



УДК 621.314

СМИРНОВ В.С.¹, докт. техн. наук, **САМКОВ А.В.²**, докт. техн. наук,
КОВРИГО Ю.М.¹, канд. техн. наук, **ЛИЗАНЕЦ В.В.³**, канд. техн. наук, **ШТИФЗОН О.И.¹**, аспірант.

¹ Національний технічний університет України "КПІ ім. Ігоря Сікорського", м. Київ

² Інститут електродинаміки НАН України, м. Київ

³ Свалявський технічний коледж НУХТ, м. Свалява

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ СИСТЕМНОГО АНАЛИЗА АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Рассмотрены принципы построения инвариантных систем электропитания автономных объектов, содержащих полупроводниковые преобразователи с многократной модуляцией. Предложены адаптивные системы управления многофункциональными преобразователями.

К л ю ч е в ы е с л о в а: инвариантные системы, многофункциональные преобразователи, системы электропитания, автономные объекты, полупроводниковый преобразователь, адаптивное управление.

Совершенствование систем электропитания (СЭС) автономных объектов имеет в настоящее время большое значение для развития многих отраслей народного хозяйства, что обусловлено прогрессом, достигнутым при разработке самих автономных объектов (АО). При этом системы вторичного электропитания предусматривают преобразование параметров электроэнергии, поступающей от первичных источников энергии, в электроэнергию необходимого для ее потребителей вида и качества с заданными номиналами напряжения, токов, числом фаз, частотами, формой и т.п. Приведенные соображения позволяют сделать вывод о необходимости адаптации систем вторичного электропитания АО к виду и качеству электроэнергии, вырабатываемой первичными источниками энергии, обеспечении работы СЭС по некоторой временной циклограмме, возможности формирования заданного выходного, в общем случае, произвольного сигнала, необходимости глубокого и независимого регулирования основных выходных параметров СЭС. Таким образом, с учетом отмеченных особенностей речь идет о самонастраивающихся многофунк-

циональных СЭС. В состав СЭС автономных объектов, как правило, входит ряд полупроводниковых преобразователей (ПП) параметров электроэнергии, а эффективность СЭС в основном зависит от энергетических и динамических характеристик ПП, поэтому их совершенствованию постоянно уделяется большое внимание.

В основе проектирования многих систем управления преобразовательными комплексами СЭС лежит линеаризованная математическая модель движения объекта управления (ОУ) относительно заданной траектории. Это значит, что нелинейные характеристики данного объекта возможно линеаризовать относительно некоторых желаемых движений; нестационарность объекта, т.е. изменение его динамических свойств во времени незначительна, ею можно пренебречь. Однако линеаризация системы не всегда допустима, связана с ограничениями, накладываемыми на движение системы, что затрудняет возможность выявить и использовать весьма эффективное средство управления объектом — целенаправленное изменение параметров объекта в процессе его работы. Речь идет о сочетании управления объекта с помощью тра-

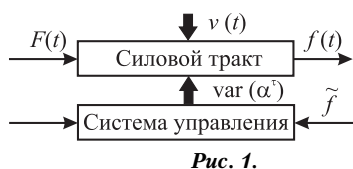


Рис. 1.

диционных регулирующих органов и активного воздействия на параметры объекта с целью управления математическим оператором самого объекта как звена системы управления. Такое сочетание обуславливает принцип координатно-параметрического управления [1, 3].

Многие ОУ описываются существенно нестационарными дифференциальными уравнениями, и для таких объектов методы анализа и синтеза стационарных систем непригодны. Проблема еще более усложняется, когда законы изменения переменных коэффициентов нестационарной системы во времени заранее неизвестны. Одним из методов решения такой задачи является применение адаптивного управления. Основной идеей адаптивного управления в этом случае является компенсация влияния нестационарности объекта на динамику системы введением в регулятор другой, специально организуемой "нестационарности" [2].

Особенность адаптивного управления заключается в том, что при неизвестных законах изменения динамических свойств объекта в процессе работы системы необходимо отыскать законы изменения коэффициентов или структуры регулятора по имеющейся информации о движении системы и только после этого изменять эти коэффициенты во времени. Таким образом, адаптивные системы являются не только нестационарными, но и нелинейными. Естественно, что анализ и тем более синтез нелинейных нестационарных систем управления представляет еще более трудную проблему, чем анализ и синтез линейных нестационарных систем.

Развитие систем координатно-параметрического управления представляется вести в двух направлениях. Первое связано с возможностями по-

лучения новых структур и свойств системы с введением параметрического и координатно-параметрического управления в задачах управления стационарными и нестационарными объектами, но с априорной информацией о законах изменения динамических свойств объекта. Второе направление связано с управлением нестационарными объектами в условиях неопределенности, расширением возможностей и получением новых свойств адаптивных систем координатно-параметрического управления нестационарными объектами. Преимущественное распространение в СЭС получили импульсные модуляционные методы синтеза выходного сигнала. Целесообразность использования модуляционных методов обусловлена возможностью устранения выходных энергетических фильтров, жесткостью внешней характеристики ПП, согласованием с ключевым характером работы силовых полупроводниковых приборов, обеспечивающим высокий КПД, возможностью совмещения функций формирования и регулирования напряжения в едином функциональном узле [4–6].

Сравнение различных способов импульсной модуляции напряжения показало, что при построении ПП рационально использовать многоуровневую кусочно-постоянную аппроксимацию выходного сигнала. Реализация такой аппроксимации возможна с помощью амплитудно-импульсной модуляции (АИМ), в частности, ступенчатой модуляции (СМ). Существенным недостатком ПП со ступенчатой аппроксимацией выходного напряжения является необходимость применения значительного количества ключевых элементов, т.е. низкий коэффициент эффективности использования ключевых элементов, представляющий собой отношение числа реализуемых уровней напряжения к числу ключевых элементов. Помимо этого, к числу недостатков существующих структур ПП следует отнести отсутствие многофункциональности, приводящее к необходимости изменения структуры и алгоритма преобразования при синтезировании различного по форме напряжения или в случае произвольной формы напряжения питания.

Наиболее предпочтительным методом устранения указанных недостатков является разработка структур ПП, использующих при синтезировании напряжения требуемой формы дискретные виды модуляции, например, импульсно-кодированную модуляцию (ИКМ). Использование принципов ИКМ, методов и средств цифровой техники позволяет реализовать наиболее эффективные алгоритмы управления ПП и изменять их на программном уровне. Применение ИКМ дает возможность создания структур, которые сохраняют свою работоспособность при питании от источников как постоянного, так и переменного напряжения [2, 5].

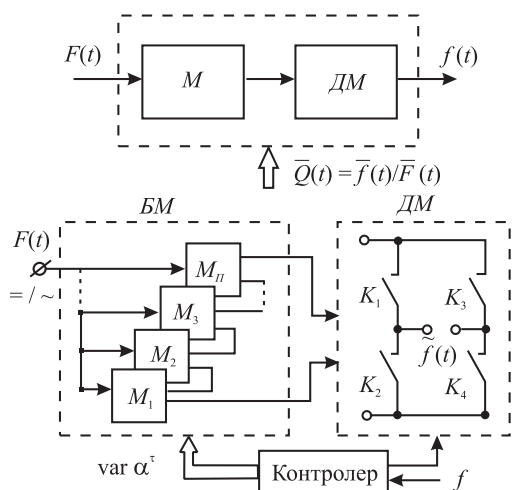


Рис. 2.



В общем случае рассматриваемую задачу синтеза заданного сигнала $f(t)$ можно сформулировать следующим образом: некоторый ПП (Рис. 1), на вход которого подан произвольный сигнал $F(t)$, преобразует его с целью получения заданного сигнала $f(t)$. Формирование выходного сигнала $f(t)$ можно рассматривать как процесс периодической модуляции произвольного сигнала $F(t)$, соответствующей периодической коммутационной функцией.

В соответствии с этим в структуре ПП функционально можно выделить силовой тракт (СТ) и систему управления (СУ). В СТ в процессе переключения силовых ключей осуществляется собственно преобразование входной электроэнергии. Основным назначением СУ является формирование определенной совокупности импульсов α^r , временные характеристики которых (длительность, положение на временной оси) соответствуют моментам переключения ключей СТ. Таким образом, основной функцией СУ является реализация закона изменения выходной координаты $f(t)$ в соответствии с заданным законом и заданной точностью. Математически обе части структуры ПП связаны общей функцией – вариантом управления $\text{var } \alpha^r$.

При синтезе алгоритма управления ПП основной задачей является определение варианты управления $\text{var } (\alpha_{ij}^r)$ на каждом интервале. Связь $f(t)$ с $\text{var } \alpha^r$ и вектором внешних воздействий можно условно охарактеризовать некоторым оператором Q , зависящим от вектора параметров P силового тракта: $f(t) = Q[\alpha^r(t), P]$ Процесс преобразования в ПП входной электроэнергии в выходную всегда связан с дискретным изменением оператора Q во времени, и именно путем направленного воздействия на это изменение и реализуется цель управления. Коэффициент $Q(t)$ в данном случае представляет собой коммутационную функцию. Если СТ содержит только полностью управляемые ключи, то значение Q в любой момент однозначно определяется управляющими сигналами, т.е. Q является дискретной функцией α^r .

Следует отметить, что при функционировании в условиях априорной и текущей неполноты информации о воздействующих функциях, задача синтеза сводится к определению коммутационной функции $Q(t)$ мгновенных значений. Кроме того, по той же причине достижение поставленной цели возможно лишь с помощью высокочастотного промежуточного преобразования электроэнергии, что позволяет достичь высокой степени дискретизации во времени и квантования сигналов по уровню. При этом обобщенное функциональное уравнение преобразовательного тракта ПП примет вид

$$\bar{f}(t) = \bar{F} \text{sip}(\omega_n t) \bar{Q}(t) \text{sip}^{-1}(\omega_n t),$$

откуда $\bar{Q}(t) = \bar{f}(t) / \bar{F}(t)$, где $\bar{f}(t)$, $\bar{F}(t)$, $\bar{Q}(t)$ – дискретные квантованные функции.

Полученное выражение позволяет сформулировать положение о структурной инвариантности ПП, при которой структурная организация преобразовательного тракта не зависела бы от функционального назначения ПП, т.е. безусловно обеспечивалась бы многофункциональность ПП. Наличие двух аналитических выражений и составе обуславливает необходимость, как минимум, двукратной модуляции входного напряжения в соответствии с алгоритмом преобразования. При этом достаточным условием является сепаратная организация преобразовательного тракта, предусматривающая высокочастотное преобразование электроэнергии по каналу "модулятор-демодулятор" (Рис. 2, а). Реализация рассматриваемого положения в совокупности с известными традиционными принципами инвариантности дает возможность говорить о классе структурно-инвариантных преобразователей [3].

Структурная инвариантность позволяет придать преобразователю свойство многофункциональности (мультиоперационности), т.е. возможности формирования любого заданного выходного сигнала при произвольной форме входного напряжения. При этом блок модуляции БМ представляет собой совокупность n мостовых инверторных схем на вентилях с двусторонней проводимостью, связанных по способу "суммирования в общем контуре" (Рис. 2, б), причем напряжения на вторичных обмотках выходных трансформаторов модуляторов M пропорциональны весам двоичного кода. На последнем этапе производится демодуляция синтезированного сигнала (ДМ).

Функциональная организация структурно-инвариантного ПП (Рис. 3) включает в себя силовой тракт СТ, содержащий последовательно соединенные блок модуляторов и демодулятор, выполненные на ключах с двусторонней проводимостью, а также систему управления СУ, в которую входит блок программного управления БПУ (источник эталонного сигнала требуемой формы), контроллер, формирующий необходимую коммутационную функцию $\bar{Q}(t)$, а также анализатор-экстраполятор АЭ, вводимый с целью реализации прогнозного управления.

Представляет интерес вопрос о реализации кусочно-непрерывной аппроксимации формируемой коммутационной функции $\bar{Q}(t)$ эталонной функции. При этом весьма эффективно использование критериев аппроксимации, базирующихся на классической спектральной теории сигналов [5]: приближение в среднем и среднеквадратическом, когда минимизируются значения, соответственно, средней ошибки или квадратичного отклонения.

Из сходимости в среднеквадратичном всегда следует сходимость в среднем, но не наоборот, по-

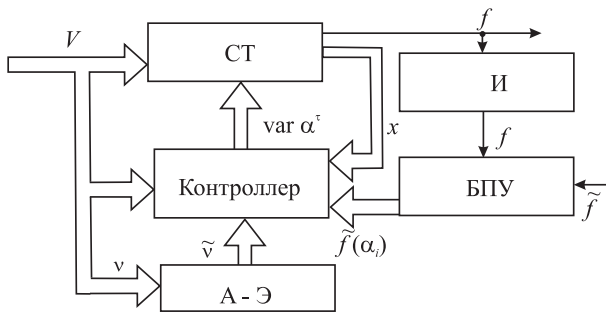


Рис. 3.

этому приближение в среднеквадратичном является более точным, чем приближение в среднем.

Рассмотрим периодическую функцию $u = f(v)$, непрерывную и монотонную на интервале $\langle a, b \rangle$ причем существуют (Рис. 4) $\inf f(v) = A$ и $\sup f(v) = B$

Для нахождения наилучшего приближения функции $u = f(v)$ с помощью кусочно-постоянной функции рассмотрим обратную ей функцию $\alpha = f^{-1}(u)$. Она задана на сегменте $A \leq u \leq B$ и также непрерывна и монотонна.

При этом требуется, чтобы уровни кусочно-постоянной функции совпадали с уровнями $u = \text{const}$. Таким образом, необходимо произвести наилучший выбор точек роста $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$, т. е. узлов функции $U_{кв}(v)$.

Найдем наименьшее квадратичное отклонение обратной функции $f^{-1}(u)$ с предписанной системой узлов $A = u_1 < u_2 < \dots < u_m = B$ исходя из условия

$$\|f^{-1}(u) - \alpha_i\|_{u_i \leq u \leq u_{i+1}}^2 = \min. \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \text{Тогда } \|f^{-1}(u) - \alpha_i\|_{u_i \leq u \leq u_{i+1}}^2 &= \int_{u_i}^{u_{i+1}} |f^{-1}(u) - \alpha_i|^2 du = \\ &= \int_{u_i}^{u_{i+1}} |f^{-1}(u) - \alpha_i|^2 du - 2\alpha_i \int_{u_i}^{u_{i+1}} f^{-1}(u) du + \alpha_i^2 \Delta u_i, \end{aligned}$$

где $\Delta u_i = u_{i+1} - u_i$ — шаг квантования. Выделим полный квадрат этого выражения и пронормируем его

$$\begin{aligned} \frac{1}{\Delta u_i} \|f^{-1}(u) - \alpha_i\|_{u_i \leq u \leq u_{i+1}}^2 &= \left[\alpha_i - \frac{1}{\Delta u_i} \int_{u_i}^{u_{i+1}} f^{-1}(u) du \right]^2 + \\ &+ \frac{1}{\Delta u_i} \int_{u_i}^{u_{i+1}} [f^{-1}(u)]^2 du - \left[\frac{1}{\Delta u_i} \int_{u_i}^{u_{i+1}} f^{-1}(u) du \right]^2. \end{aligned} \quad (2)$$

Так как два последних слагаемых выражения (2) не зависят от α , очевидно, что условие (1) выполняется при

$$\alpha_i = \frac{1}{\Delta u_i} \int_{u_i}^{u_{i+1}} f^{-1}(u) du. \quad (3)$$

Таким образом, условие (3) определяет минимум квадратичного отклонения функции при произвольном шаге квантования Δu_i . Воспользуемся этим условием для определения узлов кусочно-постоянной аппроксимирующей функции в случае

некоторых заданных непрерывных функций. Так, при $u = \sin \alpha; \alpha \in [0, \pi/2]$ обратная функция есть $\alpha = \arcsin u; u \in [0, 1]$. Тогда

$$\alpha_i = \frac{1}{\Delta u_i} \int_{u_i}^{u_{i+1}} \arcsin u du.$$

После интегрирования получим

$$\alpha_i = \frac{1}{\Delta u_i} (u_{i+1} \arcsin u_{i+1} - u_i \arcsin u_i + \sqrt{1 - u_{i+1}^2} - \sqrt{1 - u_i^2}).$$

Рассмотрим функцию $u = \sin^2 \alpha; \alpha \in [0, \pi/2]$; обратная функция имеет вид $\alpha = \arcsin \sqrt{u}; u \in [0, 1]$.

Тогда

$$\alpha_i = \frac{1}{\Delta u_i} \int_{u_i}^{u_{i+1}} \arcsin \sqrt{u} du.$$

После интегрирования получим

$$\begin{aligned} \alpha_i = \frac{1}{\Delta u_i} \left[\left(u_{i+1} - \frac{1}{2} \right) \arcsin \sqrt{u_{i+1}} - \left(u_i - \frac{1}{2} \right) \arcsin \sqrt{u_i} + \right. \\ \left. + \frac{|u_{i+1}(1 - u_{i+1})|^{1/2}}{2} - \frac{|u_i(1 - u_i)|^{1/2}}{2} \right]. \end{aligned}$$

Для количественной оценки точности аппроксимации заданной функции представляет интерес определение среднеквадратичной ошибки аппроксимации.

Из выражений (2) и (3) следует, что минимальное значение квадратичного отклонения на каждом интервале квантования составляет

$$\min \|f^{-1}(u) - \alpha_i\|_{u_i \leq u \leq u_{i+1}}^2 = \int_{u_i}^{u_{i+1}} |f^{-1}(u)|^2 du - \frac{1}{\Delta u_i} \left[\int_{u_i}^{u_{i+1}} f^{-1}(u) du \right]^2$$

Тогда квадратичная ошибка аппроксимации равна

$$\delta = \int_A^B [f^{-1}(u)]^2 du - \sum_{i=1}^{m-1} \frac{1}{\Delta u_i} \left[\int_{u_i}^{u_{i+1}} f^{-1}(u) du \right]^2$$

где m — число аппроксимирующих уровней (уровней квантования), включая нулевой.

В случае равномерной шкалы квантования, т.е. при $\Delta u_i = H_0 = \text{const}$ квадратичная ошибка аппроксимации

$$\delta = \|f^{-1}(u)\|_{A \leq u \leq B}^2 - \frac{1}{H_0} \sum_{i=1}^{m-1} \left[\int_{u_i}^{u_{i+1}} f^{-1}(u) du \right]^2$$

Если исходная функция $u = f(v)$ кусочно-монотонна, то все описанные операции необходимо проделывать на каждом интервале монотонности.

Способ аппроксимации по минимуму квадратичного отклонения позволяет оперативно производить аппроксимацию сигналов произвольной формы, в том числе синусоидальной.

При построении ПП, реализующих многоканальный способ преобразования параметров электромагнитной энергии, особый интерес представляет аппроксимация исходной функции равноотстоящими уровнями, т.е. аппроксимация при равномерной шкале квантования.



Рассмотрим непрерывную и монотонную или кусочно-монотонную функцию $u = f(v)$, которая подвергнута квантованию равноотстоящими уровнями (Рис. 5).

При такой аппроксимации, т.е. аппроксимации по минимуму средней интегральной ошибки, например, синусоидального сигнала, для каждого интервала квантования можно записать

$$S_1 = u_i(\alpha_i - \alpha_{0i}) - \int_{\alpha_{0i}}^{\alpha_i} \sin v dv,$$

$$S_2 = \int_{\alpha_{i-1}}^{\alpha_{0i}} \sin v dv - u_{i-1}(\alpha_{0i} - \alpha_{i-1}).$$

Если $S_1 = S_2$, то

$$\int_{\alpha_{i-1}}^{\alpha_{0i}} \sin v dv - u_{i-1}(\alpha_{0i} - \alpha_{i-1}) = u_i(\alpha_i - \alpha_{0i}) - \int_{\alpha_{0i}}^{\alpha_i} \sin v dv,$$

или
$$\int_{\alpha_{i-1}}^{\alpha_{0i}} \sin v dv = u_i(\alpha_i - \alpha_{0i}) + u_{i-1}(\alpha_{0i} - \alpha_{i-1}) = \Delta u_i(\alpha_i - \alpha_{0i}) + \Delta u_{i-1}(\alpha_{0i} - \alpha_{i-1}),$$

где $\Delta u = u_i - u_{i-1} = H_0$ – шаг квантования; $i=1, 2, \dots, m-1$ – номер ступени. После интегрирования и тригонометрических преобразований при условии, что $\Delta u = \sin \alpha_i - \sin \alpha_{i-1}$ получаем

$$tg(\alpha_i + \alpha_{i-1}) / 2 = i\alpha_i - i\alpha_{i-1} + i\alpha_{i-1} - \alpha_{vi}.$$

Отсюда $\alpha_{0i} = \alpha_i + (i-1)(\alpha_i + \alpha_{i-1}) - tg(\alpha_i + \alpha_{i-1}) / 2$,

где $\alpha_i = \arcsin(i/m)$; $\alpha_{i-1} = \arcsin((i-1)/m)$

Значение квадратичного уклонения при аппроксимации синусоидального сигнала по минимуму средней интегральной ошибки определяется выражением

$$\delta^2 = \sum_{i=1}^m \int_{\alpha_{i-1}}^{\alpha_i} |u_{кв}(v) - \sin v|^2 =$$

$$\sum_{i=1}^m \left[\left(\frac{i^2}{m^2} + \frac{1}{2} \right) (\alpha_i - \alpha_{i-1}) + \frac{2i}{m} (\cos \alpha_i - \cos \alpha_{i-1}) - \frac{1}{4} (\sin^2 \alpha_i - \sin^2 \alpha_{i-1}) \right]$$

где $u_i = i/m$

Сопоставление результатов, полученных при аппроксимации заданного сигнала с помощью рассмотренных способов аппроксимации, позволило сделать вывод о том, что оба способа обеспечивают практически идентичную аппроксимацию, что, в свою очередь, дает возможность с равным успехом решать задачу аппроксимации сигнала синусоидальной формы как по минимуму квадратичного уклонения, так и по минимуму средней интегральной ошибки. Однако последний из рассмотренных способов отличается большей простотой и меньшими вычислительными затратами, что обеспечивает его преимущественное использование по сравнению со способом, миними-

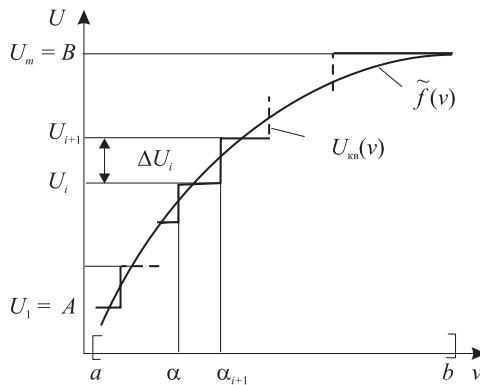


Рис. 4

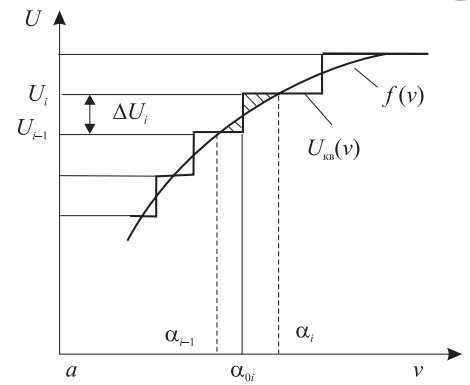


Рис. 5

зирующим квадратичное уклонение.

Необходимо отметить, что при использовании однофазного переменного питающего напряжения ПП неизбежны существенные искажения выходного сигнала, проявляющиеся в "провалах" напряжения до нулевого уровня. Для устранения таких искажений целесообразно использование многофазной системы питающего напряжения. При этом возможна двухканальная или трехканальная структурная организация СТ [6].

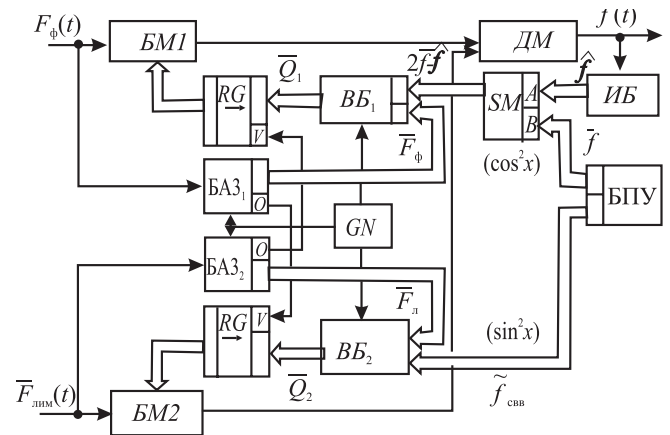


Рис. 6

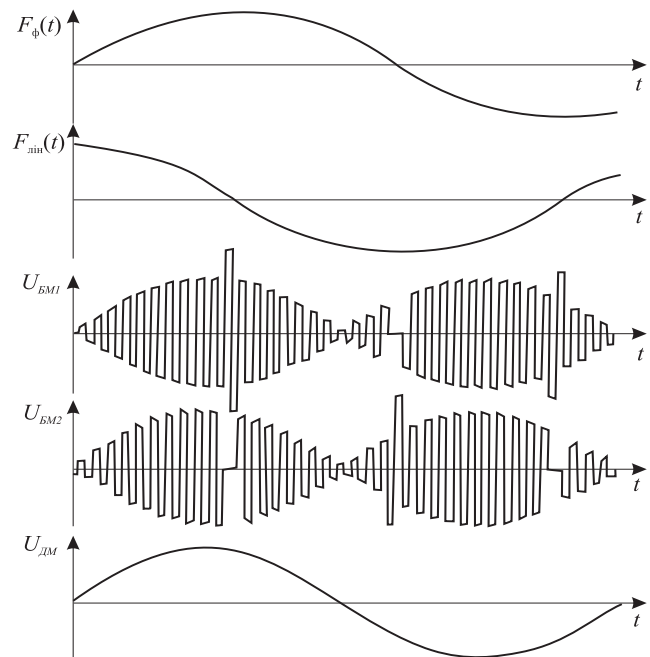


Рис. 7



В первом случае СТ содержит два БМ, на входы которых подаются фазное $F_{\phi}(t)$ и линейное $F_{\text{ли}}(t)$ питающие напряжения, а выходы соединены последовательно (Рис. 6).

Контроллер двухканального ПП содержит последовательно соединенные измерительный блок (ИБ), сумматор SM, вычислительный блок ВБ1 и блок адаптации-экстраполяции БАЭ1, включенные в контур адаптивного координатного управления по возмущению. Кроме того, контуры управления содержат сдвиговые регистры RG , информационные входы которых подключены к выходам соответствующих ВБ, формирующих управляющие коды \bar{Q}_{11} и \bar{Q}_{12} . При этом управляющий вход RG одного канала подключается к нуль-органа Н-О (пороговому элементу) другого сигнала, что приводит к сдвигу кода на один разряд вправо и, соответственно, к удвоению управляющего кода в случае нулевых значений одного из питающих напряжений.

Временные диаграммы, иллюстрирующие формирование синусоидального выходного сигнала в двухканальном структурно-инвариантном ПП, показаны на Рис. 7.

С целью реализации возможностей и преимуществ координатно-параметрического управления структурная организация ПП дополнительно содержит цифровой сумматор SM в контуре компенсации по отклонению. Выходной сигнал $f(t)$ после преобразования в ИБ в виде его цифрового эквивалента " $\hat{f}(t)$ " поступает на один из входов SM. Одновременно код " $\bar{f}(t)$ ", формируемый БПУ и соответствующий заданному сигналу (эталонная модель), непрерывно поступает на другой вход SM. SM реализует операцию " $\bar{f}-\hat{f}$ " и формирует код на ВБ. При увеличении выходного сигнала ПП выше допустимого значения код " \hat{f} " превысит код $f(t)$ на величину " $\hat{f}-\bar{f}$ ". Таким образом, для поддержания выходного сигнала неизменным необходимо из кода " \bar{f} " вычесть " $\hat{f}-\bar{f}$ ". При уменьшении выходного сигнала ниже заданного значения код " \hat{f} " будет меньше кода " \bar{f} " на величину " $\bar{f}-\hat{f}$ " т.е. необходимо к коду " \bar{f} " прибавить " $\bar{f}-\hat{f}$ ": " $\bar{f}+(\bar{f}-\hat{f}) = 2\bar{f}-\hat{f}$ ". Таким образом, цифровой сумматор, реализующий операцию " $2\bar{f}-\hat{f}$ ", позволяет разрешить задачу стабилизации мгновенных значений выходного сигнала. В качестве основного элемента при построении цифрового сумматора целесообразно использовать комбинационный трехвходовой одноразрядный сумматор. Для выполнения операции " $2\bar{f}-\hat{f}$ " код " $f(t)$ " поступает на входы сумматора со сдвигом на один разряд, что соответствует его удвоению, а код " \hat{f} " поступает на входы SM с инверсией. Таким образом, по

принципу функционирования данная цифровая автоматическая система относится к системам следящего уравнивания и обеспечивает не только высокое быстродействие стабилизации, но и качественную стабильность гармонического состава выходного напряжения во всех режимах работы ПП. Формируемые коды " \bar{F} " и " $2\bar{f}-\hat{f}$ " поступают на информационные входы ВБ, в котором на каждом интервале квантования вырабатывается код, соответствующий коммутационной функции

$$\bar{Q}(t) = "2\bar{f}-\hat{f}"/" \bar{F} "$$

Рассмотренные варианты организации многооперационных ПП обладают свойством структурной двухкратной инвариантности, позволяют получить высокое качество выходного напряжения заданной формы при произвольной форме питающего напряжения и отсутствии выходных энергетических фильтров, обеспечивая при этом большой частотный диапазон (включая низкие и инфранизкие частоты).

Структуры обеспечивают управление на программном уровне, причем использование программируемого контроллера позволяет принципиально устранить звено постоянного тока при преобразовании параметров электроэнергии, что существенно повышает КПД структуры и улучшает ее массо-энергетические показатели.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алиев Р.А. Принцип инвариантности и его применение для проектирования промышленных систем управления. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 128 с.
2. Антонов В.Н., Пришвин А.М., Терехов В.А., Янчевский А.Э. Адаптивные системы автоматического управления. Под ред. В.Б.Яковлева. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1984. – 204 с.
3. Фомин В.П., Фрадков А.Л., Якубович В.А. Адаптивное управление динамическими объектами. – М.: Наука, 1981. – 448 с.
4. Смирнов В.С., Булгач В.Л., Гниденко Н.П., Чибелис В.И., Самков А.В. Теоретические аспекты математического моделирования усилительно-преобразовательных систем телекоммуникационных комплексов // Вісн. Державного ун-ту інформаційно-комунікаційних технологій. – 2005. – Т. 3. – Вип. 3–4. – С. 130–135.
5. Смирнов В.С., Лизанец В.В., Самков А.В. Теоретические аспекты анализа и проектирования структурно-инвариантных преобразовательных систем инфокоммуникационного оборудования // Технічна електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність. – К.: ІЕД НАНУ, 2012. – Ч. 3. – С. 90–94.
6. Смирнов В.С., Беленок Н.В., Иванченко Е.В. Теоретические основы организации структурно-инвариантных преобразовательных систем автономных объектов для возобновляемой энергетики // Відновлювана енергетика – К.: ІВЕ НАНУ. – 2016. – №4(47) – с. 20–29.
7. Смирнов В.С., Самков О.В., Штифзон О.Й., Любичький С.В., Лизанец В.В. Принципи побудови інваріантних підсилювально-перетворювальних систем з прогнозуванням для апаратних засобів автономних об'єктів // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України. – К.: ІЕД НАНУ, 2017. Вип. 46. – С. 84–93.

© Смирнов В.С., Самков А.В., Ковриго Ю.М., Лизанец В.В., Штифзон О.И., 2018