УДК 621.314.1

СИНТЕЗ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПОВЫШАЮЩИМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ РАБОТЕ НА АКТИВНУЮ НАГРУЗКУ

МИРОНОВИЧ А. В., канд. техн. наук ПРИМШИЦ П. П.

Белорусский национальный технический университет

В настоящее время силовые полупроводниковые преобразователи различных типов находят широкое применение в технике. Наиболее часто они используются в качестве выпрямителей, инверторов, а также источников вторичного электропитания (ИВЭП). Последние, в свою очередь, служат источниками энергии для других потребителей: электроприводов, электронагревательных, электроосветительных приборов и т. д.

К источникам вторичного электропитания предъявляются достаточно жесткие требования:

- низкое энергопотребление;
- стабильность выходного напряжения в широких диапазонах изменения нагрузки;
- надежность;
- отсутствие отрицательного воздействия на сеть, питающую ИВЭП.

В силу изложенных выше требований наибольший интерес представляют ключевые (нерассеивающие) ИВЭП, в которых стабилизация выходного напряжения достигается за счет изменения скважности коммутации силовых ключей (транзисторов). КПД такого преобразователя высок.

Существует две разновидности силовых схем ключевых ИВЭП:

- с повышающим трансформатором;
- без повышающего трансформатора.

Преимуществом схем первой группы является хорошая динамика, недостатком – большая масса и габариты. Главный недостаток бестрансформаторных схем – невысокая устойчивость в переходных процессах из-за наличия реактивных элементов. Однако этот недостаток может быть устранен за счет правильного выбора параметров системы автоматического управления.

Бестрансформаторные ключевые преобразователи постоянного напряжения, в свою очередь, можно подразделить на три группы: повышающие, понижающие и инвертирующие. Рассмотрим первые.

Повышающие преобразователи постоянного напряжения наиболее часто применяются в тех системах, где источником электроэнергии является аккумулятор, а именно – в транспортных установках. Применять аккумуляторные батареи повышенного напряжения (свыше 150 В) не выгодно из-за их больших габаритов и массы. В то же время тенденция к использованию серийных асинхронных электродвигателей, управляемых посредством преобразователей частоты, предполагает наличие на входе инвертора постоянного напряжения величиной не менее 300 В. Одним из наиболее оптимальных решений, с экономической точки зрения, здесь является ис-

пользование ключевого повышающего бестрансформаторного преобразователя постоянного напряжения.

Силовая схема простейшего повышающего преобразователя представлена на рис.1.

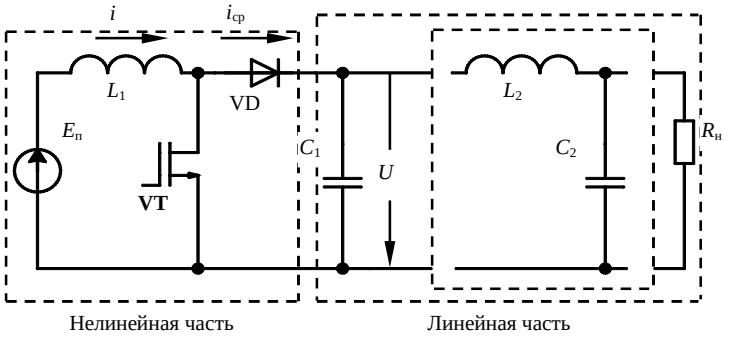

Рис. 1

Ключевым элементом схемы является транзистор VT, управляемый по принципу широтно-импульсной модуляции. Когда транзистор VT открыт, ток протекает по цепи $E_п - L_1 - VT$, непрерывно нарастая. При этом диод VD закрыт ($\varphi_к > \varphi_а$). При закрытии транзистора диод открывается, и ток начинает протекать по цепи $E_п - L_1 - VD - C_1 - R_н$. Энергия, накопленная в индуктивности L_1, перекачивается частично в нагрузку $R_н$, частично – в емкость C_1. Повышается напряжение в нагрузке за счет суммирования двух ЭДС: источника питания и индукции.

С целью обеспечения приемлемых характеристик преобразователя он должен быть снабжен замкнутой системой автоматического управления. В связи с этим представляет интерес идентификация преобразователя как объекта управления.

Очевидно, что данный преобразователь является нелинейным динамическим объектом, так как проводимости его электрических ветвей меняются в зависимости от состояния элементов VT и VD. В то же время основные методы синтеза САУ разработаны для линейных объектов. Следовательно, необходимо провести линеаризацию данного объекта. Для этого воспользуемся известным методом управляемой инжекции тока [1].

Суть метода состоит в разделении преобразователя на две части: нелинейную и линейную (рис. 1). Предполагается, что нелинейная часть служит источником тока, поступающего в линейную часть. Запишем нелинейные уравнения, описывающие работу преобразователя:

$$\begin{cases} Lpi = E_п - U(1-г); \\ i_{ср} = i(1-г); \\ U = i_{ср}\dfrac{R_н}{R_н C_1 p + 1}, \end{cases} \qquad (1)$$

где i – ток, протекающий через дроссель; $i_{ср}$ – средний (за период коммутации) ток, инжектируемый в линейную часть схемы; U – напряжение на нагрузке; $E_п$ – ЭДС источника питания; $г = \dfrac{t_0}{T_к}$ – скважность открывающих

импульсов транзистора; t_0 – время открытого состояния ключа; $T_к$ – период коммутации.

С целью линеаризации уравнений (1) заменим текущие значения переменных суммой

$$x = X_0 + \Delta x,$$

где x – мгновенное значение переменной; X_0 – значение переменной в точке установившегося режима; Δx – отклонение переменной в точке установившегося режима ($\Delta x/X_0 << 1$) [2].

Далее, пренебрегая членами выше второго порядка малости, получаем систему линейных уравнений:

$$\begin{cases} \Delta i L p = \Delta E_п - \Delta U(1 - г_0) + U_0 \Delta г; \\ \Delta i_{ср} = \Delta i(1 - г_0) - I_0 \Delta г; \\ \Delta U = \Delta i_{ср} \dfrac{R_н}{R_н C_1 p + 1}. \end{cases}$$

Для синтеза САУ преобразователем воспользуемся одним из наиболее простых методов – методом последовательной оптимизации контуров. Для реализации данного метода примем ряд допущений:

- принимаем нулевыми начальные значение тока дросселя и скважности ($I_0 = 0$, $\gamma_0 = 0$);
- считая быстродействие контура тока гораздо более высоким, чем быстродействие контура напряжения, пренебрегаем внутренней обратной связью по напряжению.

Структурная схема контура тока представлена на рис. 2, где $k_т$ – коэффициент обратной связи по току дросселя; k_1, T_1 – параметры регулятора тока; $T_д$ – постоянная времени датчиков; k_2 – коэффициент гибкой обратной связи по производной тока дросселя, вводимой для повышения качества переходных процессов.

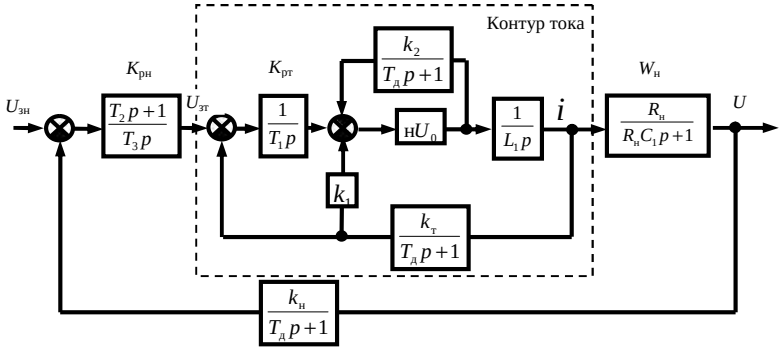

Рис. 2

Передаточная функция замкнутого токового контура имеет вид

$$W_т = \frac{i}{U_{зт}} = \frac{(T_д p + 1) нU_0}{L_1 T_1 T_д p^3 + (L_1 T_1 + k_2 нU_0 L_1 T_1) p^2 + k_т k_1 нU_0 T_1 p + k_т нU_0}.$$

Приняв для характеристического полинома контура тока распределение корней по Баттерворту [3]

$$p^3 + \frac{a_2}{a_3} p^2 + \frac{a_1}{a_3} p + \frac{a_0}{a_3} = p^3 + 2Hp^2 + 2H^2 p + H^3$$

и приравняв коэффициенты при одинаковых степенях p, получаем:

$$\frac{a_2}{a_3} = \frac{1 + k_{2н} U_0}{T_д} = 2H \to H;$$

$$\frac{a_1}{a_3} = \frac{k_т k_{1н} U_0}{L_1 T_д} = 2H^2 \to k_1;$$

$$\frac{a_0}{a_3} = \frac{k_{т н} U_0}{L_1 T_1 T_д} = H^3 \to T_1.$$

Параметры регуляторов:

$$k_1 = \frac{2H^2 L_1 T_д}{k_{т н} U_0}; \quad T_1 = \frac{k_{т н} U_0}{L T_д H^3}. \tag{2}$$

Структурная схема контура напряжения представлена на рис. 2, где $k_н$ – коэффициент обратной связи по напряжению; T_2, T_3 – постоянные времени ПИ-регулятора; $W_т$ – передаточная функция замкнутого контура тока. С целью упрощения синтеза аппроксимируем контур тока апериодическим звеном с передаточной функцией

$$W_т = \frac{1}{ф_э p + 1} \frac{1}{k_т},$$

где $τ_э$ – эквивалентная постоянная времени, определяемая по кривой переходного процесса контура тока. Кроме того, будем считать безынерционной обратную связь по напряжению $k_н$.

Передаточная функция контура напряжения принимает вид

$$W_н = \frac{U}{U_{зн}} = \frac{(T_2 p + 1) R_н}{T_3 R_н C_1 k_т ф_э p^3 + (T_3 k_т ф_э + T_3 R_н C_1 k_т) p^2 + (T_3 k_т + R_н T_2 k_н) p + k_н R_н}.$$

Приняв, как и в случае с токовым контуром, распределение корней по Баттерворту и приравняв коэффициенты при соответствующих степенях p, получим:

$$\frac{a_2}{a_3} = \frac{1}{R_н C_1} + \frac{1}{ф_э} = 2H \to H;$$

$$\frac{a_1}{a_3} = \frac{1}{T_1 R_н C_1 ф_э} + \frac{k_н T_2}{T_3 C_1 k_т ф_э} = 2H^2 \to T_2;$$

$$\frac{a_0}{a_3} = \frac{k_н}{T_3 C_1 k_т \phi_3} = H^3 \to T_3 .$$

Постоянные времени ПИ-регулятора:

$$T_3 = \frac{k_н}{H^3 \phi_3 C_1 k_т}; \; T_2 = \frac{T_3 C_1 k_т \phi_3}{k_н}\left(2H^2 - \frac{1}{R_н C_1 \phi_3}\right)$$

Моделирование переходных процессов будем проводить с помощью системы компьютерной математики MATLAB. Линеаризованную модель будем исследовать с помощью блоков из библиотеки динамических звеньев MATLAB-Simulink, а реальную систему представим стандартными блоками из библиотеки силовых элементов Power System Blockset. Для проведения моделирования примем следующие численные значения параметров: U_0 = 110 В; ν = 0,1 $В^{-1}$; L_1 = 120 мкГн; C_1 = 60 мкФ; $k_т$ = 0,05 Ом; k_2 = 0,2; $T_д$ = 0,0002 с; $R_н$ = 10 Ом; $k_н$ = 1/60.

Графики моделирования переходных процессов в контурах тока и напряжения при ступенчатом входном воздействии представлены на рис. 3.

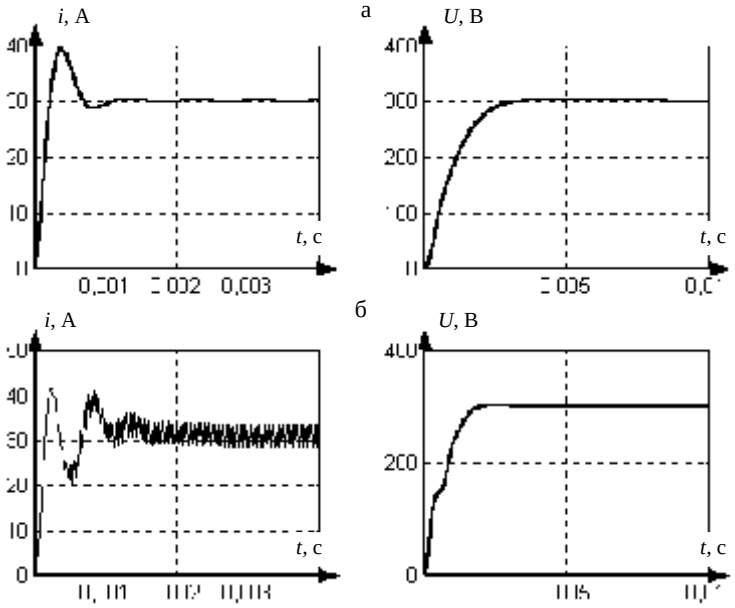

Рис. 3. Графики переходных процессов контуров тока и напряжения: а – в линеаризованной структуре; б – в модели на силовых элементах при моделировании в системе MATLAB

Как видно из диаграмм, в целом переходные процессы в линейной структуре и модели на силовых элементах совпадают по основным динамическим показателям и удовлетворяют требованиям качества. Однако в реальной схеме амплитуда вынужденных колебаний напряжения в установившемся режиме остается достаточно большой, что недопустимо при питании инвертора. Поэтому схему необходимо дополнить фильтрующей LC-цепью на выходе (рис. 1).

Отличие от рассмотренной выше схемы заключается лишь в изменении комплексного сопротивления линейной части.

Синтез САУ для этого преобразователя будем осуществлять с теми же допущениями, что и для исходной схемы. Контур тока имеет структуру, аналогичную предыдущему случаю, поэтому для определения параметров регулятора тока воспользуемся (2).

В контуре напряжения звено $W_{н}$ будет иметь передаточную функцию

$$W_{н} = \frac{T_1T_2p^2 + T_1p + 1}{T_1T_2T_3p^3 + T_1T_3p^2 + (T_3 + T_2)p + 1} R_{н},$$

где $T_1 = \frac{L_2}{R_{н}}$; $T_2 = R_{н}C_2$; $T_3 = R_{н}C_1$.

Синтез регулятора для данного контура представляет определенные трудности из-за высокого порядка знаменателя звена $W_{н}$, поэтому введем в канал управления компенсирующее звено с ПФ

$$W_{кн} = \frac{T_1T_2T_3p^3 + T_1T_3p^2 + (T_3 + T_2)p + 1}{(T_1T_2p^2 + T_1p + 1)(\tau p + 1)},$$

где τ – некомпенсируемая постоянная времени, обеспечивающая физическую реализуемость звена.

Считая безынерционными контур тока $W_{т} = \frac{1}{k_{т}}$ и обратную связь по напряжению $k_{н}$, синтезируем регулятор напряжения. Для повышения статической точности используем интегральную структуру регулятора

$$K_{рн} = \frac{1}{T_{и}p}.$$

Передаточная функция замкнутого контура

$$W = \frac{R_{н}}{T_{и}\tau k_{т}p^2 + T_{и}k_{т}p + k_{н}R_{н}}$$

(полиномы 2-й и 3-й степеней звеньев $W_{н}$ и $W_{кн}$ сокращаются).

Принимаем стандартное распределение корней полинома по Баттерворту и приравниваем коэффициенты при одинаковых степенях *p*:

$$\frac{a_1}{a_2} = \frac{1}{\tau} = 1{,}4H \rightarrow H;$$

$$\frac{a_0}{a_2} = \frac{k_{н}R_{н}}{T_{и}\tau k_{т}} = H^2 \rightarrow T_{и}.$$

Постоянная времени регулятора

$$T_{и} = \frac{k_{н}R_{н}}{\tau k_{т}H^2}.$$

Для моделирования переходных процессов возьмем следующие значения параметров выходного *LC*-фильтра: L_2 = 500 мГн; C_2 = 2 мФ. Кроме

основного ступенчатого задающего воздействия смоделируем ступенчатый наброс нагрузки (изменением сопротивления $R_н$ от 10 до 5 Ом).

Графики переходных процессов в линеаризованной структуре и имитационной модели на силовых элементах представлены на рис. 4.

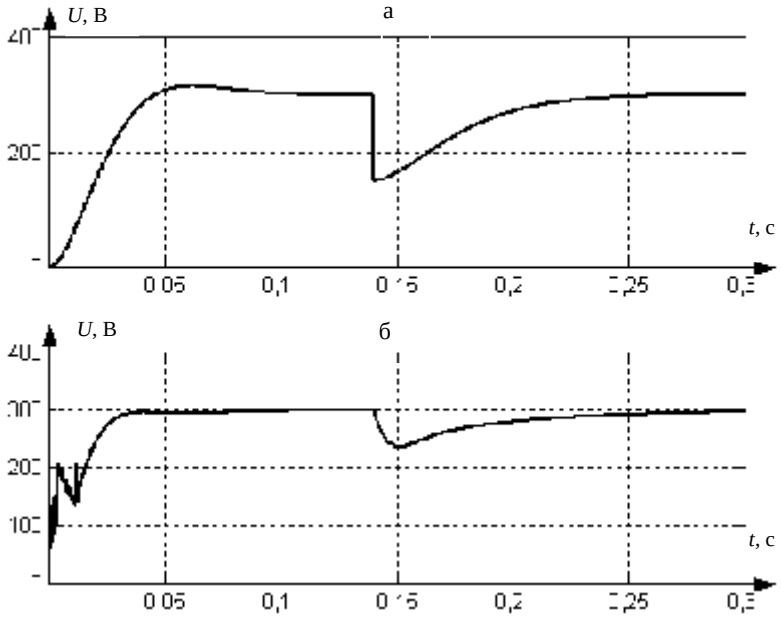

Рис. 4. Диаграммы напряжения: а – в линеаризованной структуре; б – в имитационной модели на силовых элементах при моделировании в системе MATLAB

Как видно из графиков, качество переходных процессов – удовлетворительное, хотя время регулирования достаточно велико. Быстродействие системы можно было бы увеличить за счет уменьшения некомпенсируемой постоянной времени τ (при моделировании τ = 0,01 с), однако это приводит к потере устойчивости. Расхождения в переходных характеристиках линеаризованной структуры и имитационной модели на силовых элементах обусловлены допущениями, принятыми нами при линеаризации и синтезе.

Таким образом, данная система автоматического управления повышающим преобразователем имеет два существенных недостатка:

- необходимость точного определения параметров объекта для создания звена компенсации;
- большое время регулирования.

Однако второй недостаток некритичен для систем, не требующих высокого быстродействия.

ВЫВОД

Разработана математическая модель бестрансформаторного повышающего преобразователя постоянного напряжения. На основании математической модели синтезирована система автоматического управления преобразователем.

Сравнительный анализ результатов имитационного моделирования для линеаризованной структуры и схемы на силовых элементах показал их

идентичность по основным динамическим показателям, что подтверждает истинность разработанной математической модели.

ЛИТЕРАТУРА

1. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания / Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.

2. Фираго Б. И. Теория электропривода: Учеб. пособие / Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячик. – Мн.: ЗАО «Технoперспектива», 2004. – 527 с.

3. Кузовков Н. Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. – М.: Машиностроение, 1976. – 184 с.

Представлена кафедрой
электропривода и автоматизации
промышленных установок
и технологических комплексов

Поступила 24.12.2004

УДК 681.327.12

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ УСТРОЙСТВА ВВОДА ТРЕХМЕРНЫХ КООРДИНАТ

Докт. техн. наук, проф. СЫЧИК В. А., инж. РЯБКОВ В. И.

Белорусский национальный технический университет

Актуальной задачей повышения эффективности управления и анализа воздушной обстановки в системах центров обработки вторичной радиолокационной информации (ЦОВРЛИ) является внедрение в состав автоматизированных рабочих мест устройств ввода трехмерной информации, которые могут работать как с трехмерной информацией в пространстве, так и с двухмерной информацией в плоскостных планшетах. Таким устройством может стать «Вектор».

Назначение устройства «Вектор» – «Летучая мышь» (рис. 1) – ввод трехмерных координат в ЭВМ с помощью специального указателя-щупа в пространстве 0,5×0,5×0,5 м^3. Способ действия – ручной ввод трехмерных координат по нажатию специальной клавиши «Ввод». Принцип действия устройства – электромагнитный, основан на взаимодействии разнесенных в пространстве круговых электромагнитных контуров, являющихся приемником и передатчиком. Принципы действия, положенные в основу устройства «Вектор», были испытаны на специальной установке «Изомер», во многом являющейся прототипом «Вектора». Новизна изделия – в пределах изученной области данное устройство является приоритетным по ряду показателей возможностей и исполнению, находится на стадии наладки опытного образца, принципы его работы описаны в [1].