}(s)$ уже представлено выражением (8).

После преобразований получаем:

$$W_3(s) = \frac{R_H}{(1 + sR_H C)[D^2 Z_{\text{ввых}}(s) + Z_{1\Phi}]}. \quad (11)$$

В соответствии с этим передаточная функция вход-выход малосигнальной модели ИСН с входным фильтром выражается зависимостью (11):

$$W_p(s) = \alpha K_y(s) K_{\text{ШИМ}}(s) K_{\text{кл}}(s) W_3(s) = K \cdot W_3(s), \quad (12)$$

а выражение для входного сопротивления ведомого ИСН с входным фильтром при разомкнутой цепи обратной связи на основании рис. 5

$$Z_{1\text{раз}} = D^2 Z_{\text{ввых}}(s) + R_L + sL + (1/sC) \parallel R_H = D^2 Z_{\text{ввых}}(s) R_L + sL + \frac{R_H [s^2 LC + s(R_L C + L/R_H) + 1]}{1 + sCR_H}, \quad (13)$$

где $Z_{\text{ввых}}(s)$ – выходное сопротивление входного фильтра $N_1 \dots N_k$, зависит от типа его коррекции [11].

Аналогично рассчитываются $Z_{2\text{раз}} \dots Z_{k\text{раз}}$.

Далее рассчитываются Z_1, Z_2, \dots, Z_k , где Z_k – входное сопротивление ведомого ИСН с входным фильтром при замкнутой цепи обратной связи, определяемое как:

$$Z_k = \frac{Z_{k\text{раз}}}{1 + W_p(s)}. \quad (14)$$

Суммарное входное сопротивление ведомых ИИЭ, с входными фильтрами, параллельно соединенных между собой:

$$\frac{1}{Z_i(s)} = \frac{1}{Z_1(s)} + \frac{1}{Z_2(s)} + \dots + \frac{1}{Z_k(s)}. \quad (15)$$

С учетом (11)–(13) можно рассчитать $T(s)$ для схемы рис. 2, как

$$T(s) = K \frac{Z_{\text{фввых}}(s)}{Z_{\text{фвх}}(s)} = K \frac{Z_i(s)}{R_0 + sL_0 + Z_i(s)}. \quad (16)$$

а далее $Z_0(s)$, как для случая 1а.

Оценка же устойчивости РЭС рис. 2 происходит аналогично РЭС рис. 1, т. е. построением кругового годографа $T_m = Z_0/Z_i$ с использованием критерия Найквиста.

В качестве иллюстрации приведенных выше зависимостей и формул для расчета устойчивости РЭС приведем численные примеры расчетов распределенной системы электропитания электронной

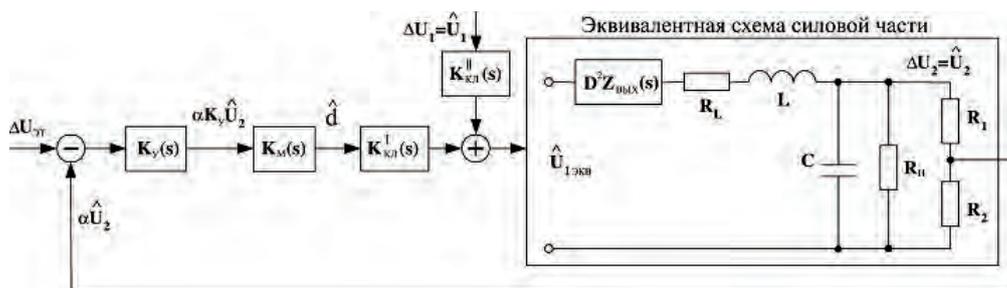


Рис. 5. Эквивалентная схема замещения динамических звеньев ИСН с входным фильтром

АТС МТ20/25 для питания двух секций конверторов ЭВМ (в случае отсутствия резервной аккумуляторной батареи).

ЭПУ каждой секции конверторов ЭВМ состоит из одного ведущего и трех ведомых ИИЭ при отсутствии входных фильтров перед ведомыми ИИЭ, то есть вариант РЭС рис. 1.

Параметры ведомых ИИЭ были взяты из [15]. В качестве ведущего ИИЭ выбран высокочастотный биферный выпрямитель типа ВБВ.

Параметры выбранных ИИЭ:

0) Ведущий ИИЭ-0 типа ВБВ. Первичное питающее переменным током 380/220 В, 50 Гц, вторичное выпрямленное стабилизированное напряжение $U_0 = 60$ В; $I_0 = 50$ А; $P_0 = 3000$ Вт; $R_{н1} = 1,2$ Ом; $R_{с3} \approx 0,01R_{н1}$; коэффициент стабилизации ВБВ $K = 500-1000$; $K_{п\text{ вых}} = 0,03\%$; частота коммутации ключевых элементов высокочастотного преобразователя DC/DC $f_k = 30$ кГц. В целях упрощения расчетов в численном примере на выходе ВБВ принимался однозвенный LC фильтр с параметрами $L_0 = 60$ мкГн; $C_0 = 4000$ мкФ; $R_0 = 0,06$ Ом.

1) Первый ведомый ИИЭ-1 (2 преобразователя): $U_1 = 12$ В; $I_1 = 8$ А; $P_1 = 96$ Вт; $R_{н1} = 1,5$ Ом; $R_{L1} = R_{с1} = 0,1R_{н1}$; $K_{п\text{ вых}} = 1\%$; $\Sigma P_1 = 2 \cdot 92 = 192$ Вт. Параметры фильтра: $L_1 = 112$ мкГн; $C_1 = 300$ мкФ.

2) Второй ведомый ИИЭ-2 (8 преобразователей): $U_2 = 5$ В; $I_2 = 50$ А; $P_2 = 250$ Вт; $R_{н2} = 0,1$ Ом; $R_{L2} = R_{с2} = 0,1R_{н2}$; $K_{п\text{ вых}} = 1\%$; $\Sigma P_2 = 8 \cdot 250 = 2000$ Вт. Параметры фильтра: $L_2 = 20$ мкГн; $C_2 = 1000$ мкФ.

3) Третий ведомый ИИЭ-3 (2 преобразователя): $U_3 = 5$ В; $I_3 = 30$ А; $P_3 = 150$ Вт; $R_{н3} = 0,17$ Ом; $R_{L3} = R_{с3} = 0,1R_{н3}$; $K_{п\text{ вых}} = 1\%$; $\Sigma P_3 = 2 \cdot 150 = 300$ Вт. Параметры фильтра: $L_3 = 20$ мкГн; $C_3 = 800$ мкФ.

$$\Sigma P = \Sigma P_1 + \Sigma P_2 + \Sigma P_3 = 192 + 2000 + 300 \approx 2500 \text{ Вт} < 3000 \text{ Вт}.$$

Во всех ведомых ИИЭ величина коэффициента заполнения $M = D = 0,8$.

Структурные схемы такой РЭС, состоящей из двух секций для питания конверторов ЭВМ электронной АТС МТ20/25 приведены на рис. 6.

То есть на структурных схемах рис. 6 от одного ведущего ИИЭ питается 12 ведомых ИИЭ, которые по отношению к промежуточной шине 60 В включены параллельно.

Расчет индуктивностей и емкостей LC-фильтров ведущего и ведомых ИИЭ проводился по известным формулам [14], исходя из коэффициента пульсаций на их выходе $K_{п\text{ вых}}$.

Результат расчетов как суммарного входного сопротивления всех 12 ведомых ИИЭ, питающихся от промежуточной шины 60 В, так и выходного сопротивления ведущего ИИЭ, а также круговых годографов Найквиста, проводился на ЭВМ в системе MathCAD по формулам как для первого варианта РЭС (рис. 1), так и для второго варианта РЭС (рис. 2).

Для случая первого варианта РЭС на рис. 8 сплошной линией изображена зависимость

$$Z_{\text{вх}}(f) = Z_i(f) = \frac{1}{Y(f)},$$

где $Y(f) = 2Y_1(f) + 8Y_2(f) + 2Y_3(f)$, а обозначения проводимостей соответствуют рис. 8б. На этом же рисунке пунктирной линией изображена зависимость $Z_0(f)$ рассчитанная по (5) и (9).

Как следует из графика рис. 7а при принятых параметрах ИИЭ имеет место взаимное влияние ведомых ИИЭ на ведущий ИИЭ. Это выражается многократным пересечением кривых $Z_{\text{вх}}(f) = Z_i(f)$ и $Z_0(f)$, причиной которых является влияние комплексной нагрузки суммарного входного сопротивления всех видов ИИЭ на комплексное сопротивление ведущего ИИЭ.

Многократное пересечение указанных кривых приводит к тому, что годограф критерия Найквиста (рис. 8б) состоит из целого ряда пересекающихся фигур, что является признаком неустойчивости рас-

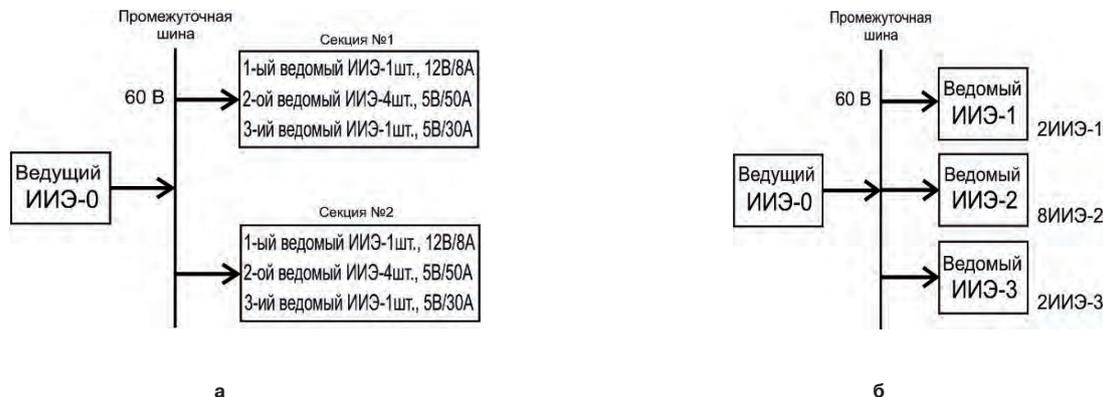


Рис.6. Структурная (а) и структурно-эквивалентная (б) схемы РЭС двух секций ЭПУ конверторов ЭВМ ЭТАС МТ20/25

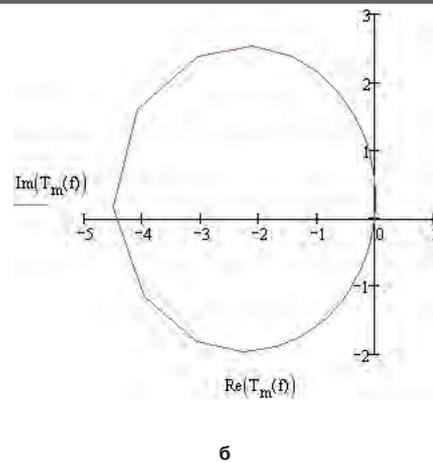
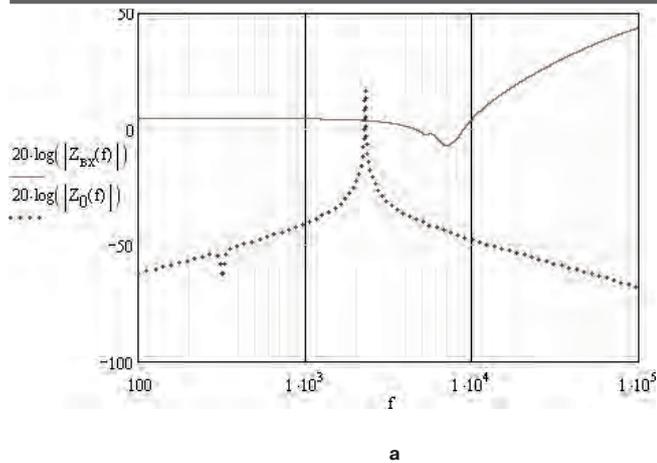


Рис. 7. Зависимости выходного сопротивления $Z_o(f)$ ведущего ИИЭ-0 с замкнутой обратной связью и входного сопротивления параллельно включенных ведомых ИИЭ (а); амплитудно-фазовый годограф критерия Найквиста для рассматриваемого случая (б)

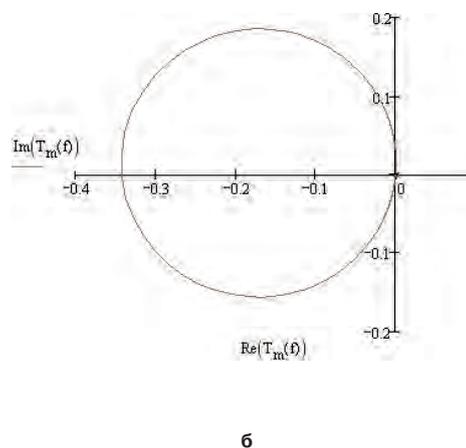
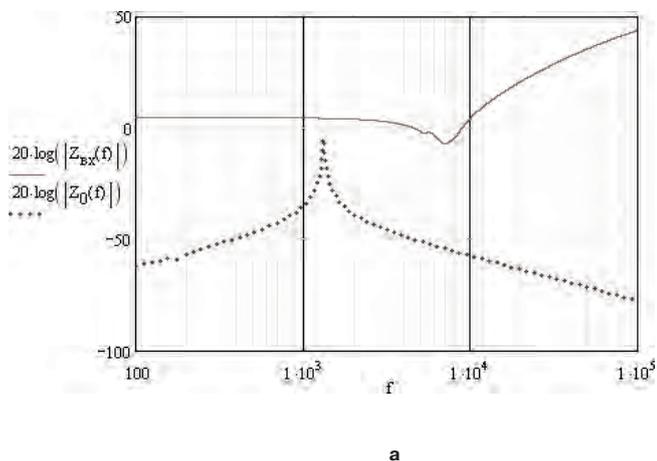


Рис. 8. Зависимости выходного сопротивления $Z_o(f)$ ведущего ИИЭ-0 с замкнутой обратной связью и входного сопротивления параллельно включенных ведомых ИИЭ, но для случая весьма большой емкости на выходе ИСН-0 (а); Амплитудно-фазовый годограф критерия Найквиста для рассматриваемого случая (б)

смаиваемой РЭС. При этом по величине выходных пульсаций ведущий ИИЭ (при емкости фильтра $C = 4000$ мкФ) удовлетворяет заданному значению $K_{П\text{ Вых}}$.

Для придания устойчивости рассматриваемой РЭС возможны 3 варианта:

- 1) Установка аккумуляторной батареи параллельно промежуточной шине 60 В.
- 2) Значительное увеличение выходной емкости LC-фильтра ведущего ИИЭ.

Как следует из рис. 8а при $C = 12000$ мкФ имеет место только двукратное пересечение кривых $Z_{\text{вх}}(f)$ и $Z_o(f)$, что приводит к тому, что годограф Найквиста состоит только из одной круговой фигуры типа эллипса.

Так как он не охватывает критическую точку $(-1; j0)$, то рассматриваемая РЭС является устойчивой.

Таким образом, для устойчивой работы РЭС рис. 1 параметры ведущего ИИЭ (как однозвенного, так и двухзвенного) следует выбирать не только для полу-

чения заданного $K_{П\text{ Вых}}$, но и обеспечения устойчивой работы самой РЭС.

3) Установкой индивидуальных входных фильтров перед каждым из ведомых ИИЭ, что устраняет взаимное влияние не только ведомых ИИЭ друг на друга, но и на ведущий ИИЭ.

Третий вариант означает, что построение устойчивой РЭС следует проводить по схеме рис. 2 и пользоваться формулами для ее расчета.

Для упрощения расчетов было принято, что в схеме рис. 8б участвуют только 8 ИИЭ-2 (самая мощная градация в нагрузке РЭС), а в качестве выходных фильтров схемы рис. 2 используются фильтры с оптимальной RC-коррекцией.

Схема такого скорректированного входного фильтра имела вид рис. 9 [11].

Для такого фильтра [11]

$$Z_{\text{вх}}(s) = \frac{sL_{\text{вх}}(1 + sR_p n C_{\text{вх}})}{s^3 L_{\text{вх}} C_{\text{вх}}^2 n R_p + s^2(1 + n)L_{\text{вх}} C_{\text{вх}} + sR_p n C_{\text{вх}} + 1},$$

где $R_{вх} = 0,1 \text{ Ом}$; $L_{вх} = 2,5 \text{ мГн}$; $C_{вх} = 300 \text{ мкФ}$; $R_p = 2 \text{ Ом}$; $n = 3$; $D = 0,8$.

Так как в схеме рис. 2 все ИИЭ-2 и их входные фильтры соединены параллельно, то в формуле (13) принималось, что $Z_i(f) = Z_2(f)/8$.

Зависимости $Z_{вх}(f) = Z_i(f)/8$ и приведены для рассматриваемого случая на рис. 10а, а годограф Найквиста в виде эллипса, не охватывающего точку $(-1; j0)$, приведен на рис. 10б.

Таким образом, рассматриваемая РЭС является устойчивой даже при величине выходной емкости фильтра ведущего ИИЭ равной 4000 мкФ.

В заключении отметим, что исчерпывающего решения топографии (архитектуры) сети оптимальных РЭС и их расчета пока полностью не разработано, в виду их большого разнообразия и сложности. Поэтому предлагаемую статью следует рассматривать как одно из возможных решений этой сложной проблемы.

Выводы

► При расчете выходного сопротивления ведущего ИВЭ для вычисления петлевого коэффициента контура обратной связи по напряжению следует принимать за нагрузку сглаживающего LC-фильтра комплексное сопротивление промежуточных шин,

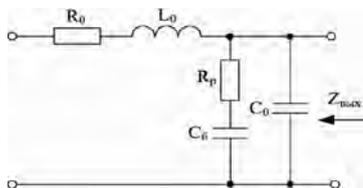


Рис. 9. Схема входного фильтра ИИЭ с корректирующей LC-цепочкой

питающих параллельно соединенные ведомые ИИЭ-1, ИИЭ-2, ИИЭ-3 и т. д.

► Оценку устойчивости любой распределенной системы электропитания, при устойчивости ведущего и ведомых ИИЭ в отдельности, целесообразно проводить, анализируя корни характеристического уравнения $1 + Z_0/Z_i = 0$ с учетом как амплитуды, так и фазы соответственно для выходного сопротивления ведущего ИИЭ (Z_0) и суммарного сопротивления параллельно соединенных ведомых ИИЭ, питающихся от промежуточных шин (Z_i).

Практически наиболее просто эти условия (учета модуля и фазы) можно учесть с помощью амплитудно-фазового годографа критерия Найквиста для отношения $T_m = Z_0/Z_i$, учитывающего как амплитуды, так и фазы этих сопротивлений.

► При параметрах LC-фильтра ведущего ИИЭ, обеспечивающих требуемую величину коэффициента пульсаций на его выходе РЭС схемы рис. 1 обычно неустойчива, что выражается появлением автоколебаний на выходе ведущего ИИЭ при отсутствии их на выходе всех ведомых ИИЭ. Однако увеличение емкости LC-фильтра ведущего ИИЭ в 3–4 раза приводит такую РЭС в устойчивое состояние.

► Предложена оригинальная методика расчета передаточной функции и выходного сопротивления ведущего ИИЭ для РЭС рис. 2 с входными фильтрами перед каждым ведомым ИИЭ.

► Применение в схеме РЭС рис. 2 рационально рассчитанных входных фильтров с соответствующими цепями коррекции, позволяет обеспечить устойчивость такой РЭС при минимальном значении

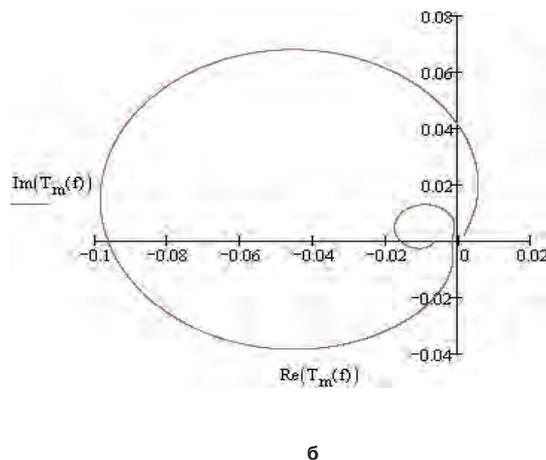
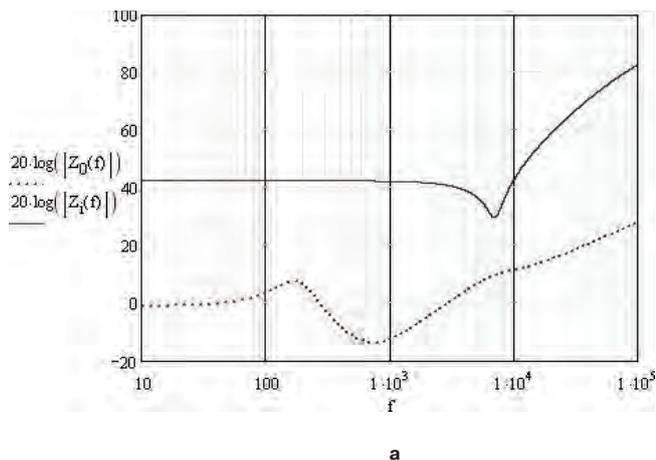


Рис. 10. Зависимость выходного сопротивления $Z_0(f)$ ведущего ИИЭ-0 с замкнутой обратной связью с учетом влияния всех входных фильтров ИИЭ (а); амплитудно-фазовый годограф критерия Найквиста для рассматриваемого случая

емкости выходного LC-фильтра ведущего ИИЭ, необходимой только для получения требуемого значения коэффициента пульсаций на его выходе.

Литература

1. Бокуняев А. А., Горбачев Б. В., Китаев В. Е., Колканов М. Ф. и др. Электропитание устройств связи. – М.: Радио и связь. 1988.
2. Wildrick C. M., Lec F. C., Cho B. M., Choi B. A method of defining the load impedance specification for stable distributed power system. – IEEE Transactions on power electronics. Vol. 10. No 3, 1995, pp 280284.
3. Дмитриков В. Ф., Сергеев В. В., Самылин И. Н. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств. – М.: Радио и связь, 2005, 424 с.
4. Martin Florez-Lizarrá and Arthur F. Witulski. Input filter design for multiple-module DS power systems. – IEEE Transaction on power electronics. Vol. 11. No 3, 1996, pp. 472–479.
5. Schulz S., Cho B. H., and Lee F. C. Design consideration for a distributed power system. – Virginia Power Electronics Center. Blacksburg, Virginia 24061, pp. 611–617.
6. Коржавин О. А. Динамические характеристики импульсных полупроводниковых преобразователей и стабилизаторов постоянного напряжения. – М.: Радио и связь, 1997.
7. Hisanaga K., Hazada K. Stability analysis of distributed power architecture including the intermediate bus converter. – The 2005 international power electronics conference, 2005, pp. 1130–1136.
8. Коржавин О. А. К оценке устойчивости распределенной системы электропитания. // Тезисы докладов VII международной научно-технической конференции «Физика и технические приложения волновых процессов». Самара, 2008. с. 370–371.
9. Middlebrook R. D. Input filter considerations in design and application of switching regulators. – IEEE PESC, 1977, pp. 36–57.
10. Middlebrook R. D. Null double injection and the extra element theorem. – IEEE Transactions on education, vol. 32, no. 3, p. 167–180, august 1989.
11. Донкеев С. С., Коржавин О. А. Оценка влияния входного фильтра на работу импульсных источников электропитания// Электросвязь. 2005, № 10, с. 23–26.
12. Головацкий В. А. Транзисторные и импульсные усилители стабилизаторы постоянного напряжения. – М.: Сов. радио, 1974.
13. Lewis L.R., Cho B.H. and Lee F.C. “Modeling, analysis and design of distributed power systems” – Power Electronics Specialist Conference, 1989, Record pp. 152–159.
14. Китаев В. Е., Бокуняев А. А., Колканов М. Ф. Расчет источников электропитания устройств связи. – М.: Радио и связь. 1993.
15. Шарапов Ю. К., Ковляков В. К. Отечественные телекоммуникационные системы, М. Логос. 2005.

Коржавин Олег Аркадьевич, доцент кафедры ОКитРТС Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (г. Самара), тел. (846)332-79-09, e-mail: korg@epus.psati.ru;

Яхин Айдар Тагирович, аспирант кафедры ОКитРТС Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (г. Самара), e-mail: frenzy_88@mail.ru.

Л. И. Цытович, Р. М. Рахматулин, М. М. Дудкин, А. В. Качалов

РЕВЕРСИВНЫЙ ТИРИСТОРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ С ПИТАНИЕМ ОТ СЕТИ С НЕСТАЦИОНАРНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Цифровые системы управления тиристорными преобразователями постоянного тока (ТП) по сути дела переносят на язык «цифры» известные алгоритмы аналогового управления, например, систем импульсно-фазового управления «вертикального» типа [1], сохраняя при этом их базовые недостатки, касающиеся низкой помехоустойчивости информационных и синхронизирующих каналов регулирования, а также чувствительности к изменениям амплитуды и частоты напряжения сети.

Функциональная схема тиристорного преобразователя

На кафедре электропривода и автоматизации промышленных установок Южно-Уральского государственного университета разработан адаптивный ТП, предназначенный как для промышленных объектов с «проблемной» сетью, так и для автономных устано-

вок с питанием от энергосистем ограниченной мощности с нестационарными параметрами.

Система управления ТП по своей структуре практически не отличается от традиционных синхронных многоканальных систем импульсно-фазового управления для преобразователей с раздельным управлением [1]. В ее состав (рис. 1а) входят блоки синхронизации БС-А, БС-В, БС-С для каждой из фаз А, В, С напряжения сети, цифро-аналоговые генераторы пилообразного напряжения ЦАГ с генератором G несущей частоты, фазосдвигающие устройства ФСУ, формирователи импульсов ФИ управления силовыми тиристорами, распределитель импульсов РИ, усилитель мощности импульсов управления УИ, регулятор Р, переключатель характеристик ПХ, датчик напряжения ДН, датчик нулевого тока ДНТ, блок силовых тиристоров БСТ с группой «Вперед» («В») и

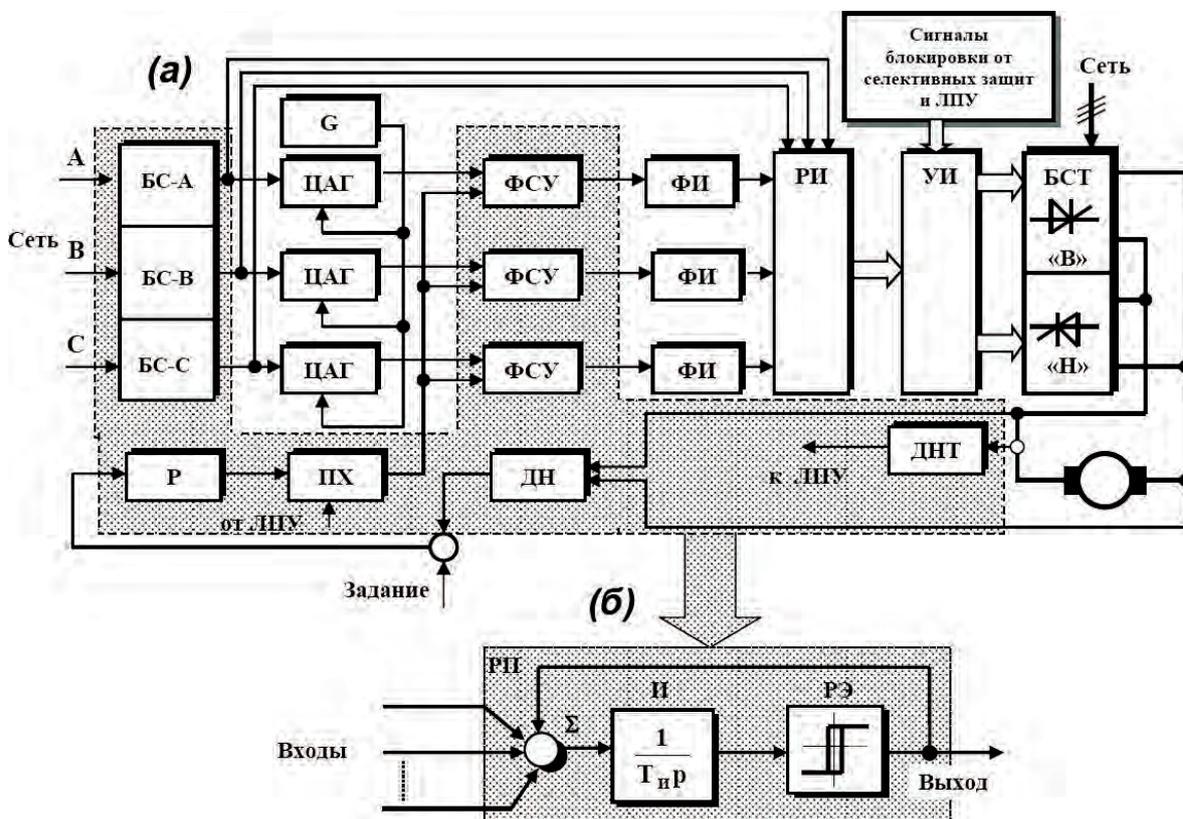


Рис. 1. Упрощенная функциональная схема реверсивного тиристорного преобразователя с адаптивной интегрирующей системой управления (а) и базовая структура его информационных элементов (б)

“Назад” (“Н”), а также не показанные на рис. 1а логическое переключающее устройство ЛПУ, контур тока с датчиками тока, комплекс селективных защит от аварийных режимов работы преобразователя и логический ограничитель минимального и максимального углов управления.

Отличительная особенность системы управления тиристорным преобразователем

Основным отличием рассматриваемой системы является то, что все ее информационные модули (УС, ФСУ, Р, ПХ, ДН, ДНТ) выполнены на базе единой идеологии преобразования информации, в основе которой лежит структура интегрирующего разветвляющего преобразователя (РП) с частотно-широотно-импульсной модуляцией (ЧШИМ) (рис. 1б).

РП содержит сумматор Σ , интегратор И и релейный элемент РЭ с симметричной относительно нулевого уровня петлей гистерезиса. При изменении сигнала управления в пределах линейного участка статической характеристики “вход-выход” РП представляет собой ЧШИМ-систему с частотой автоколебаний, зависимой от сигнала управления по квадратичному закону. Среднее значение выходных импульсов РП линейно по отношению к входному воздействию [2, 3]. В результате РП, по аналогии с линейными операционными усилителями (ОУ), может выполнять весь набор традиционных для систем электропривода законов регулирования – пропорциональный, интегральный, пропорционально-интегрирующий, дифференцирующий и т. д. При этом конфигурация регуляторов на базе РП [3] практически не отличается от принятой в схемотехнике ОУ [4]. Однако при этом достигается высокая помехоустойчивость реализации требуемой передаточной функции регулятора и крайне низкий уровень ошибок замедленной дискретизации, возникающих в импульсных системах при частотах помех, превышающих частоту их несущих колебаний [5].

Датчик тока (напряжения)

Импульсный характер выходного сигнала РП позволяет с помощью простых схемотехнических приемов реализовывать на его основе датчики с потенциально разделенным входом (ДН, ДНТ). Для этого на выходе РП включается дифференцирующий трансформатор, либо оптоэлектронная гальваническая

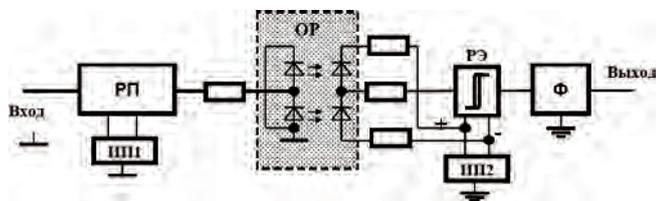


Рис. 2. Функциональная схема датчика тока (напряжения) на основе интегрирующего разветвляющего преобразователя

кая развязка ОР (рис. 2), выходной сигнал которой подается на дополнительный релейный элемент РЭ и сглаживающий фильтр Ф. К числу недостатков подобных структур следует отнести необходимость в двух потенциально разделенных источниках электропитания ИП1 и ИП2.

Датчик нулевого тока

В состав датчика нулевого тока (ДНТ) (рис. 3а), помимо РП, входят дифференцирующее звено Д с постоянными времени T_1, T_2 , двухполупериодный выпрямитель (демодулятор) В, сглаживающий фильтр Ф и пороговый элемент ПЭ с порогом включения Δ . Параметры звеньев на входе и в цепи обратной связи РП $K_{вх}, K_{ос}$ подбираются таким образом, чтобы при наличии тока нагрузки ТП входной сигнал ДНТ (рис.3б) значительно превышал бы допустимое значение $|\pm X_d| = |\pm A / K_{п}|$, где: A – амплитуда выходных импульсов РЭ; $K_{п}$ – коэффициент пропорционального усиления РП, определяемый соотношением коэффициентов $K_{вх}, K_{ос}$. В этом случае в ДНТ происходит срыв режима автоколебаний, когда ОУ интегратора находится в состоянии насыщения $\pm Y_H$, а релейный элемент РЭ переходит в одно из статических состояний $\pm A$ (рис. 3в). По мере снижения тока нагрузки (рис. 3б) ДНТ стремится перейти в режим автоколебаний, что происходит, когда входной сигнал становится меньше величины $\pm X_d$ (рис. 3б, в). Появление импульсов на выходе РЭ обеспечивает формирование переменного сигнала на выходе звена Д (рис. 3д), постоянные времени которого выбираются таким образом, чтобы передать выходные импульсы РЭ на вход выпрямителя В с минимальными искажениями. В результате демодуляции и сглаживания выходного сигнала блока Д на вход ПЭ подается постоянный сигнал (рис. 3е), который преобразуется в уровень логичес-

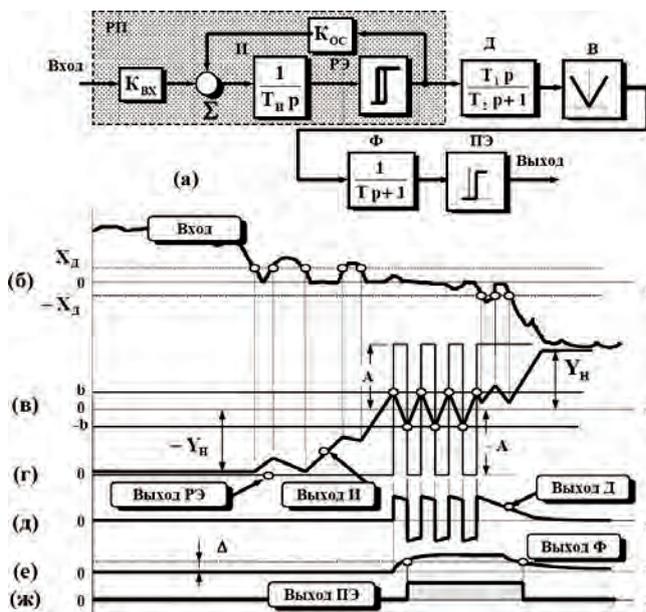


Рис. 3. Структурная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б–ж) интегрирующего разветвляющего датчика нулевого тока

кой “1” (рис. 3ж), длительность которой соответствует нулевому уровню тока нагрузки ВП. Наличие интегратора в прямом канале ДНТ и его работа в режиме насыщения исключает ложные срабатывания датчика под воздействием импульсных помех, что характерно для ДНТ компараторного типа.

Использование в качестве информативной координаты РП переменной составляющей выходных импульсов РЭ снижает жесткость требований к дрейфовым параметрам интегратора и других элементов ДНТ, что позволяет получить стабильный характер работы датчика при коэффициентах его пропорционального усиления на уровне 150–300. При необходимости звенья Д, В, Ф и ПЭ могут быть заменены на цифровую схему, определяющую длительность импульсов на выходе РЭ и формирующую сигнал “1”, когда эта длительность достигает заданного значения.

Переключатель характеристик

В схемах ПХ на основе ОУ [6] переключение ветвей статической характеристики «вход-выход» производится, как правило, за счет коммутации входов ОУ, что ухудшает метрологические характеристики ПХ из-за остаточных параметров ключевых коммутаторов, и делает его относительно трудоемким в настройке. В рассматриваемом ПХ (рис.4 а) РП дополняется блоком Л логической функции «Исключающее ИЛИ» с фильтром Ф. Командный логический сигнал “0” и “1” (для групп силовых вентилей “Вперед” (“В”) или “Назад” (“Н”)) (рис. 4б) подается на второй вход блока Л, формируя знак импульсов на входе сглаживающего фильтра Ф, предназначенного для выделения постоянной составляющей импульсов с выхода Л. Например, при “В” = 0 (рис. 4б) среднее значение выходных импульсов РП имеет положительный знак, и в случае “Н” = 1 также оказывается положительным, несмотря на изменение знака сигнала на информационном входе РП. В результате подобный ПХ обладает достаточно высокими метрологическими показателями и помехоустойчивостью, чему способствует наличие интегратора в прямом канале регулирования РП.

Блоки синхронизации и фазосдвигающее устройство

В блоках БС и ФСУ используется способность автоколебательного РП работать в режиме синхронизации от внешнего источника сигнала [7, 8].

При этом в БС-А, БС-В, БС-С сигналом синхронизации является напряжение сети соответствующей фазы, которое подается на информационный вход РП (рис.1 б). Оптимальная кратность синхронизирующего сигнала

$$\bar{A}_c = |A_c / A| = 2,5 - 4,0 ,$$

где A_c – амплитуда напряжения сети на входе РП;

$\pm A$ – амплитуда выходных импульсов РЭ.

При работе в режиме внешней синхронизации РП приобретает динамические характеристики адаптивного аperiодического звена первого порядка вида

$$W(p) = \frac{1}{1 + T_э p} ,$$

где $T_э \approx \pi \cdot T_c \cdot \bar{A}_c / 16$ – эквивалентная постоянная времени РП;

T_c – период сигнала синхронизации (сети) [7].

Тем самым обеспечивается адаптивность динамики УС к напряжению сети и исключается необходимость введения в схему синхронизации дополнительных стационарных сглаживающих фильтров.

Перевод РП, выполняющего функции ФСУ, в режим вынужденных переключений производится от генератора пилообразного напряжения ЦАГ, формирующего сигнал ведущей развертывающей пилообразной функции $Y_{и1}(t)$, синхронизированной с напряжением сети через БС [8]. При этом сигнал $Y_{и1}(t)$ ЦАГ подается непосредственно на вход РЭ и приводит к модуляции его порога переключения по закону сигнала $Y_{и1}(t)$, который в течение заданного интервала дискретизации T_c достигает амплитуды $A_c = A \cdot T_c / T_{и1}$ (рис. 5б), где A – амплитуда выходных импульсов РЭ; $T_{и1}$ постоянная времени, определяющая темп нарастания ведущей развертки $Y_{и1}(t)$, причем $T_{и1} < T_{и2}$.

При включении ФСУ система переходит в режим вынужденных колебаний с частотой сети, а интерва-

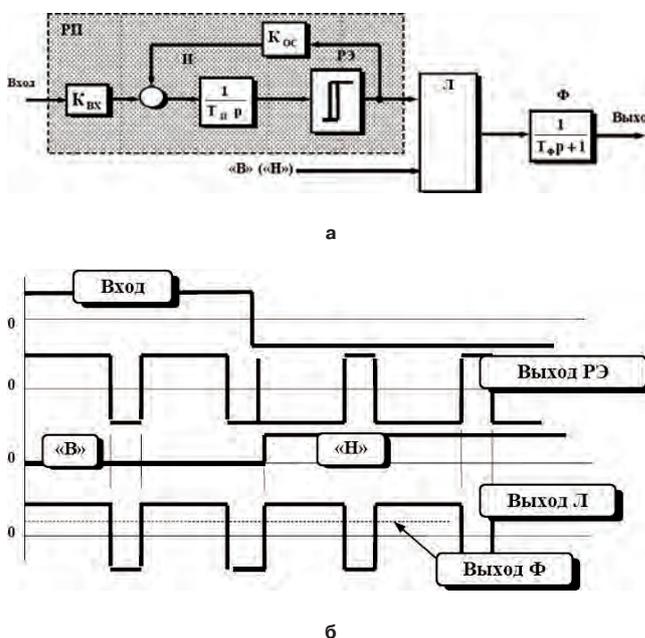


Рис. 4. Структурная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б) интегрирующего переключателя характеристик

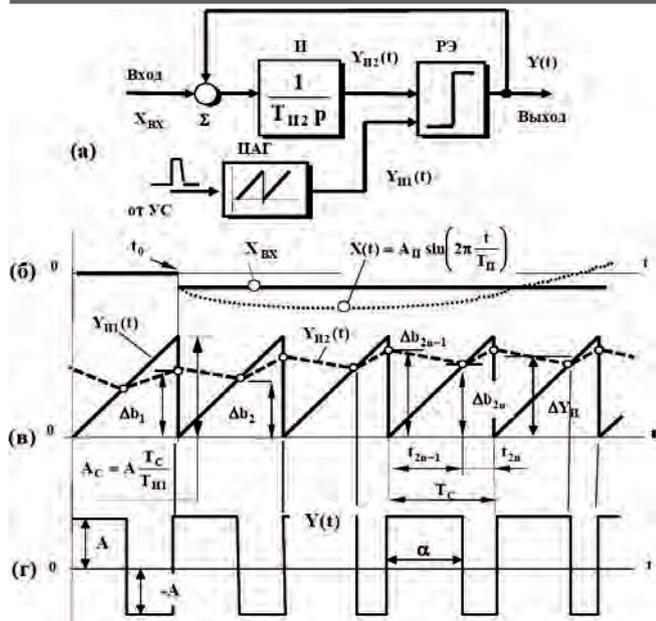


Рис. 5. Структурная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б-г) замкнутого интегрирующего фазосдвигающего устройства

лы t_{2n-1} , t_{2n} развертывающего преобразования (рис. 5б) формируются как результат последовательного взаимодействия ведущего $Y_{И1}(t)$ и ведомого $Y_{И2}(t)$ с выхода интегратора И сигналов развертки. В результате, по истечении определенного числа периодов выходных импульсов $Y(t)$ РЭ, определяемого соотношением постоянных времени $T_{И1}$, $T_{И2}$, их среднее значение достигает нулевого уровня, а скважность равна 0,5. При этом развертка $Y_{И2}(t)$ (рис. 5б) смещается относительно “нуля” на нормированную величину

$$\Delta \bar{Y}_{И} = \Delta Y_{И} / A = 0,5 T_C (1 + \bar{T}_{И2}^{-1}) / T_{И1},$$

где $\bar{T}_{И2} = T_{И2} / T_{И1}$ – относительное значение постоянной времени интегратора.

При подаче входного сигнала $X_{ВХ} < 0$, например, в момент времени t_0 (рис. 5а), совпадающий с перепадом выходного сигнала ЦАГ (рис. 5б), происходит последовательное смещение ведомой развертки в направлении, противоположном знаку $X_{ВХ}$, причем $\Delta Y_{И} \equiv X_{ВХ}$ по причине наличия интегратора И в прямом канале регулирования. Это приводит к изменению скважности выходных импульсов РЭ и, соответственно, угла управления силовыми тиристорами. Следует также отметить, что среднее значение Y_0 импульсов $Y(t)$ за интервал дискретизации T_C в установившемся режиме пропорционально величине $X_{ВХ}$.

На рис. 5а приведены временные диаграммы сигналов в ФСУ с учетом динамической составляющей $X(t)$ входного сигнала, описываемые системой трансцендентных уравнений (1), полученных при условии, что сигнал $X_{ВХ} + X(t)$ (рис. 5а) прикладывается в момент времени t_0 начала очередного цикла развертывающего преобразования после завершения в ФСУ

переходного процесса, происходящего при условии $X_{ВХ} + X(t) = 0$.

Ниже приняты следующие обозначения:

$\bar{X}_{ВХ}$ – нормированное значение постоянной составляющей сигнала управления ФСУ;

$\bar{A}_{П}$ – нормированное значение амплитуды $A_{П}$ гармонической составляющей сигнала управления ФСУ;

\bar{F} – нормированное значение частоты гармонической составляющей сигнала на входе ФСУ;

$\Delta \bar{b}_i$ – нормированное значение амплитуды сигнала ведомой развертки $Y_{И2}(t)$ на n -ом интервале дискретизации ФСУ;

$\bar{T}_{И2}$ – нормированное значение постоянной времени интегратора И;

$\Delta \bar{\alpha}[n]$ – нормированное значение ошибки угла управления α тиристорами на n -ом интервале дискретизации ФСУ (рис. 5г).

$$t_{2n-1} = \frac{\Delta \bar{b}_{2n-1} T_{И2} + \frac{\bar{A}_{П} T_C}{\pi \bar{F}} \sin \left[\pi \bar{F} (n-1 + \frac{t_{2n-1}}{T_C}) \right]}{1 - \bar{X}_{ВХ} + \bar{T}_{И2}} \times$$

$$\times \sin \left(\pi \bar{F} \frac{t_{2n-1}}{T_C} \right);$$

$$t_{2n} = T_C - t_{2n-1};$$

$$\Delta \bar{b}_1 = 0,5 \frac{T_C}{T_{И2}} (1 + \bar{T}_{И2});$$

$$\Delta \bar{b}_{2n} = \frac{t_{2n-1}}{T_{И2}};$$

$$\Delta \bar{b}_{2n-1} = \Delta \bar{b}_{2(n-1)} + \frac{t_{2n-1}}{T_{И2}} (1 + \bar{X}_{ВХ}) + \frac{\bar{A}_{П} T_C}{\pi \bar{F}} \sin \left[\pi \bar{F} (n-2 + \frac{t_{2n-1}}{T_C}) \right] \sin \left(\pi \bar{F} \frac{t_{2n-1}}{T_C} \right); \quad (1)$$

$$\Delta \bar{\alpha}[n] = \left| 1 - \frac{t_{2n-2}}{t_{(2n-1)|X(t)=0}} \right|;$$

$$\bar{X}_{ВХ} = \left| \frac{X_{ВХ}}{A} \right|;$$

$$\bar{A}_{П} = \left| \frac{A_{П}}{A} \right|;$$

$$\bar{F} = \frac{T_C}{T_{П}};$$

$$\Delta \bar{b}_i = \left| \frac{\Delta b_i}{A} \right|;$$

$$\bar{T}_{И2} = \frac{T_{И2}}{T_{И1}}.$$

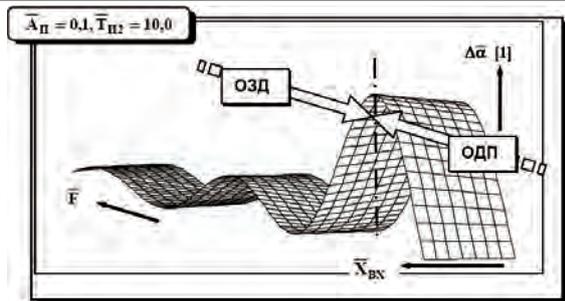


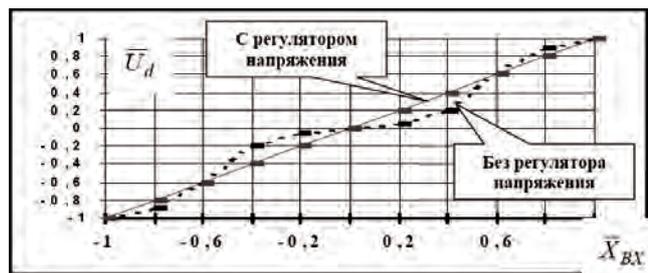
Рис. 6. Пространство динамического состояния

$\Delta \bar{\alpha}[1] = f(\bar{F}, \bar{X}_{ВХ}, \bar{T}_{П2} = 10, \bar{A}_{П1} = 0,1)$ для замкнутого интегрирующего фазосдвигающего устройства с внешней синхронизацией

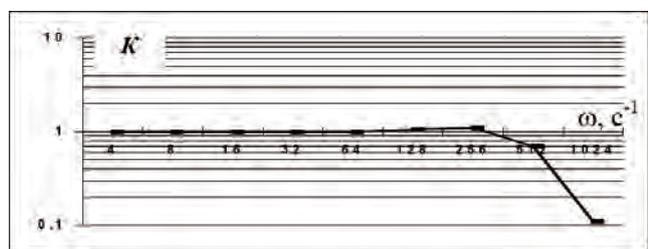
Анализ характеристики

$$\Delta \bar{\alpha}[1] = f(\bar{F}, \bar{X}_{ВХ}, \bar{T}_{П2} = 10, \bar{A}_{П1} = 0,1), \quad (2)$$

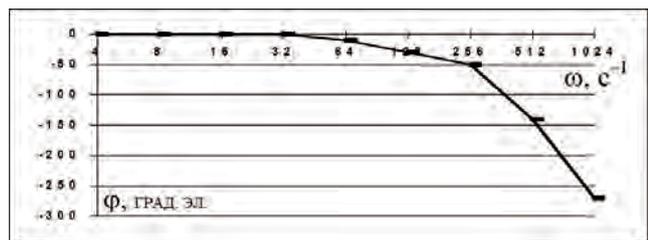
приведенной на рис. 6 и полученной с помощью системы уравнений (1), показывает, что первый ее максимум приходится на значение



а



б



в

Рис. 7. Экспериментальные статическая (а), логарифмическая амплитудная (б) и фазовая (в) характеристики реверсивного тиристорного преобразователя с регулятором напряжения

$$\bar{F} = 0,5,$$

которое соответствует границе раздела области достоверной передачи частот ОДП и области замедленной дискретизации ОЗД [5]. В ОДП фазосдвигающее устройство, как и любая импульсная система, может рассматриваться как некий аналог линейной системы. В ОЗД ФСУ переходит в режим замедленной дискретизации, частота выходной координаты которой меньше, чем частота динамического входного воздействия.

Однако амплитудная величина ошибки (2) уменьшается с ростом частоты, что является качественным отличием интегрирующих ФСУ от фазосдвигающих устройств, например, “вертикального” типа [6], где уровень ошибки (2) сохраняется практически неизменным во всем диапазоне ОДЗ. Таким образом, интегрирующее ФСУ обладает высокой помехоустойчивостью в ОДЗ по сравнению с ФСУ других классов. Замкнутый характер структуры ФСУ обеспечивает независимость величины ошибки (2) от полезной составляющей сигнала управления $X_{ВХ}$, а также от частоты сигнала синхронизации (частоты сети), так как замкнутая структура с интегратором в прямом канале регулирования всегда стремится поддержать на заданном уровне скважность (угол управления тиристорами) своих выходных импульсов.

Для повышения быстродействия ФСУ и ТП в целом может быть использован канал параллельной коррекции [9, 10]. В этом случае ФСУ также представляет собой адаптивную к изменениям напряжения сети систему [11], обеспечивая независимость характеристик ТП в широком диапазоне изменения частоты сети, что весьма эффективно при работе на автономных объектах, например, с дизель-генераторными станциями ограниченной мощности.

Экспериментальные результаты

На рис. 7 приведены экспериментальные регулировочные характеристики ТП с регулятором и без регулятора напряжения (рис. 7а), а также логарифмическая амплитудно-частотная (рис. 7б) и фазочастотная (рис. 7в) характеристики с регулятором напряжения. Здесь:

$\bar{U}_d = U_d / U_{d,MAX}$ – нормированное значение выходного напряжения ТП при его максимальной величине $U_{d,MAX}$;

$\bar{X}_{ВХ} = X_{ВХ} / X_{ВХ,MAX}$ – нормированное значение сигнала управления;

$X_{ВХ,MAX}$ – сигнал управления, соответствующий $U_{d,MAX}$;

$X_{ВХ,MAX}$ – сигнал управления, соответствующий $U_{d,MAX}$.

Определение динамики ТП осуществлялось с помощью прибора для снятия частотных характеристик “Вектор-2М” [11]. Промышленные испытания ТП производились на автономной буровой установке и

на транспортном объекте с питанием от дизель-генераторной станции ограниченной мощности.

Разработанная система показала крайне высокий уровень эксплуатационной надежности при целом ряде экстремальных ситуаций, где ТП других типов оказывались попросту неработоспособными. Так, например, ТП сохранял свою работоспособность даже при таких искажениях напряжения сети, которые показаны на рис. 8.

Использование РП в качестве базового элемента системы управления позволило обеспечить следующие основные характеристики ТП:

- допустимый статический диапазон изменения частоты сети при автоматической подстройке параметров ТП: 30–80 Гц;
- допустимый динамический диапазон изменения частоты сети, не более 2 Гц/сек;
- допустимая нестабильность напряжения сети при сохранении работоспособности преобразователя: $-50 \dots +25 \%$;
- допустимая величина коммутационных провалов напряжения сети при одиночной или совместной работе преобразователей, не менее 100% на 25 эл. град;
- нелинейность регулировочной характеристики, не более 0,5%;
- асимметрия импульсов управления в указанном диапазоне изменения частоты сети, не более 2,0 эл. град;
- бестоковая пауза: 5 мс;
- полоса равномерного пропускания частот с регулятором напряжения: 256 рад/сек. (при номинальной частоте сети 50 Гц);
- температурный диапазон эксплуатации: $-40 \dots +80 \text{ }^\circ\text{C}$.

Необходимо также отметить, что схема системы управления ТП не содержит ни одного подстроечного потенциометра, что делает невозможным несанкционированное изменение ее характеристик в результате вмешательства неквалифицированного персонала или сторонних лиц.

Для промышленных объектов с мощной энергосистемой запас “прочности” у рассмотренного ТП таков, что его отказ может произойти лишь в результате естественного выхода из строя отдельных микросхем системы управления, либо элементов силовой электроники, но не в результате действия внешних возмущающих воздействий. Построение на основе РП возможно не только ТП, но и, например, тиристорных регуляторов напряжения для “мягкого” пуска асинхронных электродвигателей [12].

Выводы

1. Принцип интегрирующего разветвляющего преобразования является эффективным средством повышения метрологических показателей систем управления вентильными преобразователями, их помехоустойчивости и эксплуатационной надежности при

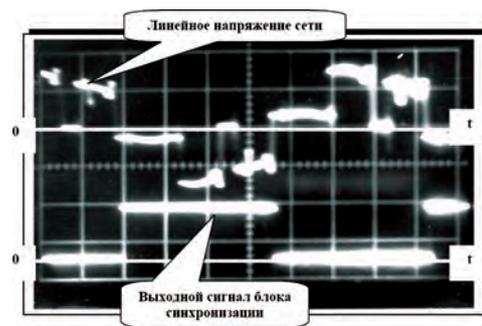


Рис. 8. Осциллограммы напряжения сети и выходного сигнала устройства синхронизации при совместной работе нескольких тиристорных преобразователей на источнике электропитания ограниченной мощности

работе в условиях сети, имеющей нестационарные параметры.

2. РП позволяет на его основе при минимальных аппаратурных затратах реализовывать различные по своему функциональному назначению элементы систем импульсно-фазового управления силовыми преобразователями, обеспечивая при этом единую идеологию преобразования информации, а также простоту технической реализации и настройки системы управления ТП.

3. При работе в режиме внешней синхронизации РП приобретает свойства апериодического фильтра первого порядка с постоянной времени, зависящей от параметров напряжения сети, обеспечивая тем самым адаптацию системы управления ТП к внешним возмущениям со стороны источника электропитания.

4. Замкнутый характер структуры БС и ФСУ на основе РП обеспечивает автоматическую настройку характеристик системы управления ТП в широком диапазоне изменения частоты питающей сети.

5. Принцип интегрирующего разветвляющего преобразования обеспечивает низкий уровень ошибок в области частот замедленной дискретизации, резко снижая тем самым возможность под действием внешних помех появления в выходной координате ТП сигналов низкочастотных биений, способных вызвать нарушения технологического процесса.

Литература

1. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. / Е.Д. Лебедев, В.Е. Неймарк, М.Я. Пистрак, О.В. Слежановский. // М.: Энергия, 1970. 199 с.
2. Математические разветвляющие системы. / Темников Ф.Е., Славинский В.Е. // М.: Энергия. — 1970. 120 с.
3. Разветвляющие преобразователи для систем управления вентильными электроприводами и технологической автоматики. Дисс. докт. техн. наук. / Цытович Л.И. // Челябинск: ЧГТУ, 1996. 464 с.

4. Схемотехника аналоговых и аналогово-цифровых электронных устройств / Волович Г. И. // М.: ИД “Додэка-XXI”, 2005. 527 с.
5. Активные фильтры / Хьюлсман Л.П. // Пер. с англ. под ред. И.Н. Теплоука. М.: Мир, 1972. 516 с.
6. Комплектные электроприводы станков с ЧПУ. Справочное пособие./ Чернов Е.А., Кузьмин В.П.// Горький: Волго-вятское книжное издательство, 1989. 320 с.
7. Развертывающий операционный усилитель с перестраиваемой полосой пропускания. / Цытович Л.И. // Приборы и техника эксперимента М.: АН СССР, 1979. № 4. С.149–152.
8. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения./Мартяшин А.И., Шахов Э.К., Шляндин В.М. // М.: Энергия, 1976. 390 с.
9. А.с. 1731014 СССР, H02M7/155. Система импульсно-фазового управления / Цытович Л.И., Маурер В.Г., Рахматулин Р.М. (СССР).— № 4804663/07; Заявлено 20.03.90; Опубл.15.04.92, Бюл. № 12.
10. А.с. 1730952 СССР, G06G7/12. Развертывающий преобразователь / Цытович Л.И., Маурер В.Г., Захаров В.А., Рахматулин Р.М. (СССР).— № 4795995/24; Заявлено 26.02.90; Опубл.10.03.92, Бюл. №9.
11. Маурер В. Г., Цытович Л. И. Цифровой измеритель амплитудно-фазочастотных характеристик “Вектор-2М” // Приборы и техника эксперимента. — М.: АН СССР, 1990. № 5, С.6.
12. Элементы и устройства систем управления тиристорными преобразователями. / Цытович Л.И., Маурер В.Г. // Челябинск: Рекпол, 1998, 273 с.
- Цытович Леонид Игнатьевич**, зав. кафедрой “Электропривод и автоматизация промышленных установок” Южно-Уральского государственного университета (ЮУрГУ, г. Челябинск), профессор, д. т. н., тел.: 8 (351) 267-93-85; факс: 8 (351) 267-96-90; e-mail: tsi@susu.ac.ru;
- Рахматулин Раис Мухибович**, ведущий инженер кафедры электропривода ЮУрГУ, тел.: 8 (351) 267-93-21;
- Дудкин Максим Михайлович**, доцент кафедры электропривода ЮУрГУ, к. т. н., тел.: 8 (351) 267-93-21;
- Качалов Андрей Валентинович**, аспирант кафедры электропривода ЮУрГУ, тел.: 8 (351) 267-94-32.

А. Е. Краснопольский, В. Б. Соколов

ИССЛЕДОВАНИЕ “ФАЗОВОГО” РЕЗОНАНСА

В последовательных и параллельных колебательных LC -цепях резонансное увеличение напряжения и тока происходит при частоте внешнего источника f_s близкой к резонансной частоте контура

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Однако, введение в колебательный контур ключа, работающего синхронно и синфазно с частотой внешнего источника f_s и создающего паузу Δ в напряжении или токе одного из элементов контура, позволяет смещать (понижать) резонансную частоту контура

$$f_0 < \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Это приводит к резонансному увеличению напряжения и тока на частоте, которая зависит от длительности этой паузы. Вводимая пауза принудительно изменяет фазу напряжения или тока, что понижает собственную частоту контура, поэтому такой резонанс нами назван “фазовым” резонансом.

В статье рассмотрены закономерности возникновения “фазового” резонанса, возможные схемы включения ключей в последовательных и параллельных цепях, модели для анализа таких схем, выполненные в системе *MATLABSimulink*. В настоящее время “фазовый” резонанс применяется в стабилизаторах переменного напряжения и учитывается при конструировании пускорегулирующих аппаратов для разрядных ламп.

История вопроса

В шестидесятых годах прошлого века Рижским Светотехническим заводом были разработаны бесстартерные пускорегулирующие аппараты (ПРА) по индуктивно-емкостной схеме к люминесцентным лампам мощностью 40 Вт. Аппараты предназначались для осветительных установок повышенного качества.

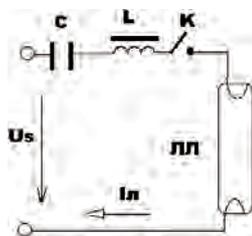


Рис. 1. Индуктивно-емкостный ПРА

Но после 12 лет эксплуатации аппараты начинали массово выходить из строя из-за выгорания одной из обмоток. Исследования показали [1], что это связано с увеличением напряжения перезажигания в столбе разряда люминесцентной лампы, из-за дезактивации ее электродов. Силовой контур индуктивно-емкостного ПРА приведен на рис. 1.

Как видно из рисунка, лампа включается последовательно с LC -цепью, резонансная частота которой около 85 Гц. Ключ K показан условно для моделирования режима при дезактивации электродов лампы. При работе с исправной лампой, при снижении тока до нуля, разряд в лампе гаснет и тут же перезажигается в противоположном направлении. И так 100 раз в секунду (частота 50 Гц). При дезактивации электродов повышается напряжение перезажигания, и, когда разряд гаснет при снижении тока до нуля, напряжение на лампе недостаточно для перезажигания разряда. Разряд перезажигается лишь после паузы, когда напряжение на лампе достигает повышенного значения, соответствующего напряжению перезажигания дезактивированной лампы.

Возникшая пауза, как показали эксперименты, приводит к возрастанию тока лампы. Такие исследования проводились [2] с экспериментальными лампами, с ключами в виде тиристоров, и расчетными методами, хотя они были весьма трудоемкими. В результате этих работ было показано, что ток лампы при дезактивации ее электродов может увеличиваться в 22,5 раза, что вызывает тепловую перегрузку обмоток дросселя. В дальнейшем при разработке ПРА этот режим учитывался, и выходов аппаратов из строя не наблюдалось.

Предварительное объяснение такого возрастания тока в последовательной LC -цепи [3] базировалось на факте изменения фазы тока. Векторная диаграмма индуктивно-емкостного ПРА приведена на рис. 2.

При возникновении паузы в токе лампы фаза тока I приближается к фазе напряжения U_s , угол φ уменьшается, что характерно для резонанса. Поэтому резонанс был назван “фазовым”. Такого названия мы

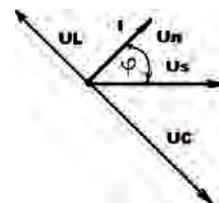


Рис. 2. Векторная диаграмма ПРА (для эквивалентных синусоид)

будем придерживаться и в дальнейшем. В восьмидесятилетие годы нами проводились расчеты “фазового” резонанса на ЭВМ единой серии. Однако, и тогда эти расчеты были весьма трудоемки и не получили распространения. Положение существенно изменилось при использовании современных ЭВМ и моделировании процессов “фазового” резонанса в системе *MATLAB – Simulink*. Было показано, что “фазовый” резонанс возникает как в последовательных, так и в параллельных *LC*-цепях, при введении паузы в ток или напряжении в различных элементах цепи или при коммутации элементов цепи. Такой резонанс нами используется в течении многих лет при конструировании стабилизаторов переменного напряжения [4].

Фазовый резонанс в последовательной LC-цепи

В настоящей статье подробно рассмотрены закономерности возникновения “фазового” резонанса в последовательной *LC*-цепи. Это позволит понять основные его свойства и способы расчета с использованием современных методов моделирования.

“Фазовый” резонанс возникает в последовательной *LC*-цепи при наличии ключа, работающего синхронно и синфазно с напряжением питания U_s . Работа ключа не должна нарушать законов коммутации для этой цепи: при размыкании ключа должна сохраняться непрерывность тока в индуктивности, при замыкании напряжения на конденсаторе. Условия коммутации должны выполняться при всех значениях величины активного сопротивления цепи, вплоть до нулевого значения ($R \geq 0$). Эти условия позволяют выделить в последовательной цепи три схемы, в которых возможно возникновение “фазового” резонанса (рис. 3).

Условия работы ключа для этих схем приведены в таблице 1.

Все исследования проводились на моделях, построенных в системе *MATLAB–Simulink*, которые хоро-

шо работают в версии *MATLAB 7.7*. На рис. 4 и 5 приведены схемы силовой и измерительной частей модели цепи За. Такое раздельное изображение удобно, так как измерительная часть остается неизменной в моделях цепей рис. 3б и 3в.

Силовая часть модели реализована при следующих параметрах: $U_s = 50$ В; частота $f = 50$ Гц; $R = 10$ Ом; $C = 3,8$ мкФ; $L = 0,92$ Гн. Значения L и C (резонансная частота $f_0 = 85,1$ Гц и период $T_0 = 0,0117$ с) соответствуют таковым в индуктивно-емкостном ПРА к люминесцентной лампе мощностью 40 Вт, и будут использоваться в дальнейшем при всех экспериментах. Ключ K управляется триггером Tr и в исходном состоянии замкнут. При изменении знака напряжения на резисторе R триггер устанавливается в состояние “1” и с задержкой, определяемой $Zd2$, в состояние “0”.

Задержка $Zd1$ исчезающе малой величины и шунтирующие резисторы по 1 МОм нужны для корректной работы модели, и, практически, не оказывают влияния на результаты расчета.

В измерительной части схемы блок 01 производит расчет действующего значения напряжения, напряжения первой гармоники и ее фазы на резисторе R . Осциллограмма напряжения регистрируется осциллографом. В блоке 02 рассчитываются те же параметры для напряжения на конденсаторе C , в блоке 03 напряжение на дросселе L и ток в цепи. В блоке 04 рассчитываются электрические параметры ключа. На дисплее (рис. 5) показаны электрические режимы цепи при $\Delta = 0,004128$ с, что соответствует резонансу в цепи по первой гармонике (угол между током и напряжением $\phi = 0,1572^\circ$).

Расчеты показывают, что при резонансе период при введении паузы

$$T_{\pi} = T_0 + 2\Delta = 0,02 \text{ с.}$$

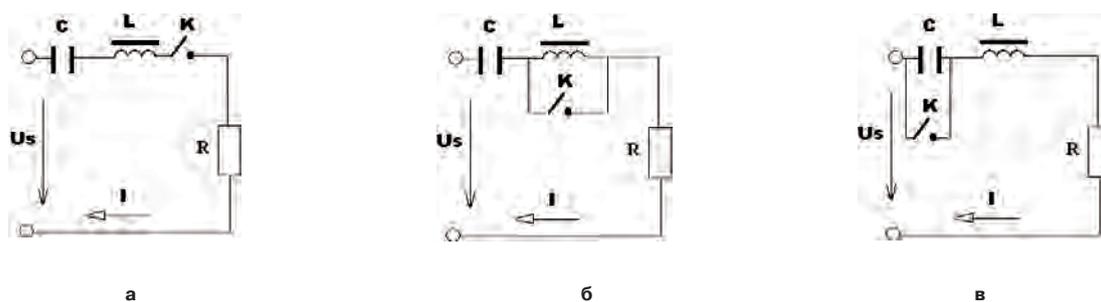


Рис. 3. Три схемы «фазового» резонанса в последовательной цепи

Таблица 1. Условия работы ключа в последовательных LC-цепях

Схема цепи	Начало паузы	Условия начала паузы	Конец паузы	Длительность паузы	Delta при резонансе, с
рис. 3а	размыкание ключа, t_p	$i(t_p) = 0$	t_s	$\Delta = t_s - t_p$	0.004128
рис. 3б	замыкание ключа, t_s	$u_L(t_s) = 0$	t_p	$\Delta = t_p - t_s$	0.004165
рис. 3в	замыкание ключа, t_s	$u_C(t_s) = 0$	t_p	$\Delta = t_p - t_s$	0.004126

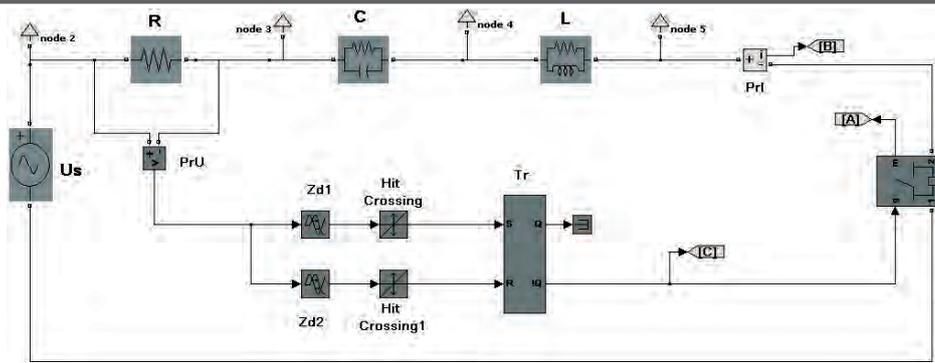


Рис. 4. Силовая часть модели схемы рис. 3а

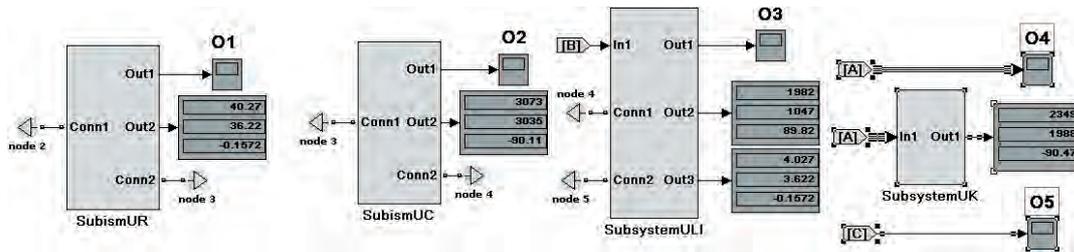


Рис. 5. Измерительная часть модели схемы 3а

Это соответствует периоду питающего напряжения U_s . Таким образом, создание паузы в токе, приводит к понижению резонансной частоты, которая может быть согласовано с частотой питающего напряжения.

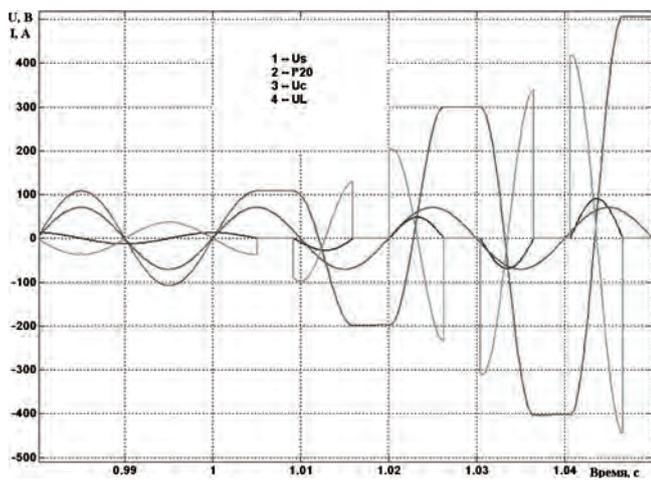
На рис. 6 показано, как происходит нарастание тока и напряжений на элементах цепи при возникновении паузы. До возникновения паузы (рис. 6а) ток опережает напряжение питания. При возникновении паузы (при $t = 1$ с) фаза тока изменяется и постепенно приближается к фазе питающего напряжения. В установившемся режиме (рис. 6б) фаза тока и напряжения питания совпадают. Из рисунка видно, что форма тока и напряжений на элементах схемы суще-

ственно искажены. Поэтому о фазовых соотношениях можно говорить только применительно к эквивалентным синусоидам или первым гармоникам.

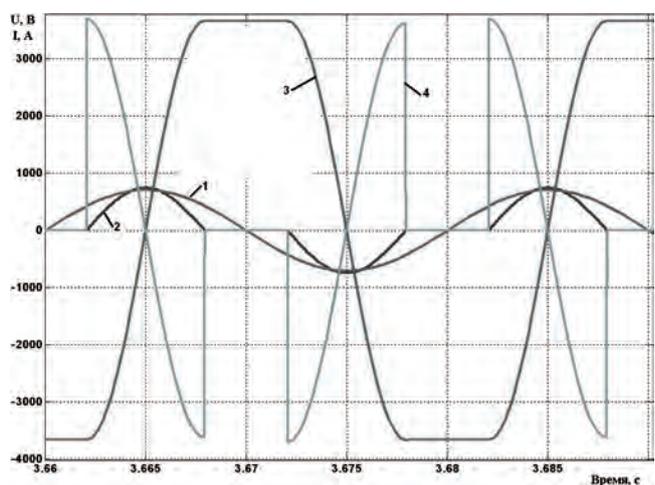
Зависимости тока цепи от длительности паузы (а) и от частоты (б) приведены на рис. 7. Эти зависимости имеют выраженный избирательный характер.

Здесь интересно отметить, что цепь с паузой (с “фазовым” резонансом) обладает большей избирательностью (эквивалентной добротностью) нежели обычный LC-контур с теми же параметрами (рис. 7б).

На рис. 8 приведены осциллограммы при включении цепи, изображенной на рис. 3а, на переменное напряжение 50 вольт. Во всех случаях измерялось

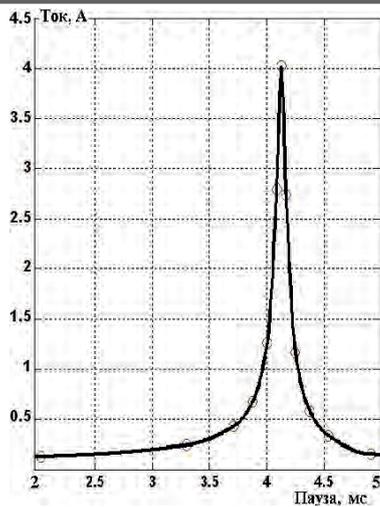


а

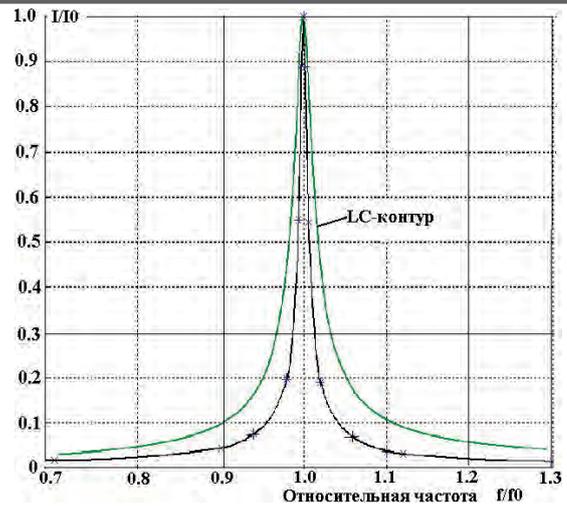


б

Рис. 6. Изменение параметров при возникновении паузы: а – до возникновения паузы; б – в установившемся режиме



а



б

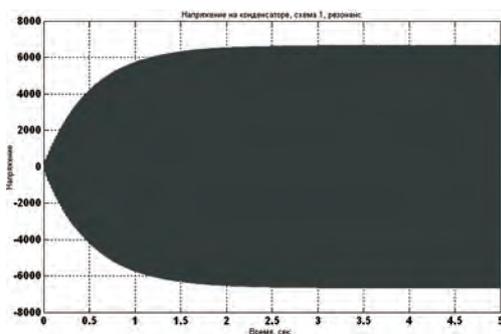
Рис. 7. Избирательные характеристики «фазового» резонанса:
а – зависимость тока цепи от длительности паузы; б – зависимость тока цепи от частоты

напряжение на конденсаторе и поддерживалась пауза $\Delta t = 0,004128$ с, что соответствовало последовательному резонансу на частоте 50 Гц.

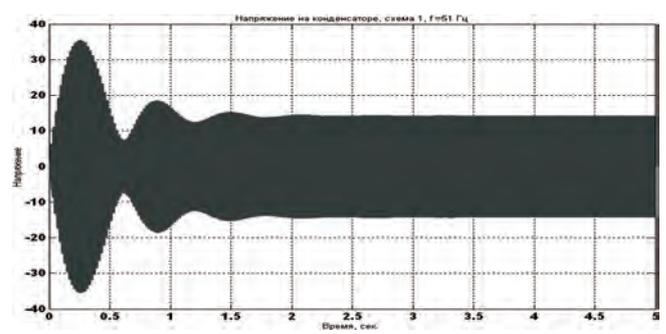
Из рисунков видно, что поведение цепи с «фазовым» резонансом, практически, не отличается от обычной избирательной цепи. При включении на резонансное напряжение происходит плавное нарастание напряжения, при частоте 51 Гц хорошо видны биения. При включении на постоянное напряжение

возникает периодический процесс с затухающими колебаниями с собственной частотой 50 Гц. Таким образом, это полноценный последовательный резонанс на частоте, которая определяется реактивными параметрами цепи L, C и паузой Δt .

Модель для цепи рис. 3б показана на рис. 9. Эта модель подобна рассмотренной выше (рис. 4) и отличается лишь подключением измерительной схемы и ключа. Аналогично выглядит и модель для цепи Зв.

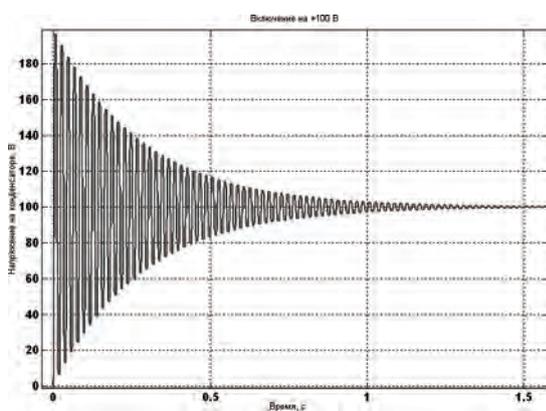


а



б

Рис. 8. Переходные характеристики цепи с «фазовым» резонансом:
а – частота 50 Гц;
б – частота 51 Гц;
в – постоянное напряжение 100 В



в

Результаты, полученные на этих моделях, отличаются незначительно и лишь количественно. Однако форма напряжений и тока в них другая, что соответствует специфике работы ключа в этих цепях

Фазовый резонанс в параллельной LC-цепи

Параллельные цепи являются дуальными к рассмотренным выше последовательным цепям. Возможные способы создания в них паузы приведены на рис. 10

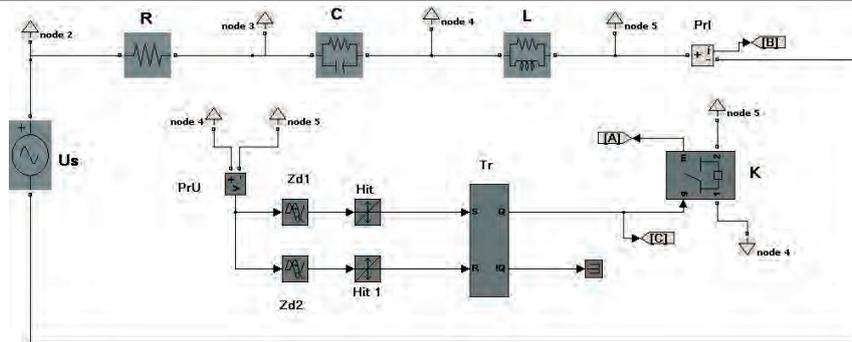


Рис. 9. Модель цепи, приведенной на рис. 3б

Таблица 2. Условия работы ключа в параллельных LC-цепях

Схема цепи	Начало паузы	Условия начала паузы	Конец паузы	Длительность паузы	Delta при резонансе, с
рис. 10 а	замыкание ключа, t_3	$u(t_p) = 0$	t_p	$Delta = t_p - t_3$	0,004144
рис. 10 б	размыкание ключа, t_p	$i_L(t_3) = 0$	t_3	$Delta = t_3 - t_p$	0,004136
рис. 10 в	размыкание ключа, t_p	$i_C(t_3) = 0$	t_3	$Delta = t_3 - t_p$	0,0041375

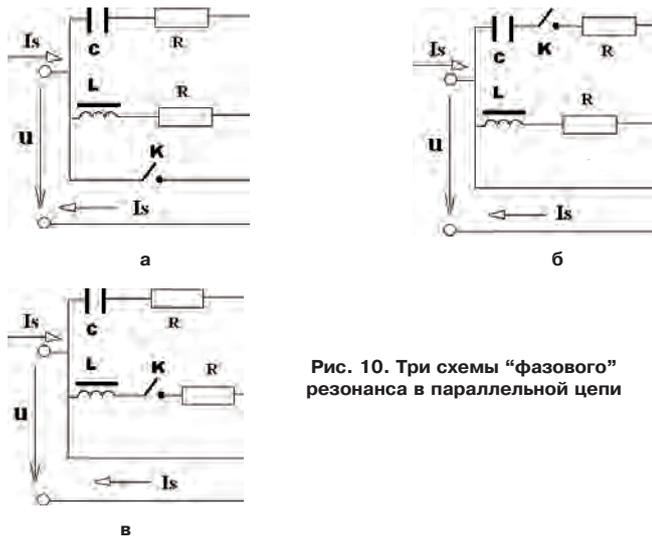


Рис. 10. Три схемы “фазового” резонанса в параллельной цепи

Литература

1. Афанасьева Е. И., Зельдов М. Ю., Краснопольский А. Е. Анализ причин выхода из строя светильников с бесстартерными пускорегулирующими аппаратами. В реферативном научно-техническом сборнике: Электротехническая промышленность: Серия «Светотехнические изделия». – М.: Информэлектро, 1971, вып.5, С. 23.
2. Волченко В. А., Краснопольский А. Е. Работа индуктивно-емкостного ПРА при дезактивированном катоде люминесцентной лампы. – Светотехника, 1974, № 6, С. 8–11.
3. Пускорегулирующие аппараты для разрядных ламп / А. Е. Краснопольский, В. Б. Соколов, А. М. Троицкий; Под общ. ред. А. Е. Краснопольского. – М.: Энергоатомиздат, 1988, С. 63–70.
4. Краснопольский А. Е., Клыков М. Е., Синицин Г. М. Стабилизаторы напряжения для светотехнических измерений. – Калининград Светлогорск.: Тезисы докладов на Шестой Международной светотехнической конференции. 2006, С. 154.
5. Краснопольский А. Е., Соколов В. Б. Моделирование схем стабилизаторов переменного напряжения. – Практическая силовая электроника, № 28, 2007, С. 26–29.
6. Краснопольский А. Е., Левин К. Ю., Соколов В. Б., Анисимова М. С. Прецизионные стабилизаторы напряжения для светотехнических измерений. – Практическая силовая электроника, № 31, 2008, С. 37–39.

Краснополький Александр Евгеньевич, д. т. н., профессор кафедры “Электротехники и Электроники” МИСиС, тел.: 955-01-55;

Соколов Валерий Борисович, к. т. н., доцент кафедры “Электротехники и Интроскопии” МЭИ, тел.: 362-77-47.

Е. Е. Чаплыгин, О. С. Ковырзина, Д. С. Мологин

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОКОВ ДУГОВОЙ СТАЛЕПЛАВИЛЬНОЙ ПЕЧИ С ЦЕЛЮ ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНОЙ СХЕМЫ КОМПЕНСАЦИИ

В статье рассмотрен способ исследования гармонического состава токов дуговой сталеплавильной печи. Определены эффективные способы компенсации негативного воздействия нагрузки на питающую сеть.

Наличие нелинейных и нестационарных потребителей электрической энергии в сетях обуславливает появление в сети неактивных составляющих полной мощности. В настоящее время значительное распространение находят электротермические установки, в том числе дуговые сталеплавильные печи (ДСП): трехфазные печи, предназначенные для плавления металла с высокой температурой испарения. Мощность таких печей, рассчитанных на питающее напряжение 35 кВ, составляет десятки МВА. Печь представляет собой трехфазную нагрузку, соединенную в звезду без вывода нейтрали. Нормальный режим работы печи сопровождается эксплуатационным коротким замыканием электродов, нестационарным горением и обрывами дуги при расплаве, что приводит к неблагоприятному воздействию на питающую сеть: искажению формы токов и напряжений; несимметрии напряжений и токов по фазам.

Спектр определенного экспериментально фазного тока печи представлен на рис. 1а, расчет спектра произведен на интервале длительностью 10 сек. Кривая сетевого фазного тока на временном интервале 1 с показана на рис. 1б. Анализ спектра и временных диаграмм сетевого тока различных фаз показывает, что ДСП представляет собой резко переменную стохастическую несимметричную нагрузку, которая является генератором субгармонических

(0–50 Гц) и высокочастотных (100 Гц, 150 Гц, 200 Гц, 250 Гц, 300 Гц и т. д.) колебаний, а также источником неактивной мощности.

Для компенсации негативного воздействия на питающую сеть используются пассивные, активные и гибридные сетевые фильтры. Большая мощность и высокое напряжение цепей питания ДСП обуславливает использование тиристорных активных компенсаторов неактивной мощности. Для выбора наиболее эффективных способов компенсации неактивных составляющих полной мощности необходимо провести подробный анализ гармонического состава токов печи. При анализе использованы экспериментальные данные, полученные на ДСП мощностью 30 МВА, эксплуатируемой на предприятии ООО “Новоросметалл”.

Как следует из диаграммы рис. 1б, кривая фазного тока характеризуется:

1. Низкочастотной модуляцией амплитуды и фазы основной гармоники тока.
2. Наличием высших гармоник в кривой тока и их низкочастотной модуляцией.
3. Наличием в кривой тока на периоде сети постоянной составляющей, которая модулируется от периода к периоду с низкой частотой по вероятностному закону.

Ниже анализируются два явления: модуляция постоянной составляющей тока на каждом периоде сети, вызывающая несимметричную загрузку сетевого трансформатора [1], и модуляция первой гармоники тока сети, вызывающая колебания напряжения на шинах питающей сети. Модуляции высших гармоник тока не анализируются, т. к. данные гармоники нахо-

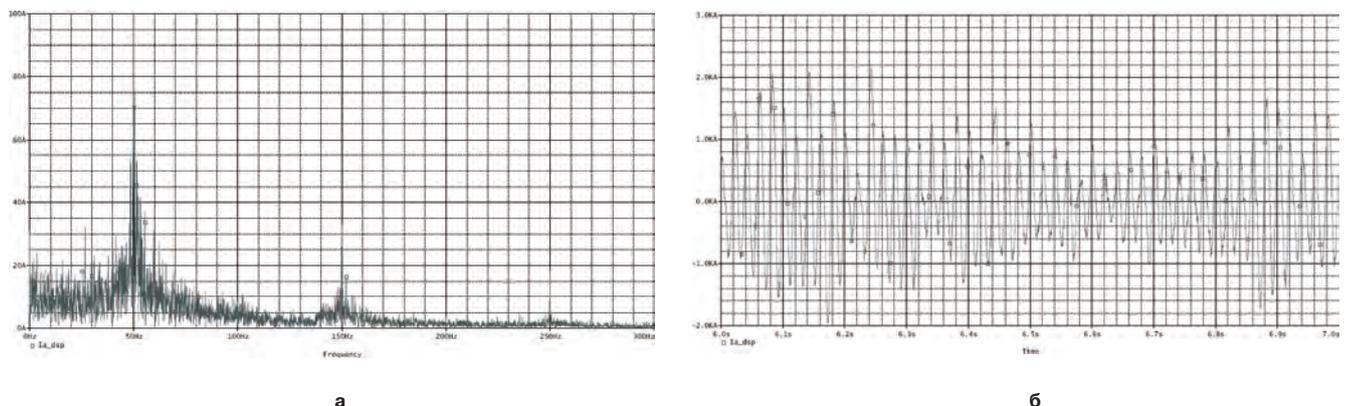


Рис. 1

дятся в области пропускания пассивных резонансных фильтро-компенсирующих цепей и могут достаточно эффективно подавляться пассивными сетевыми фильтрами.

Для анализа гармонического состава токов печи используется программа, написанная в пакете *SharpDevelop 2.2*, позволяющая загружать экспериментальные диаграммы напряжений и токов печи, снятые с объекта, и выводить гармонические составляющие токов, которые возможно просматривать с помощью программы *PSpice A/D* пакета *OrCAD 9.2*.

Модуляция постоянной составляющей тока

При проведении спектрального анализа необходимо рассмотреть вопрос о выборе временного интервала, на котором определяется спектр кривой тока. Чем больше расчетный интервал, тем ниже частоты определяемых субгармоник [2]. Поскольку проводимый анализ направлен на разработку компенсирующих устройств, устраняющих низкочастотную модуляцию токов, то следует учесть, что для компенсации субгармоник с предельно низкими частотами потребуется значительное увеличение затрат на реактивные элементы компенсаторов. Существует теоретическая возможность выравнивания мощности, потребляемой нагрузкой, на всем периоде ее работы, однако очевидно, что технико-экономические показатели подобного компенсатора неудовлетворительны. Поэтому при анализе не ставится задача подавления гармоник с частотами ниже 1,5–2 Гц, расчетные интервалы, на которых определяется спектр токов, ограничены 30–50 периодами сети.

Анализ модуляции постоянной составляющей фазных токов показал, что модуляция осуществляется по случайному закону. Спектр постоянной составляющей фазного тока, рассчитанный на временном интервале длительностью 10 с, представлен на рис. 2а. Аналогичный спектр получен и при выборе других временных интервалов работы печи, а также для других фаз. Амплитуда постоянной составляющей на отдельных периодах достигает 65% амплитуды номинального тока, математическое ожидание модуля

постоянной составляющей на совокупности расчетных отрезков времени составляет 90 А или 10 % амплитуды номинального тока печи.

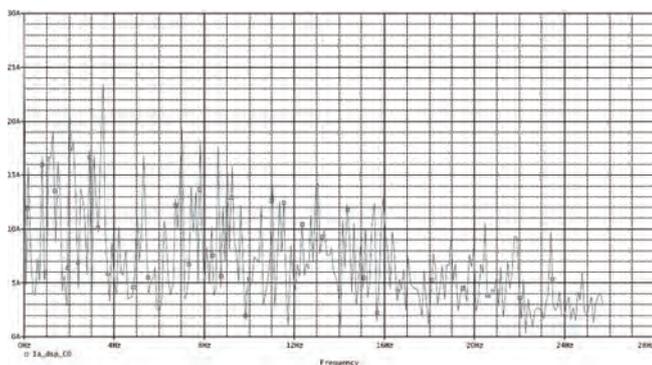
Для определения корреляции постоянной составляющей токов разных фаз рассчитаны коэффициенты корреляции на различных временных интервалах по формуле [3]:

$$r = \frac{\sum_{i=1}^N f_i \cdot g_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^N f_i^2} \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^N g_i^2}}$$

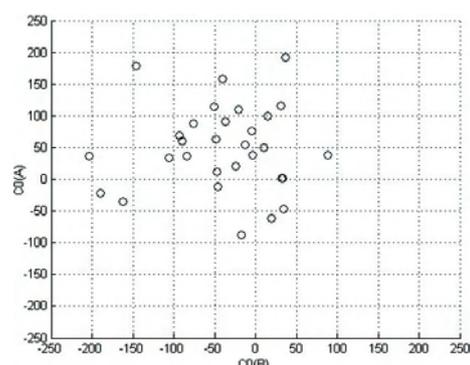
Рассчитанные коэффициенты корреляции имеют значения в пределах 0,3 ... 0,5, что свидетельствует об отсутствии существенной корреляции постоянных составляющих токов разных фаз. Указанный факт наглядно иллюстрируется диаграммой рис. 2б. По оси ординат отложены дискретные значения постоянной составляющей тока фазы *A* на 30 периодах сети, а по оси абсцисс значения постоянной составляющей тока фазы *B* на тех же интервалах. На диаграммах видно, что координаты расчетных точек расположены достаточно хаотично и не выстраиваются в упорядоченную траекторию, что свидетельствует о независимости формирования постоянной составляющей токов в разных фазах. Необходимо заметить, что при отсутствии вывода нейтрали сумма постоянных составляющих токов всех трех фаз равна нулю.

Модуляция основной гармоники сетевого тока

Анализ модуляции амплитуды и фазы основной гармоники сетевого тока, показал, что ток печи имеет индуктивный характер (зависимость амплитуды основной гармоники тока от фазы на временном интервале длительностью 10 с представлена на диаграмме рис. 3а). Фазовый угол нагрузки варьируется в пределах от -10° до -50° , его математическое ожидание (среднее значение) приблизительно -30° . Аналогичный характер имеют диаграммы и для токов других фаз.



а



б

Рис. 2

Определены параметры модуляции активной и реактивной составляющей. Разброс амплитуд реактивной составляющей первой гармоники тока в рассматриваемом примере составляет примерно от 200 А до 600 А, активной – от 600 А до 900 А. Обработка результатов расчета на различных временных интервалах работы печи показывает, что математическое ожидание отклонений амплитуды реактивной составляющей основной гармоники тока от усредненной на расчетном временном интервале амплитуды равно 100 А, отклонения амплитуды активной составляющей соответственно 150 А. На рис. 3б приведен спектр активной составляющей тока, а на рис. 3в – спектр реактивной составляющей, спектры определены на временном интервале

длительностью 10 с. Исследования корреляционной зависимости амплитуд активной и реактивной составляющих токов, а также зависимости амплитуд названных составляющих токов разных фаз показали очень слабую корреляцию указанных величин.

Как показывают данные экспериментальных исследований системы электропитания ДСП, внутреннее сопротивление прилегающей сети имеет практически индуктивный характер, при этом воздействие отклонений амплитуды реактивной составляющей основной гармоники тока на амплитуду питающего напряжения значительно выше, чем влияние отклонений амплитуды активной составляющей. В рассматриваемом примере экспериментально определенные параметры внутреннего сопротивления сети равны: $r_c = 0,1 \text{ Ом}$; $L_c = 8,7 \text{ мГн}$. При этом математическое ожидание отклонений амплитуды питающего напряжения под воздействием отклонений реактивной составляющей составляет 273 В, а от отклонений активной составляющей 15 В.

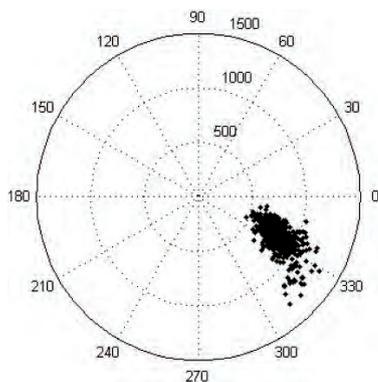
Указанное позволяет заключить, что для уменьшения фликерных колебаний напряжения сети необходимо и достаточно осуществить стабилизацию амплитуды реактивного тока системы “нагрузка сетевой фильтр”.

Способы компенсации неактивной мощности

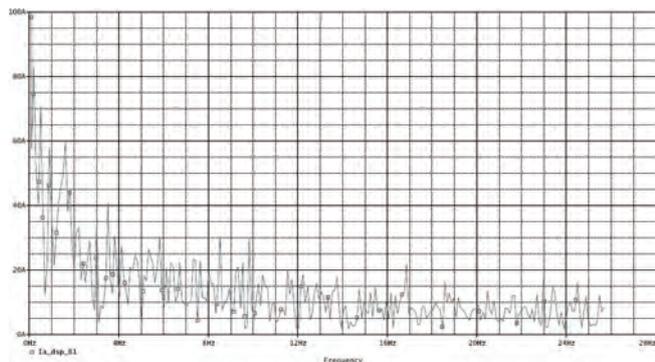
Для компенсации неактивных составляющих полной мощности ДСП могут применяться различные сетевые фильтры.

1. Существующая в настоящее время система компенсации неактивных составляющих полной мощности представляет собой гибридный сетевой фильтр, подключенный параллельно ДСП. Пассивная часть фильтра состоит из совокупности последовательных резонансных контуров с резонансными частотами $2f_{сет}$, $3f_{сет}$, $4f_{сет}$, $5f_{сет}$ подключенных к каждой фазе нагрузки и предназначенных для подавления высших гармонических составляющих сетевого тока. На частоте сети пассивный фильтр имеет емкостное сопротивление и является компенсатором реактивной мощности сдвига по основной гармонике. Активная часть фильтра в каждой фазе состоит из последовательно включенных реакторов и двухпроводящих тиристорных ключей. Для основной гармоники эта часть представляет собой управляемое индуктивное сопротивление, регулирование которого позволяет компенсировать отклонения амплитуды реактивной составляющей основной гармоники тока ДСП от среднего значения с целью выравнивания потребления реактивного тока системой “ДСП – сетевой фильтр”, при этом, как указано выше, значительно уменьшаются фликерные колебания напряжения сети. Генерируемые активным фильтром высшие гармоники тока подавляются пассивными компонентами гибридного сетевого фильтра.

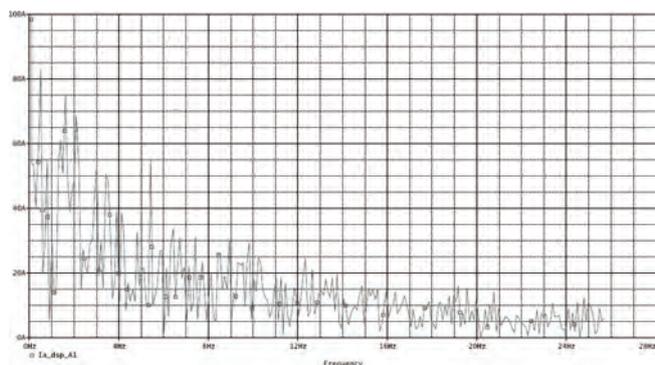
2. Более кардинальная коррекция формы сетевого тока ДСП может достигаться при применении активного сетевого фильтра, выполненного на базе тири-



а



б



в

Рис. 3

торного выпрямителя, на стороне постоянного тока которого подключен индуктивный накопитель энергии [4]. Один из схемных вариантов подобного активного фильтра, подключаемого параллельно ДСП, приведен на рис. 4.

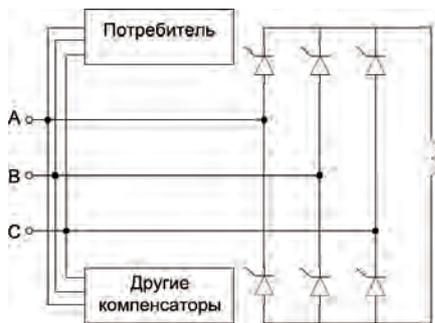


Рис. 4

Несимметричное фазовое управление ключами фильтра позволяет выравнять потребление активной мощности по фазам и уменьшать колебания амплитуд активной и реактивной составляющей тока основной гармоники, тем самым не только уменьшаются фликерные колебания напряжения сети, но и значительно улучшаются режимы работы сетевого трансформатора, что позволяет снизить затраты на трансформаторное оборудование и уменьшить потери.

Упомянутые выше тиристорные активные фильтры с коммутацией на сетевой частоте в соответствии с теоремой В. А. Котельникова [2] способны подавлять лишь субгармонические составляющие токов ДСП в диапазоне до 25 Гц. Подавление гармоник искажения с более высокими частотами возможно лишь при применении активных фильтров с высокочастотной коммута-

цией силовых ключей. Такого рода компенсаторы могут применять в дополнение к тиристорным компенсаторам, описанным выше. Однако создание активных фильтров с высокочастотной коммутацией в диапазоне напряжений и мощностей, характерных для ДСП, при существующей номенклатуре полностью управляемых полупроводниковых приборов представляет собой весьма сложную техническую задачу. Экономическая эффективность использования компенсаторов на полностью управляемых ключах нуждается в исследованиях.

Заключение

Обосновано использование тиристорных компенсаторов с параллельным активным фильтром на базе трехфазного выпрямителя как способ компенсации неблагоприятных воздействий на питающую сеть для дуговых сталеплавильных печей.

Литература

1. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. В 2-х т. Том 1. — М.: Изд-во МЭИ, 2004 г.
2. Харкевич А.А. Спектры и анализ. — М.: Физматгиз, 1962.
3. Тутубалин В. Н. Теория вероятностей и случайных процессов. — М.: Изд-во МГУ, 1992 г.
4. Лабунцов В. А., Чаплыгин Е. Е. Компенсаторы неактивной мощности на вентилях с естественной коммутацией. — Электричество, № 9, 1996 г.

Чаплыгин Евгений Евгеньевич, к. т. н., доцент кафедры промышленной электроники МЭИ, e-mail: ChaplyginYY@mpri.ru;

Ковырзина Олеся Сергеевна, аспирант кафедры промышленной электроники МЭИ, инженер ОСУ АО "Ансальдо-ВЭИ", e-mail: kovyrzina@ansaldovei.ru;

Мологин Дмитрий Сергеевич, вед. инженер, зам. нач. ОСУ АО "Ансальдо-ВЭИ", e-mail: mologin@ansaldovei.ru.

В. В. Крючков

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С Понижением и Повышением ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ МИКРОСХЕМЫ ПОВЫШАЮЩЕГО РЕГУЛЯТОРА

Автомобильные устройства, а также аппаратура, питаемая от распределенной системы питания или аккумуляторных батарей, питаются, как правило, от шины питания, напряжение которой изменяется в достаточно широких пределах. Очень часто рабочее напряжение устройства находится в середине диапазона изменения напряжения шины питания. Например, рабочее напряжение на автомобиле 12 В, а питание происходит от шины с напряжением от 4 до 18 В. В этом случае устройствам требуется преобразователь, который может как повышать, так и понижать напряжение в зависимости от величины напряжения на шине питания. Для решения этой задачи, как правило, применяются обратногоходовой преобразователь или преобразователь SEPIC с одним силовым ключом. Но в таких преобразователях обычно используется трансформатор, из-за которого возникают некоторые проблемы при разработке печатной платы, либо вследствие увеличения габаритов в устройствах, где размеры являются критическими.

Одной из альтернатив схемы с трансформатором является схема SEPIC с использованием двух низкопрофильных дросселей и конденсатора связи, который осуществляет передачу энергии между двумя этими дросселями аналогично сердечнику трансформатора. Этот конденсатор связи обеспечивает низкоимпедансный путь для токов дросселей при их протекании либо от входного (первичного) дросселя через блокирующий диод к выходу, либо от выходного (вторичного) дросселя к земле через силовой ключ. Оба дросселя работают независимо друг от друга в режиме непрерывных токов, что упрощает их выбор для схем обратногоходовой преобразователя или SEPIC, по сравнению с выбором трансформатора. Дроссели могут иметь разные величины индуктивностей и выбираться отдельно по максимальным токам и допустимым пульсациям.

Схема на основе микросхемы повышающего регулятора LT1961, работающей на частоте 1,25 МГц, допустимым максимальным током 1,5 А и токовым управлением, при входном напряжении 3–20 В и выходным напряжением 5 В показана на рис. 1. При входном напряжении 3 В преобразователь может обеспечить ток нагрузки 410 мА и 830 мА при напряжении 20 В. Используемый в схеме малогабаритный конденсатор имеет достаточную емкость для обеспечения необходимого уровня пульсаций тока, протекающего между первичной и вторичной сторонами схемы, и поддержания напряжения на уровне входного для обеспечения нормального регулирования и максимальной выходной мощности. За счет режима токового управления микросхемы и малогабаритно-

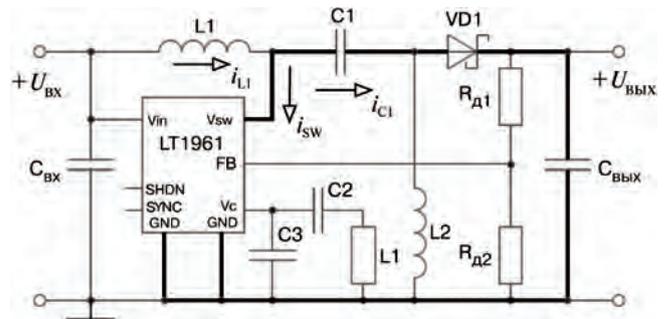


Рис. 1. Схема преобразователя SEPIC с максимальной высотой 3 мм

го керамического выходного конденсатора обеспечивается необходимый вид переходных процессов в широком диапазоне входного напряжения.

Напряжение, подаваемое на шину питания 12 В, очень часто имеет довольно широкий диапазон. Например, напряжение в автомобиле может изменяться от максимального значения 18 В до 4 В при холодном пуске двигателя. В этом случае схема (рис. 1) избавляет от необходимости использования повышающего и понижающего преобразователей и обеспечивает выходное напряжение 12 В в условиях холодного пуска двигателя.

В схеме применен диод в допустимым обратным напряжением 40 В, что позволяет выдерживать напряжение, равное сумме выходного и входного напряжений, которое возникающие на нем при закрытом силовом ключе. Максимальное допустимое напряжение микросхемы LT1961, равное 35 В, допускает ее использование при входных напряжениях до 18 В. При постоянном напряжении, равном входному, напряжение на ключе равно сумме выходного и входного напряжений. Из-за небольших выбросов напряжения, возникающих на силовом ключе любого преобразователя требуется запас в несколько вольт между максимально допустимым напряжением силового ключа и суммой входного и выходного напряжений. Эти выбросы водятся к минимуму за счет наиболее возможного укорочения пути протекания импульсов тока с высоким $\Delta i/\Delta t$ (на рис. 1 обозначено утолщенными линиями). Введение в схему двух силовых низкопрофильных дросселей не является критическим, поскольку делает возможным их компактное размещение на печатной плате при ограничении размеров источника питания.

Требования к авторам для публикации в журнале “Практическая силовая электроника” (ПСЭ)

Публикация в сборнике бесплатна для авторов.
Язык журнала – русский.
Для публикации статьи необходимо предоставить:
✧ заявление от автора (авторов) в электронном и бумажном видах;

✧ статью в электронном (в формате **не выше MS Word 2003**) и бумажном видах.

Статья должна содержать:

✧ заголовок;
✧ цель;
✧ текст с иллюстрациями, который может быть разбит на разделы;
✧ заключение;
✧ список литературы (если есть);
✧ информацию об авторе (авторах) (Ф.И.О., название организации, телефон, адрес электронной почты).

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: pse@mmp-irbis.ru или sin@mai.ru

Документы в бумажном виде должны быть отправлены по адресу: 111024, г. Москва, Андроновское шоссе, дом 26, ЗАО “ММП-Ирбис”.

Требования к оформлению статей:

✧ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;
✧ Шрифт: Times New Roman, размер: 10;

- ✧ Текст без расстановки переносов в словах;
- ✧ Межстрочный интервал: одинарный;
- ✧ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ✧ Выравнивание текста: по ширине;
- ✧ Исполнение формул: редактор формул (стиль математический). Обозначения в тексте по возможности не делать в редакторе формул;
- ✧ Шрифт обозначений *устройств* (C – конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т. п.) – не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства (C_d , L_{m1} и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ✧ Шрифт обозначений *параметров* (C – емкость, I – ток, L – индуктивность и т. п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное+цифровое окончания обозначения устройства (I_1 , L_s , $U_{уп1}$ и т. п.)
 - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание – шрифт прямой, буквенное латинское окончание – шрифт наклонный;
- ✧ Формат иллюстраций: .tif, .eps, .ai (просьба прилагать отдельными (оригинальными) файлами, дублируя в тексте статьи). **Подписи к рисункам не вносить в рисунки.**

Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

Формат	Размер, мм	Стоимость, \$
0,5 А4	190 × 130	50
А4	210 × 290	85
3-я стр. обложки	210 × 290	110
4-я стр. обложки	210 × 290	130
2-я стр. обложки	210 × 290	180

Требования к рекламным макетам

Формат .tif, .eps (конвертирование в кривые), 300 dpi, CMYK.

График выхода журнала

1-й выпуск года (№ 1)	2-й выпуск года (№ 2)	3-й выпуск года (№ 3)	4-й выпуск года (№ 4)
середина марта	середина июня	середина сентября	середина декабря
Срок подачи рекламы – до 3-го числа каждого месяца выхода			

Подробная информация о журнале “Практическая силовая электроника” представлена на сайте:

www.mmp-irbis.ru