

Главный редактор

А. В. Лукин, д. т. н., профессор, академик АЭН РФ, генеральный директор ЗАО “ММП-Ирбис”

Заместитель Главного редактора

В. В. Крючков, к. т. н., доцент кафедры Микроэлектронных электросистем МАИ

Редакционный совет

В. Ф. Дмитриков, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, директор факультета фундаментальной подготовки СПб ГУТ

В. Г. Еременко, д. т. н., профессор кафедры Электротехнические комплексы автономных объектов МЭИ

Ю. М. Иньков, д. т. н., профессор, главный ученый секретарь АЭН РФ

Ю. К. Розанов, д. т. н., академик АЭН РФ, профессор кафедры Электрических и электронных аппаратов МЭИ

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент, кафедры Микроэлектронных электросистем МАИ

Журнал зарегистрирован Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций 30 августа 2002 г., свидетельство о регистрации 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 журнале, допускается только с письменного разрешения редакции

Отпечатано в типографии ООО “Юнион Принт”, г. Нижинь Новгород, Окский съезд, д. 2.

Подписано в печать 03.09.2012. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111024, Москва, Андроновское шоссе, 26, ЗАО “ММП-Ирбис”; Тел/факс: (495) 987-10-16; e-mail: 9871016@mmp-irbis.ru

Подписной индекс в каталоге Роспечати: **33154** (тематический указатель “Научно-популярные издания”, раздел “Журналы России”)

Журнал включен в перечень изданий, рекомендованных ВАК для апробации кандидатских и докторских диссертаций

Содержание

Ю. М. Казанцев, Д. Ф. Дементьев, А. Ф. Лекарев
Управление с прогнозированием в многофазных преобразователях постоянного тока 2

Т. В. Анисимова, В. В. Крючков
Расчет параметров выходного фильтра инверторов с синусоидальным выходным напряжением 6

Г. Е. Кувшинов, Д. Б. Соловьев, В. Ф. Вережкин
Параметры и функции цифровых интегрирующих фильтров второго порядка для микропроцессорной токовой защиты 11

Н. Н. Петросян
Индуктивно-емкостные накопители электроэнергии для электротехнологических установок 18

Ю. П. Тихомиров
Балласты люминесцентных ламп на интегральных контроллерах 26

И. В. Капустин
Разработка универсальной модели повышающего преобразователя, описывающей все режимы работы .. 30

Ю. П. Тихомиров
ВЧ преобразователи балластов люминесцентных ламп 35

И. В. Капустин, Р. В. Блинов, Р. А. Катаев
Разработка математической модели автономного инвертора с двойным преобразованием, как объекта управления промежуточным напряжением 39

Ю. П. Тихомиров
Применение векторного метода для расчетов балластов люминесцентных ламп 43

В. Р. Берг, В. В. Михеев, А. А. Кудряшев, В. В. Яковлев
Модернизация трехфазного инвертора напряжения для системы резервного электропитания 47

В. М. Бардин, Д. А. Борисов, А. В. Земсков
Динамика переходных процессов в сварочных инверторах 52

Ю. М. Казанцев, Д. Ф. Дементьев, А. Ф. Лекарев

УПРАВЛЕНИЕ С ПРОГНОЗИРОВАНИЕМ В МНОГОФАЗНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Y. M. Kazantsev, D. F. Dementyev,
A. F. Lekarev

Feedforward Control For Multiphase
DC-DC Converters

Предлагается новый способ управления многофазными преобразователями постоянного тока модульной системы электропитания, обеспечивающий равномерное распределение тока между модулями как в статическом, так и в динамическом режиме, и инвариантность к нестационарности параметров сглаживающих LC-фильтров.

Ключевые слова: управление с прогнозированием, импульсный стабилизатор напряжения, многофазный преобразователь, распределение токов, широтно-импульсная модуляция.

A new way to control multiphase DC-DC converters module system are suggest, providing equal current sharing between the modules both in static and in dynamic mode, and the invariance for parameter nonstationarity of the smoothing LC-filters.

Key words: control with forecast, voltage switching regulator, multiphase converter, current sharing, pulse width modulation.

Для повышения мощности и надежности энергопреобразующей аппаратуры систем электропитания автономных объектов используется параллельное объединение нескольких модулей импульсных стабилизаторов напряжения (ИСН). При этом нагрузка должна распределяться между силовыми каналами модулей равномерно. Целесообразно осуществлять многофазный режим работы преобразователя, при котором силовые ключи группы параллельных модулей коммутируются с взаимным сдвигом, равным T/N , где T – период следования импульсов, N – количество модулей ИСН. Многофазные преобразователи при равномерном распределении тока между модулями обеспечивают снижение уровня пульсаций входных и выходных напряжений и токов системы электропитания, распределение теплового рассеяния, снижение уровня радиопомех. Кроме того, в N раз повышается эффективная частота регулирования преобразователя, вследствие чего улучшаются качество динамических характеристик и амплитудно-частотная характеристика выходного импеданса регулируемой шины, что обеспечивает техническую устойчивость и электромагнитную совместимость системы [1, 2].

ИСН, включающие нелинейную импульсную и непрерывную части, относятся к классу дискретно управляемых систем автоматического регулирования. В большинстве ИСН для управления ключевым элементом применяют широтно-импульсную модуляцию. Для того чтобы добиться желаемого качества процесса регулирования в таких системах, т. е. требуемой точности системы и качества переходного процесса, есть два способа. Первый состоит в изменении параметров данной системы. С изменением параметров изменяются коэффициенты передачи, частотные характеристики, а значит, и качество процесса. Однако такое изменение может существенно ухудшать энергетические показатели

ИСН, поэтому чаще применяют второй способ – изменение структуры системы введением в цепи обратных связей дополнительных звеньев (корректирующих устройств), которые, однако, вносят инерционность в каналы обратных связей.

Основные возмущающие факторы в рассматриваемой системе – ток нагрузки и напряжение питания. Нестационарность параметров нагрузки и связанная с этим нелинейность дросселей сглаживающих фильтров силовой части стабилизатора оказывают значительное влияние на его статические и динамические характеристики.

Для реализации быстродействующего преобразователя взамен инерционного регулятора целесообразно применять управление с прогнозированием [3], когда управляющие воздействия вырабатываются, исходя как из текущих, так и из ожидаемых в будущем значений координат системы управления. При этом, для того чтобы управлять не только статикой, но и динамикой процесса в схеме ИСН, необходимо измерять и соответственно прогнозировать пульсирующую составляющую тока $\tilde{i}_L = i_L - i_n$, которая характеризует реактивную мощность, потребляемую при перезаряде реактивных элементов непрерывной части.

При подчиненном регулировании тока \tilde{i}_L по уравнению

$$x(t) + k_c \tilde{i}_L(t) = 0,$$

где $x(t)$ – сигнал ошибки; k_c – коэффициент связи, обеспечивается апериодический характер переходного процесса, так как вследствие отрицательной знакоопределенности отношения

$$\frac{\tilde{i}_L}{x} = -\frac{1}{k_c},$$

ошибка x в переходном процессе только убывает.

Для того чтобы в установившихся режимах в момент коммутации импульсного элемента выполнялось условие $x(t_k) = 0$, а система функционировала на частоте вынужденных колебаний, сигнал развертки $Y_p(t)$ должен представлять собой временную зависимость прогнозируемых значений тока \tilde{i}_L на момент коммутации, т. е. в момент коммутации t_k должно выполняться условие

$$Y_p(t_k) = -\tilde{i}_L(t_k).$$

Закон управления принимает вид

$$F(t) = x(t) + k_c \tilde{i}_L(t) + k_c Y_p(t). \quad (1)$$

При допущении о малости пульсаций напряжения конденсатора выходного фильтра $U_c(t)$ в устройствах преобразовательной техники рассчитать и прогнозировать значение пульсирующей составляющей тока дросселя на интервале периода можно по простым моделям с использованием параметров текущего состояния схемы.

В установившемся режиме предельный цикл, определяемый пульсирующей составляющей выходной координаты, устанавливается таким образом, что $x(t_k) = 0$, а среднее за период пульсаций значение сигнала ошибки x_0 может быть смещено относительно нуля на значение, не превышающее половины размаха пульсаций.

Таким образом, практически достигается астатизм системы, и интегратор в схеме управления, являющийся инерционным звеном, не нужен.

Устойчивость предельного цикла обеспечивается тем, что при управлении с прогнозированием момент переключения импульсного элемента определяется с учетом последующего после коммутации воздействия на непрерывную часть.

Следует отметить, что регулятор имеет всего один параметр настройки:

$$k_c \geq \frac{1 - 0,5\gamma_0}{\sqrt{1 - (0,5 - \gamma_0)}} \rho,$$

где ρ – характеристическое сопротивление сглаживающего фильтра [3].

Однако нестационарность индуктивности дросселя приводит к тому, что в уравнении (1) измеряемый сигнал пульсирующей составляющей тока дросселя \tilde{i}_L не совпадает с его прогнозируемым значением в сигнале развертки $Y_p(t)$. Вследствие этого возникает дополнительная статическая ошибка.

При использовании управления с прогнозированием в многофазных преобразователях предлагается сигнал ошибки токораспределения определять как разность между измеренным текущим средним значением тока дросселя и током i_H/N , соответствующим равномерному распределению тока. В установившемся режиме среднее значение тока дросселя не содержит пульсирующей составляющей,

следовательно, исключается влияние нелинейности индуктивности дросселей [4].

Сигнал развертки каждого канала Y_{pj} определять как сумму расчетного значения пульсирующей составляющей тока дросселя \tilde{i}_{L1} на интервале до коммутации ключевого элемента и ее прогнозируемого значения \tilde{i}_{L2} на интервале после коммутации ключевого элемента. В схеме понижающего ИСН

$$\tilde{i}_{L1} = \frac{1}{L_f} \frac{U_{пj} - U_{выxj}}{T} t_{pj};$$

$$\tilde{i}_{L2} = \frac{U_{выxj}}{L_f} \left(1 - \frac{t_{pj}}{T}\right);$$

$$Y_{pj} = \tilde{i}_{L1} + \tilde{i}_{L2} = \frac{U_{пj} t_{pj}}{T} - U_{выxj},$$

где $j = 1, \dots, N$; $U_{пj}$ и $U_{выxj}$ – напряжение питания и выходное напряжение j -го канала; L_j – индуктивность дросселя j -го стабилизатора; T – длительность периода синхронизации; $t_{pj} \in [0; T]$ – сигнал синхронизации j го канала.

С учетом сказанного закон управления с прогнозированием для многофазных ИСН, обеспечивающий равномерное распределение тока между силовыми каналами, имеет вид

$$F_j = x_j + k_c \left(i_{L_{cpj}} - \frac{i_H}{N} \right) + k_c Y_{pj};$$

$$VT_j = \begin{cases} 1, & 0 < t_{pj} < t_{kj}; \\ 0, & t_{kj} < t_{pj} < T, \end{cases} \quad (2)$$

где x_j – сигнал ошибки j -го канала; $i_{L_{cpj}}$ – среднее на интервале синхронизации значение тока дросселя j -го канала; i_H – ток нагрузки; $VT_j = 1$ и $VT_j = 0$ – ключевой элемент включен либо выключен соответственно; t_{kj} – моменты выключения ключа, определяемые наименьшим положительным корнем уравнения $F_j(t) = 0$.

Согласно предложенному закону управления реализован трехфазный преобразователь напряжения (рис. 1).

Преобразователь состоит из трех модулей 1, 2 и 3, нагрузки 4, выходного конденсатора 5, измерителя тока 6, источника опорного напряжения 7, системы мониторинга 8, делителя 9 и формирователя сигналов синхронизации 10. В каждый из модулей 1–3 входят ключевой элемент 11, диод 12, дроссель 13, измерители тока 14 и 15, два узла сравнения 16, 17, формирователь сигнала развертки 18, суммирующее устройство 19 и триггер 20.

В каждом силовом канале модулей 1–3 на выходе измерителя тока 14 формируется сигнал $i_{L_{cpj}}$, пропорциональный текущему среднему значению тока дросселя 13 на интервале, равном периоду синхронизации.

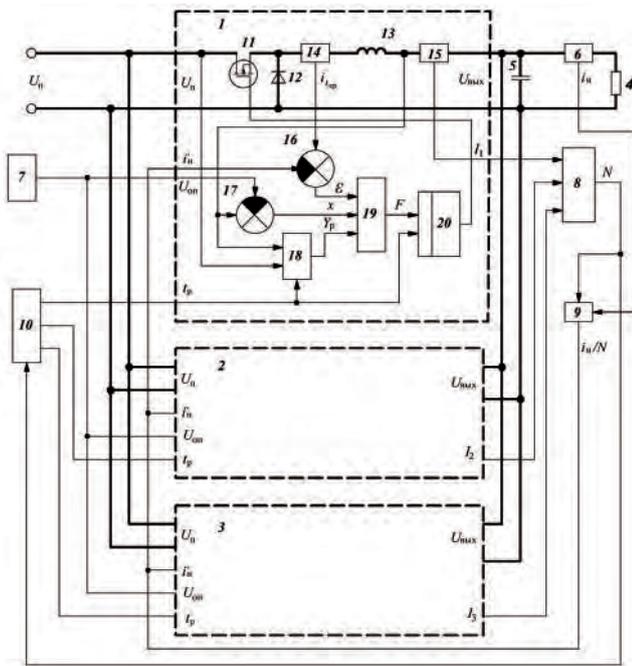


Рис. 1. Схема трехфазного импульсного преобразователя напряжения

На выходе измерителя тока b формируется сигнал i_n , пропорциональный току нагрузки 4 . С выхода системы мониторинга 8 на делитель 9 и формирователь синхриимпульсов 10 поступает информация о количестве N рабочих модулей. Делитель 9 формирует сигнал i_n/N .

В каждом модуле на выходе узла сравнения 16 формируется сигнал $x = i_{Lcp} - i_n / N$, являющийся ошибкой по току. На выходе узла сравнения 17 формируется сигнал $x = U_{вых} - U_{оп}$, пропорциональный ошибке по напряжению.

Количество выводов формирователя сигналов синхронизации 10 соответствует числу параллельно включенных ИСН, причем сигналы синхронизации относительно друг друга имеют фазовый сдвиг, равный T/N .

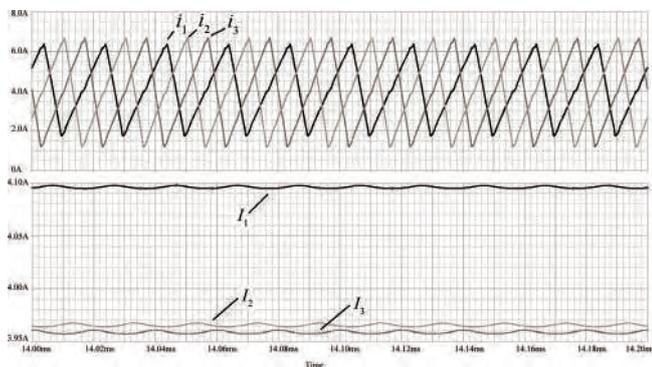


Рис. 2. Токи дросселей трехфазного преобразователя и их средние значения

На выходе формирователя сигнала развертки 18 в соответствии с выражением (4) формируется сигнал развертки Y_p .

На выходе суммирующего устройства 19 в каждом модуле формируется управляющий сигнал по уравнению (2).

На выходе триггера 20 из сигнала синхронизации t_p и управляющего сигнала F в соответствии с законом управления (2) формируется переключающий сигнал VT , который управляет состоянием ключевого элемента 11 .

Для анализа качества работы многофазного преобразователя с управлением по предлагаемому способу разработана имитационная модель схемы, приведенной на рис. 1. Параметры схемы и ее элементов указаны в табл. 1.

Таблица 1

Название параметра	Значение
Входное напряжение, В	140
Напряжение стабилизации, В	100
Ток нагрузки, А	12
Индуктивность дросселя первого канала L1, мкГн	120
Индуктивность дросселя второго канала L2, мкГн	100
Индуктивность дросселя третьего канала L3, мкГн	95
Емкость выходного сглаживающего фильтра С, мкФ	270

Из рис. 2 видно, что в установившемся режиме при токе нагрузки 12 А средние значения токов ИСН $I_1 = 4,095$, $I_2 = 3,965$ и $I_3 = 3,96$, ошибка токораспределения не превышает 2,5 %, несмотря на разброс значений индуктивности каналов.

Динамические показатели качества управления преобразователем рассмотрены на примере ступенчатого изменения тока нагрузки с 12 до 22 А (рис. 3). Время установления выходного напряжения составляет 50 мкс, динамическая ошибка – до 400 мВ, при этом статическая ошибка – до 10 мВ.

Описанный способ управления легко реализуется при использовании цифровых сигнальных процессоров. Цифровые системы управления

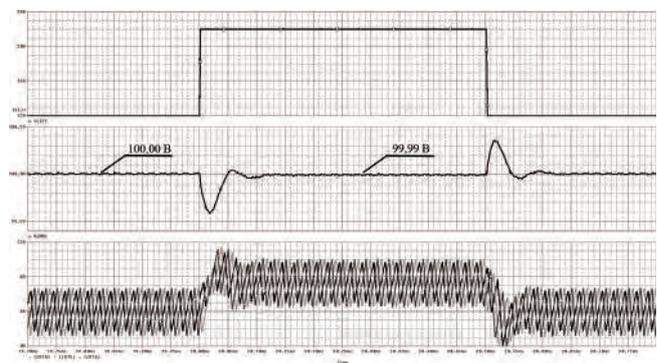


Рис. 3. Результаты исследования трехфазного преобразователя напряжения при переходном процессе. Сверху вниз: ток нагрузки, выходное напряжение преобразователя, токи дросселей ИСН

обеспечивают повышенную гибкость разработки, устойчивость к изменению параметров, простоту совмещения с другими цифровыми системами и более расширенный функционал управления схемами. Резервирование в системе осуществляется мониторингом состояния модулей и перестройкой уставки N в случае отказа каналов.

Заключение

Показано, что предложенный способ управления многофазными преобразователями постоянного тока обеспечивает равномерное распределение тока между модулями импульсных стабилизаторов напряжения как в статическом, так и в динамическом режиме и практически инвариантен к нестационарности параметров сглаживающих LC -фильтров.

Литература

1. *Дементьев Д. Ф.* Исследование активной системы равномерного токораспределения в многомодульных преобразователях // Разработка, производство, испытания и эксплуатация космических аппаратов и систем : материалы науч.-техн. конф. Железногорск, 2011. С. 99–101.

2. *Коржавин О. А., Балакин В. В.* Анализ возможностей равномерного распределения токов

многомодульных конверторов распределенных систем электропитания // Практическая силовая электроника. 2011. № 3. С. 29–34.

3. *Казанцев Ю. М.* Прямой синтез в преобразовательной технике // Электротехника. 2000. № 4. С. 31–36.

4. Способ управления равномерным токораспределением в многоканальном импульсном преобразователе напряжения: пат. 2447478 Рос. Федерация. № 2011103830 ; заявл. 02.02.2011; опубл. 10.04.2012, Бюл. № 10.

Дементьев Дмитрий Федорович, младший научный сотрудник ОАО «Научно-производственный центр «Полюс», г. Томск, аспирант кафедры промышленной и медицинской электроники Института неразрушающего контроля ТПУ, e-mail: polus@online.tomsk.net;

Казанцев Юрий Михайлович, д-р техн. наук, зам. главного конструктора ОАО «Научно-производственный центр «Полюс», г. Томск, профессор кафедры промышленной и медицинской электроники Института неразрушающего контроля ТПУ, тел.: 555-963. e-mail: polus@online.tomsk.net;

Лекарев Анатолий Федорович, к.т.н., старший научный сотрудник ОАО «Научно-производственный центр «Полюс», г. Томск, тел.: 555-963. e-mail: polus@online.tomsk.net.

Т. В. Анисимова, В. В. Крючков

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ВЫХОДНОГО ФИЛЬТРА ИНВЕРТОРА СИНУСОИДАЛЬНЫМ ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Т. В. Anisimova,
В. В. KryuchkovOutput Filter Design For Inverters
With Sinusoidal Output Voltage

Рассмотрены методики расчета индуктивности и емкости выходного фильтра инвертора при различных режимах формирования многоимпульсных напряжений на выходе мостового коммутатора. Даны примеры расчетов и приведены результаты моделирования.

Ключевые слова: однофазный инвертор, выходной фильтр, коэффициент гармоник, коэффициент режекции, методика расчета, моделирование.

The paper considers inductance and capacitance of single-phase inverter output filter design procedure for different modes of pulse train generation at the output of the full-bridge cascade. Design examples and simulation results are given.

Key words: single-phase inverter, output filter, THD, rejection factor, design procedure.

Габариты силового однозвенного LC -фильтра (рис. 1) определяются заданным качеством выходного напряжения ($k_{Г\text{ВЫХ}}$) инвертора, выходной мощностью и спектральным составом многоимпульсного напряжения, формируемого на выходе мостового коммутатора [2–4]. Анализ спектральных составов импульсных напряжений при различных видах модуляции (ШИМ-СИН, ШИМ-СТ, ШИР-КД) показал, что при регулировании амплитуды основной гармоники в диапазоне изменения входного напряжения или величины нагрузки импульсное напряжение имеет наихудший спектральный состав при минимальном коэффициенте регулирования.

Исходными данными для расчета силового фильтра инвертора любого режима являются величина выходного напряжения инвертора и его частота, минимальное и максимальное значения напряжения питания мостового коммутатора $E_{П\text{min}}$ и $E_{П\text{max}}$, полная выходная мощность инвертора $S_{\text{ВЫХ}}$ (В·А), коэффициент мощности (χ) и коэффициент гармоник выходного напряжения инвертора $k_{Г\text{ВЫХ}}$.

При заданной активной мощности нагрузки

$$P_{\text{H}} = S_{\text{ВЫХ}} \cdot \chi,$$

если она постоянная, или ее максимальном значении ($P_{\text{H max}}$) в случае ее изменения, а также минимальном напряжении питания мостового коммутатора индекс модуляции выбирается близким к единице (0,95–0,99). Далее определяется минимальный индекс модуляции.

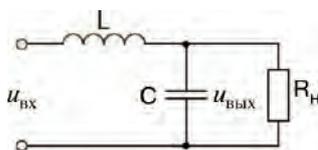


Рис. 1. Выходной фильтр инвертора

В общем случае минимальный индекс модуляции определяется как

$$M_{\text{min}} = \frac{A_{\text{НОМ1}}}{E_{П\text{max}}}, \quad (1)$$

где $A_{1\text{НОМ}}$ – номинальная величина амплитуды основной гармоники выходного напряжения.

Находим коэффициент гармоник напряжения на входе фильтра при M_{min} :

$$k_{Г\text{ВХmax}} = \frac{\sqrt{\sum_{q=3}^{101} A_{\text{ВХ}q}^2 (M_{\text{min}})}}{A_{\text{ВХ1}} (M_{\text{min}})}, \quad (2)$$

где $A_{\text{ВХ1}}$ – амплитуда основной гармоники импульсного напряжения на входе фильтра;

$A_{\text{ВХ}q}$ – амплитуда q -й высшей гармоники на входе фильтра ($q = 1, 3, 5, \dots$).

Анализ показал, что учет большего, чем 101, числа высших гармоник практически не влияет на точность полученных результатов.

Определение параметров, необходимых для расчета фильтра:

– суммарного коэффициента режекции [10]

$$k_{N\Sigma} = \frac{N^2}{k_{Г\text{ВХmax}}}; \quad (3)$$

– относительной резонансной частоты фильтра:

$$m = \omega_1 \sqrt{LC} = \sqrt{\frac{1 + \frac{k_{Г\text{ВЫХ}}}{k_{Г\text{ВХmax}}}}{1 + k_{Г\text{ВЫХ}} \cdot k_{N\Sigma}}}, \quad (4)$$

где $\omega_1 = 2\pi f_1$ (f_1 – частота основной гармоники);

$k_{Г\text{ВЫХ}}$ – заданный коэффициент гармоник выходного напряжения;

N – номер первой неисключенной высшей гармоники.

Далее расчет индуктивности дросселя и емкости конденсатора выходного фильтра инвертора, выполняя одно из двух условий [3, 4]:

– обеспечение максимума коэффициента передачи напряжения в нагрузку;

– обеспечение минимума относительной суммарной мощности элементов фильтра.

Модули коэффициентов передачи по основной гармонике [4, 5]:

– при обеспечении максимума коэффициента передачи напряжения в нагрузку

$$W_{1\max} = \frac{1}{\sqrt{1-m^4}}; \quad (5)$$

– при обеспечении минимума относительной суммарной мощности элементов фильтра

$$W_{1P_{\min}} = \frac{1}{\sqrt{1-m^2(1-2m^2)}}. \quad (6)$$

Зависимости коэффициентов передачи от относительной резонансной частоты фильтра, рассчитанных по (5) и (6), показаны на рис. 2.

Из рис. 2 видно, что расчет параметров фильтра на максимум коэффициента передачи напряжения в нагрузку целесообразен только при $m > 0,6$, т. е. импульсных напряжениях с крайне плохим спектральным составом. Во всех остальных случаях предпочтение следует отдавать расчету на минимум относительной мощности компонентов фильтра.

Минимальная амплитуда основной гармоники на выходе фильтра определяется как

$$A_{\phi 1\min} = A_{1\min} \cdot W_1 \cdot E_{n\max}, \quad (7)$$

где $A_{1\min}$ – амплитуда основной гармоники импульсного напряжения на входе фильтра при

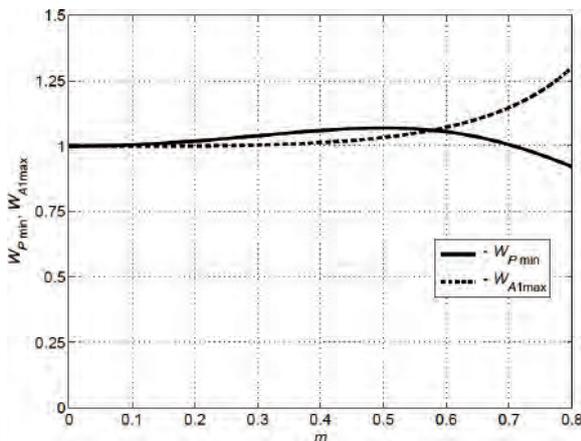


Рис. 2. Зависимость модулей коэффициентов передачи фильтра по основной гармонике от относительной резонансной частоты (m) при обеспечении максимума передачи напряжения в нагрузку ($W_{A1\max}$) и минимума относительной суммарной мощности элементов фильтра ($W_{P1\min}$)

минимальном индексе модуляции, либо минимальном коэффициенте регулирования; W_1 – модуль коэффициента передачи фильтра по основной гармонике.

Определяем сопротивление нагрузки

$$R_H = \frac{A_{\phi 1\min}^2}{S_{\text{вых}} \cdot \chi}. \quad (8)$$

Величины индуктивности и емкости силового фильтра

– для случая минимума относительной суммарной мощности элементов фильтра:

$$L_{P_{\min}} = \frac{mR_H \sqrt{1+m^2}}{\omega_1}; \quad (9)$$

$$C_{P_{\min}} = \frac{m}{R_H \omega_1 \sqrt{1+m^2}}; \quad (10)$$

– для случая максимума коэффициента передачи напряжения в нагрузку:

$$L_{A_{\max}} = \frac{mR_H \sqrt{2(1-m^2)}}{\omega_1}; \quad (11)$$

$$C_{A_{\max}} = \frac{m}{R_H \omega_1 \sqrt{2(1-m^2)}}. \quad (12)$$

Рассмотрим особенности расчета выходного фильтра для различных режимов регулирования.

Режим кодового широтно-импульсного регулирования

При расчете параметров фильтра для режима ШИР-КД необходимо определить минимальный индекс модуляции (в случае режима ШИР-КД – коэффициент регулирования – k_p [5]), при котором в заданных пределах изменения напряжения питания мостового коммутатора и выбранном режиме обеспечивается регулирование выходного напряжения инвертора в заданном диапазоне входного напряжения:

$$k_{p\min} = \frac{\arcsin \left[0,8 \cdot \sin(\delta_{\max}) \cdot \frac{E_{n\min}}{E_{n\max}} \right]}{\delta_{\max}}, \quad (13)$$

где δ_{\max} – половина максимальной длительности импульсов.

Для расчета коэффициента гармоник и суммарного коэффициента режекции с помощью (2) и (3) напряжения выбранного режима ШИР-КД необходимо рассчитать амплитуды высших гармоник при минимальном коэффициенте регулирования по формуле

$$A_q = \frac{8}{q\pi} \sin \left(\frac{q\pi k_{p\min} \delta_{\max}^*}{a_s} \right) \sum_{i=1}^p \sin \left(\frac{q\pi \beta_i^*}{a_s} \right), \quad (14)$$

где $q = 2n - 1$ ($n = 1, 2, \dots, 51$) – номер высшей гармоники;
 δ_{\max}^* – половина относительной максимальной длительности импульсов;
 β_i^* – относительная координата центра i -го импульса;
 p – число импульсов на четверти периода выходного напряжения инвертора;
 a_s – число участков аппроксимации на π .

Далее проводятся расчеты по формулам (4)–(12).

Пример 1. Рассчитать индуктивность и емкость фильтра инвертора в режиме ШИР-КД 7,11/5 [5] с параметрами: напряжение питания мостового коммутатора $E_{\pi} = 360 \text{ В} \pm 10\%$; выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}} = 220 \text{ В}$ с частотой 50 Гц; выходная мощность 1 кВА; коэффициент гармоник выходного напряжения – не более 5%, $\chi = 0,8$; минимальный КПД – 80%.

Параметры напряжения режима ШИР-КД 7,11/5 (β_i^* и δ_{\max}^*) находим по таблице в [5]. Определяем по (13) минимальный коэффициент регулирования:

$$k_{p,\min} = \frac{30}{\pi} \arcsin \left[0,8 \cdot \sin \left(\frac{\pi}{30} \right) \cdot \frac{320}{400} \right] = 0,639.$$

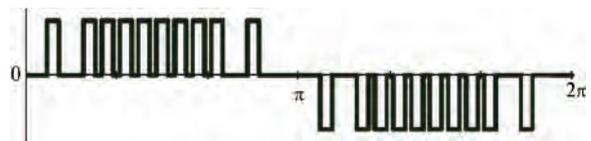
Амплитуды гармоник при $k_{p,\min}$ определяем по формуле

$$A_q = \frac{8}{q\pi} \sin \left(\frac{q\pi \cdot 0,639}{30} \right) \left[\sin \left(\frac{2q\pi}{15} \right) + \sin \left(\frac{4q\pi}{15} \right) + \sin \left(\frac{5q\pi}{15} \right) + \dots + \sin \left(\frac{6q\pi}{15} \right) + \sin \left(\frac{7q\pi}{15} \right) \right].$$

Форма и начальный участок спектра напряжения режима ШИР-КД 7,11/5 при $k_{p,\min}$ показаны на рис. 3.

Из рис. 3 видно, что номер первой неисключенной высшей гармоники $N = 7$. Таким образом, согласно (2) и (3) $k_{\Gamma \text{ Вых max}} = 0,908$.

Рассчитываем коэффициент режекции в соответствии с (3) $k_{N\Sigma} = 55,6181$, откуда с помощью (4) получаем $m = 0,529$.



а

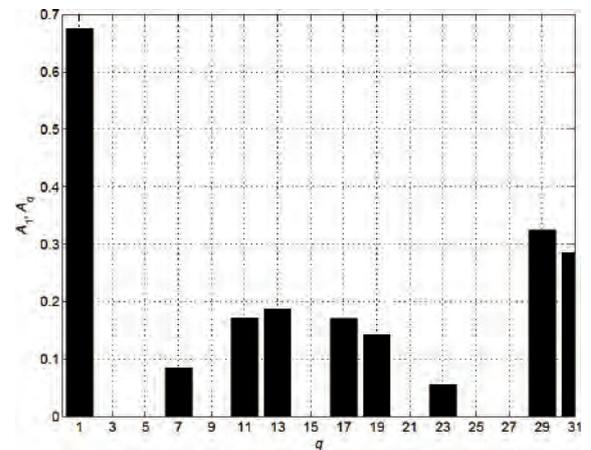


Рис. 3. Форма напряжения (а) и начальный участок спектра напряжения режима ШИР-КД 7,11/5 (б) при $k_{p,\min}$

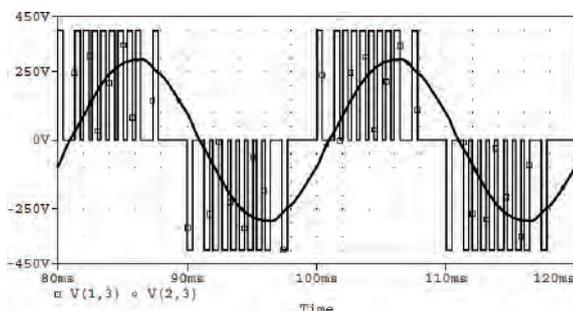
По формулам (7)–(12) находим параметры фильтра для обоих случаев (табл. 1).

Таблица 1

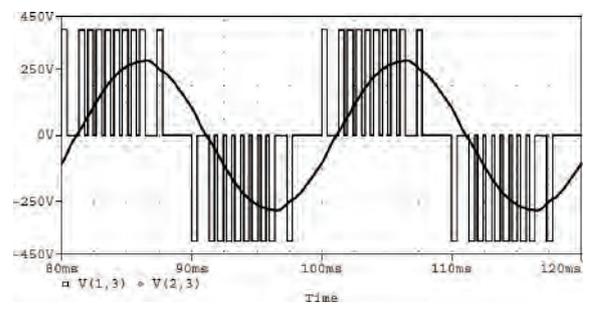
Минимум относительной суммарной мощности					Максимум коэффициента передачи напряжения в нагрузку				
$W_{\Gamma P,\min}$	$A_{1\Phi,\min}$ В	$R_{\text{ш}}$ Ом	$L_{P,\min}$ мГн	$C_{P,\min}$ мкФ	$W_{1A,\max}$	$A_{1\Phi,\max}$ В	$R_{\text{ш}}$ Ом	$L_{1A,\max}$ мГн	$C_{1A,\max}$ мкФ
1,068	288,3	104	198	14,3	1,042	281,2	98,8	200	14,2

Результаты моделирования инвертора в режиме ШИР-КД 7, 11/5 при рассчитанных параметрах фильтра показаны на рис. 4. Полученный при моделировании $k_{\Gamma \text{ Вых}} \approx 2\%$.

Из приведенного примера видно, что, поскольку $m < 0,6$, следует использовать методику расчета на минимум относительной суммарной мощности элементов фильтра.



а



б

Рис. 4. Результаты моделирования инвертора в режиме ШИР-КД 7, 11/5 при параметрах фильтра, рассчитанных на минимум относительной суммарной мощности (а) и максимум коэффициента передачи напряжения в нагрузку (б)

Режим широтно-импульсной модуляции по синусоидальному закону

Для режима ШИМ-СИН минимальный индекс модуляции определяется по формуле (1). Амплитуды гармоник при минимальном индексе модуляции рассчитываем по формуле

$$A_q = \frac{2}{q\pi} \sum_{i=1}^{2p} [\cos(q\alpha_{in}) - \cos(q\alpha_{ik})], \quad (15)$$

где $q = 1, 3, 5, \dots$ – номер гармоники;
 p – число импульсов на половине периода выходного напряжения;
 α_{in} – координата начала i -го импульса;
 α_{ik} – координата конца i -го импульса.
 Координату центра i -го импульса находим по формуле

$$\beta_i = \frac{\omega_1 T_1 (i + 0,5)}{2p}, \quad (16)$$

где T_1 – период выходного напряжения инвертора. Длительность i -го импульса определяется как

$$\delta_i = \frac{M_{\min} T_1 \sin(\omega_1 \beta_i)}{2p}, \quad (17)$$

где $\omega_1 = 2\pi/T_1$. Далее рассчитываем координаты начал и концов импульсов при минимальном индексе модуляции:

$$\alpha_{in} = \beta_i - \frac{\delta_i}{2}; \quad \alpha_{ik} = \beta_i + \frac{\delta_i}{2}. \quad (18)$$

Пример 2. Рассчитаем параметры выходного фильтра инвертора в режиме ШИМ-СИН, взяв за основу данные из **Примера 1**, при числе импульсов за половину периода выходного напряжения $p = 10$.

По формуле (1) находим $M_{\min} = 0,778$. По формулам (16) и (17) находим координаты центров, начал и концов импульсов при минимуме индекса модуляции. Форма напряжения режима ШИМ-СИН при $p = 10$ показана на рис. 5а, а на рис. 5б показан начальный участок спектра этого напряжения.

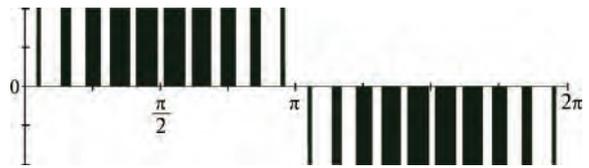
Из рис. 5 видно, что номер первой неисключенной высшей гармоники $N = 17$. Таким образом, согласно (2) и (3) $k_{\Gamma \text{ ВХ}} = 0,776$; $k_{N\Sigma} = 377,463$, откуда в соответствии с (4) $m = 0,217$.

По формулам (7)–(12) находим параметры фильтра для обоих случаев (табл. 2).

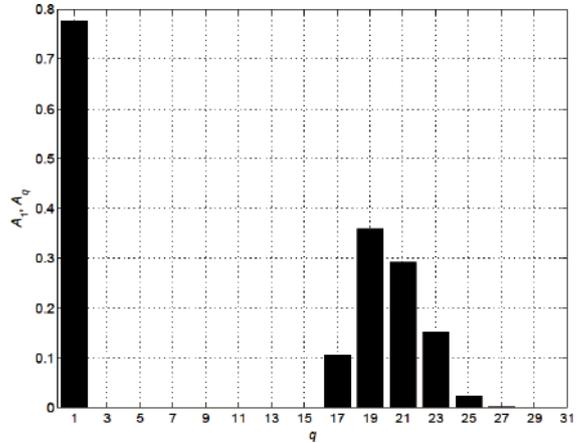
Таблица 2

Минимум относительной суммарной мощности					Максимум коэффициента передачи напряжения в нагрузку				
$W_{1p_{\min}}$	$A_{1\Phi_{\min}}$ В	R_{Ω} Ом	$L_{p_{\min}}$ мГн	$C_{p_{\min}}$ мкФ	$W_{1A_{\max}}$	$A_{1\Phi_{\max}}$ В	R_{Ω} Ом	$L_{A_{\max}}$ мГн	$C_{A_{\max}}$ мкФ
1,022	317,4	125,9	89	5,36	1,001	310,9	120,9	115	4,139

Зависимости индуктивности дросселя и емкости конденсатора фильтра от выходной мощности для рассматриваемого режима ШИМ-СИН для обоих случаев приведены на рис. 6.



а



б

Рис. 5. Форма напряжения режима ШИМ-СИН при $p = 10$ (а) и начальный участок спектра при M_{\min} (б)

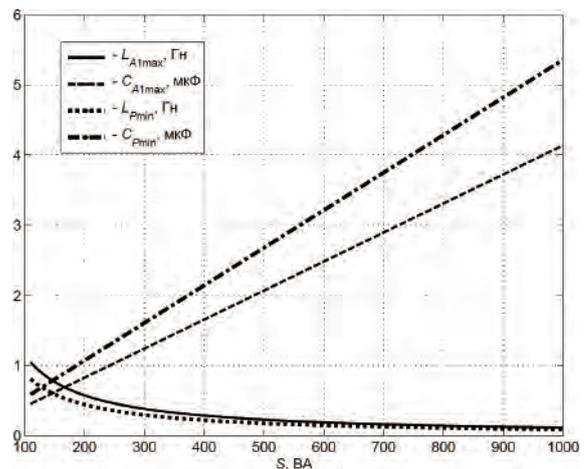


Рис. 6. Зависимости индуктивности дросселя и емкости конденсатора фильтра от выходной мощности

Результаты моделирования инвертора в режиме ШИМ-СИН ($p = 10$) при рассчитанных параметрах фильтра показаны на рис. 7. Полученный при моделировании $k_{\Gamma \text{ Вых}} \approx 3\%$.

Выводы

1. При выборе параметров выходного фильтра инвертора учет только первой неисключенной высшей гармоники при вычислении коэффициента режекции не позволяет обеспечить заданное качество выходного напряжения.

2. Расчет параметров фильтра на максимум коэффициента передачи напряжения в нагрузку

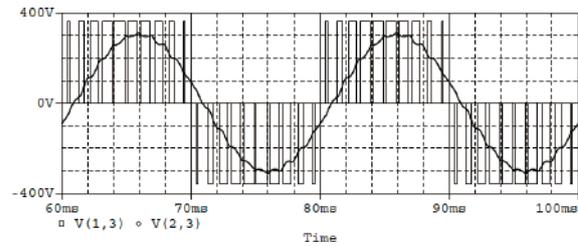
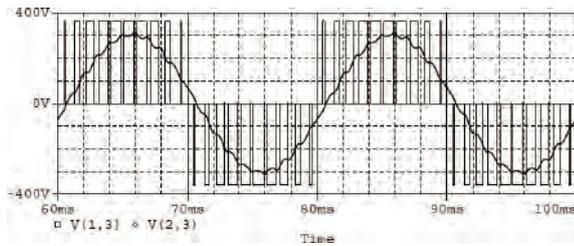


Рис. 7. Результаты моделирования инвертора в режиме ШИМ-СИН ($\rho = 10$) при параметрах фильтра, рассчитанных на минимум относительной суммарной мощности (а) и максимум коэффициента передачи напряжения в нагрузку (б)

целесообразно проводить при малом числе импульсов в напряжении на входе силового фильтра, когда относительная резонансная частота фильтра $m > 0,6$.

3. Для импульсных напряжений, в которых помимо третьей исключен еще ряд высших гармоник, параметры выходного фильтра следует выбирать из условия минимума относительной установленной мощности элементов фильтра.

Литература

1. Малышков Г. М. Коэффициент режекции гармоники. — Электронная техника в автоматике: Сб. статей. Вып. 14 / Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1983, С. 162–169.

2. Малышков Г. М., Соловьев И. Н., Баранов В. К., Крючков В. В. Инвертор с фазным напряжением, превышающим напряжение питания. — Электронная техника в автоматике: Сб. статей. Вып. 14 / Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1983, С. 170–179.

3. Малышков Г. М., Соловьев И. Н. Транзисторные инверторы. В кн.: “Источники вторичного электропитания”. Под ред. Ю.И. Конева. — М.: Радио и связь, 1983.

4. Малышков Г. М. Расчет однозвенного фильтра инверторов. — Электронная техника в автоматике: Сб. статей. Вып. 15 / Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1984, С. 130–137.

5. Малышков Г. М., Крючков В. В., Соловьев И. Н., Степанов С. С., Хрунова С. С., Панов Ю. В. Выбор параметров фильтров инверторов. — Электронная техника в автоматике: Сб. статей. Вып. 17 / Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1986, С. 148–168.

6. Малышков Г. М., Соловьев И. Н. Проектирование инверторов. Учебное пособие. — М.: Изд-во МАИ, 1995.

7. Лукин А. В., Малышков Г. М., Соловьев И. Н., Крючков В. В. и др. Транзисторные преобразователи электрической энергии. Под ред. А. В. Лукина и Г. М. Малышкова. — М.: АОЗТ “ММП-Ирбис”, 2002.

8. Крючков В. В. Разработка инвертора в режиме кодового широтно-импульсного регулирования. — Практическая силовая электроника, выпуск 26, 2007, С. 21–25.

9. В. В. Крючков. Разработка инвертора в режиме широтно-импульсной модуляции по синусоидальному закону. — Практическая силовая электроника, № 27, 2007, С. 23–27.

10. Т. В. Анисимова, А. В. Бокунов, В. В. Крючков. Сравнительный анализ многоимпульсных выходных напряжений инверторов. — Практическая силовая электроника, № 2 (46), 2012, С. 28–36.

Анисимова Татьяна Викторовна, аспирант кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7(499) 158-45-02.

Г. Е. Кувшинов, Д. Б. Соловьев, В. Ф. Веревкин

ПАРАМЕТРЫ И ФУНКЦИИ ЦИФРОВЫХ ИНТЕГРИРУЮЩИХ ФИЛЬТРОВ ВТОРОГО ПОРЯДКА ДЛЯ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ ТОКОВОЙ ЗАЩИТЫ

G. E. Kuvshinov, D. B. Solovyov,
V. F. Verevkin

Parameters and Functions of the Second Order Digital Integrating Filters for Microprocessor Protection

В статье предложена методика выбора параметров цифровых интегрирующих фильтров для микропроцессорных защитных терминалов. Проводится анализ фильтров Боксера–Талера и билинейного фильтра для использования их в устройствах микропроцессорной защиты электроустановок.

Ключевые слова: интегрирующий фильтр, релейная микропроцессорная защита, измерительные преобразователи тока.

The article offers parameters selection technique for digital integrating filters used in microprocessor protective terminals. Analysis of Boxer-Thaler and bilinear filters for implementation in microprocessor current protection devices is carried out.

Keywords: integrating filter, relay microprocessor protection, measuring current converters.

В настоящее время микропроцессорные устройства релейной защиты и автоматики продолжают вытеснять устройства, выполненные на прежней элементной базе. Свидетельством этого является тот факт, что микропроцессорные устройства релейной защиты в обязательном порядке изучают в вузах, по крайней мере, последние 10 лет.

Как говорится в [1], переход на цифровую элементную базу неминуем. Дело в том, что крупнейшие международные концерны, такие, как *ABB*, *General Electric*, *Siemens*, *Alstom*, прекращают выпуск электромеханических реле. Существует мнение, что это происходит, главным образом, потому что производить сложные микропроцессорные реле гораздо выгоднее, чем электромеханические и аналоговые электронные реле [2, 3]. В этих литературных источниках указывается также на то, что микропроцессорные реле еще несовершенны и обладают рядом недостатков.

В [1] высказано пожелание, чтобы в процессе перехода на микропроцессорную базу “необходимо вводить более совершенные измерительные преобразователи тока”. При этом отпадает необходимость в таком устройстве, как интегрирующий фильтр. Он может существовать виртуально: в виде программы фильтра, заложенной в микропроцессор.

Теория цифровых фильтров зародилась вскоре после появления ЭВМ [4] и нашла отражение в учебной литературе [5, 6]. Цифровые фильтры подразделяются на нерекурсивные и рекурсивные.

Нерекурсивный фильтр суммирует некоторое число входных отсчетов, поэтому функция передачи такого фильтра имеет лишь числитель. В реальном устройстве линия задержки фильтра содержит конечное число элементов, следовательно, импульсная характеристика фильтра также является конечной. Поэтому нерекурсивные

фильтры имеют и другое название – фильтры с конечной импульсной характеристикой или КИХ-фильтры. Количество отсчетов, из которых формируется выходной сигнал, называется порядком фильтра.

Рекурсивный фильтр суммирует некоторое число входных отсчетов и, в общем случае, другое число выходных отсчетов, поэтому функция передачи такого фильтра имеет и числитель, и знаменатель. При делении полинома числителя на полином знаменателя получается бесконечная последовательность слагаемых, следовательно, импульсная характеристика фильтра является бесконечной. Поэтому рекурсивные фильтры имеют и другое название – фильтры с бесконечной импульсной характеристикой или БИХ-фильтры [6].

Далее в статье, будут рассматриваться только БИХ-фильтры, называя их просто цифровыми фильтрами, так как, в сравнении с ними, для получения хороших частотных характеристик КИХ-фильтры являются более сложными и требуют значительно большего числа блоков задержки и умножения [7]. В [6], например, говорится, что для получения нужных частотных характеристик, в некоторых случаях, необходимы КИХ-фильтры весьма высокого порядка – в несколько сотен или тысяч.

Известны две группы методов синтеза цифровых фильтров: прямые и с использованием аналогового прототипа. В статье [8], показано, что среди аналоговых интегрирующих фильтров наилучшими свойствами обладает фильтр второго порядка, у передаточной функции которого имеется два равных действительных полюса. Получены и рекомендации по выбору таких параметров фильтра, которые обеспечивают требуемую точность и приемлемое время затухания переходных процессов в самом фильтре.

Поэтому в рассматриваемом случае вполне закономерно выбрать методы второй группы.

Частотные характеристики цифрового фильтра, в отличие от аналогового, являются периодически. Они повторяются с периодом, который равен круговой частоте дискретизации $\omega = 2\pi/T$, где T – период (шаг или интервал) дискретизации. Поэтому цифровой фильтр нельзя выполнить абсолютно идентичным аналоговому прототипу. Цифровой фильтр, каким-то образом соответствующий аналоговому, можно синтезировать разными методами. В ходе развития цифровой техники использовался ряд таких методов.

При разработке материала для данной статьи, было выполнено сравнение 12 методов синтеза цифрового фильтра по аналоговому прототипу – интегрирующему фильтру второго порядка. В число этих методов входят следующие:

- метод стандартного z -преобразования, который рассмотрен также в [6, 7];
- метод согласованного z -преобразования, который рассмотрен в [9];
- группа методов по типу билинейного z -преобразования.

Установлено, что, при одинаковом периоде дискретизации T , погрешности измерения фильтров, полученных по первым двум методам, больше чем у фильтров, синтезированных по последней группе методов. Этот недостаток объясняется наложением копий амплитудной частотной характеристики (АЧХ), сдвинутых на ω_d . У группы последних методов такой недостаток отсутствует.

При использовании метода билинейного преобразования каждый член числителя и знаменателя исходной передаточной функции аналогового прототипа делят на s^n , где n – порядок фильтра. При этом и в числителе и в знаменателе будут находиться члены с отрицательными степенями s . Далее делается подстановка:

$$s^{-1} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}; \quad z^{-1} = e^{-s_z T}, \quad (1)$$

или

$$s = \frac{2}{T} \operatorname{th} \left(\frac{s_z T}{2} \right), \quad (2)$$

где s^{-1} – изображение по Лапласу операции интегрирования, z^{-1} – изображение по Лапласу запаздывания на время периода дискретизации T , z – переменная преобразования Лорана [9] (теперь это преобразование обычно называют “ z -преобразованием”). Можно заметить, что выражение (1) определяет операцию численного интегрирования методом трапеций.

При подстановке в (2) выражений $s = j\omega$ и $s_z = j\omega_z$ получается:

$$\omega = \frac{2}{T} \operatorname{tg} \left(\frac{\omega_z T}{2} \right), \quad (3)$$

или

$$\omega_z = \frac{2}{T} \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega T}{2} \right), \quad (4)$$

где ω – круговая частота аналогового прототипа, а ω_z – круговая частота цифрового фильтра.

Видно, что с увеличением круговой частоты ω_z частотная характеристика цифрового фильтра все сильнее сжимается по горизонтали. На частоте Найквиста [5, 9], равной π/T (в два раза меньше круговой частоты дискретизации), эта частотная характеристика достигает значения, которое имеет АЧХ аналогового прототипа на бесконечной частоте ω . При этом проблема наложения спектров отсутствует, но возникает другой недостаток, связанный с нелинейной деформацией частотной шкалы.

В области низких частот, когда ω много меньше круговой частоты Найквиста, арктангенс примерно равен своему аргументу, так что $\omega_z \approx \omega$. При этом частотные характеристики дискретного и аналогового фильтров практически совпадают. Затем, с увеличением частоты, частотная характеристика дискретного фильтра все более сжимается по сравнению с аналоговым прототипом.

При зарождении цифровой техники частота дискретизации была малой, что приводило к значительным ошибкам при расчете кратных интегралов, которые имеют изображение по Лапласу в виде s^{-n} . Поэтому появлялись методы, в которых операции s^{-n} определялись не n -кратным произведением правой части выражения (1), а другими, более сложными выражениями, основанными на численных методах кратного интегрирования.

Среди таких методов наибольшую известность получил метод Боксера–Талера. В [7] имеется таблица передаточных функций кратных интеграторов, соответствующих этому методу, до пятого порядка включительно. В [9] приведены результаты исследования частотных характеристик цифровых интеграторов второго порядка, полученных из передаточной функции $W_{in2}(s) = 1/s^2$ с помощью преобразований билинейного $H_{in2}(z)$, Боксера–Талера $H_{in2BT}(z)$ и Рагацини–Бергена $H_{in2RB}(z)$:

$$\begin{aligned} H_{in2}(z) &= \frac{T^2}{4} \cdot \frac{(1+z^{-1})^2}{(1-z^{-1})^2}; \\ H_{in2BT}(z) &= \frac{T^2}{12} \cdot \frac{1+10z^{-1}+z^{-2}}{(1-z^{-1})^2}; \\ H_{in2RB}(z) &= \frac{T^2}{6} \cdot \frac{1+4z^{-1}+z^{-2}}{(1-z^{-1})^2}. \end{aligned} \quad (5)$$

Судя по частотным характеристикам, преобразование Рагаццини–Бергена проигрывает преобразованию Боксера–Талера по диапазону частот с допустимой ошибкой. При допустимой погрешности 1% верхняя граница этого диапазона для интегратора второго порядка, полученного на основе преобразования Рагаццини–Бергена всего в $\sqrt{2}$ раз больше, чем у подобного интегратора, полученного с помощью билинейного преобразования. А для интегратора второго порядка, полученного на основе преобразования Боксера–Талера, это отношение равно пяти, то есть в 3,5 раза больше, чем для преобразования Рагаццини–Бергена. Поэтому последнее преобразование далее не рассматривается.

Для получения системной функции цифрового интегрирующего фильтра используем передаточную функцию второго порядка [8]. Выбирая знак плюс перед правой частью этой формулы, получаем передаточную функцию фильтра, в нормированном виде:

$$\bar{W}_2(\bar{s}) = \frac{\bar{s} + 2\bar{a}}{(\bar{s} + \bar{a})^2}. \quad (6)$$

При использовании билинейного z -преобразования, в отличие от метода Боксера–Талера, можно исключить операцию перехода к выражению с отрицательными степенями \bar{s} . Тогда на основании [9], получим:

$$\bar{s} = \frac{2}{\bar{T}} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}, \quad (7)$$

где \bar{T} – относительное значение периода дискретизации

$$\bar{T} = T\omega_1, \quad (8)$$

где ω_1 – круговая частота первой гармоники измеряемого тока (в нашем случае $\omega_1 = 100\pi$ рад/с).

После подстановки (7) в (6) и последующего упрощения находится системная функция цифрового фильтра второго порядка, в нормированном виде:

$$\bar{H}_2(z) = \frac{m_0 + m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2}}{n_0 + n_1 z^{-1} + n_2 z^{-2}}. \quad (9)$$

Коэффициенты числителя и знаменателя системной функции определяются следующими выражениями:

$$m_0 = 2\bar{T} + 2\bar{T}^2\bar{a}; \quad m_1 = 4\bar{T}^2\bar{a}; \quad m_2 = -2\bar{T} + 2\bar{T}^2\bar{a}; \quad (10)$$

$$\begin{aligned} n_0 &= 4 + 4\bar{T} + \bar{T}^2\bar{a}^2; \\ n_1 &= -8 + 2\bar{T}^2\bar{a}^2; \\ n_2 &= 4 - 4\bar{T} + \bar{T}^2\bar{a}^2. \end{aligned} \quad (11)$$

При использовании метода Боксера–Талера делим числитель и знаменатель на \bar{s}^2 и получаем:

$$W_2(\bar{s}) = \frac{\bar{s}^{-1} + 2\bar{a}\bar{s}^{-2}}{1 + 2\bar{a}\bar{s}^{-1} + \bar{a}^2\bar{s}^{-2}}. \quad (12)$$

Подставляя в (9) вместо величины \bar{s}^{-1} выражение $(\bar{T}/2)(1+z^{-1})/(1-z^{-1})$, а вместо \bar{s}^2 выражение $(\bar{T}^2/12)(1+10z^{-1}+z^{-2})/(1-z^{-1})^2$ получаем системную функцию цифрового фильтра второго порядка $\bar{H}_{2BT}(z)$. Эта функция после упрощений принимает вид:

$$\bar{H}_{2BT}(z) = \frac{m_{0BT} + m_{1BT}z^{-1} + m_{2BT}z^{-2}}{n_{0BT} + n_{1BT}z^{-1} + n_{2BT}z^{-2}}. \quad (13)$$

Коэффициенты числителя и знаменателя функции $\bar{H}_{2BT}(z)$ определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} m_{0BT} &= 6\bar{T} + 2\bar{T}^2\bar{a}; \\ m_{1BT} &= 20\bar{T}^2\bar{a}; \\ m_{20BT} &= -6\bar{T} + 2\bar{T}^2\bar{a}; \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} n_{0BT} &= 12 + 12\bar{T}\bar{a}; \\ n_{1BT} &= -24 + 10\bar{T}^2\bar{a}^2; \\ n_{20BT} &= -12\bar{T} - 12\bar{T}\bar{a} + \bar{T}^2\bar{a}^2. \end{aligned} \quad (15)$$

На основании функций (9) и (13) находят разностные уравнения, по которым происходит преобразование входного сигнала в выходной.

Частотные характеристики, соответствующие передаточной функции (6) аналогового фильтра и системных функций (9) и (13) цифровых фильтров имеют отличия, как и погрешности измерения с использованием этих фильтров.

Цифровому фильтру присущи эффекты, связанные с дискретизацией сигнала и с квантованием сигналов по уровню [4–6]. Иллюстрацией первого эффекта является рис. 1.

В состав аналого-цифрового преобразователя (АЦП) входит дискретизатор, который работает как ключ, под действием последовательности коротких

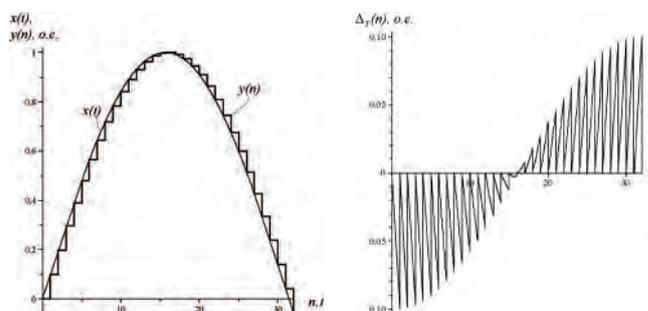


Рис. 1. Процесс дискретизации гармонического сигнала с единичной амплитудой (а): исходный сигнал – тонкая линия, условное изображение сигнала на выходе АЦП – утолщенная линия; погрешность условного выходного сигнала АЦП (б); n – номер импульса дискретизатора

импульсов, период повторения которых равен периоду дискретизации T . Когда ключ замыкается, на выходе дискретизатора появляется импульс, амплитудное значение которого равно мгновенному значению напряжения входного сигнала на входе АЦП, показанному тонкой линией на рис. 1а. Последовательность таких импульсов составляет дискретную выборку входного аналогового сигнала.

В квантователе, также входящем в состав АЦП, эта дискретная выборка преобразуется в числа с конечным числом разрядов. Последовательность чисел поступает в микропроцессор, выполняющий функции цифрового фильтра [9]. График, показанный на рис. 1б утолщенной линией, в условной форме представляет собой эту последовательность чисел. К моменту появления следующего импульса, управляющего работой дискретизатора, аналоговый сигнал изменился, и этому изменению соответствует погрешность АЦП. Видно, что возникает погрешность и по абсолютному значению и по фазе: первая гармоника выходного сигнала АЦП отстает от входного сигнала. График указанной погрешности, который представляет собой последовательность импульсов, ограниченных участками синусоиды, показан на рис. 1б. Так как на рис. 1а входной гармонический сигнал имеет единичную амплитуду, то этот график соответствует относительной погрешности АЦП.

Из рис. 1 следует, что пиковые значения импульсов погрешности, связанной с дискретизацией сигнала, тем больше, чем больше производная входного сигнала АЦП в момент срабатывания ключа дискретизатора. Следовательно, максимальный пик погрешности соответствует переходу синусоиды входного сигнала через нулевое значение. При коротких периодах T справедлив первый замечательный предел, поэтому этот максимум погрешности равен выраженному в радианах нормированному периоду дискретизации $\bar{T} = \omega_1 T$.

Выбор периода дискретизации целесообразно производить из условия, что частота Найквиста в несколько раз, по крайней мере в три раза, превосходит круговую частоту максимальной гармоники измеряемого тока. Отсюда следует расчетная формула:

$$T < \frac{1}{3\omega_1 n_{\max}} \rightarrow \omega_1 T < \frac{1}{3n_{\max}} \rightarrow \bar{T} < \frac{1}{3n_{\max}}, \quad (16)$$

где n_{\max} – номер максимальной гармоники.

Как указано в [7, 9], $n_{\max} = 40$. Следовательно, необходимо выполнить условие $\bar{T} < 0,0083$. Уточнить выбор \bar{T} можно по результатам исследования влияния этого параметра на дополнительную погрешность цифрового фильтра по отношению к аналоговому прототипу.

Сравним АЧХ аналогового прототипа и цифрового фильтра второго порядка. Для нахождения частотной характеристики аналогового фильтра необходимо в (6) подставить $\bar{s} = j\bar{\omega}$, а для цифрового фильтра – подставить численные значения \bar{a} и \bar{T} в (10), (11) применительно к билинейному варианту или в (14), (15) применительно к варианту Боксера–Талера. Затем делается подстановка $z^{-1} = \exp(-j\bar{\omega}\bar{T})$ для первого варианта в (9), а для второго – в (13).

Расчеты выполнялись для двух значений параметра \bar{a} : 0,0055 – для максимальной погрешности переходной характеристики 5% и 0,0027 – для максимальной погрешности переходной характеристики 2,5%. На рис. 2а построены зависимости относительной погрешности АЧХ цифрового билинейного фильтра от относительной частоты при $\bar{a} = 0,0027$. (Они практически совпадают с аналогичными зависимостями, найденными для $\bar{a} = 0,0055$). В качестве базовой использована АЧХ аналогового фильтра.

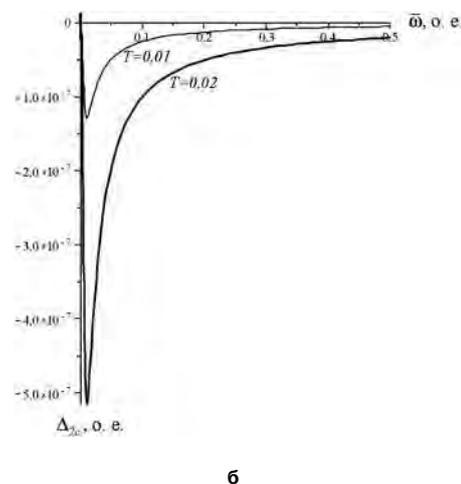
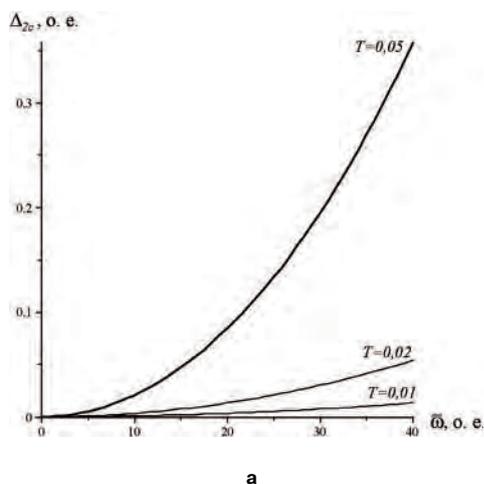


Рис. 2. Относительные погрешности АЧХ цифрового билинейного фильтра для заданного \bar{T} при $\bar{a} = 0,0027$ (а); относительное значение разности АЧХ фильтров билинейного и Боксера – Талера для заданного \bar{T} при $\bar{a} = 0,0027$ (б)

Этот рисунок подтверждает справедливость условия $\bar{T} < 0,026$: при $\bar{\omega} = 40$ погрешность цифрового фильтра для $\bar{T} = 0,05$ слишком велика – она составляет 36 %, при $\bar{T} = 0,02$ – она снижается до 5,4%, а при $\bar{T} = 0,01$ составляет всего 1,3 %. Причина этого явления заключается в том, что по мере снижения \bar{T} частота Найквиста растет и все дальше отодвигается от $\bar{\omega} = 40$.

Рис. 2б показывает, что АЧХ фильтров билинейного и Боксера–Талера практически совпадают: разность между ними пренебрежимо мала и заметна только в области крайне низких частот. При $\bar{a} = 0,0055$ ординаты графиков возрастают примерно в пять раз, но и в этом случае указанная разность слишком мала. Для правильного расчета характеристик, приведенных на рис. 2б, необходимо использовать не менее 18 значащих десятичных разрядов при $\bar{T} = 0,02$ и не менее 19 значащих десятичных разрядов при $\bar{T} = 0,01$.

Рис. 3а демонстрирует принципиальную разницу между АЧХ аналоговых (утолщенная линия) и цифровых (тонкая линия) фильтров. График АЧХ цифрового билинейного фильтра соответствует $\bar{T} = 0,02$ и $\bar{a} = 0,0027$. Он практически не отличается от графика, соответствующего другому сочетанию параметров: $\bar{T} = 0,02$ и $\bar{a} = 0,0055$.

У аналоговых фильтров, подобных рассматриваемым, предел, к которому стремится АЧХ при бесконечном увеличении частоты, равен нулю. В этом случае основная ветвь АЧХ цифрового фильтра расположена на участке $\bar{\omega}$ от нуля до частоты Найквиста. Этот диапазон частот называется интервалом Найквиста [9]. По мере приближения к частоте Найквиста АЧХ цифрового фильтра идет все ниже по отношению к АЧХ аналогового прототипа, пока на частоте Найквиста не достигает нулевого значения, что более наглядно демонстрирует рис. 3б (утолщенная и тонкая нижняя линия).

При дальнейшем увеличении частоты АЧХ циф-

рового фильтра возрастает. АЧХ, расположенная на участке $\bar{\omega}_N \leq \bar{\omega} \leq \bar{\omega}_d$, где круговая частота дискретизации $\bar{\omega}_d = 2\bar{\omega}_N$, является зеркальным отражением основной ветви АЧХ, расположенной на участке $0 \leq \bar{\omega} \leq \bar{\omega}_N$, относительно линии $\bar{\omega}_d = \bar{\omega}_N$. То, что на частоте Найквиста АЧХ равна нулю, обеспечивает отсутствие наложения основной ветви АЧХ и ее зеркального отражения. Основной участок АЧХ, соответствующий отрезку $\bar{\omega}_N \leq \bar{\omega} \leq \bar{\omega}_d$, имеет бесконечное число копий, сдвинутых относительно этого участка $\pm n\bar{\omega}_d$ на $n = 1 \dots \infty$.

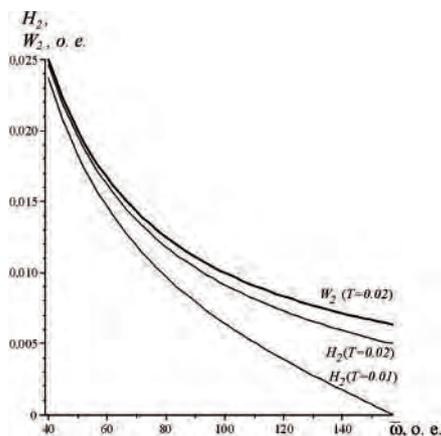
На рис. 4 приведен начальный участок основной ветви АЧХ фильтра (тонкая линия) совместно с графиком $1/\bar{\omega}$, который является АЧХ идеального интегратора (утолщенная линия).

Сравнивая рис. 4а и 4б, можно отметить, что отличие АЧХ цифрового интегрирующего фильтра наступает тем раньше и тем заметнее, чем больше параметр \bar{a} .

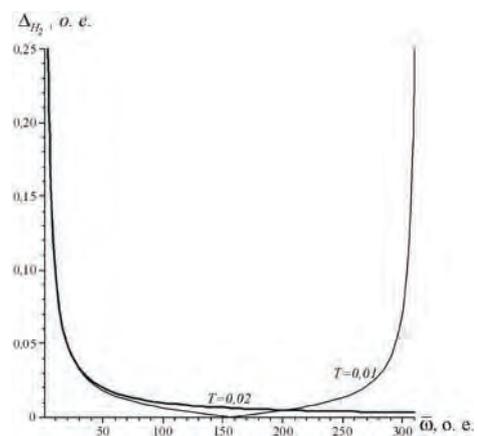
Переходный процесс преобразования производной измеряемого тока в выходной сигнал цифрового билинейного интегрирующего фильтра выполняется программой этого фильтра по следующему выражению, соответствующему формуле (9):

$$y_{out}[k] = \frac{1}{n_0} (m_2 y_{in}[k-2] + m_1 y_{in}[k-1] + m_0 y_{in}[k]) - \frac{1}{n_0} (n_2 y_{out}[k-2] + n_1 y_{out}[k-1]), \tag{17}$$

где $y_{in}[j]$ – j -тая выборка входного аналогового сигнала, который в рассматриваемом случае – это нормированная производная измеряемого тока $di/d\theta$; $y_{out}[j]$ – j -тый член последовательности выходного сигнала фильтра. Коэффициенты выражения (17) находятся по формулам (10), (11). Два первых, после начала измерения, члена этой последовательности находятся по формулам:



а



б

Рис. 3. АЧХ аналогового фильтра и цифровых билинейных фильтров при $\bar{a} = 0,0027$ для заданных \bar{T} (а); относительное значение разности АЧХ фильтров билинейного и Боксера–Талера при $\bar{a} = 0,0027$ для заданных \bar{T} (б)

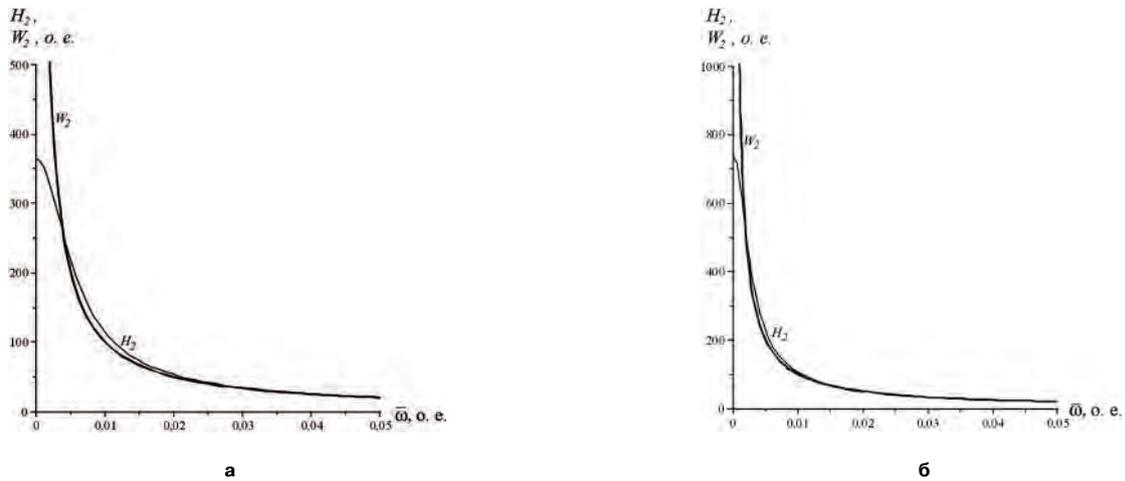


Рис. 4. АЧХ идеального аналогового интегратора (утолщенная линия) и цифровых билинейных фильтров (тонкая линия) для $\bar{T} = 0,02$: при $\bar{a} = 0,0055$ (а); $\bar{a} = 0,0027$ (б)

$$y_{out}[0] = \frac{m_0}{n_0} y_{in}[0],$$

$$y_{out}[1] = \frac{m_1 y_{in}[0] + m_0 y_{in}[1] + n_1 y_{out}[0]}{n_0}. \quad (18)$$

Как показано в [8], наибольшая погрешность аналогового фильтра имеет место при измерении тока переходного процесса при $\alpha = 25$ и $\beta = \pm\pi/2$. Поэтому для определения погрешности расчета с помощью цифрового фильтра в качестве формулы расчетного тока, выраженного в нормированном виде, примем следующую:

$$i = \cos\theta - e^{-\frac{\theta}{25}}. \quad (19)$$

Тогда производная этого тока, являющаяся нормированной входной величиной интегрирующего фильтра, описывается формулой:

$$\frac{di}{d\theta} = y_{in} = -\sin\theta + \frac{e^{-\frac{\theta}{25}}}{25} \quad (20)$$

Подстановкой в (20) $\theta = j\bar{T}$, $j = 0 \dots N$, где N – количество членов входной последовательности, образуется массив $y_{in}[j]$ входных дискретных величин.

Из этого массива и двух начальных значений, которые находятся по выражению (18), в соответствии с программой (17), определяется массив $y_{out}[j]$ выходных дискретных величин.

Аналогично массиву $y_{in}[j]$, на основании выражения (19) создается массив $i[j]$ измеряемого тока. Разности $\Delta I = i[j] - y_{out}[j]$ составляют массив погрешностей измерения тока с помощью цифрового билинейного фильтра второго порядка.

График этой погрешности, рассчитанный для $\bar{a} = 0,0055$ при $\bar{T} = 0,01$ показан на рис. 5а, а при $\bar{T} = 0,02$ – на рис. 5б.

Эти графики рассчитаны при использовании 11 значащих десятичных разрядов. Зависимости максимума полной погрешности и числа периодов от начала переходного процесса до максимума погрешности при $\bar{T} = 0,02$ приведены в табл. 1. Там же, для сравнения, даны указанные величины и для аналогового фильтра второго порядка.

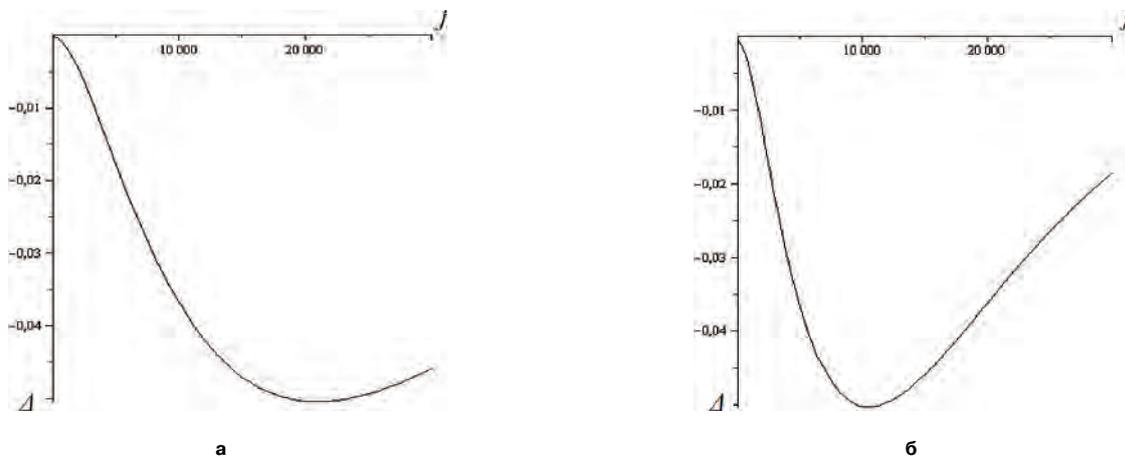


Рис. 5. Зависимости погрешностей измерения переходного тока от номера отсчета при использовании цифровых билинейных фильтров второго порядка с $\bar{a} = 0,0055$: для $\bar{T} = 0,01$ (а) и $\bar{T} = 0,02$ (б)

Таблица 1.

Параметры аналогового и цифровых билинейных фильтров второго порядка при измерении тока, соответствующего выражению (19)

Параметры максимума погрешности	Аналоговый фильтр	Цифровой фильтр, число значащих десятичных разрядов					
		7	8	9	10	11	12
Число периодов до максимума полной погрешности N_{\max}	33,7	83,0	30,1	31,2	33,5	33,5	33,5
Максимум полной погрешности, %	5,0	11,7	8,54	5,79	5,06	5,03	5,03

Видно, что с ростом значащих десятичных разрядов погрешность монотонно снижается и при 11 значащих десятичных разрядов достигает предельного значения. Данные табл. 1 свидетельствуют, что достаточно иметь 10 значащих десятичных разрядов. При этом график погрешности измерения гладкий, “шум квантования” [6, 9] сигналов не проявляется. При выполнении этого условия и у аналогового, и у цифрового фильтров максимум погрешности и время его достижения практически одинаковы.

При 10 значащих десятичных разрядах и $\bar{T} = 0,01$ имеет место такое же значение максимальной погрешности, что и при $\bar{T} = 0,02$. Это утверждение подтверждают графики на рис. 5.

Зависимости максимума полной погрешности и числа периодов от начала переходного процесса до максимума погрешности при $\bar{T} = 0,02$ для фильтров Боксера–Талера второго порядка приведены в табл. 2.

Таблица 2.

Параметры аналогового и цифровых фильтров Боксера–Талера второго порядка при измерении тока, соответствующего выражению (19)

Параметры максимума погрешности	Аналоговый фильтр	Цифровой фильтр, число значащих десятичных разрядов					
		7	8	9	10	11	12
Число периодов до максимума полной погрешности N_{\max}	33,7	114,5	29,6	50,5	34,0	33,5	33,5
Максимум полной погрешности, %	5,0	-14,8	7,95	1,92	4,71	5,03	5,03

Видно, что при числе значащих десятичных разрядов 11 и 12 данные таблиц 1 и 2 совпадают. Это говорит о том, что в таких случаях фильтр Боксера–Талера не имеет преимуществ по сравнению с билинейным фильтром. При 10 значащих десятичных разрядов максимальная погрешность фильтра Боксера–Талера в 1,07 раза меньше, чем у билинейного фильтра. Однако в этом случае в графике погрешности измерения проявляется субгармонический “шум квантования” с размахом 0,001% и периодом около 0,8 от периода периодической составляющей измеряемого тока.

При девяти значащих десятичных разрядах максимальная погрешность фильтра Боксера–Талера в три раза меньше, чем у билинейного фильтра. Но

время достижения максимума возросло в 1,7 раза. Размах “шума квантования” увеличился, по сравнению с 10 значащими десятичными разрядами, в 5 раз. При семи значащих десятичных разрядах максимальная погрешность фильтра Боксера–Талера изменяет свой знак по сравнению с максимальными погрешностями при большем числе значащих десятичных разрядов знак. Эта погрешность имеет большое значение (14,8%) и наступает позже в 1,4 раза, чем у билинейного фильтра.

Снижение погрешности измерения тока вида (19), по сравнению с аналоговым фильтром, при малом числе значащих десятичных разрядов настораживает. Вполне возможно, что при измерении токов других переходных процессов погрешность измерения станет не меньше, чем у аналогового фильтра, а больше.

Таким образом, для рассматриваемого назначения предпочтительным можно считать цифровой билинейный фильтр.

Литература

1. Гловацкий В. Г., Пономарев И. В. Современные средства релейной защиты и автоматики электросетей: 4 электронная версия. — Киев: Компания ЭНЕРГОМАШВИН, 2004. — 630 с. E-mail: emv@emv.kiev.ua.
2. Казанский В. Е. Измерительные преобразователи тока в релейной защите. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 240 с.
3. Хьюлсман Л. П. Активные фильтры. — М.: Мир, 1972. — 516 с.
4. Карташкин А. С. Линейные цифровые фильтры. Вопросы и задачи. — М.: Радио, 1995. — 136 с.
5. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. — СПб.: Питер, 2003. — 604 с.
6. Васильев В. П., Муро Э. Л., Смольский С. М. Основы теории и расчета цифровых фильтров. — М.: Академия, 1997. — 272 с.
7. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. — М.: Физматгиз, 1963. — 968 с.
8. Соловьев Д. Б., Богодайко И. А. Измерительный модуль на операционных усилителях // Практическая силовая электроника, №43, 2011 г. — С. 46–48.
9. Деч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования. — М.: Наука, 1971. — 288 с.

Кувшинов Геннадий Евграфович, д. т. н., профессор кафедры судовой энергетики и автоматики Дальневосточного федерального университета (г. Владивосток), тел.: (423) 2432489, e-mail: kuvsh@marine.febras.ru;

Соловьев Денис Борисович, к. т. н., доцент отделения энергетики и электротехники Дальневосточного федерального университета (г. Владивосток), тел.: (423) 2361812, e-mail: solovev.aspirant@mail.ru;

Веревкин Владимир Федорович, д. т. н., заведующий кафедрой электрооборудования судов Морского государственного университета (г. Владивосток), тел.: (423) 249-78-17, e-mail: verevkin@msun.ru.

Н. Н. Петросян

ИНДУКТИВНО-ЕМКОСТНЫЕ НАКОПИТЕЛИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК

N. N. Petrosyan

Inductance-Capacitance Electrical Energy Storages
For Electrotechnical Installations

Рациональный выбор схем, определение оптимальных параметров элементов и режимы работы в преобразователях для заряда накопительного конденсатора, важнейшая задача при построении лазерных и других электротехнологических установок аналогичного типа. В работе рассматриваются электромагнитные процессы в схемах резистивно-емкостных и индуктивно-емкостных накопителей энергии, позволяющие получить наиболее оптимальные режимы и параметры преобразователей.

Ключевые слова: схемы зарядки емкостных накопителей энергии, оптимальные параметры, оптимальные режимы, резистивно-емкостный накопитель, индуктивно емкостный накопитель.

Rational selection of structures, determination of optimal parameters of elements as well as operation modes for converters meant for charging energy storage capacitor is the most important task during design of laser and other electrotechnical installations of the same type. The paper considers electromagnetic processes occurring in resistive-capacitance and inductance-capacitance energy storages, that allow to obtain the most optimal modes and parameters for such converters.

Key words: capacitive energy storages charging circuits, optimal parameters, optimal modes, resistive-capacitance and inductance-capacitance energy storages.

Известно, что генераторы импульсных токов лазерных и электрогидравлических установок представляют собой емкостные накопители с зарядными и разрядными цепями и цепями управления, обеспечивающие формирование в нагрузке мощных импульсов с большой скважностью при частотах повторения до 50–100 Гц. В этих установках нагрузкой являются импульсные газоразрядные лампы накачки или канал разряда в жидкости. От схем зарядки и цепей управления зависят стабилизация или изменение в заданных пределах накопленной энергии, поддержание и изменение по заданному закону тока, напряжения, потребляемой во время зарядки выходной мощности, КПД и других показателей [1–6].

В настоящее время используются много разных схем накопителей, однако как показывает анализ, наиболее распространенные являются индуктивно-емкостных преобразователи (ИЕП), так как эти преобразователи наиболее полно отвечают требованиям электротехнологии. Свойство ИЕП стабилизировать выходной ток при питании от сети переменного напряжения промышленной частоты используется в системах питания импульсных и непрерывных лазерных и электрогидравлических установок. Анализ процессов, происходящих в индуктивно-емкостных преобразователях, а также методам инженерного расчета и вопросам оптимизации их параметров посвящены многочисленные исследования [1–10]. Наиболее глубоко и полно результаты исследований изложены в работах [1, 5, 7–9]. В большинстве исследования ИЕН проводилось, как правило, при линейной нагрузке и в установившемся режиме работы. Учитывая, что

условие максимума КПД зарядного контура обеспечивается при заряде конденсатора от источника тока, в некоторых работах предложено использовать реактивные четырехполюсники также и в преобразователях для заряда накопительных конденсаторов через выпрямитель [3, 4].

Распространение выводов, полученных при исследовании линейной системы, на систему с нелинейными элементами в рассматриваемом случае можно объяснить, в первую очередь, сложностью анализа процессов в нелинейных системах с диодами.

В некоторых исследованиях [6, 7] предпринята попытка обойти сложности анализа системы с нелинейной нагрузкой и доказать правомерность распространения выводов, полученных для линейной системы, на нелинейную цепь с полупроводниковыми диодами. В этих работах экспериментальным путем показано, что при условии равенства собственной частоты контура LC реактивного четырехполюсника частоте питающего напряжения среднее значение тока на выходе индуктивно-емкостного преобразователя, работающего в режиме заряда накопительного конденсатора через выпрямитель, остается примерно постоянным. Вопрос о том, как изменится стабильность тока и не улучшатся ли энергетические характеристики системы при определенной расстройке контура LC , остается открытым. Кроме того, в известных исследованиях при определении условий максимума КПД принимаются во внимание потери лишь в одном зарядном контуре преобразователя и не учитываются потери во входном контуре, оказывающие существенное влияние на КПД преобразователя в целом.

В указанных работах рассмотренные схемы полупроводниковых преобразователей характеризуются общим недостатком – неравномерностью мощности, потребляемой от источника в процессе передачи энергии в накопительный конденсатор. При питании от сети или источника большой мощности (по сравнению с максимальной потребляемой мощностью) этот недостаток обычно не оказывает существенного влияния на качество системы. В этом случае оптимальное соотношение значений параметров элементов преобразователя следует определить по критерию максимума КПД, учитывая при необходимости также и другие энергетические показатели, например коэффициент мощности, установленные мощности отдельных элементов.

При питании от автономного источника ограниченной мощности неравномерность нагрузки оказывает существенное влияние на энергетические характеристики и массу автономного источника. В связи с этим возникает необходимость в разработке и исследовании полупроводниковых преобразователей, обеспечивающих оптимальные параметры системы в целом, с учетом энергетических характеристик и массы источника.

В работе рассматриваются схемы зарядки емкостных накопителей энергии, с целью выявления наиболее оптимальных режимов и параметров преобразователей.

Существуют многочисленные схемы зарядки емкостных накопителей энергии, наиболее простым из них является схема зарядки через токоограничивающие резисторы (рис. 1а), однако при этом КПД невысок.

Известно [1, 4], что для получения закона изменения цепи тающего напряжения, при котором достигается КПД зарядки более 0,5 для цепи, изображенной на рис.1, необходимо решить вариационную задачу о минимуме потерь в активном сопротивлении R зарядной цепи, т. е. о минимуме функции

$$W_R = \int_0^{T_3} i^2 R dt = RC^2 \int_0^{T_3} \left(\frac{du_C}{dt} \right)^2 dt, \quad (1)$$

где T_3 – время зарядки.

Функция W_R имеет минимум при

$$u_C = [U_{Cном} - U_C(0)]t/T_3 + U_C(0). \quad (2)$$

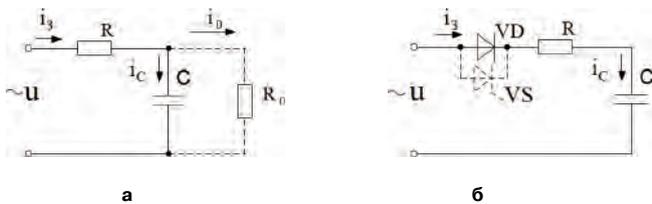


Рис. 1. Основные схемы зарядной цепи: а – заряд через резистор; б – заряд от источника переменного напряжения через диод и резистор

Здесь $U_{Cном}$ – номинальное напряжение, до которого необходимо зарядить конденсатор, имеющий в начале процесса напряжение $U_C(0)$.

Из (1), (2) следует, что минимальные потери соответствуют линейному нарастанию напряжения на конденсаторе, т. е. при постоянном зарядном токе:

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} = const. \quad (3)$$

Энергия потерь определяется с помощью (2) и (3)

$$W_R = \frac{RC^2 (U_{Cном} - U_C(0))^2}{T_3}, \quad (4)$$

а КПД зарядки можно определить следующим выражением:

$$\eta_3 = \frac{W_H}{W_H + W_R} = \frac{1}{1 + 2RC/T_3}, \quad (5)$$

где W_H – энергия, запасаемая в накопителе.

Как видно из (5) при уменьшении R либо увеличении времени зарядки T_3 КПД увеличивается.

Обеспечение $i_3 = const$ возможно путем зарядки конденсатора от источника, линейно нарастающего напряжения или от источника тока.

При наличии сопротивления утечки конденсатора R_0 зарядный ток равен сумме токов, протекающих через емкость C и сопротивление утечки R_0 :

$$i_3 = i_C + i_0 = C \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R_0}. \quad (6)$$

При этом потери энергии

$$W_R = \int_0^{T_3} (i_3^2 R + i_0^2 R_0) dt \quad (7)$$

и минимум потерь получаются при $U_C(0) = 0$:

$$u_C = U_{Cном} \frac{\text{sh}(at)}{\text{sh}(aT_3)}, \quad (8)$$

где $a = (1 + R_0/R)^{0,5}/(R_0C)$.

Когда R_0 достаточно велико, можно принять $\text{ch}\theta = 1$ и $\text{sh}\theta = 0$. Тогда

$$u_C = U_{Cном} \frac{t}{T_3}; \quad (9)$$

$$i_3 = \frac{U_{Cном}}{T_3 R_0} (R_0 C + t), \quad (10)$$

Как следует из (10), ток зарядки увеличивается во времени линейно и в конце зарядки при начальных условиях $i_3(0) = U_{Cном} C/T_3$, достигает значения

$$I_{3.к.} = U_{Cном} \frac{U_{Cном} C}{T_3} + \frac{U_{Cном} C}{R_0}. \quad (11)$$

Из (11) видно, что при уменьшении T_3 и достижении условия $U_{Cном}/R_0 \ll U_{Cном} C/T_3$ вместо линейно нарастающего тока $i_C = \text{const}$, можно взять ток $I_{3.к.}$. Но при этом увеличивается ток зарядки и потери в R. Однако при чрезмерно большом T_3 должны расти потери в сопротивлении утечки R_0 .

Из выше сказанного следует, что время заряда T_3 имеет оптимум, определяемый минимумом потерь во время зарядки.

При $i_3 = \text{const}$

$$i_3 = U_{Cном} \frac{C}{T_3}. \quad (12)$$

Тогда из (7), (12) получим

$$W_R = RC^2 U_{Cном}^2 \left(\frac{1}{T_3} + \frac{T_3}{3RR_0 C^2} \right). \quad (13)$$

Из условия $\partial W_R / \partial T_3 = 0$ получим W_{Rmin} , при

$$T_{3.опт} = C \sqrt{3RR_0}. \quad (14)$$

Из (13), (14) в безразмерных величинах легко получить

$$W_R^* = \frac{W_R}{CU_{Cном}^2} = \sqrt{\frac{R}{3R_0}} \left(\frac{T_{3.опт}}{T} + \frac{T}{T_{3.опт}} \right). \quad (15)$$

Графики потерь в относительных величинах W_R^* по выражению (15), показаны на рис. 2.

Из них видно, что при наличии R_0 и R в разрядной цепи оптимизация времени зарядки позволяет увеличить КПД устройства при условии, что время от окончания процесса зарядки емкостного накопителя до его разряда мало по сравнению со временем зарядки. В противном случае оптимизация времени зарядки теряет смысл, так как потери в R_0 при $U_C =$

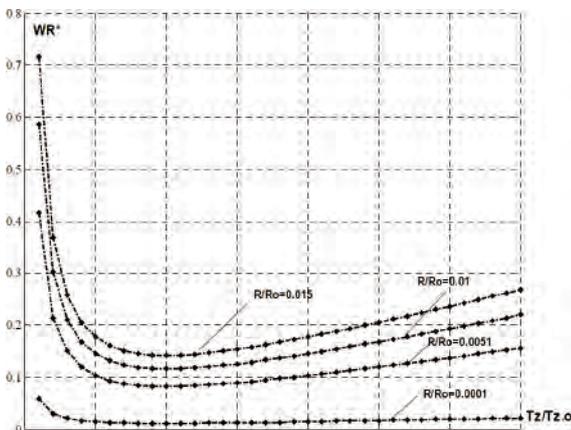


Рис. 2. Графики изменения потерь в зарядной цепи для схемы рис. 1б

$= U_{Cном}$ пропорциональны времени от момента окончания зарядки до момента разряда накопителя [3].

В ряде случаев наиболее простым и приемлемым является зарядка емкостного накопителя через диод и токоограничивающий резистор (рис. 1б).

Для схемы на рис. 1б с учетом, что $i_3 = i_C = i$ действительно уравнение

$$i \cdot R + \frac{1}{C} \int i dt = U_m \sin(\omega t + \varphi). \quad (16)$$

При $\varphi = 0$ для первого цикла зарядки легко можно получить:

$$i = \frac{U_m C \omega}{1 + (\omega \tau)^2} \left[\omega \tau \sin \omega t + \cos \omega t - e^{-t/\tau} \right]; \quad (17)$$

$$u_C = \frac{U_m}{1 + (\omega \tau)^2} \left[\sin \omega t - \omega \tau \cos \omega t - \omega C e^{-t/\tau} \right], \quad (18)$$

где ω – угловая частота; $\tau = RC$ – постоянная времени цепи зарядки.

Если $\tau = \pi/\omega$, т. е. больше полупериода питающего напряжения, то зарядка осуществляется за несколько периодов. При этом во время первого полупериода зарядка начинается при $t = (+0)$ и прерывается в момент, когда напряжение питания становится равным напряжению на конденсаторе C, т. е. при

$$U_m \sin \omega t = u_C(t_1); i(t_1) = 0. \quad (19)$$

Из (17) получим

$$e^{-t_1/\tau} = \omega \tau \sin \omega t_1 + \cos \omega t_1, \quad (20)$$

откуда определяется t_1 .

Следующий цикл зарядки начинается с момента t_1 .

При условии $\tau \ll T_3$ из (17) получим максимальное значение зарядного тока:

$$I_{3max} = \frac{U_m C \omega}{2\pi [1 + (\omega \tau)^2]}. \quad (21a)$$

Поскольку $U_m = U_{Cном}$ то действующее значение зарядного тока можно определить

$$I_3 = \frac{U_m C \omega}{2\sqrt{2} [1 + (\omega \tau)^2]}. \quad (21б)$$

КПД процесса зарядки, определяемый как отношение энергии, запасаемой в емкостном накопителе, ко всей потребляемой энергии определяется аналогично выражению (5)

$$\eta_3 = \frac{1}{1 + \frac{\pi^2}{4} \cdot \frac{\tau}{T_3}}. \quad (22)$$

Как видно из (22), при $\tau \ll T_3$ КПД η_3 близок к единице. Причина получения такого высокого КПД состоит в следующем. При $T_3 = T/4 \gg \tau$ напряжение

на емкостном накопителе почти безынерционно следует за кривой питающего синусоидального напряжения, которая при $t \leq \pi/(3\omega)$ близка к прямой, т. е. до $\sqrt{3}U_m/2 \approx 0,85U_m$ конденсатор заряжается почти постоянным током, и только в течение времени, равного приблизительно $\pi/(6\omega)$ – почти постоянным напряжением. Недостатком данной схемы является низкое использование мощности питающего трансформатора (до 0,35). Этот недостаток частично устраним при двухполупериодном выпрямлении входного напряжения.

Более гибким, нежели описанные, методом зарядки накопителя по заданному закону является зарядка с использованием управляемого выпрямителя (рис. 1б – пунктир), так как, изменяя угол отпирания вентиля, можно реализовать желаемый режим зарядки.

Вентиль VS включается в конце каждого полу-периода, причем по мере зарядки конденсатора момент включения вентиля смещается до момента, когда $U_m \sin \omega t = U_m$. При этом максимальное значение тока и средний ток во время зарядки могут быть примерно постоянны, что обеспечивает высокий КПД процесса зарядки.

Зарядка емкостного накопителя с помощью управляемого выпрямителя в какой-то мере эквивалентна амплитудной модуляции при импульсной зарядке конденсатора [1, 4]. Рассмотрим более подробно этот процесс. Считая, что на вход RC-цепи подается ступенчатое напряжение, увеличивающееся во времени (амплитудная модуляция), допустим, что длительности ступенек одинаковы и равны $\tau_{и}$, а напряжения различны и равны m_1E, m_2E и т. д. Устанавливаем $\tau_{и} > 3RC$. Тогда зарядка осуществляется импульсным током, прекращающимся к моменту начала следующей ступеньки. Легко показать, что в пределах ступеньки

$$i = \frac{U_C - U_{C0}}{R} e^{-\delta t}; \quad (23)$$

$$u_C = U_C (1 - e^{-\delta t}) + U_{C0} e^{-\delta t}, \quad (24)$$

где $\delta = 1/RC, U_C = m_1E, U_{C0} = m_{k-1}E$.

Активные потери во время k -й ступени равны:

$$W_{ПК} = R \int_0^{\tau_{и}} i_k^2 dt = CE^2 \frac{(m_k - m_{k-1})^2}{2}.$$

Суммарные потери за время зарядки ($m_n = 1$)

$$\sum_{k=1}^n W_{ПК} = \frac{CE^2}{2} \left[\sum_{k=1}^{n-1} (m_k - m_{k-1})^2 + (1 - m_{k-1})^2 \right]. \quad (25)$$

Очевидно, потери будут минимальными, если напряжения всех ступеней равны, а число их $n \rightarrow \infty$. Тогда зарядное напряжение, выражаемое ступенчатой числовой последовательностью, стремится к линейно нарастающему, а ток – к постоянному. Поэтому при $\tau_{и} \rightarrow \tau$ КПД зарядки равен [1]:

$$\eta_3 = \frac{n}{n+1}. \quad (26)$$

Это означает, что $\eta_3 \rightarrow 1$ при $T_3/\tau_{и} \gg 1$ и $n \gg 1$.

Однако амплитудную модуляцию, особенно при большом числе ступеней, осуществить гораздо трудней, нежели широтно-импульсную (ШИМ) или частотно-импульсную (ЧИМ) [7, 8].

В случае использования ШИМ при $T = \text{const}$, скважность импульсов должна уменьшаться. Поскольку зарядное напряжение неизменно и условием осуществления ШИМ является малая длительность каждого зарядного импульса по сравнению с постоянной времени зарядки [1, 7].

Как было показано выше, только в определенных условиях можно получить высокий КПД зарядки и при наличии токоограничивающих резисторов.

Однако гораздо более эффективной является зарядка емкостного накопителя от источника постоянного напряжения с КПД, приближающимся к единице. На рис. 3 показаны три схемы таких преобразователей. На рис. 3а представлена наиболее простая схема зарядки емкостного накопителя от источника напряжения через линейную индуктивность L и фиксирующий диод VD (либо транзистор, тиристор VS).

Анализ схем колебательном LC контуром на входе которого подключен источник постоянного

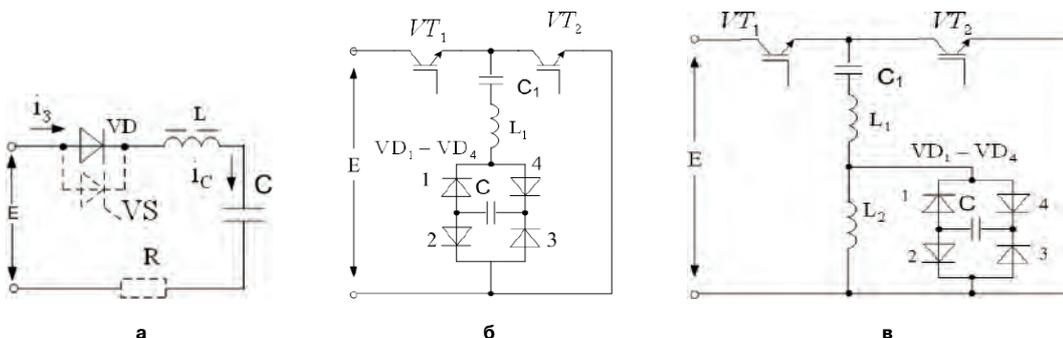


Рис. 3. Последовательные инверторы для зарядки накопителей

напряжения E достаточно широко рассмотрены в литературе [1, 4–6], по этому мы здесь приведем лишь некоторые обобщенные результаты, при этом считается, что диод мгновенно запирается при изменении направления зарядного тока, а суммарные активные потери сосредоточены в резисторе R .

При нулевых начальных условиях и колебательном характере зарядки напряжение на емкостном накопителе к концу полупериода и резонансной зарядки T_3 определяется [1]

$$U_{C_{\max}} = E(1 + e^{-\pi/2Q}) = E\gamma, \quad (27)$$

где γ – коэффициент перенапряжения;

$Q = \sqrt{L/C}/R$ – добротность контура.

Если $Q \geq 1,5$, то зарядный ток определяется

$$i = \frac{E}{\sqrt{L/C}} e^{-\omega_0 t/2Q}. \quad (28)$$

Из (28) получим значение среднего и действующего значений зарядного тока:

$$I_{3, \text{cp}} = \frac{E}{\sqrt{L/C}} \frac{\gamma}{\pi q}; \quad (29)$$

$$I_{3, \text{cp}} = \frac{E}{\sqrt{L/C}} e^{-\pi/4Q} \sqrt{\frac{2}{q}}, \quad (30)$$

где q – скважность, равная отношению периода следования зарядных циклов к времени зарядки.

Активные потери в процессе зарядки при $q = 1,4Q^2 \gg 1$ определяются

$$W_R = \frac{U_C^2 C}{2\gamma^2} (1 - e^{-\pi/Q}) = \frac{W_C}{\gamma} (1 - e^{-\pi/2Q}), \quad (31)$$

где $W_C = U_C^2 C/2$.

Из (27) и (31) получим КПД цепи зарядки, при $q = 1$

$$\eta_3 = \frac{W_C}{W_C + W_R} = \frac{1 - e^{-\pi/2Q}}{2} = \frac{\gamma}{2}. \quad (32)$$

Таким образом, при колебательной зарядке по схеме рис. 3а КПД процесса зарядки равно относительных перенапряжений уменьшенных вдвое.

Описанная схема широко применяется для зарядки конденсаторов относительно небольшой емкости. Зарядка мощных конденсаторов большой емкости с целью получения импульсов сильных токов в мощных лазерных или электрогидравлических установках требует применения больших по габаритам и массе дросселей.

Принципиального уменьшения габаритов токоограничивающих реактивных элементов можно достичь при использовании вспомогательных на-

копителей, работающих на повышенных и высоких частотах в силовой цепи последовательного инвертора (рис. 3б.). Схема на рис. 3б позволяет заряжать емкостный накопитель C через колебательную цепь $L1, C1$. При включении в начале зарядки, например, транзистора $VT1$ происходит колебательная зарядка последовательно включенных конденсаторов C и $C1$ через дроссель $L1$ от источника постоянного напряжения. Процесс зарядки аналогичен выше описанному, для схемы рис. 3а. При включении транзистора $VT2$ конденсатор $C1$ должен перезарядиться. Однако конденсатор C подключен к силовой цепи последовательного инвертора через выпрямитель $VD1$ – $VD4$, вследствие чего конденсатор C не перезарядится, а дозарядится.

Так как емкость $C1$ выбирается на порядок меньше, чем C , процесс накопления заряда в конденсаторе C происходит за достаточно большое количество зарядно-разрядных циклов инвертора. При этом возможно с помощью малогабаритных реактора $L1$ и конденсатора $C1$ заряжать емкостные накопители значительной энергией по любому закону (изменением частоты запуска тиристоров) и при достижении накопителем заданного напряжения прекращать процесс зарядки.

Данной схеме присуща интересная особенность. В начале зарядки, когда напряжение на конденсаторе C близко к нулю, схема работает в колебательном режиме с большим током цепи $L1$ – $C1$ и конденсатор C быстро заряжается (см. временные диаграммы рис. 4 полученные *PSpice* моделированием для схем рис. 3б, в). По мере зарядки из-за ненулевых начальных условий напряжения на $L1$ и $C1$ начинают уменьшаться, что эквивалентно увеличению сопротивления в силовой цепи последовательного инвертора. При некотором напряжении U_C , примерно равном напряжению питания, зарядка конденсатора C прекращается.

Схема на рис. 3в отличается тем, что в ней содержится дроссель $L2$, при этом и в начале и в конце процесса зарядки схема последовательного инвертора работает в колебательном режиме с большим током, что позволяет заряжать емкостный накопитель при одном и том же напряжении питания до практически любого напряжения, прекращая в нужный момент подачу управляющих импульсов к ключам.

Это достоинство, а также простота, высокий КПД, малые габариты и масса зарядного устройства делают весьма перспективным использование этой схемы для зарядки энергоемких емкостных накопителей энергии. С их помощью возможна также реализация принципа потребления и передачи в нагрузку неизменной мощности при условии резкого изменения полного сопротивления нагрузки. Для этого в схеме на рис. 3в во время зарядки непрерывно уменьшают частоту импульсов запуска по мере зарядки накопителя (рис. 4.).

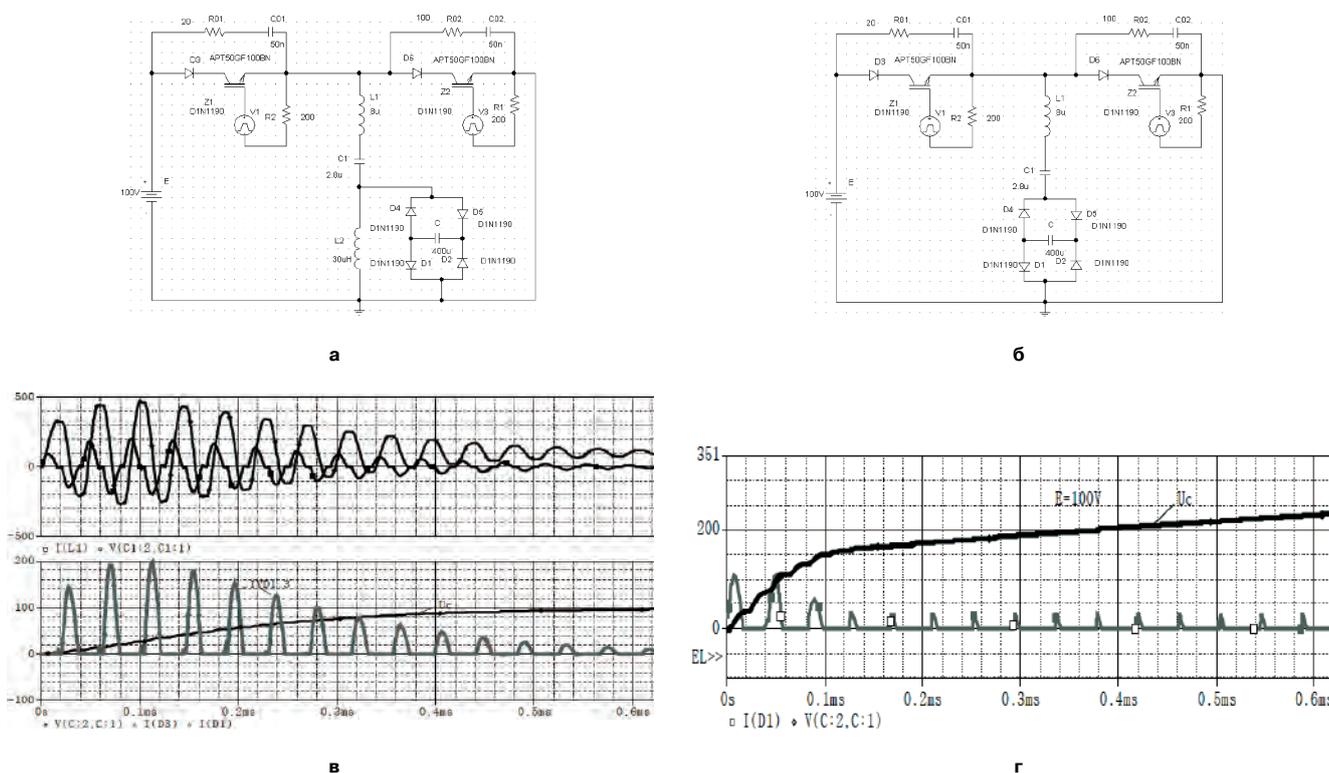


Рис. 4 Временные диаграммы напряжений конденсаторов (накопительного и резонансного контура) и токов через индуктивность L1 и диоды выпрямителя: а, б – PSpice модели схем рис. 3; в – временные диаграммы для схемы рис. 3б; г – для схемы рис. 3в.

Временные диаграммы рис. 4, для схем рис. 3а, б получены, при следующих параметрах схем (схемы рис. 4а, б): $E = 100 \text{ В}$; $C_1 = 2,8 \text{ мкФ}$; $L_1 = 8,0 \text{ мкГн}$; $C = 100 \text{ мкФ}$; $f = 25 \text{ кГц}$, $L_2 = 30 \text{ мкГн}$.

Как видно, схема рис. 3в позволяет, зарядить конденсатор до напряжения в несколько раз больше, чем напряжения питания, а схема рис. 3б – до напряжения питания. Причем ток по указанным выше причинам в начале заряда значительно больше, чем в конце.

Другой класс базовых преобразователей составляют зарядные преобразователи, неотъемлемой частью которых являются накопители, передающие энергию в нагрузку (конденсатор C) и потребляющие ее от источника ограниченными порциями и называемые дозаторами энергии [8].

На рис. 5 приведены, наиболее распростра-

ненные схемы зарядных устройств с емкостными дозаторами. Схема рис. 5а позволяет заряжать накопитель до напряжения, не превышающего половины напряжения источника питания, а схема на рис. 5б до напряжения источника питания.

Отметим, что чаще приходится заряжать емкостной накопитель энергии до напряжений, значительно превышающих напряжение источника питания. В этом случае нельзя обойтись без трансформатора (рис. 5в) (либо необходимо использовать дополнительный дроссель, аналогично схеме рис. 3в), а для снижения его массогабаритных показателей желательно повысить частоту перемагничивания магнитопровода.

На рис. 6 показаны результаты анализа преобразователя по схеме рис. 5в, полученные моделированием при следующих значениях параметров

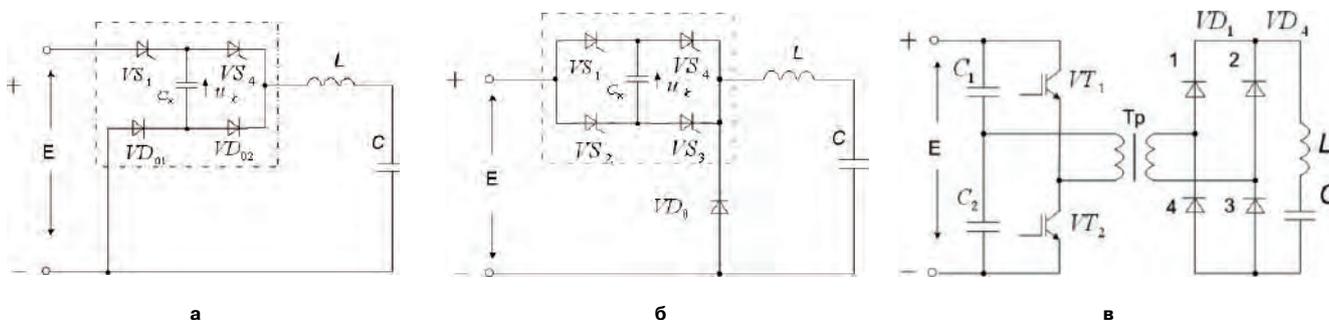
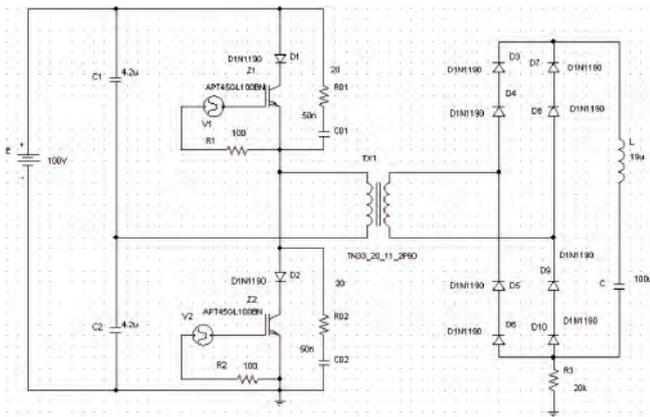
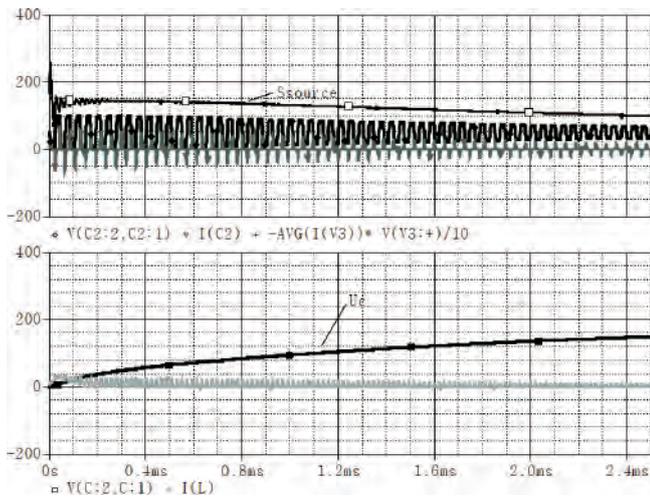


Рис. 5 Схемы зарядных устройств с дозаторами энергии: а – полумостовая; б – мостовая; в – транзисторная схема с выходным трансформатором



а



б

Рис. 6. Временные диаграммы анализа преобразователя по схеме рис. 5в, полученные PSpice моделированием

схемы (рис. 6а): $E = 100$ В, $C_1 = C_2 = 4,2$ мкФ, $L = 19$ мкГн, $C = 100$ мкФ, $f = 1/T = 25$ кГц, коэффициент трансформации трансформатора $k_T = 2$.

Общим свойством всех схем на рис. 5 является постоянство энергии, передаваемой в накопитель на каждом зарядном импульсе (масштабированное значение потребляемой средней мощности “Ssource”). Поэтому в нерегулируемых зарядных устройствах, где частота переключений ключевых элементов постоянна, эти схемы обеспечивают постоянство гладкой составляющей потребляемой мощности [8].

Отметим, что в настоящее время достаточно широко освещены процессы зарядки емкостных накопителей от источника тока и источника напряжения, по сравнению с зарядкой от источников неизменной мощности.

Известны схемы, обеспечивающие не измененность мощности получаемые путем последовательного и параллельного соединения источников напряжения и тока [9], а также путем зарядки промежуточных накопителей от источника переменного напряжения прямоугольной формы.

В работах [1,10] получены уравнения переходных процессов для текущего значения заряда q , при зарядке конденсатора от источника неизменной мощности P , когда накопительный конденсатор C подключается через последовательно соединенных сопротивление R и индуктивность L , которое является нелинейным уравнение 2-го порядка. Решить это уравнение можно только численными методами, поэтому общее решение здесь не рассматривается:

$$Li \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i^2 = P. \quad (33)$$

Решение уравнения (33) при нулевых начальных условиях получено в следующем виде

$$i = \sqrt{\frac{P}{R} \left(1 - e^{-\frac{2Rt}{L}} \right)}. \quad (34)$$

Интересно также сравнить времена зарядки заданной емкости C до заданного напряжения U , от источников тока, напряжения и от источника ограниченной мощности.

Если источник питания представляет собой источник тока, то время зарядки

$$T_3 = U^2 C / P. \quad (35)$$

Если емкость заряжается через дроссель и диод прямо от источника напряжения, то легко показать [1], что

$$T_3 = 0,785 U^2 C / P. \quad (36)$$

При зарядке от источника неизменной мощности, то с учетом, что $CU^2 = 2PT_3$, получим

$$T_3 = 0,5 U^2 C / P. \quad (37)$$

Сравнивая (35), (36) и (37) можно заключить, что использование источника неизменной мощности позволяет достичь наименьшего времени зарядки.

Выводы

В статье определены законы изменения зарядного тока и условий, при которых достигается наиболее высокие значения КПД.

– Наиболее высокие показатели получаются при заряде накопительного конденсатора постоянным током.

– Оптимизация времени зарядки позволяет увеличить КПД устройства при условии, что время окончания зарядки емкостного накопителя до его разряда мало по сравнению с временем зарядки.

– При зарядке накопительного конденсатора через диод и токоограничивающий резистор от источника переменного напряжения при $RC \gg (1/\omega)$, можно представить процесс как ШИМ.

Для этого полусинусоиду напряжения можно представить эквивалентной прямоугольной ступенькой с уменьшающейся длительностью.

— Показана перспективность схем ИЕН где осуществляется дозированная передача энергии в накопительный конденсатор, причем здесь для получения напряжения, многократно превышающего напряжение источника питания, необходим трансформатор, либо дополнительный дроссель.

— использование источника неизменной мощности позволяет достичь наименьшего времени зарядки.

Литература

1. *А. Л. Лившиц, М. А. Отто.* Импульсная электротехника. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 352 с.: ил.
2. *Волков И. В., Пентегов И. В.* Оптимальные процессы заряда емкостных накопителей. — Изв. Вузов СССР. Энергетика, 1967, № 4, С. 25–28.
3. *Грамаков А. А., Фефелов А. П., Чернышев А. В.* Высокоэффективные источники накачки для непрерывных твердотельных лазеров. / “Лазерные системы и их применение”, Сборник научных трудов, Москва, 2004, С. 45–46.
4. *Кныш В. А.* Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов. — Л.: Энергоиздат. Ленингр. Отд-ние, 1981. — 160 с.
5. *Опре В.* Индуктивный заряд емкостных накопителей // Силовая Электроника 2008, № 4, С. 42–46.
6. *Волков И. В., Слободян Л. Р., Липковская И. П.* Переходные режимы индуктивно емкостных преобразователей. — В. Кн.: Вопросы теории и расчета устройств преобразовательной техники. — Киев: Наукова думка, 1968. С. 123–126.
7. *Волков И. В., Вакуленко В. М.* Источники электропитания лазеров. — Киев: 1976. 176 с.
8. *Булатов О. Г., Иванов В. С., Панфилов Д. И.* Полупроводниковые зарядные устройства емкостных накопителей энергии. — М.: Радио и связь, 1986. — 160 с.
9. *Милях А. Н., Волков И. В.* Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. — Киев: Наукова думка, 1974. — 216 с.
10. *Полищук Ю. А.* К заряду конденсатора от источника постоянного напряжения. В кн.: Проблемы технической электродинамики. Вып. 19. — Киев: Ин-т электродинамики АН УССР, 1969, С. 159–161.

Петросян Норик Нагапетович, д. т. н., заведующий кафедрой электронной техники Государственного инженерного университета Армении (ГИУА) (Политехник), тел.: (099) 32-94-62, e-mail: npetrosyan@seua.am или v-khotanan@yandex.ru.

Ю. П. Тихомиров

БАЛЛАСТЫ ЛЮМИНЕСЦЕНТНЫХ ЛАМП НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ КОНТРОЛЛЕРАХ

Y. P. Tikhomirov

Ballasts for fluorescent lamps with chip controllers

В статье представлена типовая структура ПРА для люминесцентных ламп на основе контроллеров. Балласт, который сделан на микросхеме IR2520, описан в качестве примера.

Ключевые слова: люминесцентная лампа, балласт, резонанс, крест-фактор.

The article presents the typical structure of ballast for fluorescent lamp based on controllers. The ballast implemented with the chip IR2520, is described as an example.

Keywords: fluorescent lamp, ballast, resonance, crest factor.

Преимущества электронных балластов перед электромагнитными — более высокая светоотдача при такой же мощности, минимальное или отсутствующее мерцание на двойной частоте сетевого питания, высокий коэффициент мощности, — определяют их широкое применение в составе светильников с люминесцентными лампами.

Схемотехника электронных балластов постоянно совершенствуется, но в любой схеме балласта последовательно с лампой установлен дроссель, стабилизирующий рабочий режим лампы. Для создания высокого напряжения запуска лампы, как правило, в электронных балластах используют тот же дроссель, подключив параллельно лампе конденсатор: образовавшийся последовательный колебательный контур раскачивают, начав с частоты много выше резонанса и постепенно снижая частоту.

Простота реализации запуска лампы и коррекции тока рабочего режима лампы изменением частоты питания определила то, что именно принцип скольжения частоты питания сверху вниз, от повышенной стартовой частоты до относительно низкой рабочей частоты, с прохождением через частоту резонанса пускового контура, служит основой всех выпускаемых в настоящее время интегральных контроллеров электронных балластов люминесцентных ламп.

Функциональные схемы контроллеров балластов. Общие концепции

Интегральные контроллеры балластов люминесцентных ламп, выпускаемые в настоящее время, выполнены на основе аналоговой схемотехники. В корпусе микросхемы контроллера размещены функциональные модули собственно контроллера и драйвер, управляющий высоковольтными МОП-ключами полумоста. Упрощенная (без цепей защиты) функциональная схема интегрального контроллера балласта, реализующего управление по описанному выше принципу приведена на рис. 1.

Контроллер балласта содержит генератор линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН), к выходу которого подключен генератор, управляемый напряжением (ГУН), и драйвер верхнего и нижнего ключей полумоста. В последние версии контроллеров балласта (например, IR2166) [1] обычно вводят генератор задержки 1 начала изменения частоты относительно момента снятия блокировки полумоста по питанию, задающий время предварительного прогрева нитей накала ламп пропорционально величине $C1$.

Начальное и конечное напряжение на выходе ГЛИН задается резисторами $R1$ и $R2$ соответственно, а скорость изменения выходного напряжения задается конденсатором $C2$. При этом, минимальное напряжение на выходе ГЛИН соответствует максимальной частоте ГУН, а максимальное значение напряжения — минимальной частоте ГУН. Диапазон частот генерации ГУН задается конденсатором $C3$.

Работает контроллер балласта следующим образом:

После того, как стартовое значение напряжения питания на контроллере будет достигнуто, устройство контроля питания снимет блокировку включения ключей выходного полумоста и запустит генератор задержки 1. Выходной сигнал этого генератора блокирует запуск ГЛИН, и напряжение на его выходе минимально и не меняется до прекращения сигнала задержки. Частота f_0 , генерируемая



Рис. 1. Функциональная схема типового контроллера балласта люминесцентных ламп

ГУН, при этом максимальна и не меняется. Поскольку частота $f_0 \gg f_{рез.}$, практически все напряжение полумоста приложено к дросселю L (рис.4), и нити накала ламп, подключенные к дополнительным обмоткам, намотанным на дросселе балласта L, прогреваются.

В тот момент, когда прекращается блокировка ГЛИН сигналом генератора задержки 1, начинается нарастание напряжения на выходе ГЛИН. Скорость нарастания задается конденсатором C2. Вместе с ростом напряжения на выходе ГЛИН, начинается снижение частоты ГУН, которая постепенно приближается к резонансной частоте пускового контура, вызывая рост напряжения на лампе.

При достижении напряжения пробоя межэлектродного промежутка лампы, рабочая точка скачком перемещается с кривой “пусковое напряжение” на кривую “рабочего тока”, и далее перемещается по этой кривой до достижения минимальной частоты ГУН, в которой достигается оптимальный для лампы рабочий ток. Минимальная частота ГУН задается резистором R2. Применяются и другие функционально эквивалентные схемы ограничения верхней и нижней частот.

Контроллер балласта IR2520 (фирмы “International Rectifier”)

Примером одного из наиболее простых и дешевых контроллеров балласта люминесцентных ламп может служить контроллер балласта фирмы “International Rectifier”, интегральная микросхема IR2520 [2], выполненная в 8-выводном корпусе DIP или SOIC. Эта микросхема не содержит отдельного генератора задержки, задающего время предварительного прогрева накалов ламп: время прогрева задается начальной частотой и темпом скольжения частоты от максимальной до частоты зажигания лампы. Блок-схема балласта на интегральном контроллере этого типа, поясняющего его работу, приведена на рис. 2.

Контроллер балласта, на схеме обведенный пунктирной рамкой, содержит:

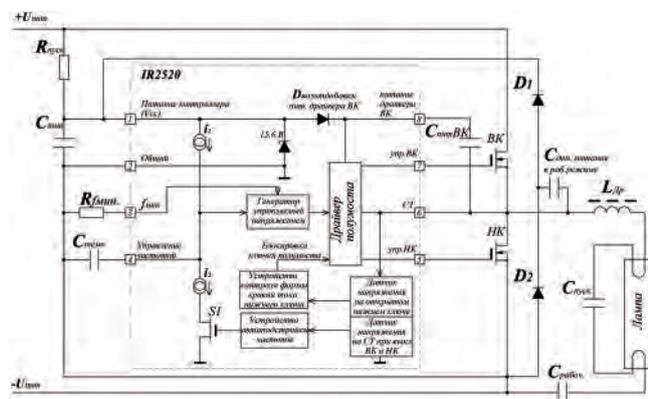


Рис. 2. Балласт люминесцентной лампы на базе контроллера IR2520

- основные функциональные узлы, необходимые для работы балласта, в том числе:
 - генератор линейно нарастающего напряжения, параметры которого задаются навесным конденсатором C_темп;
 - генератор, управляемый напряжением, с ограничением минимальной частоты навесным резистором R_f_min;
 - драйвер полумоста, который включает в себя драйверы нижнего и верхнего ключей;
 - цепь питания драйвера верхнего ключа (диод D вольтдобавки, установленный внутри микросхемы, и навесной конденсатор фильтра питания C_пит.ВК);
- Узлы, обеспечивающие питание контроллера в режиме подготовки запуска, пуска и в рабочем режиме, в том числе:
 - цепь, обеспечивающая питание контроллера при включении, образованная резистором R_пуск и конденсатором C_пит.;
 - Цепь питания контроллера в рабочем режиме, образованная диодами D1, D2 и конденсатором C_доп.питания, обеспечивающая компенсацию дополнительно тока, потребляемого контроллером в рабочем режиме.
- Устройства защиты балласта при возникновении аварийных ситуаций, встроенные в микросхему контроллера:
 - схема защиты от превышения допустимого тока при пуске и при работе, образованная датчиком тока открытого нижнего ключа и устройством контроля формы кривой тока по соотношению пикового значения тока к среднему его значению (крест-фактор);
 - цепь защиты балласта от работы вблизи частоты рабочего резонанса и при емкостном характере нагрузки. В эту цепь входит устройство контроля напряжения на средней точке драйверов верхнего и нижнего ключа на “мертвом” интервале, т. е. когда оба ключа выключены, и устройство автоподстройки частоты в сторону ее повышения;
 - устройство блокировки ключей при недостаточном напряжении питания (такое устройство содержится во всех подобных контроллерах, оно на схеме не показано).

**Работа балласта на контроллере IR2520
Режим пуска**

После подачи питания на балласт, током, ограниченным резистором R_пуск, заряжается конденсатор C_пит. напряжение на нем растет и, когда оно станет достаточным для обеспечения работоспособности всех цепей контроллера ($U_{мин.пуск} = 11,5 \dots 13,9 \text{ В}$) снимается блокировка выходных ключей балласта, и на его выходе появляется напряжение начальной (максимальной) частоты. Конденсатор C_доп.питания при открытом верхнем ключе заряжается до на-

пряжения питания через этот ключ и диод D2, а при закрытом ВК и открытом НК разряжается на конденсатор Спит., подзаряжая его. Емкость конденсатора $C_{\text{доп.питания}}$ выбирается таким образом, чтобы ток подзарядки $C_{\text{пит.}}$ обеспечивал компенсацию увеличения потребляемого балластом тока во всех режимах работы балласта.

Это важно, так как, если тока дополнительной подзарядки $C_{\text{пит.}}$ недостаточно, при включении рабочего режима контроллера и драйверов напряжение на $C_{\text{пит.}}$ начинает падать, и, как только оно достигнет минимально допустимого ($U_{\text{откл}} = 9,0 \dots 11,0 \text{ В}$), выходные ключи будут заблокированы (оба закроются). Контроллер перейдет в стартовый режим и будет находиться в нем до тех пор, пока конденсатор не зарядится через $R_{\text{пуск}}$ до $U_{\text{мин.пуск}}$. Начнется процесс самопроизвольного включения – выключения балласта по цепи блокировки по питанию.

Режим зажигания

Если питание при работе контроллера и драйверов поддерживается на достаточном уровне, генератор нарастающего напряжения, образованный источником тока i_1 и конденсатором $C_{\text{темп}}$ начинает заряжаться. Скорость нарастания напряжения на его выходе линейна и зависит от величины $C_{\text{темп}}$. Это напряжение подается на генератор, управляемый напряжением.

По мере роста управляющего напряжения, частота генератора снижается, и приближается к резонансу пускового контура. Во время снижения частоты, накалы ламп прогреваются, а напряжение на лампе и ток пускового контура растут, пока лампа не зажжется, после чего балласт переходит в рабочий режим.

Если лампа не зажжется, при дальнейшем плавном приближении к частоте резонанса ток вырастет настолько, что сердечник дросселя начнет входить в насыщение. В результате, форма кривой тока изменится: на максимуме кривой тока появятся выбросы, которые будут увеличиваться по мере приближения к резонансу.

Контроллер балласта содержит специальное устройство, контролирующее форму тока открытого нижнего ключа. Ток контролируется по падению напряжения на открытом нижнем ключе, внутренним датчиком напряжения, подключаемым к цепям контроля только во время, когда нижний ключ открыт. Поскольку открытый ключ имеет характеристику активного сопротивления, напряжение на нем пропорционально току. Параметром контроля является “крест-фактор”, определяющийся как соотношение пикового значения тока к его среднему значению за период: чем больше выбросы тока, тем больше крест-фактор (CF). При достижении значения $CF = 5$ срабатывает защита, отключающая оба выходных ключа. Поскольку CF не зависит от величины сопротивления ключа, срабатывание за-

щиты не зависит от типа примененного ключа и от разброса параметров ключей.

Снятие блокировки после срабатывания защиты производится отключением питания балласта на время, за которое Спит разрядится (обычно от 30 с до 1 мин).

Рабочий режим

Если лампа зажглась, она шунтирует резонансный конденсатор и напряжение на лампе резко снижается до рабочей величины. Частота генератора продолжает снижаться, при этом ток цепи увеличивается за счет снижения индуктивного сопротивления дросселя на меньшей частоте. Частота снижается до тех пор, пока не достигнет минимума, задаваемого резистором $R_{f\text{min}}$, и далее сохраняется. Напряжение питания $U_{\text{пит}}$ и элементы балласта ($L_{\text{др}}$, $C_{\text{рабоч}}$) рассчитываются таким образом, чтобы на частоте f_{min} на лампе обеспечивалась номинальная мощность.

В процессе работы изменяются параметры лампы (она стареет), что приводит к уменьшению мощности, отдаваемой в лампу в рабочем режиме. Для работы балласта это не опасно. Но при работе лампы могут возникать изменения параметров элементов цепи (индуктивности дросселя L и емкости рабочего металлопленочного конденсатора C1), приводящие к сдвигу рабочего резонанса рабочего контура к f_{min} , а это может приводить к значительному росту тока лампы и мощности на лампе и к перегреву балласта. Еще более опасно появление межвиткового замыкания в дросселе, при котором резко падает его индуктивность и импеданс рабочего контура на частоте f_{min} вместо индуктивного становится емкостным.

В контроллере балласта IR2520 предусмотрена стабилизация режима работы лампы, которая обеспечивается за счет автоподстройки частоты генератора в сторону ее увеличения. Автоподстройка основана на том, что при нормальной работе балласта, за счет индуктивного характера нагрузки (рабочего контура низкой добротности рис. 1, образованного $L_{\text{др}}$, $C_{\text{рабоч}}$, r, $R_{\text{д}}$), после выключения верхнего ключа ток дросселя продолжается в том же направлении. Цепь тока дросселя при выключенных ключах замыкается через диод D2, и на средней точке в течении “мертвого” времени, когда оба ключа выключены, напряжение составит приблизительно $-0,7$ вольта. Смена направления тока через дроссель произойдет уже после включения НК. Таким образом, на СТ в течении “мертвого” времени напряжение составит $-0,7 \text{ В}$.

Вблизи резонанса, даже при индуктивном характере нагрузки, индуктивность дросселя отдаст свою энергию в лампу до того, как закончится “мертвое” время. После этого ток цепи рабочего контура прекратится и, поскольку напряжение конденсатора C1 окажется приложенным плюсом к СТ, диод D2

закроется и, от момента прекращения тока дросселя до открывания НК, к средней точке будет приложено положительное напряжение в десятки вольт.

Подключение средней точки выхода драйверов ключей к схеме обнаружения положительного напряжения, входящей в устройство АПЧ, производится с помощью внутреннего высоковольтного ключа, подключающего СТ к схеме контроля напряжения только на “мертвого” промежутке времени и отключающего СТ на в остальное время.

Если на участках “мертвого” времени положительного напряжения не обнаружено, схема АПЧ не вырабатывает импульсов, ключ $S1$ закрыт и балласт работает на минимальной частоте.

При обнаружении положительного напряжения на СТ на “мертвом” времени, устройство формирует короткий импульс, который на соответствующее ему время откроет ключ $S1$. Ключ подключит к конденсатору $C_{\text{темп}}$ цепь разряда, ограниченного вторым стабилизатором тока i_2 , через который конденсатор за время импульса немного разрядится. Напряжение на выходе ГУН немного снизится, что приведет к увеличению частоты и отодвинет ее от резонанса. На интервале между импульсами коррекции частоты, источник тока i_1 подзаряжает конденсатор $C_{\text{темп}}$, сдвигая частоту вниз. Через несколько периодов, напряжение на $C_{\text{темп}}$ снова повысится до уровня, при котором частота генератора снизится и приблизится к резонансу до появления положительного напряжения на СТ на участке “мертвого” времени. И снова произойдет корректировка частоты. В результате, средняя рабочая частота сдвинется вверх, компенсируя изменения параметров элементов цепи.

Чем больше будут меняться со временем параметры цепи, тем большая потребует корректировка частоты, а с ней и более существенное снижение напряжения, управляющего этой частотой. Мини-

мальное допустимое напряжение управления частотой в контроллере IR2520 составляет 1 В: если для корректировки частоты потребуются дальнейшее снижение управляющего частотой напряжения, произойдет блокировка выходных ключей и аварийное отключение балласта.

При резком изменении параметров цепи лампы, например, в результате межвиткового пробоя в дросселе, реактивное сопротивление цепи лампы на минимальной рабочей частоте становится емкостным. В этом случае, напряжение на СТ становится высоким положительным на всем участке “мертвого” времени. Напряжение, управляющее частотой, в этом случае скатывается до 1 вольта всего за несколько периодов, и балласт отключается.

Методы и схемы защиты, примененные в балласте IR2520, редко применяются в других интегральных микросхемах балластов, где чаще применяются более традиционные технические решения, где сигналы тока снимают с шунтов, включенных в цепи ограничиваемых токов, а напряжения — с резистивных делителей. В то же время, принципы управления пусковым и рабочим режимами лампы, описанные на примере контроллера IR2520, применяются практически во всех современных электронных балластах.

Литература

1. International Rectifier. Data Sheet No. PD60198-D IR2166(S) URL: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/irf/ir2166.pdf>.
2. International Rectifier. Data Sheet No. PD60212 Rev A IR2520D(S) URL: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/irf/ir2520d.pdf>.

Тихомиров Юрий Павлович, инженер-схемотехник ЗАО “Петушинский металлический завод”, тел.: +7 921 406-04-64, e-mail: yuri_tikh@mail.ru.

И. В. Капустин

РАЗРАБОТКА УНИВЕРСАЛЬНОЙ МОДЕЛИ ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ, ОПИСЫВАЮЩЕЙ ВСЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ

I. V. Kapustin

Design of Boost Converter General Model Describing All Operating Modes

Рассмотрен подход к разработке обобщенных математических моделей импульсных преобразователей электрической энергии как объектов управления, учитывающих различные режимы работы и основанный на методе усредненных переменных состояния. Предлагаемая модель позволяет проводить анализ и синтез замкнутых систем управления электроэнергетическими параметрами преобразователей.

Ключевые слова: импульсный преобразователь энергии, широтно-импульсная модуляция, ШИМ, математическая модель, пространство состояний, метод усреднения.

The paper describes an approach to switch mode electrical energy converters as controlled objects general simulation models design taking into account different kinds of operating modes and based on averaged state variables. The model suggested hereafter enables analysis and synthesis of closed-loop control systems converters electric parameters.

Key words: switched mode electric energy converter, pulse-width modulation (PWM), simulation model, state space, averaging method.

Импульсные преобразователи электрической энергии, позволяющие решать проблемы энергосбережения в широких масштабах, являются динамическими системами с периодически коммутируемыми параметрами. За счет периодической, относительно высокочастотной коммутации реализуется принцип их работы. Регулирование и управление выходными электроэнергетическими параметрами осуществляется с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ) коммутирующих периодических функций. В течение периода коммутации схема преобразователя может несколько раз изменять свою структуру и иметь несколько интервалов непрерывности. При этом количество интервалов непрерывности зависит от режима работы и нагрузки преобразователя.

Повышающий преобразователь напряжения (рис. 1а) имеет три интервала непрерывности в режиме прерывистых токов и два – в режиме непрерывных токов [1]. Обобщенная математическая модель преобразователя для целей управления должна отражать как статические свойства и регулировочные характеристики преобразователя независимо от режима работы, так

и динамические свойства и характеристики, позволяющие проводить синтез замкнутых систем управления, адаптирующихся к текущему режиму работы и к переходу из одного режима в другой. На основе такой универсальной модели преобразователя возможно создание адаптивных систем управления, обеспечивающих высокое качество функционирования преобразователя, устойчивую и надежную работу при различных внешних условиях и нагрузках с высокими электроэнергетическими показателями.

Рассмотрим построение для целей автоматического управления обобщенной математической модели повышающего преобразователя напряжения на основе усреднения переменных состояния, отражающей как режимы прерывистых, так и непрерывных токов, а также переходы из одного режима в другой.

Режим прерывистых токов является наиболее сложным и специфичным, поэтому будем рассматривать построение математической модели повышающего преобразователя напряжения как объекта управления, начиная с режима прерывистых токов. На рис. 2 показаны сигналы токов и напряжений элементов преобразователя в течение периода коммутации на различных интервалах непрерывности в режимах прерывистых (РПТ) и непрерывных (РНТ) токов.

На каждом интервале непрерывности внутри периода коммутации T_S схема преобразователя описывается определенной системой линейных дифференциальных уравнений. Рассмотрим работу преобразователя на каждом из интервалов непрерывности.

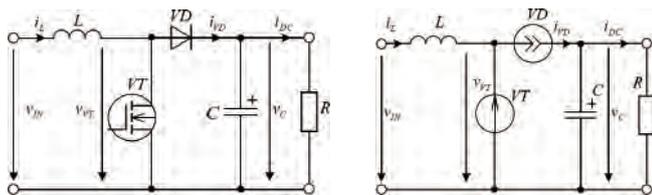


Рис. 1. Схема импульсного повышающего преобразователя постоянного напряжения (а); усредненная схемная модель преобразователя (б)

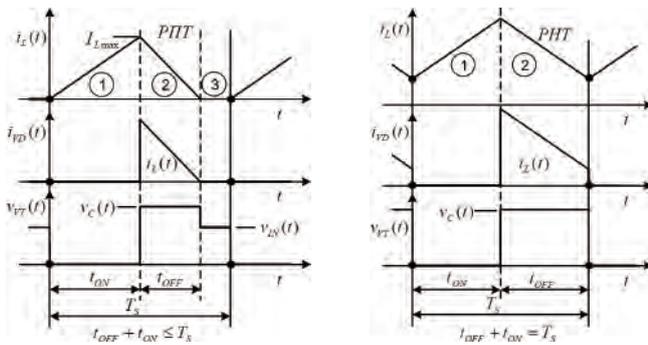


Рис. 2. Диаграммы токов и напряжений на элементах преобразователя в режиме прерывистых токов (а), в режиме непрерывных токов (б)

Интервал накопления энергии в индуктивности

Длительность данного интервала t_{ON} определяется длительностью управляющего импульса открывающего транзисторный ключ. На интервале $t \in [0, t_{ON}]$ транзисторный ключ открыт, все входное $v_{IN}(t)$ напряжение приложено к индуктивности L. Поведение схемы на интервале накопления описывается в базисе переменных состояния следующей системой дифференциальных уравнений второго порядка

$$\begin{cases} \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \cdot v_{IN}(t), \\ \frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{1}{RC} \cdot v_C(t), \end{cases}, t \in [0, t_{ON}]; i_L(0) = 0, \quad (1)$$

где $[i_L(t), v_C(t)]^T$ – вектор переменных состояния, $i_L(t)$ – ток входной индуктивности, $v_C(t)$ – напряжение выходной емкости, $v_{IN}(t)$ – внешнее входное напряжение. Напряжения $v_{IN}(t)$ и $v_C(t)$ являются медленно изменяющимися переменными, в течение периода коммутации T_S они остаются практически постоянными $v_{IN}(t) = v_{IN}$, $v_C(t) = v_C$.

На интервале накопления происходит линейное нарастание тока индуктивности $i_L(t)$ от нулевого уровня (рис. 2)

$$i_L(t) = \frac{v_{IN}}{L} \cdot t \quad (2)$$

и накопление в ней энергии. При этом диод находится под обратным напряжением и закрыт, выходная цепь отделена от входной, емкость C медленно разряжается через сопротивление нагрузки R. К концу интервала t_{ON} ток индуктивности возрастает до максимального значения

$$I_{Lmax} = \frac{v_{IN}}{L} \cdot t_{ON} \quad (3)$$

Интервал отдачи энергии индуктивностью и заряда конденсатора

Во время интервала отдачи энергии транзисторный ключ VT закрыт, а диод VD – открыт под

действием суммы входного напряжения и э.д.с. самоиндукции индуктивности L. К индуктивности приложена разность входного и выходного напряжений. Ток индуктивности, линейно снижаясь от максимального уровня I_{Lmax}

$$i_L(t) = I_{Lmax} - \frac{v_C - v_{IN}}{L} \cdot t \quad (4)$$

протекает через диод VD и заряжает выходной конденсатор. На данном интервале ток диода определяется током индуктивности $i_{VD}(t) = i_L(t)$ и накопленная в индуктивности энергия отдается в нагрузку. При этом схеме соответствует система дифференциальных уравнений в пространстве состояний в том же базисе что и на интервале накопления

$$\begin{cases} \frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L} \cdot v_C(t) + \frac{1}{L} \cdot v_{IN}(t), \\ \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_L(t) - \frac{1}{RC} \cdot v_C(t), \end{cases} t \in [t_{ON}, t_{ON} + t_{OFF}], \quad i_L(t_{ON}) = I_{Lmax} \quad (5)$$

Длительность интервала отдачи энергии в режиме прерывистых токов определяется временем от момента закрывания транзисторного ключа до момента снижения тока индуктивности от I_{Lmax} до нуля

$$t_{OFF} = \frac{L \cdot I_{Lmax}}{v_C - v_{IN}} \quad (6)$$

В результате длительность интервала t_{OFF} является зависящей от длительности интервала накопления t_{ON} , которая является управляющим воздействием, и от соотношения входного и выходного напряжений

$$t_{OFF} = \frac{v_{IN}}{v_C - v_{IN}} \cdot t_{ON} \quad (7)$$

Сумма двух рассмотренных интервалов в режиме прерывистых токов остается меньше периода коммутации

$$t_{ON} + t_{OFF} = \frac{v_C}{v_C - v_{IN}} \cdot t_{ON} \leq T_S \quad (8)$$

Интервал отсечки (характерен только для режима прерывистых токов)

На данном интервале ток индуктивности равен нулю, при этом не происходит ни накопление, ни передача энергии. Транзисторный ключ и диод закрыты, происходит только разряд выходной емкости. Длительность интервала отсечки t_{CTF} определяется от момента снижения тока индуктивности до нуля в конце интервала отдачи до момента окончания периода коммутации

$$t_{CTF} = T_S - t_{ON} - t_{OFF} \quad (9)$$

Интервалу отсечки соответствует следующая система дифференциальных уравнений

$$\begin{cases} \frac{di_L(t)}{dt} = 0; \\ \frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{1}{RC} \cdot v_C(t); \end{cases} \quad t \in [t_{ON} + t_{OFF}, T]; \quad i_L(t_{ON} + t_{OFF}) = 0. \quad (10)$$

Управление током и выходным напряжением преобразователя при широтно-импульсной модуляции (ШИМ) осуществляется путем изменения длительности открытого состояния транзисторного ключа t_{ON} , т. е. длительности интервала накопления энергии. При этом будет изменяться длительность и соотношение других интервалов t_{OFF} и t_{CTF} , поскольку изменяется ток индуктивности. Однако сумма трех интервалов постоянна и равна периоду коммутации $t_{ON} + t_{OFF} + t_{CTF} = T_S$.

Приведенные системы дифференциальных уравнений (1), (5), (10) для различных интервалов непрерывности имеют единый базис переменных состояния $[i_L(t), v_C(t)]^T$ — ток индуктивности и напряжение емкости, общее внешнее воздействие $v_{IN}(t)$, а отличаются только коэффициентами в правой части. Эти системы могут быть объединены и представлены одной общей системой дифференциальных уравнений справедливой для всех интервалов, для любого момента времени с помощью ступенчатых периодических коммутирующих функций, определяющих каждый из интервалов непрерывности на периоде коммутации:

$$d_{ON}(t) = d_{ON}(t + T_S) = \begin{cases} 1, & t \in [0, d_{ON} \cdot T_S]; \\ 0, & t \in [d_{ON}, (d_{ON} + d_{OFF}) \cdot T_S]; \\ 0, & t \in [(d_{ON} + d_{OFF}) \cdot T_S, T_S]; \end{cases} \quad (11)$$

$$d_{OFF}(t) = d_{OFF}(t + T_S) = \begin{cases} 0, & t \in [0, d_{ON} \cdot T_S]; \\ 1, & t \in [d_{ON}, (d_{ON} + d_{OFF}) \cdot T_S]; \\ 0, & t \in [(d_{ON} + d_{OFF}) \cdot T_S, T_S]; \end{cases} \quad (12)$$

$$d_{CTF}(t) = d_{CTF}(t + T_S) = \begin{cases} 0, & t \in [0, d_{ON} \cdot T_S]; \\ 0, & t \in [d_{ON}, (d_{ON} + d_{OFF}) \cdot T_S]; \\ 1, & t \in [(d_{ON} + d_{OFF}) \cdot T_S, T_S]; \end{cases} \quad (13)$$

где $d_{ON} = t_{ON}/T_S$ — относительная длительность интервала накопления энергии в индуктивности (коэффициент заполнения управляющих импульсов), соответственно $d_{OFF} = t_{OFF}/T_S$, $d_{CTF} = t_{CTF}/T_S$, причем $d_{ON} + d_{OFF} + d_{CTF} = 1$, $d_{ON}(t) + d_{OFF}(t) + d_{CTF}(t) = 1$.

В результате, умножая каждую систему (1), (5), (10) на соответствующую коммутирующую функцию (11), (12), (13), и суммируя их, получим единую общую систему дифференциальных уравнений, описывающую электромагнитные процессы в преобразователе в произвольный момент времени t на любом периоде

$$\begin{cases} \frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L} v_C \cdot d_{OFF}(t) + \frac{1}{L} v_{IN}(t) \cdot [d_{ON}(t) + d_{OFF}(t)], \\ \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} i_L(t) \cdot d_{OFF}(t) - \frac{1}{RC} v_C(t). \end{cases} \quad (14)$$

Эта система является системой дифференциальных уравнений с разрывными периодическими (с периодом T_S) коэффициентами, моменты переключения которых на периоде коммутации изменяются в процессе управления. Для текущего момента времени общая система (14) превращается в одну из частных систем (1), (6), (10). Использовать такую систему для анализа и синтеза замкнутых систем управления преобразователями затруднительно и практически не представляется возможным.

При управлении электроэнергетическими параметрами импульсных преобразователей для потребителя представляют интерес не высокочастотные внутренние колебания, а средние значения переменных выходных токов и напряжений за период коммутации T_S . Средние значения переменных могут рассматриваться как непрерывные, относительно медленно изменяющиеся постоянные составляющие ряда Фурье сигналов на периоде коммутации T_S для текущего момента времени t [2]

$$\overline{x(t)} = \langle x(t) \rangle_0 = \frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t x(\tau) d\tau. \quad (15)$$

На основе оператора усреднения (15) преобразуем общую систему для мгновенных значений переменных (14) в систему для средних значений входящих в уравнения компонентов на периоде коммутации T_S для текущего момента времени t

$$\begin{cases} \frac{d\overline{i_L(t)}}{dt} = -\frac{1}{L} \overline{v_C(t)} \cdot \overline{d_{OFF}(t)} + \frac{1}{L} \overline{v_{IN}(t)} \cdot [\overline{d_{ON}(t)} + \overline{d_{OFF}(t)}], \\ \frac{d\overline{v_C(t)}}{dt} = \frac{1}{C} \overline{i_L(t)} \cdot \overline{d_{OFF}(t)} - \frac{1}{RC} \overline{v_C(t)}. \end{cases} \quad (16)$$

Только в том случае, когда одна или обе переменные функции времени имеют незначительную величину высших гармонических составляющих (пульсаций) и изменяются относительно медленно можно пользоваться приближенным определением среднего произведений как произведения средних значений.

В данном случае медленно изменяющимися переменными с небольшим уровнем пульсаций, практически постоянными на периоде коммутации

являются входное напряжение $v_{IN}(t)$ и выходное напряжение емкости $v_C(t)$. Тогда для средних значений слагаемых правой части первого уравнения можно получить простые соотношения

$$\overline{v_C(t) \cdot d_{OFF}(t)} = \overline{v_C(t)} \cdot \overline{d_{OFF}(t)} = \overline{v_C(t)} \cdot d_{OFF};$$

$$\overline{v_{IN}(t) \cdot [d_{ON}(t) + d_{OFF}(t)]} = \overline{v_{IN}(t)} \cdot \overline{[d_{ON}(t) + d_{OFF}(t)]} = (17)$$

$$= \overline{v_{IN}(t)} \cdot (d_{ON} + d_{OFF}).$$

В тоже время необходимо учитывать, что ток индуктивности $i_L(t)$ в режиме прерывистых токов имеет значительные пульсации на периоде, соизмеримые с постоянной составляющей (рис. 2) и для среднего значения первого слагаемого правой части второго уравнения системы (16) подобным упрощением нельзя воспользоваться поскольку

$$\overline{i_L(t) \cdot d_{OFF}(t)} \neq \overline{i_L(t)} \cdot \overline{d_{OFF}(t)}$$

С учетом полученных соотношений для средних значений (17) представим систему для средних значений (9) в следующем виде

$$\begin{cases} \frac{d\overline{i_L(t)}}{dt} = -\frac{1}{L}\overline{v_C(t)} \cdot d_{OFF} + \frac{1}{L}\overline{v_{IN}(t)} \cdot (d_{ON} + d_{OFF}), \\ \frac{d\overline{v_C(t)}}{dt} = \frac{1}{C}\overline{i_L(t)} \cdot d_{OFF}(t) - \frac{1}{RC}\overline{v_C(t)}. \end{cases} \quad (18)$$

Полученная система уравнений не является системой в усредненных переменных состояния, поскольку слагаемое $\overline{i_L(t) \cdot d_{OFF}(t)}$ не выражено через усредненные переменные состояния.

Для определения среднего значения произведения $\overline{i_L(t) \cdot d_{OFF}(t)}$ воспользуемся непосредственно аналитическим представлением (2), (4) колебаний мгновенных значений тока индуктивности $i_L(t)$ (рис. 2). При этом среднее значение $\overline{i_L(t) \cdot d_{OFF}(t)} = \overline{i_{VD}(t)}$, являющееся средним значением тока диода заряжающего конденсатор С, будет вычислено точно на основе реальной формы колебаний тока индуктивности $i_L(t)$ и коммутирующей функции $d_{OFF}(t)$, без какихлибо допущений о малости переменных составляющих этих сигналов.

В результате вычисляя среднее значение тока диода в соответствии с выражением для мгновенного значения тока диода и его формы (рис. 2) на интервале t_{OFF} получим

$$\overline{i_{VD}(t)} = \overline{i_L(t) \cdot d_{OFF}(t)} =$$

$$= \frac{1}{T_S} \int_{t-T_s}^t i_L(\tau) \cdot d_{OFF}(\tau) d\tau = \frac{I_{Lmax}}{2} \cdot d_{OFF}. \quad (19)$$

Для приведения системы уравнений (18) к усредненным переменным состояния необходимо выразить среднее значение тока диода $\overline{i_{VD}(t)}$ через среднее значение тока индуктивности $\overline{i_L(t)}$, которое является переменной состояния. Для установления между ними взаимосвязи вычислим $\overline{i_L(t)}$ аналогично (19)

$$\overline{i_L(t)} = \frac{1}{T_S} \int_{t-T_s}^t i_L(\tau) d\tau =$$

$$= \frac{1}{T_S} \int_{t-T_s}^{t-t_{CTF}} i_L(\tau) d\tau = \frac{I_{Lmax}}{2} \cdot (d_{ON} + d_{OFF}). \quad (20)$$

Сравнивая полученные выражения для средних значений тока диода (19) и тока индуктивности (20), установим их взаимосвязь

$$\frac{\overline{i_{VD}(t)}}{\overline{i_L(t)}} = \frac{d_{OFF}}{d_{ON} + d_{OFF}} = \frac{v_{IN}}{v_C}, \quad (21)$$

$$\overline{i_{VD}(t)} = \overline{i_L(t)} \cdot \frac{v_{IN}}{v_C} = \overline{i_L(t)} \cdot \frac{d_{OFF}}{d_{ON} + d_{OFF}} \quad (22)$$

Как видно (22), полученная взаимосвязь нелинейно зависит от текущей относительной длительности интервала отдачи $d_{OFF}(t)$. И только в граничном режиме, сумма интервалов накопления и отдачи равна периоду коммутации $d_{ON}(t) + d_{OFF}(t) = 1$ и эта зависимость становится линейной

$$\overline{i_{VD}(t)} = \overline{i_L(t)} \cdot d_{OFF}. \quad (23)$$

С учетом установленной взаимосвязи (22) получим систему дифференциальных уравнений, описывающую электромагнитные процессы в преобразователе в базисе усредненных переменных состояния для режима прерывистых токов

$$\begin{cases} \frac{d\overline{i_L(t)}}{dt} = -\frac{1}{L}\overline{v_C(t)} \cdot d_{OFF} + \frac{1}{L}\overline{v_{IN}(t)} \cdot (d_{ON} + d_{OFF}); \\ \frac{d\overline{v_C(t)}}{dt} = \frac{1}{C}\overline{i_L(t)} \cdot \frac{d_{OFF}}{d_{ON} + d_{OFF}} - \frac{1}{RC}\overline{v_C(t)}. \end{cases} \quad (24)$$

Преобразуем правую часть первого уравнения этой системы с учетом (9) таким образом, чтобы слагаемое с входным напряжением $v_{IN}(t)/L$ вошло в уравнение с единичным коэффициентом, тогда другое слагаемое, согласно структуре схемы (рис. 1а), будет входить в уравнение с напряжением, представляющем собой среднее напряжение на транзисторном ключе $v_{VT}(t)$:

$$-\frac{1}{L}\overline{v_C(t)} \cdot d_{OFF} + \frac{1}{L}\overline{v_{IN}(t)} \cdot (d_{ON} + d_{OFF}) =$$

$$= -\frac{1}{L}\overline{v_C(t)} \cdot \frac{d_{OFF}}{d_{ON} + d_{OFF}} + \frac{1}{L}\overline{v_{IN}(t)}; \quad (25)$$

$$\overline{v_C(t)} \cdot \frac{d_{OFF}}{d_{ON} + d_{OFF}} = \overline{v_{VT}(t)}. \quad (26)$$

Результирующая система (24) в базисе усредненных переменных состояния будет иметь вид

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L} \bar{v}_C(t) \cdot \frac{d_{OFF}}{d_{ON} + d_{OFF}} + \frac{1}{L} \bar{v}_{IN}(t), \\ \frac{d\bar{v}_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \bar{i}_L(t) \cdot \frac{d_{OFF}}{d_{ON} + d_{OFF}} - \frac{1}{RC} \bar{v}_C(t). \end{cases} \quad (27)$$

Используя промежуточные переменные $\bar{i}_{VD}(t)$ и $\bar{v}_{VT}(t)$, ее можно представить в следующей форме

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L} \bar{v}_{VT}(t) + \frac{1}{L} \bar{v}_{IN}(t); \\ \frac{d\bar{v}_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \bar{i}_{VD}(t) - \frac{1}{RC} \bar{v}_C(t). \end{cases} \quad (28)$$

Системе уравнений (28) соответствует усредненная схема замещения (схемная модель) преобразователя для средних значений (рис. 16).

В режиме прерывистого тока d_{OFF} однозначно связана со средним током индуктивности (20). Из этого выражения определим текущее значение d_{OFF} в зависимости от управляющего воздействия d_{ON} и текущих значений усредненных переменных для режима прерывистого тока

$$\begin{aligned} (d_{ON} + d_{OFF}) &= \frac{2}{I_{Lmax}} \cdot \bar{i}_L(t) = \\ &= \frac{2\bar{i}_L(t) \cdot L}{v_{IN} T_S} \cdot d_{ON} = \frac{2\bar{i}_L(t) \cdot f_S L}{v_{IN}} \cdot d_{ON} \leq 1; \end{aligned} \quad (29)$$

$$d_{OFF} = \frac{2\bar{i}_L(t) \cdot f_S L}{v_{IN}} \cdot d_{ON} - d_{ON} \leq 1 - d_{ON}; \quad (30)$$

$$\begin{aligned} d &= \frac{d_{OFF}}{d_{ON} + d_{OFF}} = 1 - \frac{d_{ON}}{d_{ON} + d_{OFF}} = \\ &= 1 - \frac{v_{IN}}{2\bar{i}_L(t) \cdot f_S L} \cdot d_{ON}^2 \leq 1 - d_{ON}, \end{aligned} \quad (31)$$

где d – параметр управления.

Тогда система (28) в усредненных переменных состояния дополнится третьим алгебраическим нелинейным уравнением

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L} \bar{v}_C(t) \cdot d + \frac{1}{L} \bar{v}_{IN}(t); \\ \frac{d\bar{v}_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \bar{i}_L(t) \cdot d - \frac{1}{RC} \bar{v}_C(t); \\ d = \min \left(1 - \frac{v_{IN}}{2\bar{i}_L(t) \cdot f_S L} \cdot d_{ON}^2, 1 - d_{ON} \right). \end{cases} \quad (32)$$



Рис. 3. Временные диаграммы тока индуктивности при переходе из режима непрерывных токов в режим прерывистых токов

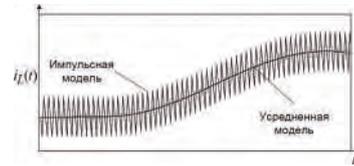


Рис. 4. Временные диаграммы тока индуктивности при переходе из режима прерывистых токов в режим непрерывных токов

Полученная система является обобщенной моделью и описывает процессы преобразователя как для режима прерывистых, так и непрерывных токов в зависимости от текущего состояния, нагрузки и входного напряжения.

С целью подтверждения полученных результатов проведено компьютерное имитационное моделирование преобразователя и сравнение результатов полученных на основе разработанной модели. На рис. 3 и 4 показаны процессы перехода преобразователя из режима непрерывных в режим прерывистых токов и наоборот.

Как видно результаты разработанной усредненной модели близки к результатам импульсной имитационной модели, что подтверждает справедливость предлагаемого подхода и позволяет использовать синтезированную обобщенную модель преобразователя для исследования режимов работы и синтеза замкнутых систем управления.

Литература

1. В. Мелешин. “Транзисторная преобразовательная техника”. - Техносфера, 2005.-632 с.
2. Sanders, Seth R., Noworolski, J. M., Liu, Xiaojun Z., Verghese, George C. Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits. – IEEE Trans. Power Electron., vol. 2, NO. 2. APRIL 1991.

Капустин И. В., аспирант, ведущий инженер ЗАО “Ирбис-Т”,
e-mail: Kapustin@shtyl.ru.

Ю. П. Тихомиров

ВЧ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ БАЛЛАСТОВ ЛЮМИНЕСЦЕНТНЫХ ЛАМП

Yuri Tikhomirov

HF converters for fluorescent lamps ballasts

В этой статье дается краткий обзор существующих технических решений по ВЧ преобразователям, используемых в ЭПРА люминесцентных ламп, на физической модели проанализированы токи и напряжения в цепи люминесцентной лампы при прямоугольном напряжении питания этой цепи в режиме резонансного запуска, режиме перестройки частоты и в рабочем режиме.

Ключевые слова: люминесцентная лампа, балласт, резонанс, полумост.

This article gives a short overview of existing technical solutions on HF converters, used in electronic ballasts for fluorescent lamps, on a physical model analyzed form of currents and voltages in the circuit of fluorescent lamp with a rectangular supply voltage of the lamp circuit in a startup mode, sweep frequency mode and run mode.

Keywords: fluorescent lamp, ballast, resonance, half bridge.

Основные преимущества электронных балластов перед электромагнитными – более высокая светоотдача при такой же мощности, минимальное или отсутствующее мерцание на двойной частоте сетевого питания, высокий коэффициент мощности, – достигаются за счет повышения частоты переменного тока питания ламп с частоты 50 Гц до 20–50 кГц [1].

Преобразование электрической энергии низкой частоты (50 Гц) в энергию высокой частоты происходит в 2 этапа: сначала ее преобразуют в энергию постоянного тока, обеспечивая при этом коррекцию коэффициента мощности [2], а затем энергию постоянного тока преобразуют в высокочастотную энергию питания люминесцентных ламп.

Схемотехника, принципы работы и согласование схем включения ламп в светильнике с выходом корректоров коэффициента мощности различных типов были рассмотрены в [3].

В настоящей статье сделан обзор схемотехнических решений основных типов преобразователей постоянного тока в переменный ток ВЧ, используемых в современных электронных балластах.

Предложена физическая модель, на которой наглядно показаны процессы формирования токов и напряжений в цепи люминесцентной лампы при прямоугольном напряжении питания этой цепи в режиме резонансного запуска, режиме перестройки частоты и в рабочем режиме.

Преобразование постоянного тока в переменный с помощью электронных коммутирующих устройств

Для того, чтобы преобразовать постоянный ток в переменный, необходимо переключать направление тока в нагрузке с заданной частотой. Величина напряжения на нагрузке при переключениях, как правило, не меняется – меняется только его полярность.

На рис.1а–в приведены распространенные схемы коммутирующих устройств, позволяющих решить эту задачу.

Мостовая схема, приведенная на рис.1а, образована четырьмя ключами К1–К4, включенными в плечи моста, в диагональ которого включена нагрузка. Ключи К1, К4 и К2, К3 открываются парами, поочередно. При этом, к нагрузке всегда

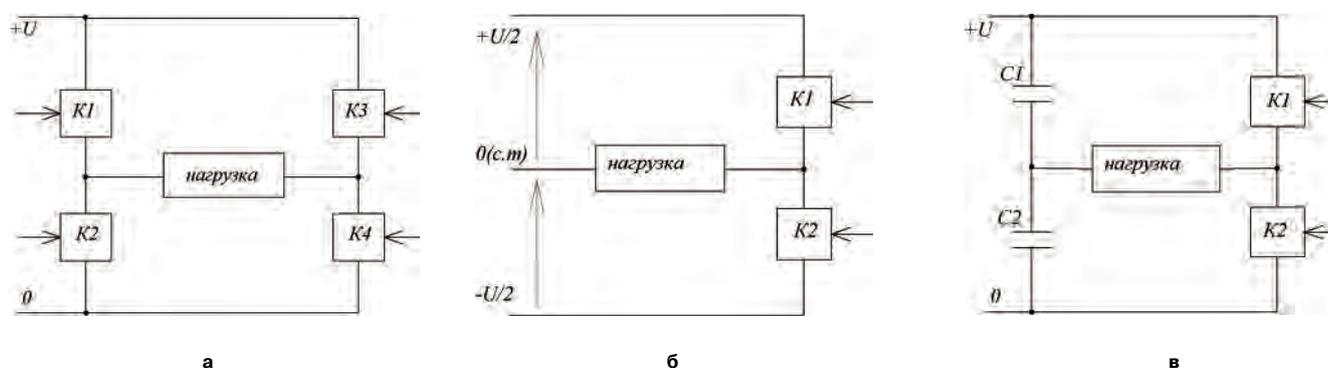


Рис. 1. Схемы коммутирующих устройств: мостовая (а); полумостовая с двуполярным источником питания (б); полумостовая для ВЧ применений с однополярным источником питания (в)

прикладывается полное напряжение источника питания U , а его полярность может меняться с частотой переключения пар ключей, от нуля до десятков килогерц.

Полумостовая схема (рис. 1б) содержит только два ключа (К1 и К2), переключающие один конец нагрузки поочередно на плюс или на минус источника питания с напряжением U , имеющим среднюю точку, к которой подключен второй конец нагрузки. Такой преобразователь может работать в том же диапазоне частот, что и по рис. 1а, но переменное напряжение на его выходе равно $U/2$ (половине напряжения источника питания).

Подобные схемы довольно широко применяются там, где требуется работа с низкой (от нуля до сотен герц) частотой, например, при построении источников питания металлогалогенных ламп. Для люминесцентных ламп, работающих на частотах в несколько десятков килогерц, применяют более простую и дешевую в реализации схему, приведенную на рис. 1в. В ней один конец нагрузки подключают к полумосту, а второй – через конденсатор к одному из полюсов источника питания, или через одинаковые конденсаторы к обоим полюсам источника. Преимущество последнего варианта в том, что после включения напряжение на средней точке делителя, образованного конденсаторами С1, С2 равно половине напряжения питания, что соответствует установившемуся режиму работы.

Цепь люминесцентной лампы в качестве нагрузки ВЧ преобразователя

Поскольку напряжение на выходе электронного преобразователя меняет знак скачком, его нагрузка не может быть емкостной: она должна быть или активной, или индуктивной. Вольтамперная характеристика люминесцентной лампы нелинейна, что также требует применения балласта, включенного последовательно с лампой. Поэтому в цепи лампы (рис. 2) всегда установлен дроссель L , который в рабочем режиме выполняет функцию индуктивного балласта.

Последовательная цепь, состоящая из люминесцентной лампы и дросселя, обеспечивает стабильный рабочий режим при ВЧ питании лампы.

Чтобы зажечь лампу, на нее потребуется подать напряжение, в несколько раз превышающее

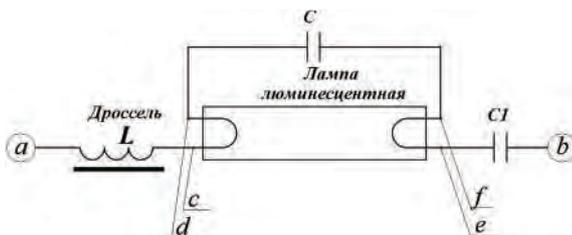


Рис. 2. Схема цепи люминесцентной лампы

рабочее. Это напряжение легче всего получить за счет раскачки последовательного колебательного контура, образованного дросселем L и пусковым (резонансным) конденсатором C , подключенным параллельно лампе.

Принцип раскачки контура наглядно поясняется диаграммами, приведенными на рис. 3.

На частоте, значительно превышающей частоту резонанса контура, все поданное прямоугольное напряжение приложено к дросселю L . При этом, ток дросселя (рис. 3, кривая $I(t)$) линейно нарастает на интервале от $-T_1/4$ до $T_1/4$ и линейно падает на интервале от $T_1/4$ до $-T_1/4$ (пила).

В общем случае, скорость нарастания прямо пропорциональна приложенному напряжению и обратно пропорциональна индуктивности дросселя L , тогда ток определяется выражением

$$I(t) = \int \frac{U_{ca}}{L} dt, \quad (1)$$

где $I(t)$ – мгновенное значение тока дросселя в момент t ;

U_{ac} – напряжение на дросселе (между точками a и c – рис. 2)

Пилообразный ток дросселя перезаряжает емкость, образованную соединенными последовательно конденсаторами C и $C1$. Обычно емкость $C \ll C1$, и влиянием $C1$ при пуске лампы можно пренебречь. При этом, напряжение на C (рис. 3, U_{fd}) нарастает при положительных значениях тока (на интервале от $-T/4$ до $T/4$) и падает при его отрицательных значениях, вследствие чего напряжение на конденсаторе оказывается включенным в противофазе с подаваемым прямоугольным напряжением и складывается с ним, увеличивая напряжение на дросселе (U_{ac} – рис. 3).

$$U_{ac} = U_{ab} + U_{bc}. \quad (2)$$

Форма кривой, описывающей напряжение на C ($U_{b,c}$) как функцию времени, близка к синусоидальной, поскольку в прямоугольном напряжении

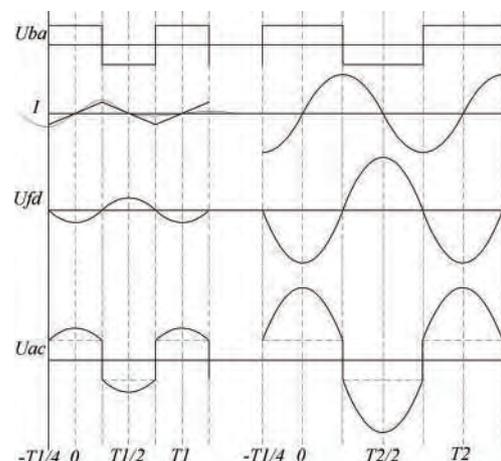


Рис. 3. Диаграммы напряжений и токов цепи лампы

питания уровень 3-й гармоники составляет 1/3 от уровня первой, в токе дросселя ее уровень составляет только 1/9, а в напряжении на C – лишь 1/27.

Пока напряжение на C невелико по сравнению с входным напряжением цепи, его влиянием можно пренебречь. Но, при снижении частоты по направлению к резонансу, синусоидальная добавка к прямоугольному напряжению на дросселе становится заметной, ее влияние начинает увеличиваться, и напряжение на дросселе перестанет быть прямоугольным (кривая U_{ac} – рис. 3). Форма кривой тока тоже изменится, и на интервале $(-T_1/4, T_1/4)$ будет выражаться формулой

$$I(t) = \int \frac{U_{ab} + A \sin \omega t}{L} dt = \frac{U_{ab}}{L} t - \frac{A}{L} \cos \omega t, \quad (3)$$

где A – амплитуда тока цепи;

$\omega = 2\pi f = 2\pi/T$ – круговая частота питания.

Это означает, что к пилообразному току цепи будет сделана добавка, увеличивающая амплитуду тока и сглаживающая форму кривой $I(t)$, уменьшая уровень высших гармоник в токе цепи. По мере снижения частоты питания и приближения ее к резонансу, форма тока становится практически синусоидальной, растет величина тока и напряжение на конденсаторе C (диаграммы на правой стороне рис. 3).

Напряжение на резонансном конденсаторе (и на лампе) до ее зажигания, с учетом активных потерь в контуре, описывается формулой

$$u_C = \frac{1}{2} \frac{u_{\text{пит}}}{\sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + r^2}} \cdot \frac{1}{\omega C}, \quad (4)$$

где u_C – действующее значение напряжения на резонансном конденсаторе;

$u_{\text{пит}}$ – напряжение питания выходного полумоста;

L – индуктивность дросселя;

C – емкость резонансного конденсатора;

ω – круговая частота питания лампы;

r – суммарное активное сопротивление цепи дросселя.

При дальнейшем приближении частоты питания к частоте резонанса напряжение на резонансном конденсаторе C достигает напряжения пробоя межэлектродного промежутка лампы и лампа запускается. На частотах питания выше 1 кГц у лампы нет падающих участков вольтамперной характеристики [4], и цепь горячей лампы, питающейся ВЧ током, может быть представлена схемой, приведенной на рис. 4. В схеме сохранены обозначения элементов, принятые на рис. 2, а горящая люминесцентная лампа представлена как резистор R_L , на котором рассеивается мощность, эквивалентная мощности лампы в рабочем режиме.

Цепь горячей лампы также, как и при пуске,

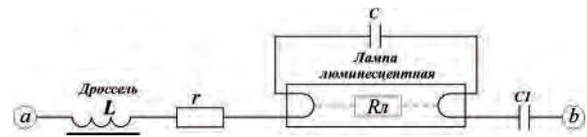


Рис. 4. Схема цепи лампы в рабочем режиме

является последовательным колебательным контуром (рабочим), в котором вместо C , подключенного параллельно лампе, установлен много больший конденсатор $C1$. Резонансная частота рабочего контура много ниже резонансной частоты пускового, а затухание – много выше, оно определяется энергией, отдаваемой в лампу. В рабочем режиме ток через лампу (R) многократно превышает ток через C .

Напряжение на лампе совпадает с напряжением на R и определяется выражением

$$U_R = I_R \cdot R \cong I_L \cdot R(I), \quad (5)$$

где I_R – ток лампы;

I_L – ток дросселя;

$R(I)$ – активное нелинейное сопротивление лампы, зависящее как от мгновенного, так и от среднего значений тока лампы.

Из уравнения (5) следует что, при питании прямоугольным напряжением, после выхода на рабочий режим расчеты с использованием представления элементов цепи комплексными величинами дают ошибку, которая может составлять 10–15%, и уменьшается по мере приближения к рабочему резонансу.

Таким образом, вблизи резонансов комплексное представление элементов цепи и тока цепи и напряжения на лампе дает точный результат расчетов. На частотах выше резонансов точность комплексного представления вполне достаточна для практических расчетов даже вдали от резонансов.

Из приведенного наглядного представления процессов в цепи лампы при питании ее прямоугольным напряжением можно сделать следующие выводы:

1) На частотах выше резонанса можно проводить расчеты тока цепи, напряжения на конденсаторе C до зажигания лампы и напряжения на лампе после ее зажигания, пользуясь комплексным представлением элементов цепи и векторным представлением токов и напряжений цепи;

2) Подавая на цепь лампы прямоугольное напряжение на частоте значительно выше резонансной частоты контура, образованного дросселем L и конденсатором C , и плавно снижая подаваемую частоту, можно реализовать предварительный прогрев накала и запуск лампы, после которого резонансная частота контура цепи лампы резко снижается, так как вместо C в рабочий резонансный контур входит $C1$, емкость которого много больше емкости C . Для расчетов токов и напряжений при этом также можно

пользоваться комплексными представлениями элементов цепи, хотя точность такого представления несколько ниже, чем при расчетах процесса пуска лампы.

3) Если после запуска лампы, в рабочем режиме, частота питания лампы остается выше резонансной частоты рабочего контура, можно поддерживать стабильный режим ее работы за счет корректирования рабочей частоты. Лампа является активной, хотя и нелинейной, нагрузкой. В первом приближении, при частоте питания лампы выше 1 кГц лампу после зажигания можно представить сопротивлением, эквивалентным ей по действующим значениям тока и напряжения.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

Литература

1. Статья: Особенности работы газоразрядных источников света в схемах подключения URL: http://www.tehdizain.ru/osobennosti_raboti_gazorazryadnih_istochnikov_sveta_v_shemah_podklucheniya-a27.html.

2. Варфоломеев Л. П. Электронные пускорегулирующие аппараты и системы управления освещением. Журнал “Новости светотехники” выпуск 1 (36) М. 2002 г.

3. Тихомиров Ю. П. Электронные балласты люминесцентных ламп. Принципы построения. Схемотехника. URL: fetmag.mrsu.ru/2011-2/pdf/power_factor_correction.pdf.

4. Мальков М. М., Каланов В. П., Малахов А. Д. Самосогласованная модель люминесцентной лампы. Часть 1. Моделирование электрических характеристик лампы и комплекта “лампа-ПРА”. <http://www.russianelectronics.ru/leader-r/review/2195/doc/52645/>.

Тихомиров Юрий Павлович, инженер-схемотехник ЗАО “Петушинский металлический завод”, тел.: +7 921 406-04-64, e-mail: yuri_tikh@mail.ru.

И. В. Капустин, Р. В. Блинов, Р. А. Катаев

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА С ДВОЙНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ КАК ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ ПРОМЕЖУТОЧНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

I. V. Kapustin, R. V. Blinov,
R. A. KataevOff-Line Inverter With Double Conversion As A Controlled
Object Simulation Model Design

Рассмотрен подход к разработке математической модели автономного инвертора как объекта системы управления промежуточным напряжением. Проведено исследование влияния мгновенной выходной мощности на пульсации потребляемого инвертором тока. Предложен метод приближенной оценки устойчивости.

Ключевые слова: инвертор, автономный инвертор, преобразование постоянного напряжения в переменное, преобразование постоянного напряжения, математическая модель, преобразователь электрической энергии, преобразователь постоянного напряжения в переменное.

The paper describes an approach to off-line inverter as an intermediate voltage control system object simulation model design. The study of instantaneous power effect on input current ripples was carried out, and approximate evaluation of stability was put forward.

Key words: inverter, off-line inverter, DC-AC conversion, DC-DC conversion, simulation model, electric power converter, DC-AC converter.

Автономный инвертор напряжения с двойным преобразованием энергии, состоит из двух каскадов (рис. 1). Входной каскад (DC-DC) преобразует постоянное напряжение первичного источника (12 В, 24 В, 48 В, 60 В и т. п.) в повышенное стабилизированное промежуточное напряжение (350 В, 400 В, 700 В и т. п.). Затем выходной каскад (DC-AC) осуществляет преобразование промежуточного постоянного напряжения v_c в выходное переменное напряжение v_{OUT} синусоидальной формы с частотой $\omega_{OUT} = 2\pi f_{OUT}$ (например $f_{OUT} = 50$ Гц) и стабилизирует его действующее значение на заданном уровне V_{OUTREF} (например 220 В). Помимо преобразования напряжения первичного источника, задачей DC-DC преобразователя является обеспечить низкий уровень пульсаций тока i_{IN} потребляемого из источника постоянного напряжения, таким образом добиться значения коэффициента мощности близкого к единице.

Можно выделить три основные системы управления автономным инвертором:

1) Система управления DC-AC преобразователем, которая формирует кривую напряжения v_{OUT}

и стабилизирует его действующее значение напряжения на заданном уровне V_{OUTREF} .

2) Система управления DC-DC преобразователем, которая отвечает за стабилизацию промежуточного напряжения v_c на заданном уровне V_{CREF} .

3) Система управления DC-DC преобразователем, которая формирует кривую потребляемого тока i_{IN} . Данный контур является подчиненным системе управления промежуточным напряжением.

В зависимости от конкретной реализации инвертора количество контуров управления может расти. Например, для обеспечения параллельной работы инверторов (для реализации модульного принципа) необходимо подстраивать частоту и фазу выходного напряжения, а так же регулировать равномерное распределение нагрузки между модулями. Каждая система управления инвертора требует индивидуального рассмотрения.

Данная статья посвящена математическому моделированию и исследованию системы управления промежуточным напряжением.

Математическая модель автономного инвертора как объекта системы управления промежуточным напряжением

Система управления DC-DC преобразователем является двухконтурной (рис. 2). Внешний, медленный контур напряжения отвечает за стабилизацию промежуточного напряжения v_c на уровне V_{CREF} , внутренний быстрый контур тока отвечает за форму потребляемого тока i_{IN} . Выходной каскад обеспечивает нагрузку переменным синусоидальным напряжением v_{OUT} с частотой ω_{OUT} .

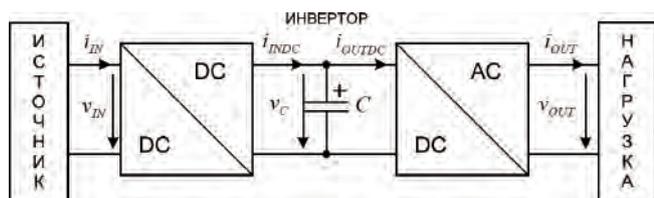


Рис. 1. Структурная схема автономного инвертора

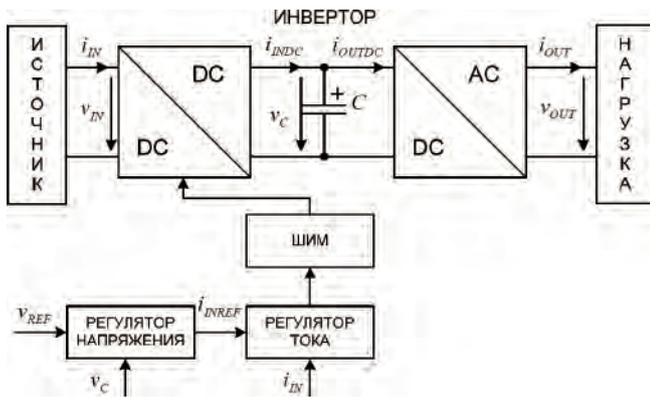


Рис. 2. Структурная схема автономного инвертора с системой управления входным DC–DC преобразователем

Допустим, что система управления и силовая часть выходного DC–AC преобразователя обеспечивает нагрузку переменным синусоидальным напряжением с действующим значением V_{OUTREF}

$$v_{OUT}(t) = \sqrt{2} \cdot V_{OUTREF} \cdot \sin(\omega \cdot t), \quad (1)$$

независимо от возмущающих воздействий. Для этого система управления выходного каскада должна компенсировать влияние изменения нагрузки и промежуточного напряжения v_C на форму выходного напряжения v_{OUT} . Чтобы система управления выходного каскада могла обеспечить независимость мгновенного значения напряжения $v_{OUT}(t)$ от мгновенного значения напряжения $v_C(t)$, необходимо выполнения условия:

$$v_C(t) > |v_{OUT}(t)| \quad (2)$$

для случая если силовая часть DC–AC реализована в виде мостовой схемы или

$$v_C(t) > 2 \cdot |v_{OUT}(t)| \quad (3)$$

для случая если силовая часть DC–AC реализована в виде полумостовой схемы. Ограничения на значение промежуточного напряжения (2) и (3) обусловлены невозможностью получить модуль выходного напряжения выше, чем входное при использовании мостовой схемы и выше чем половина входного при использовании полумостовой схемы [1]. Дополнительные ограничения, могут быть наложены на промежуточное напряжения вследствие особенностей реализации DC–DC преобразователя. Например, если входной каскад реализован на базе повышающего регулятора напряжения, то промежуточное напряжение должно быть всегда больше входного.

Так как выходной каскад формирует переменное синусоидальное напряжение, то выходная мощность в установившемся режиме содержит, помимо постоянной, переменную составляющую:

$$p_{OUT}(t) = P_{OUT0} + P_{OUT-}(t), \quad (4)$$

которые можно определить для любого вида нагрузки, например для линейной нагрузки

$$P_{OUT0} = P_{RMS} \cdot \cos(\varphi); \quad (5)$$

$$P_{OUT-}(t) = P_{RMS} \cdot [\sin(2 \cdot \omega_{OUT} \cdot t) \cdot \sin(\varphi) - \cos(2 \cdot \omega_{OUT} \cdot t) \cdot \cos(\varphi)], \quad (6)$$

где P_{RMS} – действующее значение полной мощности;

φ – фазовый сдвиг выходного тока относительно выходного напряжения.

В случае нелинейной нагрузки функция выходной мощности будет содержать помимо основной гармоники с частотой $2\omega_{OUT}$, высшие гармоники.

Для того чтобы обеспечить мощность нагрузки $p_{OUT}(t)$, выходной каскад разряжает промежуточный конденсатор C , током $i_{OUTDC}(t)$, который можно получить исходя из баланса мощностей:

$$i_{OUTDC}(t) = \frac{p_{OUT}(t)}{v_C(t)}. \quad (7)$$

Чтобы избежать разряда промежуточного конденсатора входной каскад должен поддерживать ток заряда i_{INDC} , который определяется выражением:

$$i_{INDC}(t) = \frac{v_{IN}(t) \cdot i_{IN}(t)}{v_C(t)}. \quad (8)$$

Запишем зависимость промежуточного напряжения от токов заряда ($i_{INDC}(t)$) и разряда ($i_{OUTDC}(t)$)

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot (i_{INDC}(t) - i_{OUTDC}(t)) \quad (9)$$

Подставив (7) и (8) в (9), получим

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \left(\frac{v_{IN}(t)}{v_C(t)} \cdot i_{IN}(t) - \frac{p_{OUT}(t)}{v_C(t)} \right) \quad (10)$$

Ток $i_{IN}(t)$, в свою очередь формируется подчиненной системой управления потребляемым током. Контур тока имеет свою динамическую модель, которая зависит от конкретной реализации DC–DC преобразователя. Принимая во внимание, что контур тока значительно быстрее контура промежуточного напряжения, допустим, что регулятор тока (рис. 1) обеспечивает равенство

$$i_{IN}(t) = i_{INREF}(t) \quad (11)$$

тогда с учетом (10) и (11), получим:

$$\begin{cases} \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \left(\frac{v_{IN}(t)}{v_C(t)} \cdot i_{IN}(t) - \frac{p_{OUT}(t)}{v_C(t)} \right); \\ i_{IN}(t) = i_{INREF}(t). \end{cases} \quad (12)$$

Уравнение (12) представляет собой математическую модель автономного инвертора как объекта системы управления промежуточным напряжением. Управляющим воздействием является опорный ток $i_{INREF}(t)$, возмущения – входное напряжение $v_{IN}(t)$ и мощность нагрузки $p_{OUT}(t)$, выход – промежуточное напряжение $v_C(t)$. Следует отметить, если необходимо учесть динамические свойства контура тока, второе уравнение системы (12) можно заменить полной моделью контура тока.

Влияние переменной составляющей выходной мощности на форму потребляемого тока в установившемся режиме

В идеале потребляемый инвертором ток $i_{IN}(t)$ из источника постоянного напряжения не должен содержать переменной составляющей, что соответствует коэффициенту мощности равному единице. Посмотрим, что получается на самом деле. Допустим, что входное напряжение инвертора постоянно, т. е.

$$v_{IN}(t) = V_{IN} = \text{const} \quad (13)$$

и система управления промежуточным напряжением в установившемся режиме обеспечивает нулевую статическую ошибку, т. е.

$$v_C(t) = V_{CREF} = \text{const} \quad (14)$$

Подставив выражения (13), (14), (4) в (12) и выразив $i_{IN}(t)$, получим

$$i_{IN}(t) = \frac{P_{OUT0} + P_{OUT-}(t)}{V_{IN}} = I_{IN0} + I_{IN-}(t) \quad (15)$$

Выражение (15), показывает, что при условии точной стабилизации промежуточного напряжения (14), все гармоники выходной мощности будут присутствовать в потребляемом токе.

Определим зависимость переменной составляющей потребляемого тока от выходной мощности для общего случая. Для этого рассмотрим замкнутый контур промежуточного напряжения с регулятором $W_{CV}(p)$

$$\begin{cases} \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \left[\frac{v_{IN}(t)}{v_C(t)} \cdot i_{IN}(t) - \frac{p_{OUT}(t)}{v_C(t)} \right], \\ i_{IN}(t) = i_{INREF}(t), \\ i_{INREF}(t) = L^{-1} \{ W_{CV}(p) \cdot [V_{CREF} - v_C(p)] \}. \end{cases} \quad (16)$$

где L^{-1} – обратное преобразование Лапласа;

p – оператор Лапласа;

$W_{CV}(p)$ – передаточная функция регулятора на напряжения.

Выше показано, точная стабилизация промежуточного напряжения приводит к появлению пульсаций потребляемого тока, поэтому рассмотрим общий случай, когда только постоянная составля-

ющая промежуточного напряжения в установившемся режиме равна заданному значению

$$v_C(t) = V_{CREF} + V_{C-}(t). \quad (17)$$

Для того чтобы постоянная составляющая напряжения на конденсаторе не изменялась в установившемся режиме, постоянная составляющая входной мощности должна равняться постоянной составляющей выходной мощности, т. е.

$$V_{IN} \cdot I_{IN0} = P_{OUT0} \quad (18)$$

С учетом (13), (17) и (18), перепишем систему (6) для установившегося режима относительно переменных составляющих:

$$\begin{cases} \frac{dV_{C-}(t)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \left[\frac{V_{IN} \cdot I_{IN-}(t) - P_{OUT-}(t)}{V_{CREF} + V_{C-}(t)} \right], \\ I_{IN-}(t) = -L^{-1} \{ W_{CV}(p) \cdot V_{C-}(p) \}. \end{cases} \quad (19)$$

Так как амплитуда переменной составляющей промежуточного напряжения намного меньше постоянной составляющей, т. е.

$$V_{CM-} \ll V_{CREF}, \quad (20)$$

пренебрежем переменной составляющей промежуточного напряжения в знаменателе правой части первого уравнения системы (19) и применим к полученному выражению левостороннее интегральное преобразование Лапласа, получим

$$\begin{cases} V_{C-}(p) = \frac{1}{p \cdot C} \cdot \left(\frac{V_{IN} \cdot I_{IN-}(p) - P_{OUT-}(p)}{V_{CREF}} \right), \\ I_{IN-}(p) = -W_{CV}(p) \cdot V_{C-}(p). \end{cases} \quad (21)$$

Выразим переменную составляющую промежуточного напряжения из выражения (20), получим

$$V_{C-}(p) = -\frac{1}{p \cdot C \cdot V_{CREF} + W_{CV}(p) \cdot V_{IN}} \cdot P_{OUT-}(p), \quad (22)$$

а из второго уравнения системы (21), получим выражение для переменной составляющей потребляемого тока:

$$\begin{aligned} I_{IN-}(p) &= -W_{CV}(p) \cdot V_{C-}(p) = \\ &= -\frac{W_{CV}(p)}{p \cdot C \cdot V_{CREF} + W_{CV}(p) \cdot V_{IN}} \cdot P_{OUT-}(p), \end{aligned} \quad (23)$$

Данные выражения показывают, чем лучше регулятор подавляет гармоники присутствующие в функции выходной мощности, тем меньше переменная составляющая потребляемого тока. Для предельного случая:

$$|W_{CV}(j \cdot \omega)| \rightarrow 0$$

выражения (22) и (23) при переходе от изображений к оригиналам примут вид:

$$V_{C-}(t) = -\frac{1}{C \cdot V_{CREF}} \cdot \int P_{OUT-}(t) dt. \quad (24)$$

При определенной структуре регулятора напряжения, выражение (23) позволит анализировать переменную составляющую потребляемого тока в зависимости от параметров регулятора.

При условии, что полученная система управления обеспечивает низкую пульсацию потребляемого тока, выражение (24), удобно использовать для выбора емкости промежуточного конденсатора.

Приближенный аналитический метод анализа устойчивости

Аналитически анализировать устойчивость замкнутой системы управления с объектом (12) затруднительно, такая система является нестационарной, так как функция выходной мощности содержит переменную составляющую. При известных структуре и параметрах регулятора проверить устойчивость всегда можно по средствам имитационного моделирования. Однако для расчета параметров регулятора (хотя бы в первом приближении) под рукой удобно иметь аналитическое выражение, получим его.

Как показано ранее, для того чтобы обеспечить низкий уровень пульсаций потребляемого тока, необходимо обеспечить фильтрацию гармоник функции выходной мощности. Таким образом, синтезированная система будет обладать свойством фильтра низких частот. Если предположить, что частота среза полученной системы управления окажется значительно меньше, чем частота основной гармоники выходной мощности, то тогда переменная составляющая мощности можно пренебречь.

С учетом вышесказанного линеаризуем модель (12), получим

$$p \cdot \tilde{v}_C(p) = \frac{1}{C} \left[\frac{V_{IN}}{V_{CREF}} \cdot \tilde{i}_{REF}(p) + \frac{I_{REF}}{V_{CREF}} \cdot \tilde{v}_{IN}(p) - \frac{1}{V_{CREF}} \cdot \tilde{p}_{OUT}(p) \right]. \quad (25)$$

Определим передаточную функцию от управления $\tilde{i}_{REF}(p)$ к выходу $\tilde{v}_C(p)$:

$$W_V(p) = \frac{\tilde{v}_{HVDC}(p)}{\tilde{i}_{REF}(p)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{V_{IN}}{V_{CREF}} \cdot \frac{1}{p}. \quad (26)$$

Если задана передаточная функция регулятора напряжения $W_{CV}(p)$, то можно записать передаточную функцию разомкнутой системы:

$$\begin{aligned} W_{OV}(p) &= W_{CV}(p) \cdot W_V(p) \\ &= W_{CV}(p) \cdot \frac{1}{C} \cdot \frac{V_{IN}}{V_{CREF}} \cdot \frac{1}{p}. \end{aligned} \quad (27)$$

Теперь, анализ устойчивости сводиться к применению критериев устойчивости классической теории управления [2]. Анализ устойчивости по передаточной функции (27) является приближенным, точность метода тем выше, чем уже полоса пропускания системы.

Результаты исследований

Получена математическая модель (12) автономного инвертора, как объекта системы управления промежуточным напряжением.

Показано что точная стабилизация промежуточного напряжения приводит к появлению переменной составляющей потребляемого тока (15).

Получены зависимости (22) и (23) для оценки переменной составляющей промежуточного напряжения и потребляемого тока в установившемся режиме при заданном регуляторе напряжения. Следует добавить, что соотношение (24), удобно использовать для оценки емкости C .

Предложен метод анализа устойчивости системы с помощью приближенной передаточной функции разомкнутой системы (27).

Литература

1. В. Мелешин. Транзисторная преобразовательная техника. – Техносфера, 2005. – 632 с.
2. Бесекецкий В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. – Изд-во “Наука”, М., 1975, – 768 с.

Капустин И.В. - аспирант, ведущий инженер ЗАО «Ирбис-Т», e-mail: Kapustin@shtyl.ru;

Блинов Р.В. - аспирант, ведущий инженер ЗАО «Ирбис-Т», e-mail: Blinov@shtyl.ru;

Катаев Р.А. - аспирант, инженер ЗАО «Ирбис-Т», e-mail: Kataev@shtyl.ru.

Ю. П. Тихомиров

ПРИМЕНЕНИЕ ВЕКТОРНОГО МЕТОДА ДЛЯ РАСЧЕТОВ БАЛЛАСТОВ ЛЮМИНЕСЦЕНТНЫХ ЛАМП

Yuri Tihomirov

Vector Approach Application for Luminescent Lamp Ballast Design

В статье представлен векторный метод расчета цепи люминесцентной лампы в режиме нагрева, в режиме зажигания и в рабочем режиме, с питанием цепи лампы прямоугольным напряжением. Представлены расчетные графики зависимости токов и напряжений на лампе при резонансном запуске и в рабочем режиме для реальной люминесцентной лампы на 18 Вт.

Ключевые слова: люминесцентная лампа, балласт, векторная диаграмма, резонанс, крест-фактор.

The article presents a phasor method for calculating of a fluorescent lamp circuit in the heating mode, in ignition mode, and in run mode, with a rectangular supply voltage of lamp circuit. Presented the calculated diagrams of dependence of the currents and voltages on the lamp at resonant startup and at run mode for real fluorescent lamp on 18W.

Keywords: fluorescent lamp, ballast, phasor method, resonance, crest factor.

До зажигания люминесцентная лампа тока не проводит, и при расчете цепи пускового контура ее влияние определяется только дополнительным затуханием, вносимым в контур нитями накала.

После зажигания, в рабочем режиме, люминесцентная лампа является активной, хотя и нелинейной, нагрузкой. В первом приближении, при частоте питания выше 1 кГц у лампы нет падающих участков вольтамперной характеристики [1], и цепь горячей лампы после зажигания можно представить сопротивлением, эквивалентным ей по действующим значениям тока и напряжения.

Такое представление дает возможность и в режиме пуска, и в рабочем режиме, применить для расчетов пускового и рабочего контура лампы представление элементов цепи лампы линейными комплексными величинами, а для анализа токов и напряжений в цепи лампы использовать векторную диаграмму.

Пусковой режим (до зажигания лампы)

При представлении элементов цепи (L, C, R) комплексными величинами, напряжение на резонансном конденсаторе (и на лампе) до ее зажигания, с учетом активных потерь в контуре [2], описывается формулой

$$u_C = \frac{1}{2} \cdot \frac{u_{\text{пит}}}{\sqrt{(\omega L - \frac{1}{\omega C})^2 + r^2}} \cdot \frac{1}{\omega C}, \quad (1)$$

где u_C — действующее значение напряжения на резонансном конденсаторе;

$u_{\text{пит}}$ — напряжение питания выходного полумоста;

L — индуктивность дросселя;

C — емкость резонансного конденсатора;

ω — круговая частота питания лампы;

r — суммарное активное сопротивление цепи дросселя.

Расчет рабочего режима цепи лампы методом векторной диаграммы

Для проведения расчетов рабочего режима цепи питания лампы, для расчета токов и напряжений на участках цепи можно также воспользоваться комплексным представлением элементов цепи, а для вывода формул применить метод векторной диаграммы [3].

Схема цепи питания лампы приведена на рис. 1, а векторная диаграмма токов и напряжений в этой цепи — на рис. 2.

Лампа с активным нелинейным сопротивлением R_L и пусковой конденсатор включены параллельно, и ток дросселя i_L распределяется между ними пропорционально их проводимости. Напряжение R_L и C будет общим. На векторной диаграмме ток лампы представлен вектором i_{R_L} , а ток конденсатора — вектором i_C , направленным под 90° к направлению вектора тока лампы. Суммарный ток через лампу и конденсатор представляет собой векторную сумму их токов и представлен вектором i_L , его величина и направление определяются формулами

$$i_L = \sqrt{i_{R_L}^2 + i_C^2}; \quad (2)$$

$$i_{R_L} = i_L \cos \varphi; \quad (3)$$

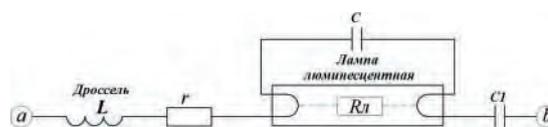


Рис. 1. Цепь ВЧ питания лампы

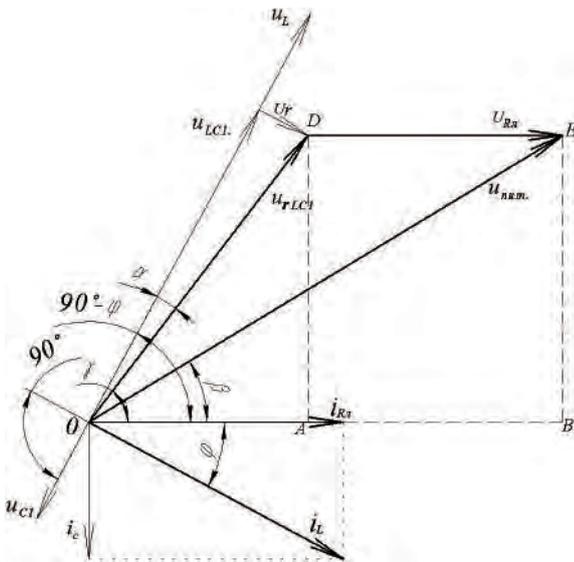


Рис. 2. Векторная диаграмма

$$i_C = i_L \sin \varphi; \tag{4}$$

$$P_{OUT0} = P_{RMS} \cdot \cos(\varphi) \tag{5}$$

Ток i_L протекает через дроссель L и емкость конденсатора $C1$ рабочего контура. Напряжение на дросселе запаздывает по фазе относительно его тока i_L на 90° , а его величина определяется формулой $u_L = i_L \cdot \omega L$. Напряжение на конденсаторе $C1$ опережает по фазе ток цепи и его величина определяется выражением $u_C = i_L \cdot (1/\omega C)$. Реактивная составляющая напряжении цепи будет выражаться формулой

$$u_{LC1} = i_L \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1} \right). \tag{6}$$

В цепи присутствуют элементы с активным характером нагрузки, имеющие суммарное сопротивление r , фаза напряжения на котором совпадает с фазой тока, а величина определяется как $u_r = i_L \cdot r$.

Таким образом, величина напряжения u_{rLC1} на всех элементах, включенных в цепь последовательно, определится выражением

$$u_{rLC1} = \sqrt{u_{LC1}^2 + u_r^2} = i_L \cdot \sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1} \right)^2 + r^2}. \tag{7}$$

Для угла α сдвига между u_{rL} и u_{rLC1} справедливо выражение

$$\alpha = \arctg \frac{u_r}{u_{LC1}} = \arctg \frac{r}{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1} \right)}. \tag{8}$$

Угол между током лампы i_{rL} и напряжением u_{LC1} на реактивном сопротивлении последовательного контура, образованного дросселем L и конденсатором $C1$, составляет $90^\circ - \varphi$, следовательно, угол

γ между напряжением u_{rLC1} (с учетом поправки на его активное сопротивление) и напряжением на сопротивлении лампы u_{rL} , по направлению совпадающим с током лампы, определяется выражением $\gamma = 90^\circ - \varphi - \alpha$.

Для расчета вектора упит сделаем дополнительное построение: из центра координат "О" в направлении тока лампы i_{rL} проведем прямую. На нее из точек D и E проведем отрезки DA и EB , перпендикулярные OB . Из построения следует:

$$EB = DA = OD \sin \gamma; \quad OA = OD \cos \gamma; \quad DE = AB;$$

$$OB = OA + AB = OD \cos \gamma + AB,$$

где

$$OD = i_L \cdot \sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1} \right)^2 + r^2}; \quad AB = i_L R \cos \varphi,$$

следовательно:

$$OE = \sqrt{(OD \cos \gamma + AB)^2 + (OD \sin \gamma)^2}; \tag{9}$$

$$\beta = \arctg \frac{OD \sin \gamma}{OD \cos \gamma + AB}. \tag{10}$$

После подстановки выражений для OE , AB и OD , получим:

$$u_{пит} = i_L \sqrt{\left[\sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1} \right)^2 + r^2} \cos \gamma + i_L R \cos \varphi \right]^2 + \left[\sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1} \right)^2 + r^2} \sin \gamma \right]^2}. \tag{11}$$

$$i_L = \frac{u_{пит}}{\sqrt{\left[\sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1} \right)^2 + r^2} \cos \gamma + i_L R \cos \varphi \right]^2 + \left[\sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1} \right)^2 + r^2} \sin \gamma \right]^2}}; \tag{12}$$

$$\beta = \arctg \frac{i_L \cdot \sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1} \right)^2 + r^2} \sin \gamma}{i_L \sqrt{\left[\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1} \right)^2 + r^2 \right] \cos \gamma + R^2 \cos^2 \varphi}} = \arctg \frac{\sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1} \right)^2 + r^2} \sin \gamma}{\left[\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1} \right)^2 + r^2 \right] \cos \gamma + R^2 \cos^2 \varphi}. \tag{13}$$

$$u_{RL} = i_L R_L \cos(\varphi) \quad (14)$$

где i_L – ток, потребляемый от источника питания;
 $u_{\text{пит}}$ – напряжение питания;
 β – угол между напряжением питания и напряжением на лампе;
 u_{RL} – напряжение на лампе;
 ω – круговая частота первой гармоники генератора;
 L – индуктивность дросселя;
 C – емкость пускового конденсатора;
 r – сопротивление цепи дросселя;
 R_L – сопротивление лампы после зажигания;
 C_1 – емкость конденсатора рабочего контура;
 $\varphi = \arctg(\omega R_L C)$ – угол между током контура и напряжением на лампе;
 α – угол поправки на активное сопротивление контура

$$\alpha = \arctg \frac{r}{\omega L - (1/\omega C_1)};$$

$\gamma = 90^\circ - \varphi - \alpha$ – угол между напряжением на последовательно включенных элементах R , L , C_1 и на лампе.

Графики зависимости тока контура i_L и напряжения на лампе u_{RL} от частоты питания, рассчитанные (с помощью Excel) по формулам 1, 12 и 14, приведены на рис. 3.

Графики построены при следующих параметрах элементов цепи лампы: $C = 6800$ пф; $r = 10$ Ом; $R_L = 145$ Ом (в рабочем режиме); $L = 2,5$ мГн; $U_{\text{пит}} = 300$ В; $C_1 = 0,012$ мкф (0,022 мкф).

По приведенным графикам можно легко проследить ход изменений токов и напряжений на лампе при изменении частоты питания цепи.

Начав с высокой частоты и постепенно снижая ее, мы движемся по кривым тока и напряжения пускового контура, до тех пор, пока межэлектродный промежуток лампы не пробьется. Напряжение, при котором пробой произойдет, может составлять от 600 до 1200 В. На диаграмме это соответствует, приблизительно, частоте 41 кГц и току контура 1,7А.

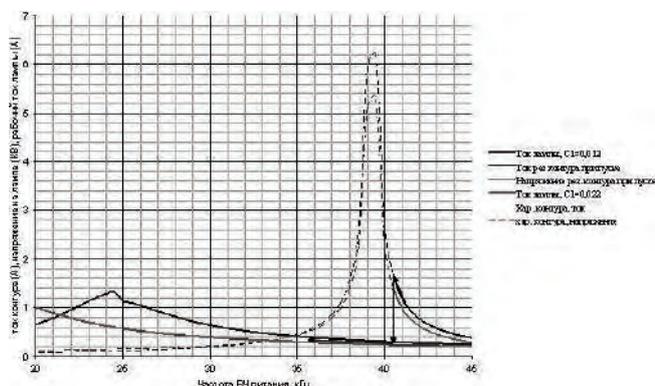


Рис. 3. Токи и напряжения на лампе при прохождении частоты питания сверху вниз

Как только пробьется межэлектродный промежуток лампы, она зажжется, и ток лампы на той же частоте 40 кГц будет определяться точкой на кривой “ток лампы”, соответствующей этой частоте. В зависимости от параметров последовательного рабочего контура и от напряжения питания, ток на частоте зажигания лампы может быть как меньше, так и больше оптимального для лампы. В приведенном примере напряжение питания выбрано 150 В: это половина напряжения, получаемого с выпрямителя с емкостным выходным фильтром, питающегося непосредственно от сети 220 В. Для получения оптимального рабочего тока частоту питания подстраивают (снижают) до тех пор, пока не будет достигнут оптимальный режим работы лампы.

Основным недостатком питания балласта от подобного выпрямителя является чрезвычайно низкий коэффициент мощности, составляющий около 0,5. Для повышения коэффициента мощности до 0,95–0,99 применяют корректоры коэффициента мощности повышающего типа, отличительной особенностью которых является более высокое напряжение питания балласта, минимум 360 В. При этом, если применить описанный выше балласт, ток в точке на рабочей кривой, в которую цепь выйдет после зажигания лампы, окажется слишком высоким. Вывести лампу в оптимальный режим можно было бы, подняв рабочую частоту питания после зажигания лампы, но это не предусмотрено в выпускаемых контроллерах.

Для того, чтобы при питании от корректора коэффициента мощности повышающего типа, снизить ток в точке выхода на рабочую кривую ниже оптимального значения, используют следующие приемы:

- Увеличивают индуктивность дросселя, одновременно снижая емкость конденсатора C ;
- Включают до 2 ламп 36 Вт или по 3–4 лампы 18 Вт последовательно на 1 дроссель.

На рис. 4 приведен пример пусковой и рабочей характеристик балласта с увеличенной индуктивностью дросселя и с питанием от корректора коэффициента мощности (180 В): $C = 4700$ пф; $r = 10$ Ом; $R_L = 145$ Ом; (в рабочем режиме); $L = 3,5$ мГн; $U_{\text{пит}} = 360$ В; $C_1 = 0,022$ мкф.

Из приведенной диаграммы видно, что и для таких параметров питания можно выбрать элементы цепи, при которых, при скольжении частоты сверху вниз, лампа запустится и выйдет на рабочий режим, который легко поддерживать на заданном уровне за счет корректировки частоты питания.

Простота реализации запуска лампы и корректировки режима работы лампы по току определила то, что именно принцип скольжения частоты питания сверху вниз, от повышенной стартовой частоты до относительно низкой рабочей частоты, служит основой всех выпускаемых в настоящее время интегральных контроллеров электронных балластов

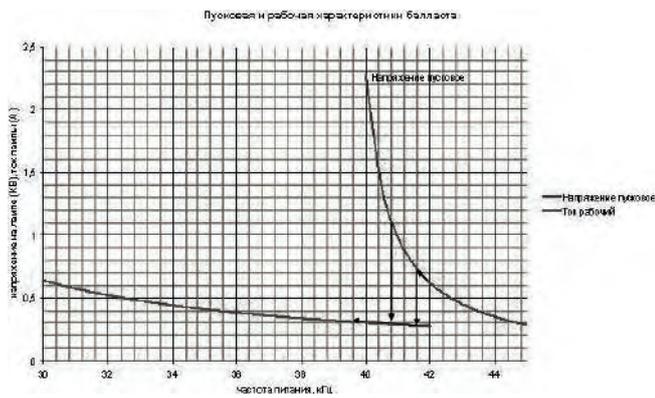


Рис. 4. Пусковая и рабочая характеристики балласта на $U_{пит} = 360 В$

люминесцентных ламп, например, популярного контроллера IR2520 [4]. Контроллеры балластов реализуют последовательно включаемые функции управления предварительным прогревом нитей накала люминесцентных ламп, пуском и рабочим режимом.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

Литература

1. Мальков М. М., Каланов В. П., Малахов А. Д. Самосогласованная модель люминесцентной лампы. Часть 1. Моделирование электрических характеристик лампы и комплекта “лампа-ПРА”, <http://www.russianelectronics.ru/leader-r/review/2195/doc/52645/>.

2. Ток и напряжение при последовательном соединении R,L,C. Казанский государственный энергетический университет, Курс лекций по ТОЭ часть 1, л.24. <http://toe-kgeu.ru/toe1/281-toe1>.

3. Векторные диаграммы, Учебник по теоретическим основам электротехники, раздел 3.4. <http://electrofaq.com/TOEbook/toe.html>.

4. International Rectifier, Data Sheet No PD60212 Rev A, page7–8. http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/I/R/2/5/IR2520D.shtml.

Тихомиров Юрий Павлович, инженер-схемотехник ЗАО “Петушинский металлический завод”, тел.: +7 921 406-04-64, e-mail: yuri_tikh@mail.ru.

В. Р. Берг, В. В. Михеев, А. А. Кудряшев, В. В. Яковлев

МОДЕРНИЗАЦИЯ ТРЕХФАЗНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ СИСТЕМЫ РЕЗЕРВНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

V. R. Berg, V. V. Mikheev, A. A. Kudriashov,
V. V. Yakovlev

Three-Phase Voltage Inverter for a Standby
Power Supply Upgrade

Использование новой элементной базы (транзисторов, диодов и аморфной стали в трансформаторном узле) наряду с новым техническим решением инверторной ячейки нулевого типа позволило значительно упростить как силовую часть трехфазного инвертора напряжения (ТИН), так и его систему управления, а также повысить в 4 раза тактовую частоту ШИМ и за счет этого улучшить массогабаритные показатели как силовой части, включая выходной фильтр, так и системы управления. В целом удалось значительно улучшить показатели качества ТИН, в том числе повысить технологичность его изготовления. Полученное модельное описание взаимосвязей проектно необходимых параметров энергонерассеивающей снабберной цепи нового типа создает основу для качественного анализа процессов и для целенаправленного проведения численных экспериментов по параметрической ее оптимизации на основе имитационного компьютерного моделирования (ИКМ). Представлены результаты ИКМ процессов в НИЯ с новыми снабберными цепями, подтвердившие эффективность решения.

Ключевые слова: трехзвенная структура, нулевая инверторная ячейка, трехфазный инвертор напряжения, двухполярная и однополярная широтно-импульсная модуляция, фильтр переменного тока, новое снабберное устройство, модельное описание.

Using a new element base (transistors, diodes and amorphous steel in the transformer block), along with a new technical solution of the null inverter cell, has greatly simplified a power block of a three-phase voltage inverter and its control system, and allowed to increase by 4 times the clock frequency of the unidirectional pulse-width modulation, and thereby improve the size and weight factors of the power section, including the output filter, and control system. In general, quality factors of the three-phase voltage inverter were significantly improved, including processability of its manufacture. The resulting simulating description of the relationship of design parameters of the new type snubber circuit has allowed to create the basis for qualitative analysis of processes and for numerical experiments on parametric optimization based on computer simulation. The results of computer simulation processes of the new snubber circuits, which confirmed the efficiency of solutions, are represented in this article.

Keywords: three-level structure, null inverter cell, three-phase voltage inverter, bipolar and unidirectional pulse-width modulation, ac filter, new snubber device, simulating description.

Технический прогресс во всех областях техники (включая электротехнику) характеризуется периодической сменой ее поколений. Данный многоплановый и многофакторный процесс развития обозначается также как модернизация. В процессе модернизации должны быть созданы устройства и системы, удовлетворяющие современным тенденциям энерго- и ресурсосбережения, повышенным функциональным и эргономическим требованиям и требованиям надежности и конкурентоспособности (более подробно о процессе модернизации и используемых при этом системных подходах к проектированию можно найти, например, в [1, 2, 3]). Целесообразно различать, по крайней мере, два уровня модернизации – частичный и глубокий. При **частичной модернизации** (ЧМ) объекта концепция его построения сохраняется практически неизменной, а зачастую значительный положительный эффект по заданным показателям качества при этом может достигаться использованием новых компонентов, материалов, конструкторских и технологических решений. При **глубокой модернизации** (ГМ) положительный эффект, причем более значительный, чем при ЧМ, достигается, прежде всего, за счет использования новой (более прогрессивной) концепции построения (синтеза) объекта.

В статье рассматривается в основном вариант частичной модернизации выпускаемого ФГУП «ГОКБ «Пржектор» (с 90-х годов прошлого века) трехфазного инвертора напряжения (ТИН), являющегося основой системы резервного электропитания специального назначения, которая описана в [4]. Параметры этого ТИН следующие: напряжение питания постоянного тока ЕП = 26...50 В, выходное напряжение – трехфазное – $U_{2ф}/U_{2л} = 220/380 \text{ В} \pm 3\%$ с частотой $F = 50 \text{ Гц} \pm 1\%$ и с коэффициентом гармоник $KГ(u) \leq 6\%$, выходная мощность $S_2 = 3000 \text{ ВА}$ при $\cos\varphi_2 = 0,7$. Нагрузками являются асинхронные двигатели – компрессор, насос и два вентилятора. В [4] ТИН обозначен, как ПТС-3000.

Ввиду небольшой единичной мощности элементной базы, располагаемой на момент разработки ПТС-3000, а также из соображений уменьшения установленной мощности выходного фильтра, использовался многоканальный принцип преобразования [4] и способ формирования выходного напряжения ТИН с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) по синусоидальному закону [5]. Каждый из трех его фазных блоков (ФБ) был выполнен в виде двух последовательно соединенных по выходу полублоков (ПБ). В свою очередь каждый ПБ каждого ФБ выполнен в виде шести нулевых инверторных ячеек (НИЯ). Таким образом, ТИН содержит всего 36 НИЯ. В каждом ПБ выходное напряжение формируется по алгоритму двухполярной ШИМ (ДШИМ) по синусоидальному закону. Тактовая частота ДШИМ в каждом ПБ $f_T = 900 \text{ Гц}$. Однако, в паре фазных ПБ тактовые интервалы между собой сдвинуты на угол π [5]. В результате этого алгоритмического отличия в ПБ после суммирования их выходных напряжений формируется результирующее фазное напряжение ТИН с другим видом ШИМ – с однополярной ШИМ (ОШИМ), которое имеет более высокое качество (по сравнению с ДШИМ), так как в пределах полупериода выходной частоты f напряжение, во-первых, формируется из импульсов только одной полярности, а во-вторых, результирующая частота его квантования при этом увеличивается в 2 раза.

Недостатками ПТС-3000 является достаточная сложность силовой части и ее СУ, обусловленная применением относительно маломощных биполярных транзисторов, завышенная установленная мощность выходного фильтра, недостаточно высокий КПД (порядка 0,65) и невысокая технологичность изготовления, обусловленная технической сложностью решения.

Основной положительный эффект в модернизированном варианте ПТС-3000М достигается за счет использования современных (отечественных) полевых транзисторов. Число НИЯ снижено до минимально возможного – в 6 раз (с 36 до 6). При этом тактовая частота ДШИМ в НИЯ увеличена в 4 раза, что позволило уменьшить массу выходного фильтра. Масса системы управления при этом также значительно снижена. Улучшены также энергетические и массогабаритные показатели трансформаторного узла за счет изготовления его магнитопроводов из аморфной стали.

При построении различного рода источников вторичного электропитания (преимущественно в автономных и бортовых системах электроснабжения), при относительно низких значениях напряжения источника питания постоянного тока (с уровнем примерно ЕП = 10...100 В) используется двухтактное его инвертирование в переменное напряжение. Для такого рода условий его применения наилучшими энергетическими показателями обладает инвертор по нулевой схеме, в многоканальном варианте его реализации обозначаемый нами как инверторная нулевая ячейка – НИЯ. Она реализует двухтактный режим работы и содержит трансформатор с двумя первичными обмотками и два транзистора, зашунтированных обратными диодами. Транзисторы управляются от блока управления, обеспечивающего противотактное их переключение по заданному алгоритму. Недостатком данного решения является необходимость в использовании средств борьбы с индуктивностями рассеяния (СБИР) первичных обмоток трансформатора, которые создают импульсные перенапряжения на транзисторах в моменты их запаривания, зачастую выводящие их из строя. Традиционным решением этой проблемы является использование RCD-цепочек (называемых также снабберами), которые подключают параллельно транзисторам [6]. Однако известным его недостатком является заметные потери на резисторе R, возрастающие при частотах переключения транзисторов порядка 20...30 кГц до мало приемлемых значений. С ростом мощности инвертора эта проблема все более актуализируется.

Анализ процессов в СБИР

Определение емкости накопительного конденсатора и расчет потерь от энергии индуктивностей рассеяния

Работа НИЯ характеризуется накоплением энергии в индуктивностях рассеяния первичных обмоток трансформатора. Вывод ее осуществляет-

ся в накопительный конденсатор, а затем она или рассеивается в разрядном резисторе (в случае использования *RCD*-цепочек), или же возвращается в источник (в случае СБИР с рекуператором) или передается в нагрузку (СБИР такого типа рассмотрена в данной статье). Первый этап вывода энергии индуктивности рассеяния из обмоток, как правило, осуществляется путем сброса ее в накопительный конденсатор по схеме “полукрест” [6]. В зависимости от типа СБИР подразумевается наличие одного такого конденсатора на ячейку, или по одному на каждое плечо НИЯ. Далее, в зависимости от типа СБИР, эта энергия определенным способом утилизируется. Для расчета емкости накопительного конденсатора обратимся к схеме инвертора с узлом ограничения импульсных перенапряжений (УОП), выполненного по схеме “полукрест” (рис. 1).

Даже без учета энергии, сбрасываемой (с частотой переключения транзисторов $f = 20...30$ кГц) в накопительный конденсатор C (рис. 1) с индуктивностями рассеяния обмоток (но лишь с учетом того, что в момент пуска инвертора напряжение на конденсаторе возрастает фактически до $2E_{\Pi}$), на постоянно подключенном разрядном резисторе выделяется мощность, достигающая значения:

$$P = 4E_{\Pi}^2 / R. \quad (1)$$

Что же касается реальных значений потерь с учетом перенапряжений на транзисторах, то они будут превышать это значение и определяются значениями индуктивностей рассеяния первичных обмоток трансформатора L_{S1}, L_{S2} , током в этих обмотках и значением разрядного резистора R .

Модельное описание процесса сброса энергии коммутационных издержек в накопительный конденсатор

Допустим, что в схеме на рис. 1 разрядный резистор отсутствует, и к моменту очередного сброса в конденсатор энергии коммутационных издержек на нем было напряжение U_{C0} , и он обладал энергией W_{C0} . После коммутации тока I_k одним из ключей НИЯ (с учетом индуктивности рассеяния L_S) обмот-

ки напряжение на нем возрастет на ΔU_C , а энергия конденсатора возрастает на до значения:

$$W_C = W_{C0} + W_{L_S} = \frac{I_k^2 L_S}{2} + \frac{U_{C0}^2 C}{2} = \frac{(U_{C0} + \Delta U_C)^2 C}{2}. \quad (2)$$

Используя (2), получим проектно необходимую взаимосвязь емкости конденсатора с определяющими ее величинами: $\Delta U_C, I_k, U_{C0}$ и L_S :

$$I_k^2 L_S + U_{C0} C = (U_{C0}^2 + 2U_{C0} \Delta U_C + \Delta U_C^2) C; \quad (3)$$

$$C = \frac{I_k^2 L_S}{\Delta U_C (2U_{C0} + \Delta U_C)} = \frac{I_k^2 L_S}{4K_{\Delta} E_{\Pi}^2 (2 + K_{\Delta})}, \quad (4)$$

где K_{Δ} – введенный нами коэффициент относительного превышения напряжения на конденсаторе за одну коммутацию после приема им энергии от индуктивности рассеяния обмотки трансформатора:

$$K_{\Delta} = \Delta U_C / U_{C0} = \Delta U_C / (2E_{\Pi}) \quad (5)$$

(заметим, что в (4) использован тот выше отмеченный факт, что $U_{C0} = 2E_{\Pi}$).

Коэффициент K_{Δ} устанавливается разработчиком на этапе выбора типа и номинала конденсатора. Полученная модель (4) физически непротиворечива и дает представление о взаимосвязи требуемой емкости конденсатора с рабочими параметрами схемы. Таким образом, мы получили значение емкости конденсатора, которое необходимо для того, чтобы в результате одной коммутации значение перенапряжения на нем (и на транзисторах инвертора) не превышало заданного значения $\Delta U_C = K_{\Delta} 2E_{\Pi}$. При N числе коммутаций выражение (4) приобретает вид:

$$C = \frac{N \cdot I_k^2 L_S}{4K_{\Delta} E_{\Pi}^2 (2 + K_{\Delta})}. \quad (6)$$

Выражение (6) показывает, что с ростом числа коммутаций при сохранении заданного значения коэффициента K_{Δ} и при отсутствии разрядного резистора емкость конденсатора необходимо увеличивать. В качестве примера найдем значение емкости конденсатора, которое необходимо при одной коммутации ($N = 1$) и следующих значениях параметров: $E_{\Pi} = 30$ В, $I_k = 10$ А, $L_S = 1$ мкГн и $K_{\Delta} = 0,1$ (т. е. превышение над уровнем $2E_{\Pi}$ составляет 10%):

$$C = \frac{1 \cdot 10^2 \cdot 1 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 0,1 \cdot 30^2 \cdot (2 + 0,1)} \approx 0,132 \text{ мкФ}. \quad (6a)$$

Заметим, что требуемая емкость конденсатора во многом определяется значениями коммутируемого тока и индуктивности рассеяния. Например, при $I_k = 50$ А и $L_S = 10$ мкГн она возрастает в 250 раз:

$$C = 0,132 \cdot 25 \cdot 10 = 31,25 \text{ мкФ}.$$

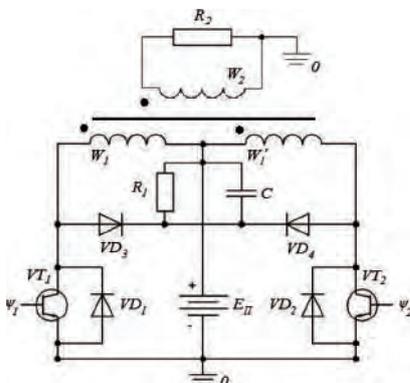


Рис. 1. Схема НИЯ со средством борьбы с индуктивностью рассеяния – СБИР по схеме “полукрест”

Поскольку за период происходит 2 коммутации, то следует принять $N_{\min} = 2$. При числе коммутаций N_{\min} за период и при частоте коммутации транзисторов f общее число коммутаций в секунду будет равно (например, при $f = 1000$ Гц):

$$N = N_{\min} \cdot f = 2 \cdot 1000 = 2000, \quad (7)$$

а требуемое значение емкости конденсатора, если его не разряжать, возрастает до $C = 264$ мкФ. Таким образом, при $C = 264$ мкФ и частоте $f = 1000$ Гц за 1 с работы повышение напряжения на таком конденсаторе не превысит заданных нами 10%. В общем случае за время t с параметр N в (7) и выражение (6) соответственно приобретают вид:

$$N = 2ft = 2t/T \text{ (число коммутаций в секунду)}, \quad (7a)$$

$$C = \frac{N \cdot I_k^2 L_S}{4K_{\Delta} E_{\Pi}^2 (2 + K_{\Delta})} = \frac{2f \cdot t \cdot I_k^2 L_S}{4K_{\Delta} E_{\Pi}^2 (2 + K_{\Delta})}. \quad (8)$$

Тогда, если в данном примере оставить то же значение параметра $C = 264$ мкФ, то перенапряжение на конденсаторе (и на транзисторе), например, за 10 с еще возрастет, при этом возрастает и коэффициент K_{Δ} . Чтобы узнать во сколько же раз он возрастает в данном примере, необходимо решить относительно параметра K_{Δ} (при тех же выше принятых значениях параметров) следующее уравнение, полученное из (6)

$$4K_{\Delta}^2 E_{\Pi}^2 C + 8K_{\Delta} E_{\Pi}^2 C - NI_k^2 L_S = 0. \quad (6b)$$

Его решение с учетом (8) имеет следующий вид (и конкретное для данного примера значение коэффициента K_{Δ}):

$$K_{\Delta} = \frac{-8E_{\Pi}^2 C \pm \sqrt{(8E_{\Pi}^2 C)^2 + 4 \cdot 4E_{\Pi}^2 C \cdot NI_k^2 L_S}}{2 \cdot 4E_{\Pi}^2 C} =$$

$$= -1 \pm \sqrt{1 + \frac{2 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^2 \cdot 10^{-6}}{8 \cdot 30^2 \cdot 264 \cdot 10^{-6}}} = -1 \pm \sqrt{1 + \frac{4}{1,9}} =$$

$$= -1 \pm 1,76 = 0,76.$$

Полученный ответ означает, что в данном примере значение коэффициента K_{Δ} вместо 0,1 станет равным $K_{\Delta} = 0,76$, то есть возрастет в 7,6 раз, а импульсное перенапряжение на транзисторе станет равным $\Delta U_C = K_{\Delta} \cdot 2E_{\Pi} = 0,76 \cdot 60 = 45,6$ В.

Вышеприведенное модельное описание исследуемого процесса проясняет их физику и создает основу для получения нужных решений при проектировании такого типа инверторов. Выражение (8), в частности, показывает, что коэффициент превышения напряжения K_{Δ} при неизменных значениях остальных параметров от времени t зависит нелинейно. Очевидно, чтобы ограничить перенапряжение на заданном уровне, конденсатор нужно периодически разряжать. Его можно разряжать или после каждой коммутации, или реже, с более низкой частотой. При этом возможны различные

алгоритмы – следящие или алгоритмы с жесткой (программной) логикой. Приведенное модельное описание в совокупности с ИКМ позволяет определить рациональное в каждом случае решение.

СБИР на основе энергонерассеивающих снабберов (ЭНРС)

В данной статье представлено новое схемотехническое решение НИЯ с использованием в ней в качестве СБИР так называемых энергонерассеивающих снабберов (ЭНРС) – рис. 2а. Энергетическая эффективность такой схемы обуславливается полным отсутствием в ней резистивных элементов [7]. Принцип ее работы применительно к одной НИЯ поясняется осциллограммами на рис. 2б–г, полученными на основе ИКМ.

Защитная цепочка (ЭНРС) каждого плеча НИЯ по рис. 2а состоит из следующих элементов: VD5, W3, C1, VD3 (для левого плеча); VD6, W'3, C2, VD4 (для правого плеча). В момент закрывания транзистора VT2 (рис. 2, г), на обмотке W'1 возникает ЭДС самоиндукции, поддерживающая протекавший через обмотку W'1 ток, вследствие чего весь ток, протекавший до этого момента через транзистор VT2 по контуру W'1 – VT2 – E_Π – W'1, потечет по новому контуру защиты: W'1 – C2 – VD4 – W'1, в результате чего происходит заряд C2 до некоторого значения (рис. 2б). Затем в течение некоторого времени происходит небольшой разряд конденсатора C2 вследствие возникновения колебательного контура L_{W'1} – C2 – L_{W'3}. Ток при этом течет по контуру C2 – W'1 – EΠ – VD6 – W'3 – C2. Далее происходит открывание транзистора VT2 и конденсатор C2 начинает разряжаться до первоначального уровня (до постоянной составляющей напряжения заряда C2) по контуру C2 – VT2 – VD6 – W'3 – C2 (рис. 2б). Таким образом, энергия индуктивности рассеяния первичных обмоток ИНС по схеме рис. 2а переда-

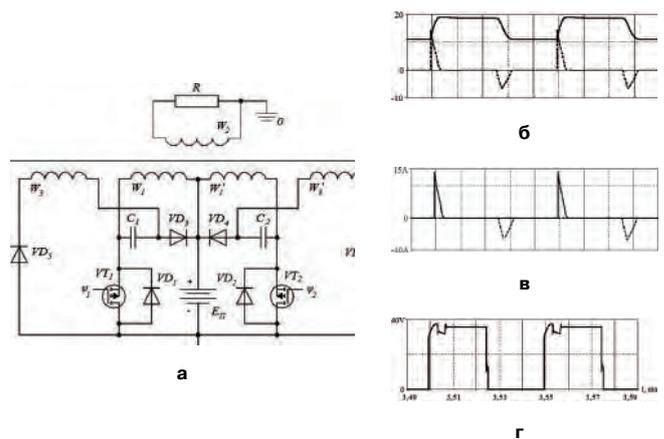


Рис. 2. НИЯ с энергонерассеивающими снабберами (ЭНРС), а также диаграммы, поясняющие принцип работы СБИР с использованием ЭНРС: а – принципиальная схема НИЯ с ЭНРС в качестве СБИР; б – напряжение на конденсаторе C2 (сплошная линия) и ток через него (пунктир); в – ток через диод VD4 (сплошная линия) и ток через обмотку W'4 (пунктир); г – напряжение на транзисторе VT2

ется в нагрузку и в источник питания посредством магнитной связи дополнительных обмоток $W3$ и $W'3$ со вторичной обмоткой ИНС $W2$. Далее процесс повторяется.

Использование НИЯ с ЭНРС в двухканальном варианте однофазного инвертора напряжения с ОШИМ выходного напряжения по рис. 3а подтвердило полную их работоспособность и здесь.

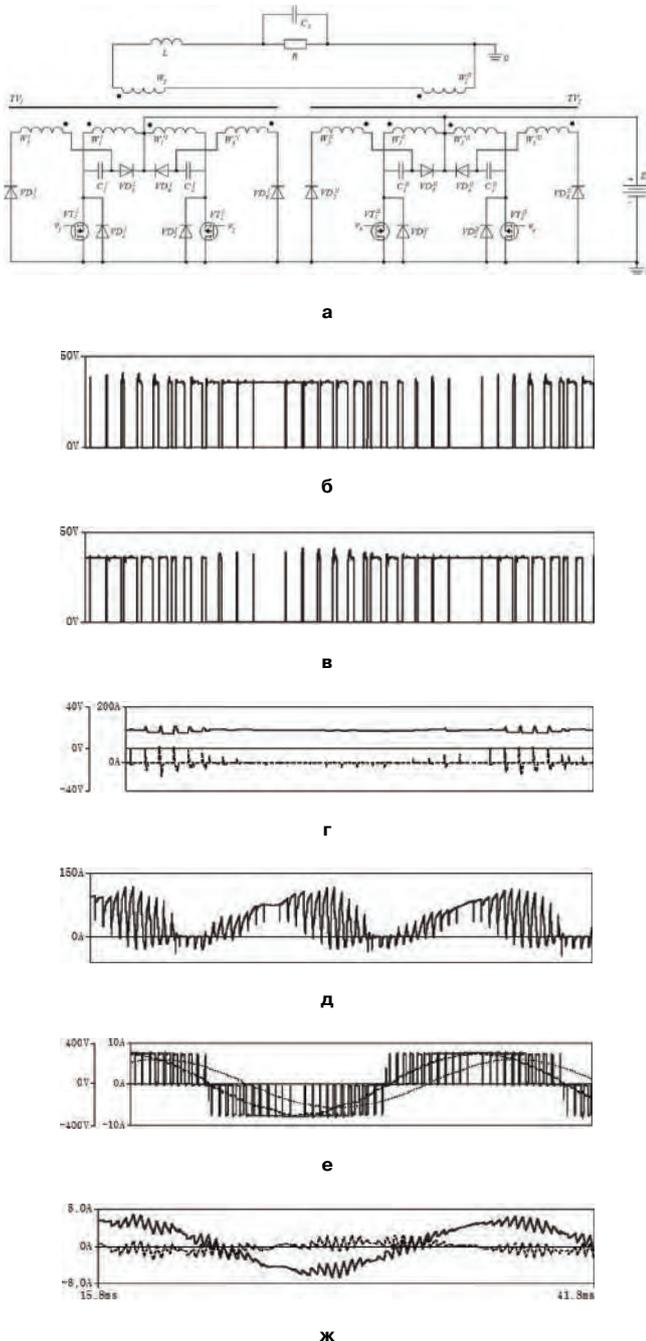


Рис. 3. Однофазный двухканальный инвертор напряжения с ОШИМ выходного напряжения, а также диаграммы процессов в нем: а – принципиальная схема; б – напряжение на транзисторе VT1; в – напряжение на транзисторе VT2; г – напряжение на защитном конденсаторе С1 (сплошная линия) и ток через него (пунктир); д – ток, потребляемый схемой из сети; е – выходное напряжение до и после фильтра (сплошные линии) и ток нагрузки (пунктир); ж – ток дросселя (сплошная линия) и конденсатора (пунктир) выходного фильтра

Основные диаграммы процессов в двухканальном однофазном ИН с ЭНРС и ОШИМ выходного напряжения приведены на рис. 3б–ж. Реализация ДШИМ в каждом канале обеспечивается системой управления (СУ), логика формирования управляющих сигналов которой подробно описана в [4].

Однофазный двухканальный инвертор напряжения по рис. 3а используется в составе ТИН – рис. 4а. Работоспособность нового СБИР (рис. 2а) в составе трехфазного двухканального инвертора напряжения с ДШИМ в каждом канале и с ОШИМ выходного напряжения (как с наличием нулевого провода – НП, так и без него) подтверждена результатами ИКМ, представленными на рис. 4б–з (осциллограммы процессов схемы ТИН без НП). Очевидно, что наилучшими показателями качества выходного напряжения обладает схема ТИН без НП из-за отсутствия в нем гармоник напряжения нулевой последовательности (рис. 4е), что, в свою очередь, создает условия для уменьшения значений параметров выходного фильтра, а, следовательно, и его массы: при наличии НП величина дросселя индуктивности фильтра составляет $L_{\Phi} = 10$ мГн, емкости конденсатора – $C_{\Phi} = 5$ мкФ (коэффициент гармоник выходного напряжения $K_{Г(U)} \approx 5\%$), а в схеме ТИН без НП при том же $K_{Г(U)} – L_{\Phi} = 5$ мГн и $C_{\Phi} = 5$ мкФ.

Основанием для частичной модернизации (ЧМ) ТИН явилась высокая восприимчивость к ней производства благодаря уже ранее созданному технологическому обеспечению по предыдущему его варианту. Однако наряду с ЧМ в стадии разработки (в объеме собственных ресурсов предприятия) находится и проект по глубокой модернизации (ГМ) ТИН. Концепция его ГМ основана на использовании ресурсосберегающего способа промежуточного высокочастотного преобразования параметров электроэнергии, позволяющего не менее, чем на порядок снизить массу трансформаторного узла и массу ТИН в целом.

Выводы

1. Выделены два вида модернизации – частичная (ЧМ) и глубокая (ГМ). ЧМ – менее затратная, но обеспечивающая меньший положительный эффект, чем ГМ. Однако ГМ – процесс, требующий целенаправленного финансирования научно-исследовательского этапа работ. Он, с необходимостью на государственном уровне, должен вновь вводиться в нормы создания новой техники, если ставится задача достижения ее конкурентоспособности.

2. Использование новой элементной базы (транзисторов, диодов и аморфной стали в трансформаторном узле) наряду с новым техническим решением инверторной ячейки нулевого типа позволило даже в рамках ЧМ значительно упростить как силовую часть трехфазного инвертора напряжения (ТИН), так и его систему управления, а также повысить в 4 раза тактовую частоту ШИМ и за счет этого улучшить массогабаритные показатели как силовой части, включая выходной фильтр, так и системы управления. В целом удалось значительно улучшить показатели качества ТИН, в том числе повысить технологичность его изготовления.

3. Полученное модельное описание процесса сброса энергии индуктивностей рассеяния первичных обмоток НИЯ в буферный конденсатор

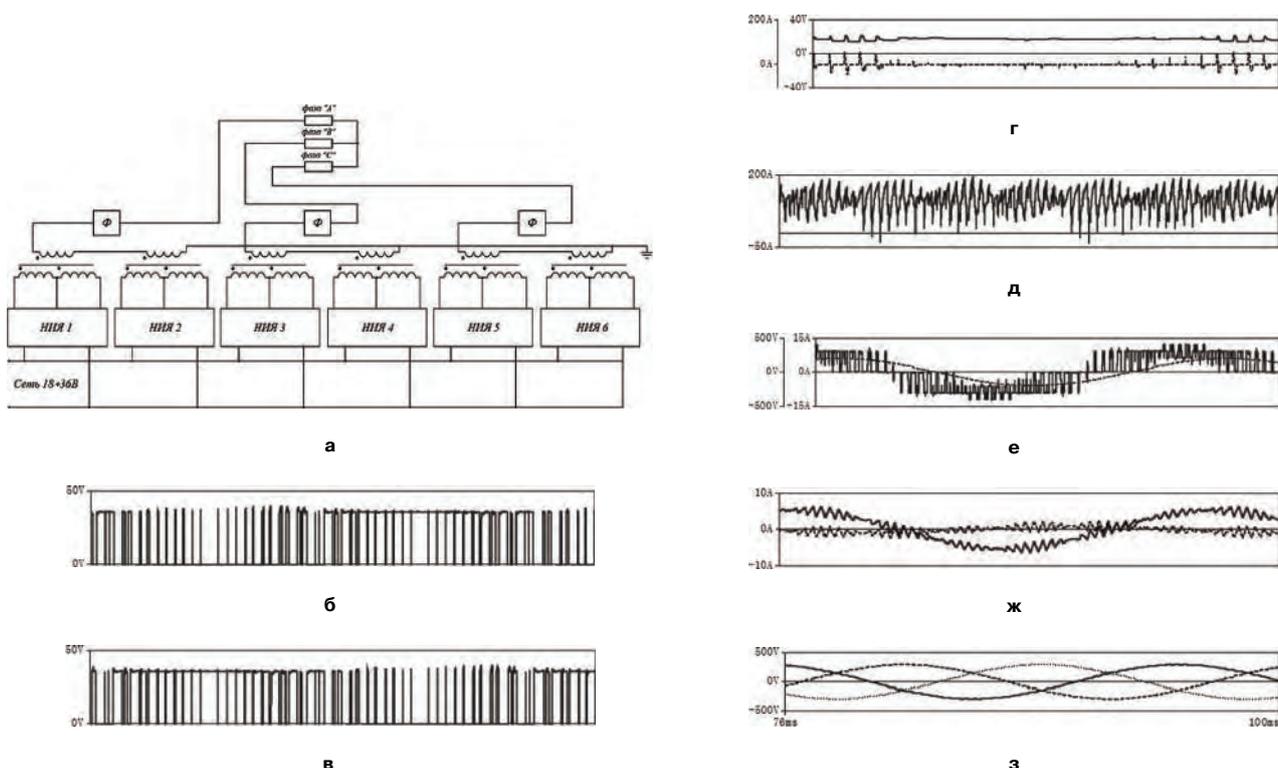


Рис. 4. Трехфазный инвертор (ТИН) с применением ЭНРС и ОШИМ напряжения в каждой фазе, а также временные диаграммы процессов в ТИН без НП: а – принципиальная схема; б – напряжение на транзисторе VT1; в – напряжение на транзисторе VT2; г – напряжение на защитном конденсаторе С1 (сплошная линия) и ток через него (пунктир); д – ток, потребляемый схемой из сети; е – выходное напряжение до фильтра (сплошная линия) и ток нагрузки (пунктир); ж – ток дросселя (сплошная линия) и конденсатора (пунктир) выходного фильтра; з – выходное напряжение после фильтра (фаза А, В, С)

снабберной цепи создает основу для качественного анализа процессов и для целенаправленного проведения численных экспериментов по параметрической ее оптимизации (при заданном ТЗ) на основе имитационного компьютерного моделирования (ИКМ).

4. Представлены результаты ИКМ процессов в НИЯ с энергонерассеивающими снабберами, подтвердившие эффективность решения. Использование ИКМ для решения подавляющего числа проектных задач по анализу и синтезу устройств силовой электроники позволяет значительно сократить время их решения при высокой точности результатов и возможности проведения вариантных исследований. Таким образом, сегодня ИКМ – это современное эффективное средство для проектирования новой техники.

Литература

1. Окунев Ю. Б., Плотников В. Г. Принципы системного подхода к проектированию в технике связи. – М.: Связь, 1976. – 184 с.
2. Дитрих Я. Проектирование и конструирование. Системный подход. Пер. с польск. – М.: Мир, 1981. – 456 с.
3. Мыцык Г. С. О роли инженерного образования и инженерной деятельности в конкурентно-ориентированном развитии нации. Практическая силовая электроника № 17, 2005. С. 45–48.
4. Михеев В. В., Мыцык Г. С., Анцкайтис Г. В., Бродников С. Н., Пискунов Л. А., Кудряшев А. А., Мамонтов В. И.

Трехфазный инвертор для системы резервного электропитания. Практическая силовая электроника №17, 2005. С. 5–11.

5. Патент РФ №2071634, МКИ5: НО2М7/529. Способ преобразования постоянного напряжения в квазисинусоидальное с широтно-импульсной модуляцией / В. В. Михеев, Г. С. Мыцык. Бюл. изобр. № 1, 1997.

6. Моин В. С., Лантев Н. Н. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергия, 1972. – 512 с.

7. Патент РФ на изобретение №2314630. Двухтактный преобразователь напряжения / Авторы: С. Н. Бродников, А. А. Кудряшев, В. В. Михеев, Г. С. Мыцык. Бюл. изобр. № 1, 2008.

8. Яковлев В. В., Воронцов К. А., Мирошниченко А. А., Мыцык Г. С. Вариантные исследования эффективности средств борьбы с индуктивностями рассеяния обмоток трансформатора в инверторе по нулевой схеме. Радиотехника, электротехника и энергетика: Семнадцатая международная науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: Тез. докл. в 3 т. Т. 2. М.: Издательский дом МЭИ, 2010. С. 97–98.

Берг Виталий Рейнгольдович, к. т. н., генеральный директор ОАО "ГОКБ "Прожектор", тел. +7(495)-672-96-06;

Кудряшев Анатолий Анатольевич, начальник отдела источников вторичного электропитания (ИВЭП) ОАО "ГОКБ "Прожектор", тел. +7(495)-137-16-20;

Михеев Владимир Викторович, зам. начальника отдела ИВЭП ОАО "ГОКБ "Прожектор", тел. +7(495)-379-48-88;

Яковлев Виталий Витальевич, 1986 г. р., аспирант кафедры ЭКАО, МЭИ, тел. +7(495) 336-84-87.

В. М. Бардин, Д. А. Борисов, А. В. Земсков

ДИНАМИКА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СВАРОЧНЫХ ИНВЕРТОРАХ

V. M. Bardin, D. A. Borisov, A. V. Zemskov

Transient Processes Dynamics In Welding Inverters

Статья содержит результаты компьютерного моделирования процессов в источнике питания для сварки на постоянном и источнике питания для сварки на переменном токе высокой частоты при изменении нагрузки (сопротивления электрической дуги). Приведено сравнение результатов моделирования с информацией, полученной с помощью физического эксперимента, определены факторы, влияющие на динамику переходных процессов, происходящих в сварочном инверторе.

Ключевые слова: инвертор, переходной процесс, моделирование, сварочная дуга, электродуговая сварка.

The article contains computer simulation results of power supplies for two types of welding inverters: a DC welding inverter and a high frequency AC inverter under load variation (resistance of welding arc). The article compares simulation results with information obtained by full-scale experiment, and defines the factors affecting the of transient processes dynamics in welding inverters.

Key words: inverter, transient process, simulation, welding arc, electric-arc welding.

Цель данной публикации — качественная и количественная оценка динамики переходных процессов в источнике питания для сварки на постоянном токе и источнике питания для сварки на переменном токе высокой частоты, определение факторов, влияющих на динамику переходных процессов, происходящих в сварочном инверторе.

В настоящее время в сварочной технике просматривается четкая тенденция перехода к электронным схемам, которые обеспечивают оптимальные способы регулирования сварочного тока и задания нагрузочной характеристики. Это повышает качество сварного шва, снижает массу и габариты сварочного оборудования. Абсолютное большинство инверторных сварочных аппаратов (ИСА) с широтно-импульсным способом регулирования (ШИМ) тока позволяет осуществлять сварку только на постоянном токе. Однако в ряде работ [1, 2] показано, что дуговая сварка переменным током повышенной частоты (десятки кГц) может

обеспечить более высокое качество соединения, чем сварка на постоянном токе.

Несмотря на быстрое развитие и широкое применение ИСА динамика происходящих в них процессов, например при изменении сопротивления нагрузки (сварочной дуги) исследованы недостаточно. Это не позволяет полностью использовать потенциальные возможности таких аппаратов.

В настоящей работе в качестве объектов исследования выбраны ИСА постоянного тока и инверторный сварочный аппарат переменного тока частоты ультразвукового диапазона [3]. Электрические схемы аппаратов приведены на рис. 1.

Исследование динамики переходных процессов при изменении сопротивления нагрузки было проведено на виртуальных (компьютерных) моделях с использованием программы *MicroCAP*. Схемы компьютерных моделей изображены на рис. 2.

Изменение сопротивления нагрузки осуществляется переключателем (S1). Время задержки в

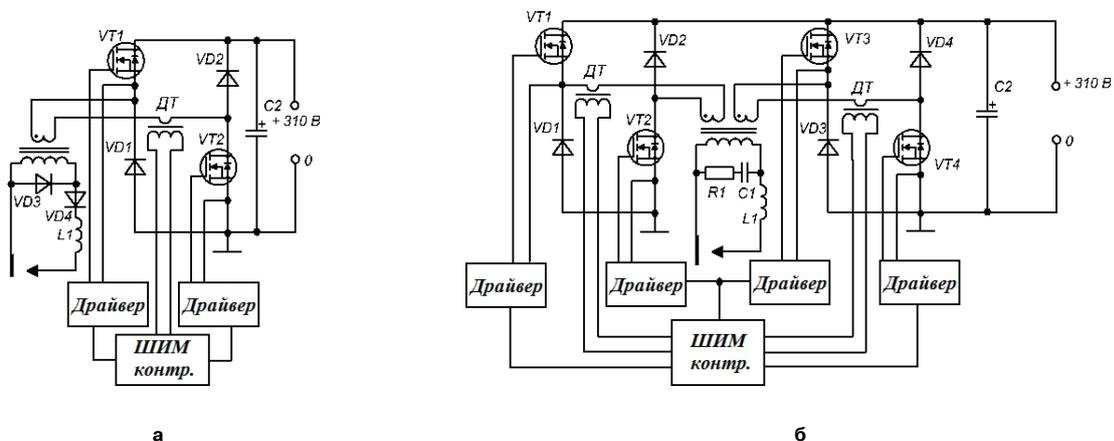


Рис. 1. Электрическая схема силовой части ИСА постоянного тока (а) и ИСА переменного тока высокой частоты (б)

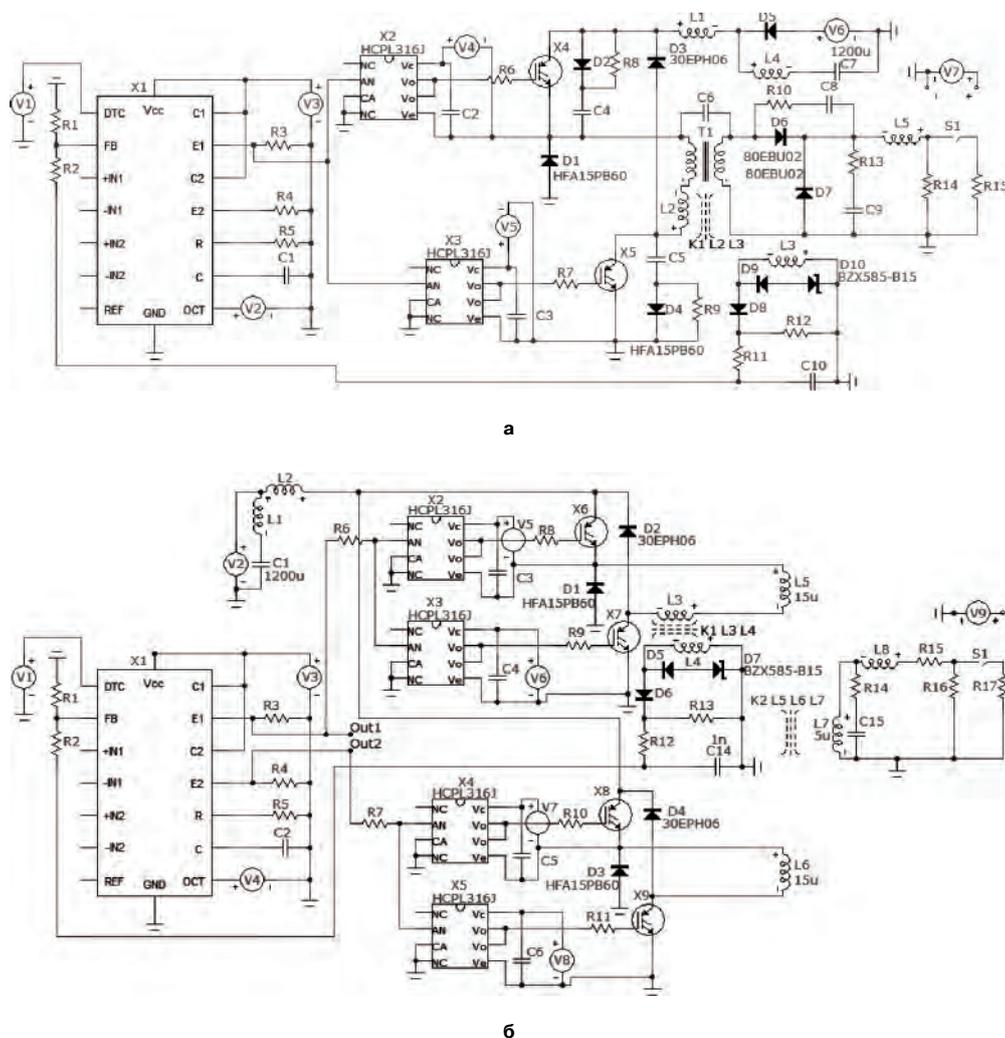


Рис.2. Компьютерная модель ИСА постоянного тока (а) и ИСА переменного тока высокой частоты (б)

цепи обратной связи задано равным 6 мкс с учетом инерционных свойств датчика тока.

При размыкании цепи системы автоматического управления (САУ) длительность импульсов управления является фиксированной и изменяться не может. Поэтому сварочный инвертор будет стабилизировать напряжение, а не ток. Замыкание цепи обратной связи позволяет уменьшить длительность переходных процессов и обеспечить стабилизацию сварочного тока.

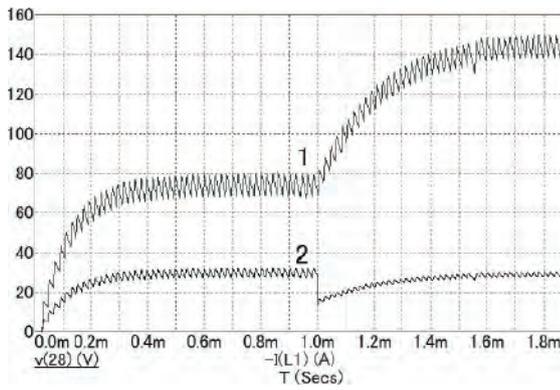
В процессе сварки длина дуги может изменяться в пределах 2–5 мм и, следовательно, будет изменяться ее сопротивление. На рис. 3, приведены результаты моделирования переходного процесса в ИСА постоянного тока при изменении сопротивления сварочной дуги с 0,5 Ом до 0,3 Ом. Коммутация транзисторов инвертора осуществлялась на частоте 50 кГц. Индуктивность выходного дросселя задана равной 40 мкГн. Из сравнения полученных диаграмм следует, что при замкнутой САУ длительность переходного процесса составляет около 100 мкс, и сокращается по сравнению с процессом при разомкнутой САУ в 6 раз. Кроме

того, САУ обеспечивает стабилизацию величины сварочного тока.

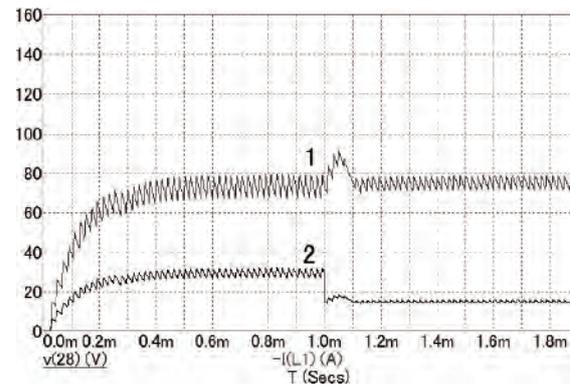
Выходной ток является пульсирующим. Частота и амплитуда пульсаций зависят от скважности управляющих импульсов, частоты и индуктивности выходного дросселя. Амплитуду пульсаций сварочного тока можно снизить путем увеличения индуктивности выходного дросселя. Но это приведет к некоторому ухудшению массогабаритных параметров, снижению КПД, к ухудшению динамики переходных процессов. Кроме этого ее можно уменьшить путем увеличения частоты управляющих импульсов.

Для сравнения на рис. 4. приведены аналогичные диаграммы, при индуктивности выходного дросселя в 4 раза меньшей. Время переходных процессов сократилось и составило 90 мкс. Но увеличилась на 50% амплитуда пульсаций.

Результаты компьютерного моделирования работы схемы ИСА знакопеременного тока с частотой коммутации 50 кГц приведены на рис. 5. Индуктивность выходного дросселя задана равной 40 мкГн. Время переходных процессов по сравнению с ИСА



а



б

Рис. 3. Диаграммы тока и напряжения при изменении нагрузки ИСА постоянного тока (с 0,5 Ом до 0,3 Ом) с разомкнутой (а) и замкнутой (б) цепью обратной связи; (1 – график тока, 2 – график напряжения, индуктивность дросселя 40 мкГн)

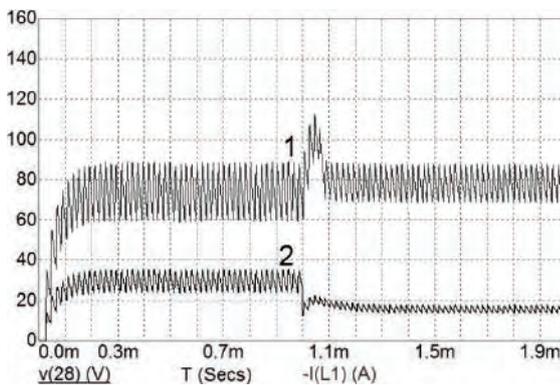


Рис. 4. Диаграмма тока и напряжения при изменении нагрузки (с 0,5 Ом до 0,3 Ом) с ОС; (1 – график тока, 2 – график напряжения, индуктивность дросселя 10 мкГн)

постоянного тока существенно снизилось и составило порядка 50 мкс. Очевидно это связано с отсутствием выходного выпрямителя и иным характером сварочного тока.

С замкнутой системой автоматического управления длительность переходных процессов в нагрузке можно сократить в 5–6 раз.

Увеличение индуктивности выходного дросселя, приводит к снижению амплитуды пульсаций сварочного тока, но ухудшает динамику.

Для проверки адекватности предложенных компьютерных моделей и полученной с их помощью

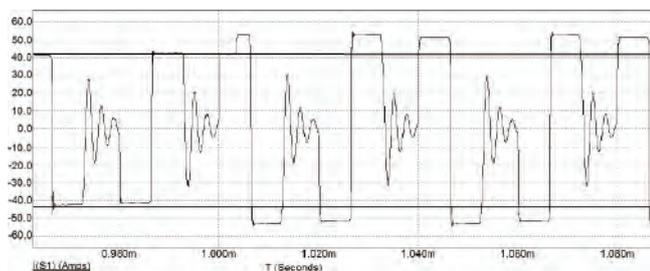
информации о характере переходных процессов, были с помощью цифровых осциллографов – приставок АКТАКОМ-АСК-3106-PO1 сняты осциллограммы переходных процессов на физических моделях ИСА (рис. 6 и 7).

Приведенные осциллограммы показывают хорошую качественную сходимость с диаграммами, полученными на компьютерных моделях (расхождение между результатами компьютерного моделирования и физическим опытом не превышает 10–15%). Переходный процесс между импульсами тока обусловлен наличием RC -цепочки на выходе инвертора.

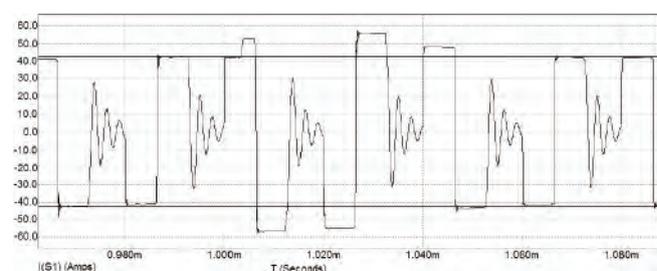
Компьютерное моделирование схем ИСА позволяет исследовать переходные процессы при различных режимах их работы и количественно оценить динамику происходящих в них процессов. Такой подход позволяет существенно сократить время проектирования преобразовательных устройств.

Выводы

Динамика переходных процессов зависит от инерционности звеньев системы автоматического управления и индуктивности выходного дросселя: при уменьшении индуктивности в 4 раза, время переходных процессов в ИСА постоянного тока уменьшается на 10%. При этом увеличивается на 50% амплитуда пульсаций сварочного тока, что сни-



а



б

Рис. 5. Диаграммы тока при изменении нагрузки (с 0,5 Ом до 0,3 Ом) с разомкнутой (а) и замкнутой (б) цепью обратной связи; (индуктивность дросселя 40 мкГн)

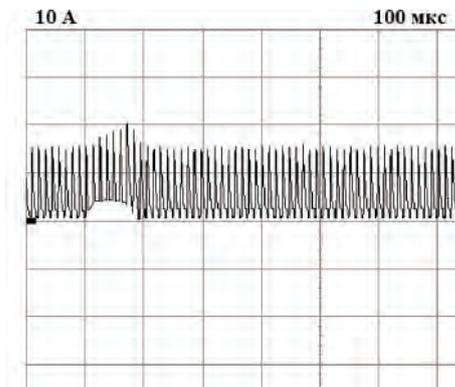


Рис. 6. Осциллограмма тока при изменении нагрузки (с 0,8 Ом до 0,2 Ом) на физическом макете ИСА постоянного тока с замкнутой цепью обратной связи

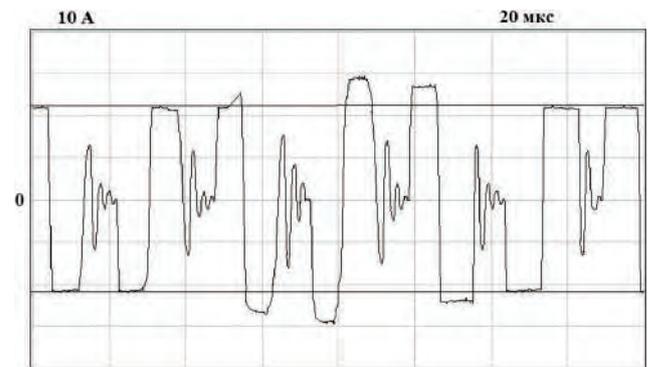


Рис. 7. Осциллограмма тока при изменении нагрузки (с 0,8 Ом до 0,2 Ом) на физическом макете ИСА переменного тока с замкнутой цепью обратной связи

жает качество сварного шва, поэтому необходимо оптимальным способом подбирать частоту работы ИСА и индуктивность выходного дросселя.

Длительность переходных процессов в ИСА при замыкании САУ можно сократить в 6 раз, при этом в ИСА переменного тока время переходных процессов в 2 раза меньше (50 мкс), чем в ИСА постоянного тока (100 мкс), что связано с отсутствием выходного выпрямителя и характером сварочного тока.

Литература

1. Бардин В. М., Борисов Д. А. Целесообразность и возможности создания сварочных аппаратов переменного тока высокой частоты. — Сварочное производство, 2010, № 6, С. 26–28.

2. Бардин В. М., Борисов Д. А. Сварочный аппарат переменного тока высокой частоты. — Сварочное производство, 2011, № 5, С. 40–41.

3. Патент 2412031, МПК В23 К9/10. Устройство для электродуговой сварки / В. М. Бардин, Д. А. Борисов (RU). Опубл. 2011, бюлл. № 5.

Бардин Вадим Михайлович, к. т. н., профессор кафедры радиотехники Института физики и химии Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева, г. Саранск, тел.: +7 917-692-8512;

Борисов Дмитрий Александрович, к. т. н, преподаватель кафедры радиотехники Института физики и химии Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева, тел.: +7 927-275-2534, e-mail: Zocksy@yandex.ru;

Земсков Антон Владимирович, аспирант кафедры радиотехники Института физики и химии Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева, тел: +7(917)6990808, e-mail: a.zemskov88@gmail.ru.

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 *MS Word*) и бумажном видах.

Статья должна содержать

- ✧ Ф. И. О. авторов на русском и английском языках;
- ✧ заголовок (на русском и английском языках);
- ✧ аннотацию (на русском и английском языках);
- ✧ ключевые слова (на русском и английском языках);
- ✧ текст с иллюстрациями, который может быть разбит на разделы;
- ✧ заключение (выводы);
- ✧ список литературы (если есть);
- ✧ информацию об авторе (авторах) (Ф.И.О., ученая степень, ученое звание, должность, название организации, телефон, адрес электронной почты).

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: pse@mmp-irbis.ru или kryuchkov_v_v@mail.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 *Microsoft Equation* или *Math Type* (стиль математический). Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;
- ☞ Шрифт обозначений устройств (С – 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 окончание обозначения устройства (C_д, L_{мл} и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (C – емкость, I – ток, L – индуктивность и т. п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное+цифровое окончание обозначения параметров (I₁, L_с, U_{упр1} и т. п.);
 - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание – шрифт прямой, буквенное латинское окончание – шрифт наклонный.
- ☞ Формат иллюстраций: **.tif, .eps, .ai** (прилагать отдельными 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, руб.
0,5 А4	190 × 130	1500
А4	210 × 290	2250
3-я стр. обложки	210 × 290	3300
4-я стр. обложки	210 × 290	3900
2-я стр. обложки	210 × 290	5400

Требования к рекламным макетам

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

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