

Сведения об авторах

- Алексей Иванович Андриянов** — канд. техн. наук, доцент; Брянский государственный технический университет, кафедра электронных, радиоэлектронных и электротехнических систем; E-mail: ahaos@mail.ru
- Никита Александрович Краснов** — аспирант; Брянский государственный технический университет, кафедра электронных, радиоэлектронных и электротехнических систем; E-mail: nike_borzoy@mail.ru

Рекомендована кафедрой
электронных, радиоэлектронных и
электротехнических систем

Поступила в редакцию
15.05.13 г.

УДК 681.5.01:681.537

А. А. АБДУЛЛИН, Н. А. ПОЛЯКОВ

СИНТЕЗ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ТРЕХФАЗНОГО АКТИВНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Рассмотрен метод синтеза системы фазовой автоподстройки частоты с использованием формализма пространства состояний. Трехфазный активный выпрямитель напряжения с синтезированной системой фазовой автоподстройки частоты позволяет осуществить компенсацию реактивной составляющей мощности и скорректировать форму тока в фазах питающей сети.

Ключевые слова: активный выпрямитель напряжения, фазовая автоподстройка частоты, регулятор состояния, наблюдатель пониженной размерности.

Введение. Активный выпрямитель напряжения (АВН) представляет собой автономный инвертор напряжения, выполненный на силовых ключах с обратными диодами, обращенный на сторону сети переменного тока, а также обеспечивающий двунаправленный обмен энергии между питающей сетью и потребителем [1]. Наиболее распространенными способами управления АВН являются синусоидальная широтно-импульсная модуляция и векторное управление с преобразованием координат. Для достижения энергетической эффективности преобразователями на основе трехфазных АВН на их систему управления возлагается ряд задач, решение которых связано с необходимостью нахождения фазы или фазовой синхронизации. Одной из таких задач является коррекция коэффициента мощности путем формирования сигнала задания синусоидальной формы, синфазного с напряжением в фазе питающей сети для контура тока системы управления АВН. С этой целью в информационной подсистеме преобразователя необходимо обеспечивать фазовую автоподстройку частоты (ФАПЧ) для синхронизации с фазой и частотой первой гармоники фазового напряжения [2]. С учетом неидеального характера питающей сети критерием для выбора полосы пропускания на выходе ФАПЧ в системе управления АВН должно быть соответствие требованиям ГОСТ гармонического состава сигнала задания для тока.

Построение системы ФАПЧ не является принципиально новой задачей. Такие системы используются в системах передачи данных для обеспечения синхронной работы приемной и передающей аппаратуры. Однако синтез ФАПЧ осуществляется с использованием передаточных функций [3]. Особенностью предлагаемой методики построения системы ФАПЧ является применение метода пространства состояний. Это позволяет в максимальной степени использовать математические пакеты прикладных программ (MATLAB, MathCad и др.), обеспечивая высокую эффективность процедуры проектирования.

Описание структуры ФАПЧ. Функциональная схема типовой системы ФАПЧ представлена в работе [3]. Система включает в себя фазовый дискриминатор (ФД), фильтр низких частот (ФНЧ), управляемый генератор (УГ) и устройство управления (УУ) — регулятор, придающий системе желаемые динамические свойства. Также на УУ поступает так называемая уставка по частоте, или начальная частота генератора. Введение уставки ω_r уменьшает рассогласование по частоте и улучшает условия захвата.

Фазовый дискриминатор выполняет сравнение фаз φ_c входного сигнала, в рассматриваемом случае — сигнал питающей сети с частотой 49—51 Гц, и выходного сигнала φ_g , генерируемого УГ. Простейший ФД представляет собой блок произведения сигналов сети и генератора. Пусть сигналы питающей сети и УГ соответственно представлены уравнениями

$$\left. \begin{aligned} u_c(t) &= U_c \sin(\omega_c t), \\ u_g(t) &= U_g \cos(\omega_g t) = U_g \cos((\omega_c - \delta)t), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где ω_c — частота сети, рад/с, а частота УГ отличается от частоты сети на величину δ .

Тогда произведение этих сигналов описывается выражением:

$$u_c(t)u_g(t) = K_d (\sin(\delta t) + \sin((2\omega_c - \delta)t)), \quad (2)$$

где $K_d = \frac{U_c U_g}{2}$ — коэффициент усиления фазового дискриминатора.

ФНЧ, в качестве которого может выступать апериодическое звено первого порядка с постоянной времени T_f , подавляет составляющую сигнала двойной частоты. Низкочастотная составляющая сигнала с ФД при малых значениях аргумента равна разности фаз δt .

Неуправляемый генератор синусоидального воздействия описывается однородным дифференциальным уравнением (3) с начальными условиями f_0 :

$$\frac{d^2 f}{dt^2} + \omega_g^2 f = 0. \quad (3)$$

Начальные условия f_0 дифференциального уравнения (3) определяют амплитуду и фазу воздействия. В УГ синусоидальных воздействий частота генератора ω_g формируется системой управления. Изменяя частоту генератора, можно добиться синфазности с сигналом сети.

Синтез системы управления УГ. На рис. 1 представлена расчетная схема системы ФАПЧ. При переходе к расчетной схеме модель УГ заменяется интегратором, так как в установившемся режиме входом генератора является постоянная частота, а выходом — гармоническая функция, характеризующаяся линейно изменяющейся фазой, следовательно, фаза колебаний является интегралом частоты. В такой системе для получения нулевого значения установившейся ошибки по фазе необходимо обеспечить астатизм второго порядка, поэтому в канал прямой связи последовательно с апериодическим звеном введен дополнительный интегратор с переменной x_2 на выходе.

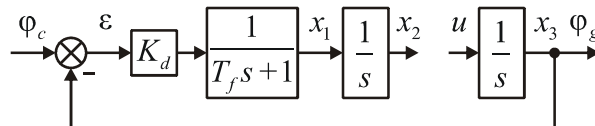


Рис. 1

Эта расчетная схема описывается системой дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{1}{T_f} x_1 + \frac{K_d}{T_f} \varepsilon, \\ \dot{x}_2 &= x_1, \\ \dot{x}_3 &= u, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $\varepsilon = \varphi_c - x_3$.

Представим управляющий сигнал u на входе УГ как разность $u = \omega_c - \beta$, где β — добавка по управлению. Произведем замену переменной по формуле $x_3 = \varphi_c - \varepsilon$, тогда (4) преобразуется к виду

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{1}{T_f} x_1 + \frac{K_d}{T_f} \varepsilon, \\ \dot{x}_2 &= x_1, \\ \dot{\varepsilon} &= \omega_c - \dot{x}_3 = \beta. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Для полученной системы синтезируем регулятор состояния

$$\beta = -\mathbf{K}\mathbf{x}, \quad (6)$$

где $\mathbf{K} = [K_1 \quad K_2 \quad K_3]$, а $\mathbf{x} = [x_1 \quad x_2 \quad \varepsilon]^T$.

Методика расчета коэффициентов матрицы \mathbf{K} приводится в работах [4, 5]. Возвратившись к переменной x_3 , получим расчетную схему ФАПЧ с регулятором состояния (рис. 2).

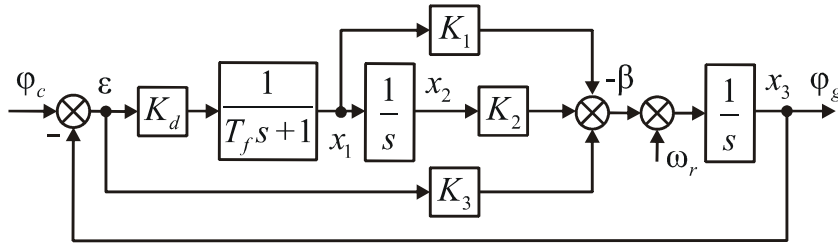


Рис. 2

Ошибка по фазе не поддается непосредственному измерению, для ее оценки может быть использован наблюдатель пониженной размерности [6].

Преобразуем закон управления (6) следующим образом:

$$-\mathbf{K}\mathbf{x}(t) = \mathbf{N}_1 \mathbf{y}(t) + \mathbf{N}_2 \tilde{\mathbf{w}}(t), \quad (7)$$

где $\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t)$ — вектор измеряемых переменных состояния, $\tilde{\mathbf{w}}(t) = \mathbf{T}\mathbf{x}(t)$ — вектор оцениваемых переменных состояния, матрица \mathbf{T} пока неизвестна.

Уравнение (7) справедливо при любых $\mathbf{x}(t)$, если

$$-\mathbf{K} = \mathbf{N}_1 \mathbf{C} + \mathbf{N}_2 \mathbf{T} = [\mathbf{N}_1 \quad \mathbf{N}_2] \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{T} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

отсюда

$$[\mathbf{N}_1 \quad \mathbf{N}_2] = -\mathbf{K} \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{T} \end{bmatrix}^{-1}.$$

Следовательно, закон (7) может быть выполнен после определения матрицы \mathbf{T} .

Уравнение состояния наблюдателя пониженной размерности имеет следующий вид:

$$\dot{\tilde{\mathbf{w}}} = \mathbf{A}_H \tilde{\mathbf{w}} + \mathbf{B}_H \beta + \mathbf{R}_H \mathbf{y}, \quad (9)$$

где $\mathbf{B}_H = \mathbf{T}\mathbf{B}$ — матрица входа наблюдателя по управлению.

Матрица состояния наблюдателя \mathbf{A}_H должна быть гурвицевой, ее порядок соответствует числу наблюдаемых переменных. Матрица входа наблюдателя по измеряемым переменным \mathbf{R}_H выбирается из условия управляемости наблюдателя.

Матрица \mathbf{T} находится в результате решения уравнения Сильвестра [6]:

$$\mathbf{T}\mathbf{A} - \mathbf{A}_H \mathbf{T} = \mathbf{R}\mathbf{C}.$$

Теперь подставим выражение (7) в (9) и получим новое уравнение состояния наблюдателя (10), на вход которого уже не подается сигнал управления

$$\dot{\tilde{w}} = F_H \tilde{w} + L_H y, \tag{10}$$

где $F_H = A_H + B_H N_2$, $L_H = R_H + B_H N_1$ — новые матрицы состояния и входа по измеряемым переменным состояния.

Итоговая функциональная схема системы ФАПЧ примет вид, представленный на рис. 3.

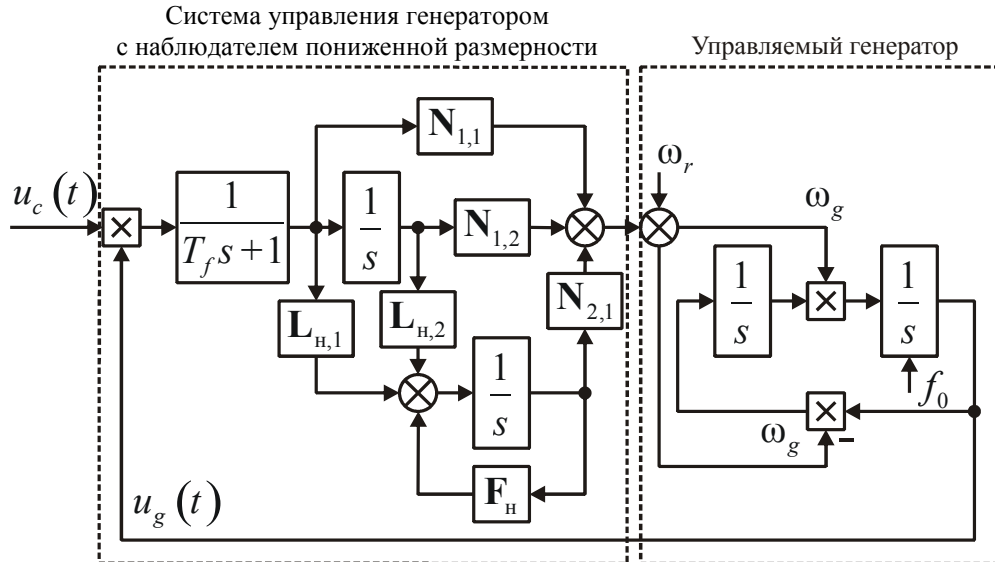


Рис. 3

Результаты моделирования. Постоянная времени ФНЧ T_f выбиралась исходя из требования подавления высшей гармонической составляющей с частотой 100 Гц. Уставка в нашем случае равна эталонной частоте промышленной сети 50 Гц.

В системе ФАПЧ при увеличении полосы пропускания уменьшается время переходного процесса. При этом повышается чувствительность ФАПЧ к высшим гармоникам в напряжении питающей сети, следовательно, возрастает ошибка. Синтезированная система ФАПЧ удовлетворяет этому требованию при полосе пропускания 50 рад/с и обеспечивает захват фазы через 0,18 с, т.е. за 9 периодов напряжения питающей сети.

На рис. 4, а приведен график угловой ошибки на выходе ФАПЧ. Из графика следует, что система синхронизируется с сигналом на входе за 0,18 с; в виде гистограммы (рис. 4, б) представлен гармонический состав входного и выходного сигналов ФАПЧ (до 11 гармоники). Синтезированная система ФАПЧ формирует на основе неидеального сигнала сетевого напряжения сигнал задания для тока с подавлением высших гармоник.

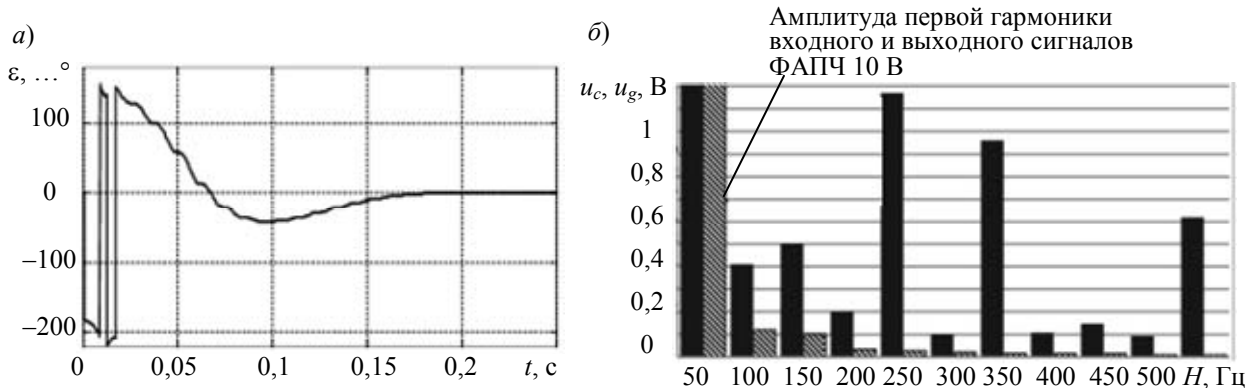


Рис. 4

Для моделирования трехфазного АВН с синтезированной системой ФАПЧ была использована модель, аналогичная описанной в работе [2]. АВН вступает в работу в момент $t = 0,16$ с.

Процесс фазовой синхронизации приведен на рис. 5, а для фазы А питающей сети, где 1 — кривая напряжения фазы U_a , 2 — кривая тока фазы I_a , 3 — выходной сигнал системы ФАПЧ для этой фазы u_{ga} . Время синхронизации составляет 0,18 с, процесс синхронизации не отличается от приведенного на рис. 4. На рис. 5, б приведены переходные процессы на конденсаторе в звене постоянного тока активного выпрямителя (кривая 1 — график тока I_{zpt} , 2 — напряжения U_{zpt}). Графики полной мощности и ее активной и реактивной составляющей приведены на рис. 5, в—д. По окончании переходного процесса после включения АВН реактивная мощность системы Q снижается до уровня менее 10 % от первоначального, активная мощность системы P практически равна полной мощности системы S .

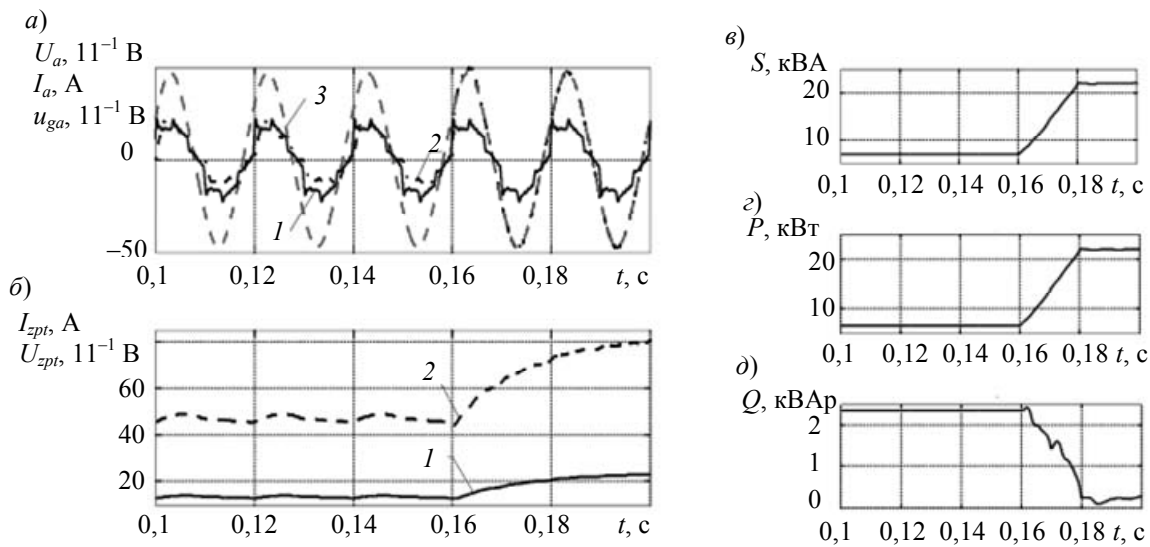


Рис. 5

Закключение. Трехфазный активный выпрямитель с синтезированной с использованием формализма пространства состояний системой ФАПЧ позволяет осуществлять компенсацию реактивной составляющей мощности и корректировать форму тока в фазах питающей сети. Синтезированная система ФАПЧ способна подавлять высшие гармоники входного сигнала при полосе пропускания 50 рад/с и меньше.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Борисов П. А., Седнев А. К. Математическое моделирование электропривода постоянного тока с активным выпрямителем // Науч.-техн. вестн. СПбГУ ИТМО. 2010. № 3 (61). С. 35—41.
2. Поляков Н. А., Борисов П. А. Синхронизация трехфазных активных выпрямителей напряжения с питающей сетью // Науч.-техн. вестн. информационных технологий, механики и оптики. 2012. № 4 (80). С. 55—60.
3. Григорьев В. В., Дроздов В. Н., Сабинин Ю. А. и др. Импульсные системы фазовой автоподстройки частоты. Л.: Энергоатомиздат, 1982. 88 с.
4. Абдуллин А. А., Дроздов В. Н. Синтез алгоритма управления прецизионного следящего электропривода // Тр. VII Междунар. (VIII Всероссийской) науч.-техн. конф. по автоматизированному электроприводу. Иваново, 2012. С. 208—212.
5. Абдуллин А. А., Дроздов В. Н. Анализ робастности неадаптивной системы управления электропривода с вариациями структуры и параметров // Науч.-техн. вестн. информационных технологий, механики и оптики. 2012. № 6 (82). С. 40—44.
6. Кузовков Н. Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. М.: Машиностроение, 1976. 184 с.

Сведения об авторах

- Артур Александрович Абдуллин** — аспирант; Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра электротехники и прецизионных электромеханических систем; E-mail: artur.abdullin@gmail.com
- Николай Александрович Поляков** — аспирант; Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра электротехники и прецизионных электромеханических систем; E-mail: polyakov.ets.itmo@gmail.com

Рекомендована кафедрой
электротехники и прецизионных
электромеханических систем

Поступила в редакцию
17.06.13 г.

УДК 681.511.4; 629.78.054.623

С. В. Лучко, С. Ю. Балувев, М. А. Ватутин, Ю. А. Кузьмичев,
А. И. Ключников, В. П. Ефимов

**ТОЧНОСТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ НЕЛИНЕЙНОГО ЗВЕНА
ДЛЯ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОГО АКСЕЛЕРОМЕТРА**

Даны рекомендации по минимизации влияния отклонений от номинального значения параметров применяемых радиоэлементов для снижения погрешности измерений.

Ключевые слова: датчики, автоколебательный режим, погрешность измерения ускорения, акселерометр, возмущение.

Одним из способов снижения погрешности измерений с помощью серийного маятникового акселерометра является обеспечение работы его чувствительного элемента (подвижной массы) в режиме автоколебаний [1] путем введения в схему нелинейного звена (НЗ).

Электромеханическая часть маятникового акселерометра в первом приближении является системой второго порядка. Возникновение автоколебаний в такой системе обеспечивает введение нелинейности типа „петля гистерезиса“ [2], характеристика которой приведена на рис. 1.

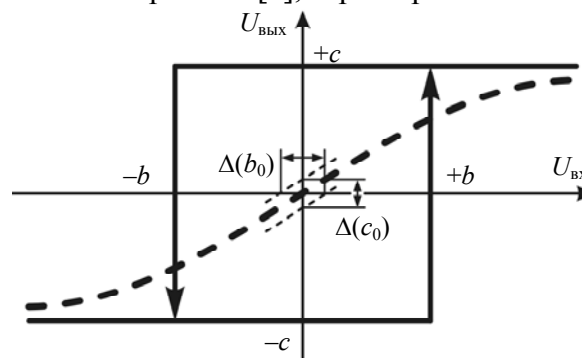


Рис. 1

Нелинейное звено характеризуется двумя параметрами — выходным уровнем сигнала $\pm c$ и порогом срабатывания $\pm b$. Их нестабильность приводит к смещению характеристики от нулевого значения на $\Delta(c_0)$ и $\Delta(b_0)$ соответственно и повышению погрешности выполняемых измерений. Очевидно, что для снижения погрешности и увеличения стабильности производимых измерений необходимо уменьшать отклонение параметров нелинейного звена b и c от их номинальных значений.