

РОЗДІЛ V. ЕНЕРГЕТИКА, ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОНІКА

УДК 621.3.052-027.541

DOI: 10.25140/2411-5363-2017-3(9)-144-154

Юрій Денисов

АВТОНОМНЫЙ ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ КАК ЗВЕНО АВТОРЕГУЛИРОВАНИЯ ЛОКАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ

Актуальность темы исследования. Разработка систем локального и бесперебойного электроснабжения требует более точных подходов к представлению инвертора напряжения звеном системы автоматического регулирования. В работе учитываются особенности частотно-временных характеристик АИН как звена замкнутой системы автоматического регулирования. Нахождение передаточной функции АИН для различных способов регулирования выходного напряжения является актуальным.

Постановка проблемы. Регулирование выходного напряжения АИН осуществляется импульсным методом. Существующие методы обладают рядом недостатков. Существующие подходы к представлению передаточных функций АИН для различных способов регулирования выходного напряжения сводятся к учёту лишь основной гармоники, когда АИН представляется безинерционным звеном с коэффициентом передачи. Решение поставленной задачи можно получить по результатам аппроксимации выходного напряжения АИН базисом полной системы дискретных ортогональных функций Уолша, которые по своей форме адекватны форме аппроксимируемого напряжения.

Анализ последних исследований и публикаций. В существующих на данный момент работах показано, что метод синусоидальной ШИМ позволяет получить максимальное значение основной гармоники. Это даёт основание говорить о том, что этот метод не связан с большой погрешностью при анализе систем с АИН.

Выделение недостижимых частей общей проблемы. В работах по данной тематике инвертор представлен звеном системы автоматического регулирования, но для систем локального электроснабжения невысокой точности.

Постановка задания. Проведем аппроксимацию выходного напряжения АИН рядом Уолша-Фурье, что в дальнейшем позволит получить его передаточные функции, содержащие результат замены, импульсного регулирования, регулирования по длительности и синусоидальной ШИМ.

Изложение основного материала. Для анализа инвертора получаем матрицы возможных состояний для различных законов модуляции. По результатам аппроксимации выходного напряжения АИН базисом полной системы дискретных ортогональных функций Уолша, которые по своей форме адекватны форме аппроксимируемого напряжения, получены законы модуляции для различных зон и передаточные функции, это в дальнейшем позволит получить выражение частотных характеристик АИН.

Выводы. Аппроксимация выходного напряжения АИН рядом Уолша-Фурье позволила получить его передаточные функции, что дает возможность использовать теорию линейных и нелинейных импульсных систем для анализа и синтеза систем силовой электроники высокой точности, содержащие звенья с глубоким широтно-импульсным регулированием.

Ключевые слова: инвертор; функция Уолша; вектор-столбец.

Рис.: 4. Библ.: 4.

Введение. В замкнутых локальных системах электроснабжения переменного тока автономный инвертор напряжения (АИН), помимо преобразования электромагнитной энергии, выполняет ещё и функцию звена передачи информации об отклонениях регулируемых параметров (напряжения, тока, частоты) под действием возмущений. Особенности частотно-временных характеристик АИН как звена замкнутой системы, содержатся в его передаточной функции, нахождение которой для различных способов регулирования выходного напряжения является целью настоящей работы.

Постановка цели и задачи исследования. Регулирование выходного напряжения АИН осуществляется импульсным методом, когда полуволны выходного напряжения заполняются высокочастотными импульсами переменной длительности с постоянным периодом следования, рис. 1, а; регулирование по длительности сводится к изменению продолжительности импульсов выходного напряжения, рис. 1, в. Недостатком этих методов является большой вес гармоник, близлежащих к основной гармонике выходного напряжения. В меньшей степени этот недостаток присущ импульсному методу. Однако наиболее эффективным является регулирование посредством широтно-импульсной модуляции полуволн выходного напряжения по синусоидальному закону, рис. 1, и, к. Этот метод позволяет получить минимальный вес гармоник, близлежащих к основной гармонике. Существующие подходы к представлению передаточных функций АИН для различных

способов регулирования выходного напряжения сводятся к учёту лишь основной гармоник, когда АИН представляется безинерционным звеном с коэффициентом передачи

$$K_{\text{АИН}} = \frac{\Delta U_{d1}}{\sum_{i=1}^K \Delta \gamma_i},$$

где ΔU_{d1} — отклонение действующего значения основной гармоники при изменении суммарной скважности управляющих импульсов на периоде выходного напряжения;

$\Delta \gamma_i = \frac{\Delta t_i}{T}$ — отклонение скважность i -го импульса в процессе регулирования;

K — количество импульсов за период T на выходе системы управления АИН.

Поскольку метод синусоидальной ШИМ позволяет получить максимальное значение основной гармоники, то это даёт основание говорить о том, что этот метод не связан с большой погрешностью при анализе систем с АИН. Тем более что на выходе АИН часто присутствуют фильтры, подавляющие значительную часть спектра выходного напряжения. Действующее значение тока синусоидальной формы эквивалентно (по энергетическому содержанию) соответствующей величине постоянного тока. Поэтому оценка коэффициента усиления АИН по действующему значению основной гармоники выходного напряжения в нелинейных системах высокой точности означают его замену непрерывным безинерционным звеном.

В таких системах возможно появление скрытых колебаний (предельных циклов), амплитуда которых может быть значительной даже в установившемся режиме, превосходящей допустимое отклонение регулируемого параметра. Для оценки параметров предельных циклов (амплитуды, частоты) необходимо установить тип нелинейности АИН как звена регулирования системы высокой точности. Решение поставленной задачи можно получить по результатам аппроксимации выходного напряжения АИН базисом полной системы дискретных ортогональных функций Уолша [3], которые по своей форме адекватны форме аппроксимируемого напряжения.

Цели и задачи настоящей статьи состоят в нахождении передаточных функций АИН как дискретных нелинейных звеньев систем высокой точности для различных способов регулирования выходного напряжения.

Матрицы возможных состояний АИН. Реализация преобразования Фурье по системе ФУ сводится к перемножению вектора средних значений аппроксимируемого сигнала по интервалам дискретности и матрицы Уолша. Результатом является вектор коэффициентов Уолша $\left[\bar{A}^{waci} \right] = \frac{1}{2N} \cdot \left[\Delta \bar{U}_i \right] \cdot [W]$, где N — порядок системы ФУ. Характер нелинейности по каждой ФУ установим в статическом режиме, изменяя величину входного сигнала АИН. Такой же подход имеет место и тогда, когда устанавливаются тип нелинейностей звеньев при гармоническом анализе в базисе тригонометрических функций. По аналогии с быстрым преобразованием Фурье разработан алгоритм быстрого преобразования Уолша, позволяющий получить искомый результат с минимальными затратами времени.

На рис. 1 представлены закономерности изменения амплитуд ФУ для трёх способов регулирования выходного напряжения АИН: импульсного, рис. 1, б; по длительности, рис. 1, г, д, ж; посредством ШИМ по синусоидальному закону, рис. 1, л. Разложение выполнено по восьми ФУ для единичных относительных значений амплитуды и периода следования выходного напряжения АИН: $\bar{T} = 1; \bar{U}_{\text{АИН}} = 1; \bar{T}_{\text{оп}} = 0,1$ — относительный период опорного напряжения. Закономерность изменения коэффициентов усиления $K^{\text{wali}} = \frac{\Delta U^{\text{wali}}}{\Delta t}$, по каждой функции Уолша в пределах единичного периода можно представить в виде матрицы возможных состояний (МВС), порядок которых определяется

количеством $Z = 2^N$, функций, участвующих в разложении. Величина ΔU^{wali} определяется отклонением амплитуды соответствующей функции на интервале $\bar{\Delta}t = \frac{1}{Z}$.

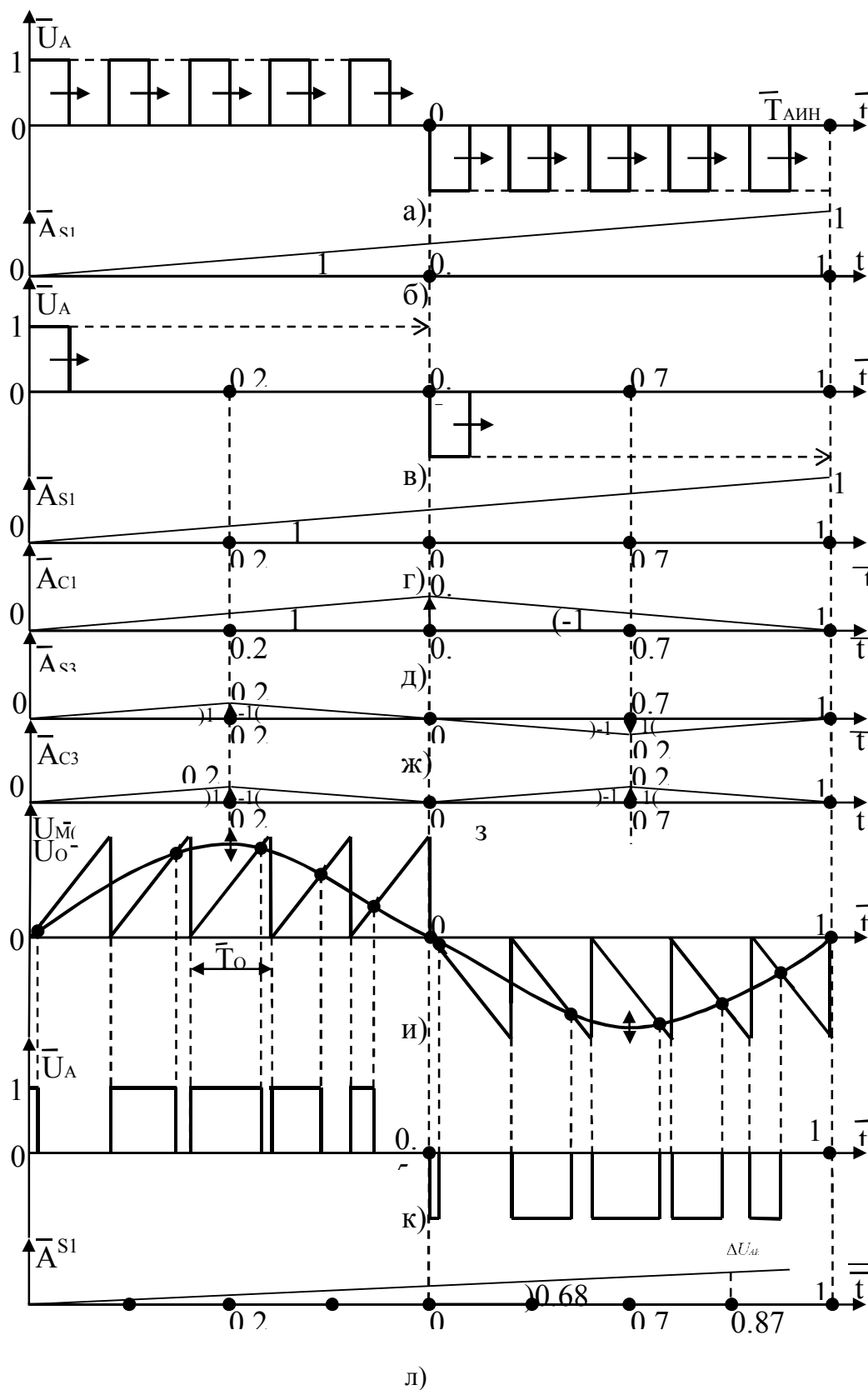


Рис. 1. Функции Уолша в процессе регулирования

На основании модуляционных характеристик рис. 1, получаем МВС для трех способов регулирования выходного напряжения АИН. Для импульсного метода регулирования

$$[MBC]_{II} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} Wal0, \bar{t} \\ Sal1, \bar{t} \\ Cal1, \bar{t} \\ Sal2, \bar{t} \\ Cal2, \bar{t} \\ Sal3, \bar{t} \\ Cal3, \bar{t} \\ Sal4, \bar{t} \end{matrix} \quad (1)$$

Она имеет лишь одну ненулевую строку, относящуюся к функции $Sal1, \bar{t}$. В процессе регулирования «по длительности» (рис. 1, в, з, д, ж, з) в спектре выходного напряжения присутствуют четыре ФУ: $Sal1, \bar{t}$; $Cal1, \bar{t}$; $Sal3, \bar{t}$; $Cal3, \bar{t}$. По интервалам дискретности происходит смена знака коэффициентов усиления. Это соответствует смене знака соответствующей функции на единичном периоде следования. Матрица возможных состояний для этого способа регулирования выходного напряжения

$$[MBC]_{II} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} Wal0, \bar{t} \\ Sal1, \bar{t} \\ Cal1, \bar{t} \\ Sal2, \bar{t} \\ Cal2, \bar{t} \\ Sal3, \bar{t} \\ Cal3, \bar{t} \\ Sal4, \bar{t} \end{matrix} \quad (2)$$

Регулирование выходного напряжения АИН посредством синусоидальной широтно-импульсной модуляции происходит в процессе изменения амплитуды модулирующего напряжения $U_M(\bar{t})$. Длительность модулированных импульсов на единичном периоде определяется положениями контактных точек на каждом периоде опорного напряжения $U_M(\bar{t})$ по результатам решения трансцендентного уравнения.

$$\bar{U}_M(\bar{t}_i) - \frac{\bar{U}_{МОП}}{\bar{T}_{ОП}}(\bar{t} - i\bar{T}_{ОП}) = 0, \text{ где } i\bar{T}_{ОП} \leq \bar{t}_i \leq (i+1)\bar{T}_{ОП}, U_{МОП} = 1 - \text{относительная амплитуда}$$

туда опорного напряжения, $\bar{T}_{ОП} = \frac{T_{ОП}}{T}$ – относительный период следования опорного

напряжения, $i=0, 1, 2 \dots K, K = \frac{T}{T_{ОП}}$ – количество модулированных импульсов на еди-

ничном периоде, $\bar{U}_M(\bar{t}_i) = \frac{U_M(\bar{t}_i)}{U_{МАКОП}}$ – относительное значение модулирующего напряжения.

Результат разложения в ряд Уолша-Фурье последовательностей широтно-модулированных по закону синуса импульсов для $K = 10$ показал, что амплитуды модулированных функций кроме $Sal1, \bar{t}$, либо равны нулю, либо имеют вторые или третьи порядки малости. Амплитуды функций $Sal1, \bar{t}$, в ограниченном диапазоне регулирования изменяется по линейному закону с коэффициентом усиления равным 0,68. Ограничение диапазона регулирования вызвано минимальным и максимальным уровня изме-

нения амплитуды модулирующего напряжения из условия сохранения синусоидального закона ШИМ. Амплитуды функций, имеющих значение близких к нулю, изменяются по кусочно-линейному закону, как в случае регулирования по длительности. Поэтому при их учете МВС для метода синусоидальной ШИМ будет такой же, как и для метода регулирования по длительности с соответствующими коэффициентами усиления в ее строках. Если учесть лишь одну функцию $Sal1, \bar{t}$, то МВС для метода синусоидальной ШИМ будет иметь следующий вид:

$$[MBC]_{III} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 10 & 0.68 & 0.68 & 0.68 & 0.68 & 0.68 & 0.68 & 10 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} Wal0, \bar{t} \\ Sal1, \bar{t} \\ Cal1, \bar{t} \\ Sal2, \bar{t} \\ Cal2, \bar{t} \\ Sal3, \bar{t} \\ Cal3, \bar{t} \\ Sal4, \bar{t} \end{matrix}, \quad (3)$$

Передаточные функции АИН. С учетом матрицы возможных состояний [1] разомкнутую структурную схему АИН с импульсным регулированием представим одноконтурной дискретной системой (рис. 2).

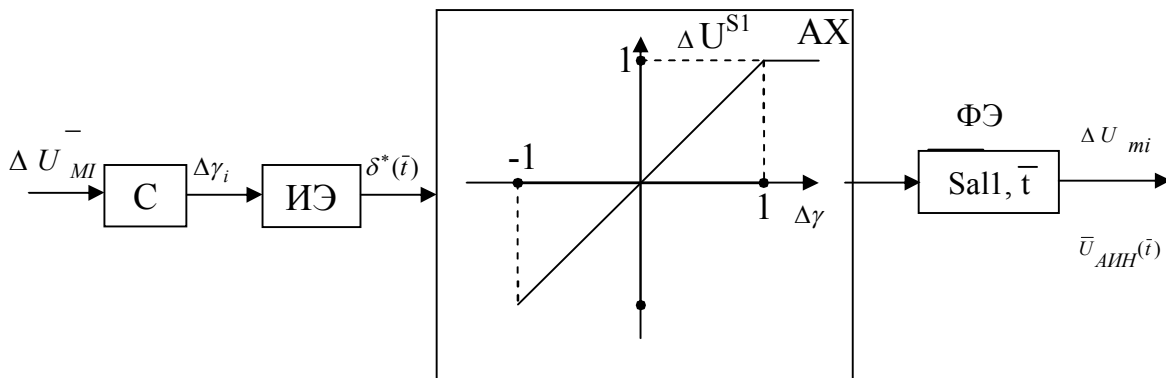


Рис. 2. АИН как одноконтурное звено системы

Коэффициент усиления системы управления

$$K_{CV} = \frac{\Delta\gamma_i}{\Delta\bar{U}_{Mi}}, \text{ где } \Delta\gamma_i = \sum_{i=0}^K \Delta\gamma_i \text{ — суммарное отклонение скважности К-импульсов, за-}$$

полняющих полуволны выходного напряжения АИН, $\Delta\gamma_i = \frac{\Delta t_i}{T_{AIN}}$ — отклонение скважности i -того импульса для i -того отклонения модулирующего напряжения $\Delta\bar{U}_{Mi}$. Импульсный элемент (ИЭ) формирует мгновенные импульсы $\delta(\bar{t})$, следующие с относительным периодом $\bar{T}_{AIN} = 1$ и амплитудой $\Delta\gamma$.

Амплитудная характеристика (АХ) импульсного элемента отражает собой изменения относительной амплитуды функции $Sal(1, \bar{t})$ в процессе изменения скважности $\Delta\gamma$. Она представляет собой нелинейность типа насыщения с линейным участком в диапазоне $-1 \leq \Delta\gamma \leq 1$. Передаточная функция формирующего элемента (ФЭ) представляет собой преобразованную по Лапласу функцию $Sal(1, \bar{t})$:

$$K_{\Phi\bar{E}}(p) = \frac{1 - 2e^{-0.5pt} + e^{-pt}}{p}.$$

Для перехода к относительному комплексному переменному передаточную функцию $K_{\Phi\Xi}(p)$ необходимо умножить на $\frac{1}{T}$ и заменить $p = \frac{q}{T}$. В результате получаем, что

$$K_{\Phi\Xi}(q) = \frac{1 - 2e^{-0,5q} + e^{-q}}{q}. \tag{4}$$

Результат разложения регулируемого напряжения на выходе АИН в ряд Уолша позволил процесс широтно-импульсной модуляции совокупности высокочастотных импульсов заменить эквивалентной амплитудно-импульсной модуляции одной функции Уолша. Зависимость её амплитуды от суммарной скважности линейна в пределах единичного интервала с зоной насыщения на его концах. Результат выполненной аппроксимации позволяет использовать теорию линейных и нелинейных [4] импульсных систем для анализа и оптимизации динамических процессов в локальных системах электроснабжения, содержащих звенья с глубокой широтно-импульсной модуляцией. Очевидно, что аппроксимация выходного напряжения АИН одной функцией $Sal\ 1, \bar{t}$ связана с гораздо меньшей погрешностью, чем его аппроксимация одной тригонометрической функцией. С учетом матрицы возможных состояний (2) структурная схема АИН как звена системы представлена на рис. 3. Она содержит четыре контура, что соответствует количеству ненулевых строк МВС. Каждый контур включает в себя импульсный элемент (ИЭ), амплитудную характеристику (АХ) и формирующий элемент (ФЭ). Очевидно, что регулирование длительности полуволн выходного напряжения АИН сводится к нелинейной амплитудно-импульсной модуляции соответствующей ФУ. Характер нелинейности каждого контура определяется амплитудной характеристикой, которая для функции $Sal\ 1, \bar{t}$ является нелинейностью «насыщения», а для остальных ФУ — это кусочно-линейные зависимости, каждую из которых можно представить совокупностью линейных зависимостей и соответствующего количества типовых нелинейностей с различными значениями зон нечувствительности [3].

Передаточная функция системы (рис. 3) представляет собой сумму передаточных функций отдельных каналов по интервалам дискретности, количество которых определяется функцией Радемахера наиболее высокого порядка, присутствующей в разложении. Такой же результат можно получить, если перемножить транспонированную матрицу возможных состояний и вектор передаточных функций формирующих элементов, которые представляют собой изображения по Лапласу соответствующих ФУ. Результатом перемножения матрицы на вектор является вектор, размерность которого определяется количеством ненулевых строк МВС, т. е.

$$[K_{АИН}(q)] = [MBC]^T \cdot \begin{bmatrix} L(Wal0, \bar{t}) \\ L(Sal1, \bar{t}) \\ \dots \\ L(Wali, \bar{t}) \end{bmatrix},$$

где $Z=2^N$ — количество функций Уолша. В рассматриваемом случае $Z=8, N=3$.

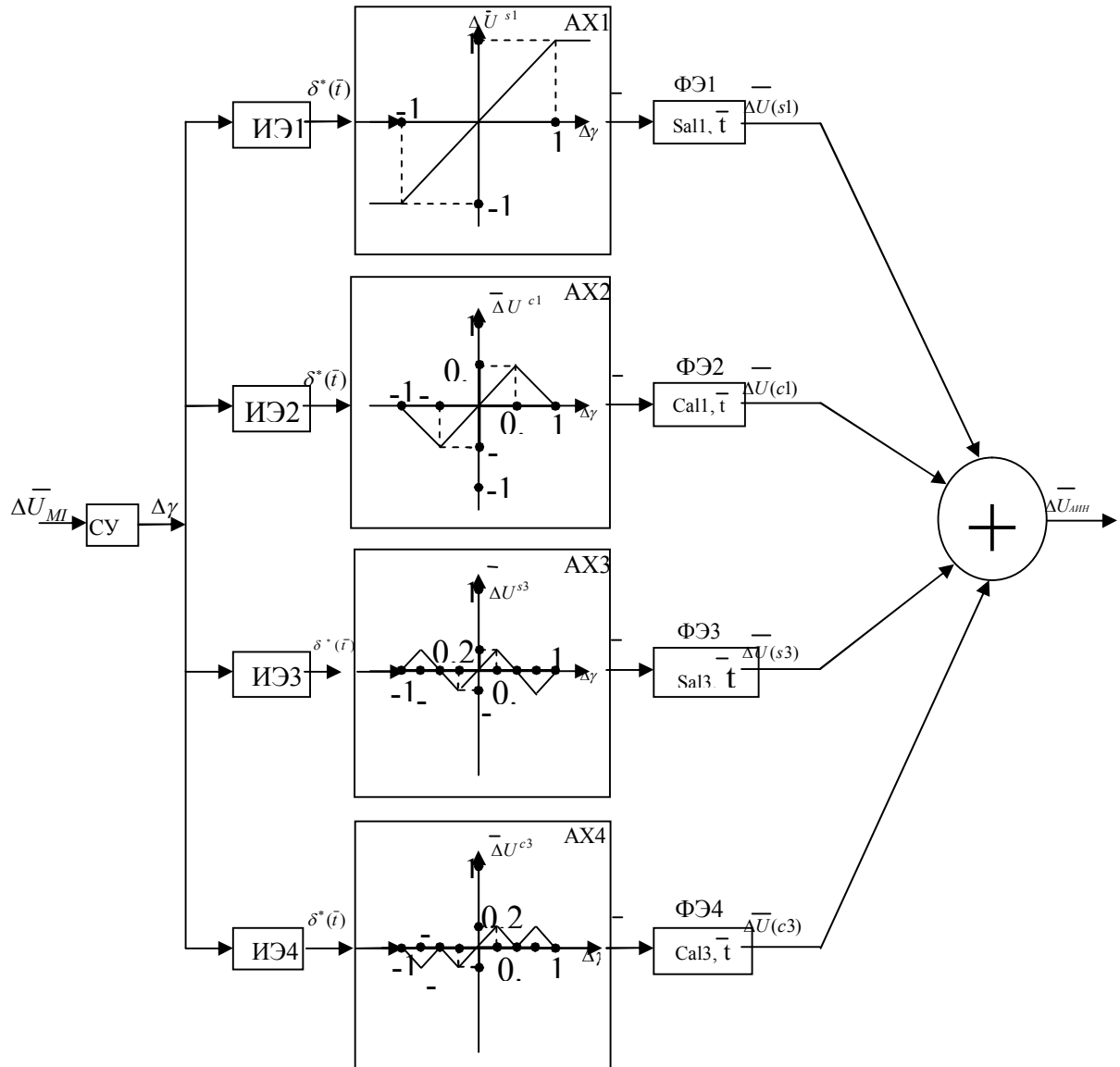


Рис. 3. АИН как многоконтурное звено системы

Изображения по Лапласу ФУ (формирующих элементов) рис. 3 для ненулевых строк МВС имеют следующий вид:

$$K_{\phi_1}(q) = \frac{1 - 2e^{-0,5q} + e^{-q}}{q}; K_{\phi_2}(q) = \frac{1 - 2e^{-0,25q} + 2e^{-0,75q} - e^{-q}}{q}$$

$$K_{\phi_3}(q) = \frac{1 - 2e^{-0,125q} + 2(-1)^k \sum_{k=0}^2 e^{-(0,375+0,125k)q} - 2e^{-0,875q} + e^{-q}}{P}$$

$$K_{\phi_4}(q) = \frac{1 - 2(-1)^k \sum_{k=0}^2 e^{-(0,125+0,125k)q} + 2(-1)^k \sum e^{-(0,125+0,125k)q} - e^{-q}}{q}$$

В результате перемножения транспонированной матрицы возможных состояний и вектора передаточных функций формирующих элементов получим m-тую компоненту вектора передаточной функции АИН, выходное напряжения которого регулируется «по длительности».

$$K'_{АИН}(q)_m = n \frac{e^{-\frac{mq}{Z}} - e^{-\frac{m+1}{Z}q}}{q} (1 - e^{-0,5q}), \tag{5}$$

где $q = pT$.

Вектор передаточной функции имеет размерность $m=0,1,2,\dots,n-1$, где $n=4$ — количество ненулевых строк [МВС], $Z=8$ — количество ФУ, участвующих в разложении.

Каждая компонента вектора передаточной функции справедлива для ограниченного временного интервала: $\frac{m}{Z} \leq \Delta \bar{t}_m \leq \frac{m+1}{Z}$.

В отличие от импульсного метода регулирования, где линейность системы сохраняется на всём единичном временном интервале, АИН с регулированием «по длительности» можно рассматривать как линейное импульсное звено лишь в пределах конечной области $\Delta \bar{t}_m$, ширина которой зависит от полосы пропускания нагрузки и заданной погрешности анализа, что учитывается при выборе количества аппроксимирующих функций Уолша [3].

С учетом матрицы возможных состояний (3) АИН с синусоидальной ШИМ представляется одноконтурной структурной схемой (рис. 4).

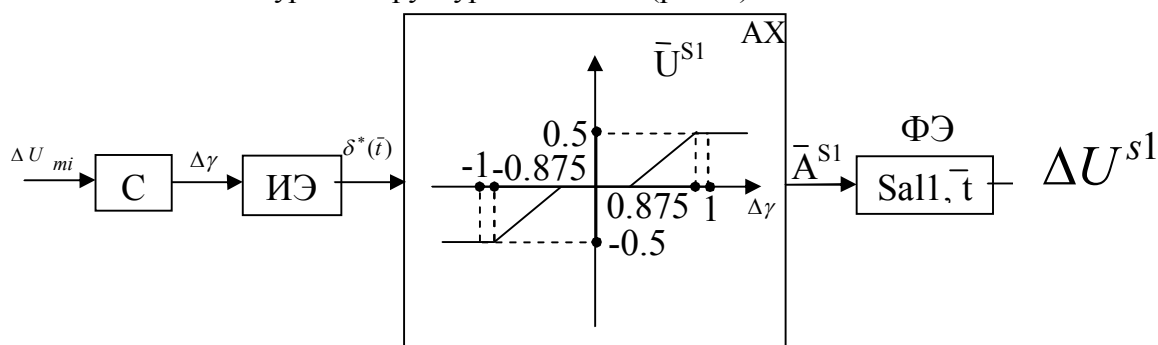


Рис. 4. АИН как звено системы с синусоидальной ШИМ

В схеме рис. 4 амплитудная характеристика (АХ) линейна в диапазоне изменения скважности $0,125 \leq \Delta \gamma_i \leq 0,875$. Ограниченность диапазона регулирования по сравнению с импульсным методом вызвана ограничением амплитуды модулирующего напряжения из условия сохранения синусоидального закона ШИМ, который реализует вертикальная система управления. Для такой системы динамический коэффициент усиления $K_{cy} = K_0 F$, где $K_0 = \frac{d\bar{t}}{dU_{оп}(t)}$ — статический коэффициент усиления системы управления,

$$F = \frac{1}{1 - \frac{dU_{оп}(t)/d\bar{t}}{dU_M(t)/d\bar{t}}} - \text{фактор пульсаций.}$$

Особенность «синусоидальной» ШИМ, реализуемой вертикальной системой управления состоит в том, что в пределах полупериодов модулирующего напряжения знак производной опорного напряжения остается постоянным, а знак производной модулирующего напряжения $\frac{dU_M(i)}{dt}$ на каждой четверти периода изменяется на противоположный. Поэтому в одном случае фактор пульсаций будет больше единицы, а в другом случае — меньше единицы. Поскольку коэффициенты Уолша вычисляются по средним значениям отклонения выходного напряжения АИН на отдельных интервалах, то очевидно, что фактор пульсаций в пределах периода выходного напряжения не будет оказывать влияние на его величину.

Частотные характеристики АИН можно получить из соответствующих передаточных функций (4),(5) при подстановке $q = j\bar{\omega}$, где $\bar{\omega} = \omega T$ – относительная частота, пределы изменения которой $0 \div 2\pi$. Для импульсного метода регулирования в пределах линейного участка амплитудной характеристики импульсного элемента частотная характеристика

$$K(j\omega) = K_n^{s1} \frac{1 - 2e^{-0.5j\bar{\omega}} + e^{-j\bar{\omega}}}{j\bar{\omega}},$$

где $K_n^{s1} = 1$ – коэффициент усиления импульсного элемента канала формирования функции $S_{al} 1, t$.

Частотная характеристика в тригонометрической форме записи

$$K(j\omega) = \text{Re}(\bar{\omega}) + jQ(\bar{\omega}),$$

$$\text{где } \text{Re}(\bar{\omega}) = \frac{2K_n^{s1}(1 - \cos 0.5\bar{\omega})}{\bar{\omega}} \sin 0.5\bar{\omega},$$

$$Q(\bar{\omega}) = -\frac{2K_n^{s1}(1 - \cos 0.5\bar{\omega})}{\bar{\omega}} \cos 0.5\bar{\omega}.$$

В показательной форме записи

$$K(j\omega) = \frac{2K_n^{s1}(1 - \cos(0,5\bar{\omega}))}{\bar{\omega}} \cdot e^{-j(\text{arctg}(\text{ctg} \frac{\bar{\omega}}{2}))}, \quad (6)$$

$$\text{где } \text{arctg}(\text{ctg} \frac{\bar{\omega}}{2}) = \frac{\bar{\omega}}{2}.$$

Для метода регулирования по длительности частотная характеристика АИН

$$K(j\omega) = n \frac{2K_n^{s1}(1 - \cos(0,5\bar{\omega}))}{\bar{\omega}} \cdot e^{-j(\text{arctg}(\text{ctg} \frac{\bar{\omega}}{2}))},$$

$$\text{для которой } \text{Re}(\bar{\omega}) = \frac{4n}{\bar{\omega}} \sin 0,25\bar{\omega} \sin\left(\frac{m+0,5}{z} + 0,25\right)\bar{\omega} \sin \frac{\bar{\omega}}{2z},$$

$$Q(\bar{\omega}) = \frac{4n}{\bar{\omega}} \sin 0,25\bar{\omega} \cos\left(\frac{m+0,5}{z} + 0,25\right)\bar{\omega} \sin \frac{\bar{\omega}}{2z}.$$

Частотная характеристика АИН в показательной форме записи

$$K(\bar{\omega}) = \frac{4n}{\bar{\omega}} \sin 0,25\bar{\omega} \cdot \sin \frac{\bar{\omega}}{2z} e^{-j\psi(\bar{\omega})} \quad (7),$$

$$\text{где } \psi(\bar{\omega}) = \text{arctag}\left(\frac{m+0,5}{z} + 0,25\right)\bar{\omega} = \left(\frac{m+0,5}{z} + 0,25\right)\bar{\omega}.$$

Очевидно, что модуль частотной характеристики АИН, выходное напряжение которого регулируется по длительности, остается постоянным. В пределах зон регулирования изменяется лишь фазовый сдвиг $\psi(\bar{\omega})$, который зависит от номера зоны регули-

рования m . Частотные характеристики АИН с синусоидальной ШИМ повторяют частотную характеристику (6) (с учетом $K_{\mu}^{sl}=0,68$) при учете одной функции $Sal(1, \bar{t})$, либо частотную характеристику (7), если учитывать малые амплитуды других функций. По выражениям (6), (7) можно построить амплитудо-частотные и фазо-частотные характеристики АИН с различными способами регулирования выходного напряжения.

Выводы. Аппроксимация выходного напряжения АИН рядом Уолша-Фурье позволила получить его передаточные функции, содержащие результат замены, импульсного регулирования, регулирования по длительности и синусоидальной ШИМ эквивалентной нелинейной амплитудо-импульсной модуляцией, что дает возможность использовать теорию линейных и нелинейных импульсных систем [2; 4] для анализа и синтеза систем силовой электроники высокой точности, содержащие звенья с глубоким широтно-импульсным регулированием.

Список использованных источников

1. Булгаков А. А. Исследование квазинепрерывных систем / А. А. Булгаков. – М. : Наука, 1973. – 101 с.
2. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем / Я. З. Цыпкин. – М. : Физматгиз, 1963. – 968 с.
3. Денисов А. И. Вентильные преобразователи в системах точной стабилизации / А. И. Денисов, В. М. Зволинский, Ю. В. Руденко. – К. : Наукова думка, 1997. – 250 с.
4. Цыпкин Я. З. Теория нелинейных импульсных систем / Я. З. Цыпкин, Ю. С. Попков. – М. : Наука, 1973. – 414 с.

References

1. Bulgakov, A.A. (1973). *Issledovanie kvazinepreryvnykh sistem [Quasi-continuous systems design]*. Moscow: Nauka (in Russian).
2. Tsyppkin, I.Z. (1963). *Teoriia lineinykh impulsnykh sistem [Theory of linear pulse systems]*. Moscow: Fizmatgiz (in Russian).
3. Denisov, A.I., Zvolinskii, V.M., Rudenko, U.V. (1997). *Ventilnye preobrazovateli v sistemakh tochnoi stabilizatsii [Pulse converters in stabilization systems precision]*. Kiev: Naukova dumka (in Russian).
4. Tsyppkin, A.Z., Popkov, I.U. (1973). *Teoriia nelineinykh impulsnykh sistem [Theory of nonlinear pulse systems]*. Moscow: Nauka (in Russian).

UDC 621.3.052-027.541

Yuri Denisov

AUTONOMY VOLTAGE INVERTER AS A PART OF AUTO-REGULATION OF LOCAL HIGH-VOLTAGE POWER SUPPLY SYSTEM

Urgency of the research. The development of local and uninterruptible power supply systems requires more precise approaches to the representation of the voltage inverter as a unit of the automatic control system. In the paper the features of the frequency-time characteristics of DC/AC voltage converter, as a unit of a closed-loop automatic control system, are taken into account. The derivation of transfer function is relevant for different methods of the output voltage regulation.

Target setting. DC/AC converter's output voltage regulation is carried out by the pulse method. The existing methods have a number of disadvantages. The existing approaches to representation of DC/AC converter's transfer functions for various methods of output voltage regulation are reduced by taking into account only fundamental harmonic, when the DC/AC represented as a non-inertial unit with a transfer factor. The solution of the problem can be obtained from the results of the output voltage approximation of the DC/AC converter by the basis of the complete system of discrete orthogonal Walsh functions, which are adequate in their form to the form of the approximated voltage.

Actual scientific researches and issues analysis. The currently existing works show that the sinusoidal PWM method allows to obtain the maximum value of the fundamental harmonic and this gives grounds to say that this method is not associated with a large error within the analysis of systems with DC/AC converter.

Uninvestigated parts of general matters defining. In publications on this subject, the inverter is represented as a unit of the automatic control system, but for low-precision local power supply systems.

The research objective. We will approximate the DC/AC converter's output voltage by the Walsh-Fourier series, which in the future will allow receiving its transfer functions containing the result of replacement of pulse regulation by length control and sinusoidal PWM.

The statement of basic materials. To analyze the inverter we obtain matrices of possible states for various modulation methods. Based on the results of the approximation of the DC/AC converter's output voltage by the basis of the complete system of discrete orthogonal Walsh functions, which are adequate in their form to the form of the approximated voltage, the modulation methods for different bands and transfer functions were obtained. This will subsequently allow getting the expressions of the DC/AC converter's frequency characteristics.

Conclusions. The approximation of the DC/AC converter's output voltage by the Walsh-Fourier series allowed to receive its transfer functions, which makes it possible to use the theory of linear and nonlinear pulse systems for the analysis and synthesis of high-precision power electronic systems containing units with deep pulse-width regulation.

Key words: inverter; Walsh functions; vector column.

Fig.: 4. Bibl.: 4.

УДК 621.3.052-027.541

Юрій Денисов

АВТОНОМНИЙ ІНВЕРТОР НАПРУГИ ЯК ЛАНЦЮГ АВТОРЕГУЛЮВАННЯ ЛОКАЛЬНОЇ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ ВИСОКОЇ ТОЧНОСТІ

За результатами розкладання напруги на виході автономного інвертора напруги (АІН) за системою функцій Уолша отримані матриці можливих станів для різних способів регулювання. У результаті їх перемноження з вектором-стовпцем функцій Уолша отримані вектори-стовпці передавальних функцій АІН з різними способами регулювання вихідної напруги

Ключові слова: інвертор; функція Уолша; вектор-стовпчик.

Рис.: 4. Бібл.: 4.

Денисов Юрій Александрович – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой промышленной электроники, Черниговский национальный технологический университет (ул. Шевченко, 95, м. Чернигов, 14027, Украина).

Денисов Юрій Олександрович – доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри промислової електроніки, Чернігівський національний технологічний університет (вул. Шевченка, 95, м. Чернігів, 14027, Україна).

Denisov Yuri – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department of Industrial Electronics, Chernihiv National University of Technology (95 Shevchenka Str., 14027 Chernihiv, Ukraine).

E-mail: den71td@gmail.com

ORCID: <http://orcid.org/0000-0003-2293-7964>

ResearcherID: G-1144-2016