

На правах рукописи

Бизяев Алексей Александрович

**ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ С ИМПУЛЬСНО-
МОДУЛЯЦИОННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ**

Специальность: 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

Автореферат
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Санкт-Петербург
2010

Работа выполнена в Санкт-Петербургском институте машиностроения (ВТУЗ-ЛМЗ)

Научный руководитель кандидат технических наук, доцент Лихоманов Андрей Михайлович

Официальные оппоненты:

доктор технических наук, профессор Ефимов Александр Андреевич
кандидат технических наук Демидов Сергей Владимирович

Ведущая организация: ЗАО Научно-производственное предприятие «ЭПРО»

Защита состоится « ____ » _____ 2011 года в _____ на заседании диссертационного совета Д212.229.20 при ГОУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет» по адресу: 195251, г. Санкт-Петербург, Политехническая ул., д. 29, главное здание, ауд. 150

С диссертацией можно ознакомиться в фундаментальной библиотеке ГОУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет».

Отзывы на автореферат, заверенные печатью организации, просим направлять по адресу: 195251, СПб, Политехническая ул. д.29, отдел аспирантуры и докторантуры.

Автореферат разослан « ____ » _____ 201__ г.

Ученый секретарь
диссертационного совета
к.т.н, доцент

А.Д. Курмашев

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы

Для управления электроприводом переменного тока преимущественное применение находят преобразователи частоты с явно выраженным звеном постоянного тока и с импульсно-модуляционным управлением, под которым понимается целенаправленное изменение скважности и частоты импульсов управления для достижения необходимого качества гармонического состава выходного напряжения и уровня электромагнитной и энергетической совместимости с первичной сетью.

Вопросам импульсно-модуляционного управления посвящены теоретические работы зарубежных и отечественных школ и авторов: Германа-Галкина С.Г., Глазенко Т.А., Дмитриева Б.Ф., Джури Э., Ефимова А.А., Кобзева А.В., Куо Б., Ланнэ А.А., Розанова Ю.К., Чаплыгина Е.Е., Шрейнера Р.Т. и других.

Использование современной полупроводниковой элементной базы и средств вычислительной техники создали предпосылки для применения сложных законов модуляции и прямого микропроцессорного управления, ориентированных на достижение качественных показателей выходного напряжения при ограниченных ресурсах управления.

Поэтому поиск новых алгоритмов импульсно-модуляционного управления, как при раздельном так и при совместном регулировании частоты и напряжения преобразователей переменного тока для управления моментом, скоростью или положением ротора асинхронных, синхронных и вентильных двигателей, а также разработка методов анализа и синтеза импульсных систем преобразования энергии является актуальной задачей.

Цель и задачи работы

Цель диссертационной работы – разработка и исследование алгоритмов управления преобразователями частоты в системе частотного регулирования скорости электропривода переменного тока на базе импульсно-модуляционного подхода.

Для достижения поставленной цели в работе решаются следующие задачи:

- анализ влияния принципов построения, видов модуляции, частоты коммутации, законов управления и способов регулирования на качественные характеристики преобразователей частоты в системах частотного регулирования скорости электроприводами переменного тока, а также процессов преобразования электрической энергии на электромагнитную совместимость с первичной сетью;
- анализ и синтез гармонического состава выходного напряжения ключевого блока и потребляемого тока в автономных инверторах напряжения и управляемых преобразователях переменного тока в постоянный для различных законов управления и видов модуляции при раздельном и совместном управлении преобразователями частоты;

- разработка алгоритмических процедур анализа и синтеза импульсных систем в переходных и квазиустановившихся режимах работы для непрерывного времени при различных видах модуляции на основе частотного подхода к решению обратных задач динамики путем искусственной периодизации задающих воздействий и выходных энергетических координат;
- оценка степени достижения поставленной цели, проверка соответствия полученных результатов с известными и предложение рациональных областей применения разработанных процедур.

Методы исследования

Теоретические исследования базируются на использовании современной теории управления, операционного исчисления, гармонического анализа и синтеза. Теоретические результаты подтверждены математическим и имитационным моделированием на ЭВМ.

Научная новизна диссертации

Разработаны инженерные методики анализа и синтеза импульсных систем различного функционального назначения на основе использования аппарата коммутационных функций и полиномов Фурье в замкнутой форме.

Положения выносимые на защиту

1. Математические модели, результаты анализа и синтеза гармонического состава выходного напряжения ключевого блока, а также потребляемого тока при различных законах управления и видах модуляции для задач управления автономными инверторами напряжения и преобразователями переменного тока в постоянный в составе преобразователей частоты при отдельном и совместном регулировании частоты и напряжения на основе использования аппарата коммутационных функций и полиномов Фурье в замкнутой форме.
2. Алгоритмические процедуры формирования гармонического состава выходного напряжения ключевого блока автономных инверторов напряжения и преобразователей переменного тока в постоянный при использовании модифицированной синусоидальной широтно-импульсной модуляции первого рода.
3. V род симметрии при разложении периодической функции, удовлетворяющей условиям Дирихле, в ряд Фурье, отличительной особенностью которого является наличие постоянной составляющей и нечетных гармоник в тригонометрическом ряду Фурье, аппроксимирующем заданную периодическую функцию.
4. Частотный подход к анализу и синтезу импульсных систем в непрерывном времени для переходных и квазиустановившихся режимов при амплитудной и широтно-импульсной модуляции, а также с конечным временем съема информации на основе решения обратных задач динамики путем искусственной периодизации назначенных траекторий выходных координат и задающих воздействий.
5. Условия низкой чувствительности переходных и квазиустановившихся режимов к изменению параметров нагрузки в широких пределах, стан-

дартные формы, реализующие назначенные траектории тока нагрузки, и методики синтеза сглаживающих фильтров для широтно-импульсных преобразователей при раздельном управлении преобразователем частоты.

Практическая ценность и реализация результатов работы

Полученные в работе теоретические положения и аналитические выражения доведены до конкретных алгоритмических решений, стандартных форм, программного продукта и практических рекомендаций по режимной настройке импульсных преобразователей энергии.

Рекомендации и результаты работы использованы в следующих организациях: ЗАО «Электровыпрямитель – завод специальных преобразователей» и в учебном процессе Санкт-Петербургского института машиностроения.

Апробация работы

Основные результаты работы изложены автором: на межвузовской научно-технической конференции СПбГПУ, 2007 и 2008 гг.; на всероссийской научно-технической конференции ВоГТУ, 2007, а также на научно-технических конференциях Санкт-Петербургского института машиностроения и кафедры Электротехники, вычислительной техники и автоматизации.

Публикации по работе

По теме диссертации опубликовано 9 печатных работ, в том числе 4 в изданиях рекомендованных ВАК РФ.

Структура и объем диссертации

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения списка литературы и приложения; изложена на _____ страницах, включая: _____ - таблиц, _____ страницы рисунков, _____ страниц приложения и список литературы из _____ наименований.

КРАТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении раскрывается актуальность темы диссертационной работы, формулируются цели и задачи работы, приведены основные теоретические и практические результаты, а также сведения об апробации работы.

В первой главе рассматриваются принципы построения преобразователей частоты в системе частотного регулирования скорости электроприводов переменного тока, качественные характеристики которых определяются выбранной структурой, заданными законами управления, видом широтно-импульсной модуляции и частотой квантования, а сам процесс преобразования оказывает существенное влияние на первичную сеть.

Для рационального использования располагаемых ресурсов управления в системе «преобразователь частоты - асинхронный двигатель» (ПЧ-АД) необходимо использовать адаптивный подход к выбору вида широтно-импульсной модуляции в зависимости от частоты электромагнитного поля (ротора асинхронного двигателя (АД)), заключающегося в переходе от прямоугольного закона управления автономным инвертором напряжения (АИН) в верхнем диапазоне частот электромагнитного поля к синусоидальному на повышенных частотах квантования в диапазоне низких частот, реализация которых требует ис-

пользования микропроцессорного управления и разработки соответствующего алгоритмического обеспечения.

Во второй главе проводится формализация процессов модуляции непрерывной функции $f(t)$ применительно к различным видам преобразования электрической энергии с импульсно-модуляционным управлением. Разрабатываются математические модели применительно к анализу гармонического состава выходного напряжения однофазных и трехфазных АИН в составе ПЧ-АД при совместном управлении частотой и напряжением для различных видов модуляции и законов управления. Предложены алгоритмические процедуры формирования выходного напряжения АИН на основе использования модифицированной широтно-импульсной модуляции первого рода (ШИМ-1), ориентированные на применение прямого микропроцессорного управления. Проводится имитационное моделирование системы ПЧ-АД в режиме прямого пуска при описании АД в неподвижной системе координат.

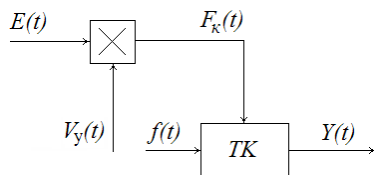


Рис. 1. Схема модуляции $f(t)$

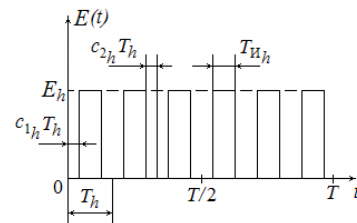


Рис. 2. Единичная широтно-импульсная последовательность

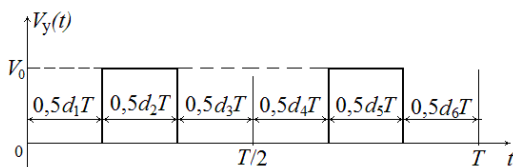


Рис. 3. Управляющая функция

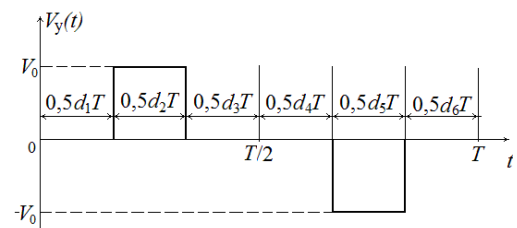


Рис. 4. Управляющая функция

Выходная функция $Y(t)$ ключевого блока (рис.1) представляется в виде произведения

$$Y(t) = f(t)F_k(t) = f(t)V_y(t)E(t).$$

Следовательно, задача формирования гармонического состава $Y(t)$ сводится к поиску необходимой коммутационной функции $F_k(t)$.

Для формирования $F_k(t)$ вводится в рассмотрение единичная широтно-импульсная последовательность $E(t)$ с двухсторонней модуляцией (рис.2):

$$E(t) = 0 \text{ при } hT_h < t < (h+1-c_{2h}-\gamma_h)T_h; E(t) = E_h \text{ при } (h+c_{1h})T_h \leq t \leq (h+1-c_{2h})T_h;$$

$$E(t) = 0 \text{ при } (h+c_{1h}+\gamma_h)T_h < t < (h+1)T_h; c_{1h} + c_{2h} + \gamma_h = 1; h = 0, 1, 2, 3, \dots;$$

$$\gamma_h = \frac{T_{Иh}}{T_h}; \gamma_h = \frac{T_{Иh}}{T_h}; E_h = 1[hT_h]; T_h = \frac{T}{2N},$$

где T, T_h – отрезок времени на котором рассматривается процесс модуляции и период квантования; $T_{Иh}, \gamma_h$ – длительность и скважность (коэффициент моду-

ляции) h -го импульса; N – количество периодов квантования за $T/2$; h – номер текущего импульса.

Коммутационная функция аппроксимируется тригонометрическим рядом Фурье

$$F_k(t) = FA_0 + \sum_{k=1}^{\infty} FA_k \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} FB_k \sin k\omega t; \quad k = 1, 2, 3, \dots,$$

Для управляющих функций (рис.3, 4) выражения для FA_k , FB_k будут соответственно:

$$\begin{aligned} FA_k &= FA1_k + FA2_k; \quad FB_k = FB1_k + FB2_k; \quad FA_0 = FA1_0 + FA2_0; \\ FA_k &= FA1_k - FA2_k; \quad FB_k = FB1_k - FB2_k; \quad FA_0 = FA1_0 - FA2_0; \quad k = 1, 2, 3, \dots; \\ FA1_k &= \frac{2}{T} \int_0^{0,5T} F_k(t) \cos k\omega t \, dt = \frac{2}{T} \sum_{h=0}^{N-1} \int_{0,5d_1T+a_h}^{0,5d_1T+b_h} \cos k\omega t \, dt = \frac{2}{\pi k} \sum_{h=0}^{N-1} \sin \frac{\pi k \gamma_h d_2}{2N} \times \\ &\quad \times \cos \pi k \left[d_1 + \frac{d_2}{2N} (2h+1 + c_{1h} - c_{2h}) \right]; \quad FA2_k = \frac{2}{T} \int_{0,5T}^T F_k(t) \cos k\omega t \, dt = \\ &= \frac{2}{T} \sum_{h=0}^{N-1} \int_{0,5(1+d_4)T+a_{1h}}^{0,5(1+d_4)T+b_{1h}} \cos k\omega t \, dt = \frac{2}{\pi k} \sum_{h=0}^{N-1} \sin \frac{\pi k \gamma_h d_5}{2N_1} \cos \pi k \cos \pi k \left[d_4 + \frac{d_5}{2N_1} (2h+1 + c_{1h} - c_{2h}) \right]; \\ FB1_k &= \frac{2}{T} \int_0^{0,5T} F_k(t) \sin k\omega t \, dt = \frac{2}{T} \sum_{h=0}^{N-1} \int_{0,5d_1T+a_h}^{0,5d_1T+b_h} \sin k\omega t \, dt = \frac{2}{\pi k} \sum_{h=0}^{N-1} \sin \frac{\pi k \gamma_h d_2}{2N} \times \\ &\quad \times \sin \pi k \left[d_1 + \frac{d_2}{2N} (2h+1 + c_{1h} - c_{2h}) \right]; \quad FB2_k = \frac{2}{T} \int_{0,5T}^T F_k(t) \sin k\omega t \, dt = \\ &= \frac{2}{T} \sum_{h=0}^{N-1} \int_{0,5(1+d_4)T+a_{1h}}^{0,5(1+d_4)T+b_{1h}} \sin k\omega t \, dt = \frac{2}{\pi k} \sum_{h=0}^{N-1} \sin \frac{\pi k \gamma_h d_5}{2N_1} \cos \pi k \sin \pi k \left[d_4 + \frac{d_5}{2N_1} (2h+1 + c_{1h} - c_{2h}) \right]; \\ FA1_0 &= \frac{1}{T} \int_0^{0,5T} 1(t) \, dt = \frac{1}{T} \sum_{h=0}^{N-1} \int_{0,5d_1T+a_h}^{0,5d_1T+b_h} dt = \sum_{h=0}^{N-1} \frac{\gamma_h d_2}{2N}; \quad FA2_0 = \frac{1}{T} \int_{0,5T}^T 1(t) \, dt = \frac{1}{T} \sum_{h=0}^{N-1} \int_{0,5(1+d_4)T+a_{1h}}^{0,5(1+d_4)T+b_{1h}} dt = \sum_{h=0}^{N-1} \frac{\gamma_h d_5}{2N_1}; \\ a_h &= \frac{(h+c_{1h})d_2T}{2N} = (h+c_{1h})T_h; \quad b_h = \frac{(h+1-c_{2h})d_2T}{2N} = (h+1-c_{2h})T_h; \quad T_h = \frac{d_2T}{2N} = \frac{d_5T}{2N_1}; \\ a_{1h} &= \frac{(h+c_{1h})d_5T}{2N_1} = (h+c_{1h})T_h; \quad b_{1h} = \frac{(h+1-c_{2h})d_5T}{2N_1} = (h+1-c_{2h})T_h; \quad \gamma_h = 1 - c_{1h} - c_{2h}, \end{aligned}$$

где N , N_1 – количество импульсов на отрезке времени $0,5Td_2$ и $0,5Td_5$.

За счет выбора $F_k(t)$ осуществляются различные виды модуляции входной функции $f(t)$ и различные законы широтно-импульсного регулирования. При $\gamma_h = \text{const} \neq 1$ осуществляется многократная амплитудно-импульсная модуляция (АИМ) на отрезке времени $0,5Td_2$, а при $\gamma_h = 1$ – однократная. При $\gamma_h = \text{var}$ выходные импульсы TK изменяются по длительности и огибаются в соответствии с $f(t)$. Следовательно, правомерно говорить об амплитудно-широтно-импульсной модуляции (АШИМ). Таким образом, изменяя γ_h , в соответствии с определенным законом возникают дополнительные возможности в формировании гармонического состава сигнала на выходе TK по сравнению с АИМ.

При $f(t) = \text{const}$ организуется широтно-импульсная модуляция (ШИМ). В данном случае, при $\gamma_h = \text{const} \neq 1$, осуществляется прямоугольно-широтная импульсная модуляция. При $\gamma_h = \text{var}$ осуществляется ШИМ с синусоидальным, трапециидальным, треугольным и т.д. законами управления. Выбор управляющей функции зависит от вида преобразования энергии: выпрямление, инвертирование, регулирование и т.д., а – значений $d_1 \div d_6$ от реализуемого закона управления. При $N = N_1$ осуществляется синхронная, а при $N \neq N_1$ – асинхронная модуляция.

В трехфазных АИН потенциалы начала фаз обмоток асинхронного двигателя относительно минусовой шины звена постоянного тока представляется в виде:

$$\begin{aligned}\varphi_A(t) &= F_{k_A}(t)U_d = U_d \left(FA_{0A} + \sum_{k=1}^{\infty} FA_{kA} \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} FB_{kA} \sin k\omega t \right) = \\ &= \varphi_{A_0} + \sum_{n=1}^{\infty} \varphi_{A_n} \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} \varphi_{B_n} \sin n\omega t; \quad k = n = 1, 2, 3, \dots; \\ \varphi_B(t) &= F_{k_B}(t)U_d = F_{k_A} \left(t - \frac{2\pi}{3} \right) U_d = \varphi_{A_0} + \sum_{n=1}^{\infty} \varphi_{A_n} \cos n\omega \left(t - \frac{2\pi}{3} \right) + \sum_{n=1}^{\infty} \varphi_{B_n} \sin n\omega \left(t - \frac{2\pi}{3} \right); \\ \varphi_C(t) &= F_{k_C}(t)U_d = F_{k_A} \left(t - \frac{4\pi}{3} \right) U_d = \varphi_{A_0} + \sum_{n=1}^{\infty} \varphi_{A_n} \cos n\omega \left(t - \frac{4\pi}{3} \right) + \sum_{n=1}^{\infty} \varphi_{B_n} \sin n\omega \left(t - \frac{4\pi}{3} \right); \\ FA_{kA} &= \frac{2}{\pi k} \sum_{h=0}^{N-1} \sin \frac{\pi k \gamma_h}{2N} \cos \frac{\pi k}{2N} (2h+1) + \frac{2}{\pi k} \sum_{h=0}^{N-1} \sin \frac{\pi k (1-\gamma_h)}{2N} \cos \pi k \cos \frac{\pi k}{2N} (2h+1); \\ FB_{kA} &= \frac{2}{\pi k} \sum_{h=0}^{N-1} \sin \frac{\pi k \gamma_h}{2N} \sin \frac{\pi k}{2N} (2h+1) + \frac{2}{\pi k} \sum_{h=0}^{N-1} \sin \frac{\pi k (1-\gamma_h)}{2N} \cos \pi k \sin \frac{\pi k}{2N} (2h+1); \\ FA_{0A} &= \sum_{h=0}^{N-1} \frac{\gamma_h}{2N} + \sum_{h=0}^{N-1} \frac{(1-\gamma_h)}{2N},\end{aligned}$$

где $F_{k_A}(t)$, $F_{k_B}(t)$, $F_{k_C}(t)$ – коммутационные функции для потенциалов фаз А, В, С, определяющие моменты включения или отключения электронных ключей АИН.

Линейные и фазные напряжения примут вид:

$$\begin{aligned}U_{AB}(t) &= \varphi_A(t) - \varphi_B(t) = \sum_{n=1}^{\infty} ULA_n \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} ULB_n \sin n\omega t; \\ U_{BC}(t) &= \varphi_B(t) - \varphi_C(t); \quad U_{CA}(t) = \varphi_C(t) - \varphi_A(t); \\ U_A(t) &= \varphi_A(t) - \varphi_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} UAA_n \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} UAB_n \sin n\omega t; \\ U_B(t) &= \varphi_B(t) - \varphi_0(t); \quad U_C(t) = \varphi_C(t) - \varphi_0(t); \quad \varphi_0(t) = \frac{1}{3} [\varphi_A(t) + \varphi_B(t) + \varphi_C(t)]; \\ ULA_n &= \varphi_{A_n} - \varphi_{A_n} \cos \frac{2\pi n}{3} + \varphi_{B_n} \sin \frac{2\pi n}{3}; \quad ULB_n = \varphi_{B_n} - \varphi_{A_n} \sin \frac{2\pi n}{3} - \varphi_{B_n} \cos \frac{2\pi n}{3}; \\ UAA_n &= \varphi_{A_n} - \frac{1}{3} \left[\varphi_{A_n} + \varphi_{A_n} \cos \frac{2\pi n}{3} - \varphi_{B_n} \sin \frac{2\pi n}{3} + \varphi_{A_n} \cos \frac{4\pi n}{3} - \varphi_{B_n} \sin \frac{4\pi n}{3} \right]; \\ UAB_n &= \varphi_{B_n} - \frac{1}{3} \left[\varphi_{B_n} + \varphi_{A_n} \sin \frac{2\pi n}{3} + \varphi_{B_n} \cos \frac{2\pi n}{3} + \varphi_{A_n} \sin \frac{4\pi n}{3} + \varphi_{B_n} \cos \frac{4\pi n}{3} \right],\end{aligned}$$

где $\varphi_0(t)$ – потенциал нулевой точки нагрузки относительно минусовой шины постоянного тока.

В работе предложен алгоритм формирования модифицированной двухсторонней трехфазной синусоидальной ШИМ-1, для которой скважность импульсов широтно-импульсной последовательности $\varphi_A(t)$:

$$\gamma_h = 0.5 \left[1 + K_M \sin \frac{T}{4N} (2h+1) \right] \text{ при } 0 < t < 0.5T;$$

$$\gamma_{N+h} = (1 - \gamma_h) \text{ при } 0.5T < t < T; h = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

Выражения для φ_{A_n} , φ_{B_n} и первой гармоники фазного и линейного напряжения примут вид:

$$\varphi_{A_n} = FA_{kA} U_d; \varphi_{B_n} = FB_{kA} U_d; k = n = 1, 2, 3 \dots$$

$$U_{A1} = U_{B1} = U_{C1} = \sqrt{U_{AA_1}^2 + U_{AB_1}^2} = 0.5 K_M U_d;$$

$$U_{AB1} = U_{BC1} = U_{CA1} = \sqrt{U_{LA_1}^2 + U_{LB_1}^2} = 0.5 \sqrt{3} K_M U_d = \sqrt{3} U_{A1}.$$

Для однофазных АИН скважность генерируемых импульсов при двухсторонней модифицированной синусоидальной ШИМ-1

$$\gamma_h = K_M \sin \frac{T}{4N} (2h+1); c_{1h} = c_{2h}; K_M = (0 \div 1); d_2 = 1; n = 1, 2, 3 \dots 2N-1. \quad (1)$$

Для низкочастотной части спектра ($N \gg k$) выражение для U_n примет вид

$$U_n = U_d FB_k \approx \frac{K_M U_d}{2N} \sin \pi(1-k) \left[\sin \frac{\pi(1-k)}{2N} \right]^{-1} = 0, \text{ при } n = k \neq 1,$$

а значение первой гармоники будет

$$U_1 = \lim_{k \rightarrow 1} U_d FB_k = K_M U_d; FB_k = \frac{4}{\pi k} \sum_{h=0}^{N-1} \sin \frac{\pi k \gamma_h}{2N} \sin \frac{\pi k}{2N} (2h+1),$$

где K_M - коэффициент модуляции.

Аналогичные выражения получены при использовании синусоидальной ШИМ-1 по фронту и срезу.

Сравнительный анализ использования синусоидальной ШИМ-1 и широтно-импульсной модуляции второго рода (ШИМ-2), показал:

- для двухсторонней ШИМ-2 с ростом числа N , т.е. частоты квантования f_h , разница между значениями c_{1h} и c_{2h} уменьшается ($c_{1h} \rightarrow c_{2h}$), а гармонический состав частотного спектра стремится к гармоническому составу при использовании модифицированной двухсторонней ШИМ-1;
- при $N \leq (5 \div 7)$ частотный спектр выходного напряжения ключевого блока двухсторонней ШИМ-1 выгодно отличается от ШИМ-2 меньшими значениями коэффициента гармоник для низкочастотной части спектра при одинаковых значениях первой гармоники;
- полученные выражения, для достаточно высоких значений N ($N > 5$), с необходимой для практики точностью отображают гармонический состав при использовании ШИМ-2.

При реализации прямоугольного закона управления ($\gamma_h = \gamma = const$) выражения для первой гармоники фазного и линейного напряжения примут вид:

$$U_{A1} = U_{B1} = U_{C1} = \sqrt{UAA_1^2 + UAB_1^2} = \varphi B_1 = \frac{4U_d}{\pi} \cos \frac{\pi}{4N} \sin \frac{\pi}{4N} (2\gamma - 1) \left(\sin \frac{\pi}{2N} \right)^{-1} \approx \frac{2U_d}{\pi} (2\gamma - 1);$$

$$U_{AB1} = U_{BC1} = U_{CA1} = \sqrt{ULA_1^2 + ULB_1^2} = \sqrt{3}\varphi B_1.$$

Для однофазных инверторов напряжения при использовании прямоугольного закона управления гармонический состав выходного напряжения ключевого блока определяется как

$$U_n = \frac{4U_d}{\pi n} \left| \sin \frac{\pi n \gamma d_2}{2N} \sin \frac{\pi n d_2}{2} \left(\sin \frac{\pi n d_2}{2N} \right)^{-1} \right|$$

и не зависит от вида широтно-импульсной модуляции, а минимальное значение K_r имеет место при $d_2 \approx 0,7$; $d_2 = 1 - \lambda$, где λ - угол управления.

Реализация синусоидальных законов широтно-импульсной модуляции позволяет значительно улучшить гармонический состав выходного напряжения ключевого блока по сравнению с прямоугольным законом управления. Однако, значение первой гармоники, при заданном коэффициенте модуляции, уменьшается в $4/\pi$ раз. Для ослабления данного противоречия в работе предложены алгоритмические процедуры реализации трапецеидального, прямоугольно-ступенчатого законов управления для однофазных АИН, а также ШИМ-1 с предмодуляцией для трехфазных АИН. Полученные выражения являются удобными математическими моделями для реализации прямого микропроцессорного управления в зависимости от режимов работы потребителя. Имитационное моделирование, проведенное для трехфазного АД, описанного в неподвижной системе координат, в режиме прямого пуска подтвердило корректность высказанных предположений.

В третьей главе рассматриваются алгоритмы управления преобразователями переменного тока в постоянный в составе ПЧ с отдельным управлением частотой и напряжением, выполненных по структуре «неуправляемый выпрямитель - широтно-импульсный преобразователь», при различных законах управления и видах модуляции. Дается анализ гармонического состава выходного напряжения ключевого блока и потребляемого тока на основе использования полиномов Фурье в замкнутой форме.

В задачах выпрямления рассматривается двухполярная управляющая функция $V_y(t)$ (рис.4), а напряжение на выходе выпрямительных мостов представляется в виде

$$u_B(t) = U_0 + \Delta U_m |\sin r\omega t|; \quad \omega = \frac{2\pi}{T},$$

где T – период преобразуемого напряжения; U_0 , ΔU_m – постоянная составляющая и максимальное значение пульсаций; r – определяется количеством пульсаций (m) на периоде T . Значения $d_1 \div d_6$ определяются выбранным законом управления.

Напряжение на выходе ключевого блока представляется в виде

$$\begin{aligned}
u_k(t) = u_B(t)F_k(t) &= U_0 \left[FA1_0 + FA2_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (FA1_k + FA2_k) \cos rk\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} (FB1_k + FB2_k) \sin rk\omega t \right] + \\
&+ \Delta U_m \sin r\omega t \left[FA1_0 - FA2_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (FA1_k - FA2_k) \cos rk\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} (FB1_k - FB2_k) \sin rk\omega t \right] = \\
&= UA_0 + \sum_{n=1}^{\infty} UA_n \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} UB_n \sin n\omega t = UA_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n \sin(n\omega t + \varphi_n); \quad (2) \\
\varphi_n &= \arctg \frac{UA_n}{UB_n}; \quad U_n = \sqrt{UA_n^2 + UB_n^2}.
\end{aligned}$$

Для однофазных выпрямительных мостов значения r , U_0 , ΔU_m будут соответственно: $r = 1$; $U_0 = 0$; $\Delta U_m = U_m$.

Выражение для UA_n , UB_n в (8) примут вид:

$$\begin{aligned}
UA_n &= 0,5U_m (FB_{1+n} + FB_{1-n}) \text{ при } n \neq 1; \quad UB_n = 0,5U_m (FA_{1-n} - FA_{1+n}) \text{ при } n \neq 1; \quad (3) \\
FA_k &= FA1_k - FA2_k; \quad FB_k = FB1_k - FB2_k; \quad FA_0 = FA1_0 - FA2_0; \\
UA_1 &= 0,5FB_2; \quad UB_1 = FA_0 - 0,5FA_2; \quad UA_0 = \frac{U_m}{T} \int_0^T F_k(t) \sin \omega t \, dt; \quad n = 2, 3, 4 \dots,
\end{aligned}$$

где $UA_0(d_2; d_5)$ – регулировочная характеристика управляемого однофазного выпрямителя.

Выражения (2), (3) позволяют провести анализ регулировочной характеристики и гармонического состава напряжения на выходе ключевого блока при различных законах управления и видах модуляции.

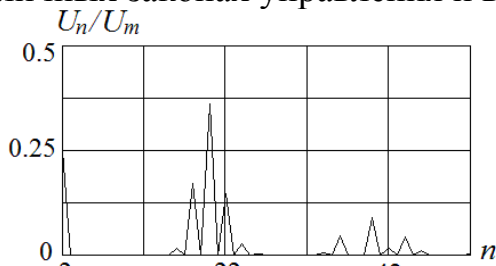


Рис. 5. Частотный спектр при $d_2 = 1$; $K_M = 0,5$; $N = 10$

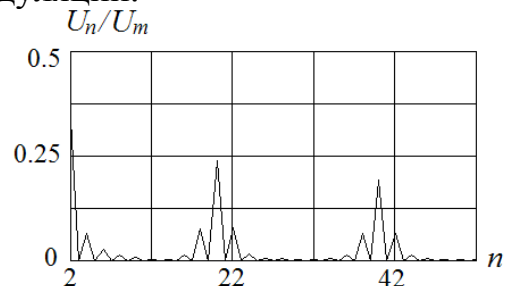


Рис.6. Частотный спектр при $d_2 = 1$; $\gamma_h = const = 0,8$; $N = 10$

Для улучшения гармонического состава целесообразно изменять скважность γ_h по синусоидальному закону в соответствии с (1), обеспечивающему одновременное изменение амплитуды и скважности энергетических импульсов на выходе ключевого блока. На рис.5 представлен частотный спектр выходного напряжения при синусоидальной ШИМ, а на рис.6. – при $\gamma_h = const$.

Для многофазных выпрямительных мостов напряжение на выходе ключевого блока рассматривается как совокупность напряжений, вызванных коммутацией постоянной составляющей U_0 и гармонической с периодом T/r , обусловленной пульсациями на выходе выпрямительного моста. Для постоянной составляющей управляющая функция рассматривается в виде (рис.3), а для гармонической – в виде (рис.4).

При $m = 6$ и $r = 3$ (схема Ларионова) регулировочная характеристика практически линейна относительно γ при однократной коммутации на полупе-

риоде пульсирующей составляющей, а гармонический состав напряжения на выходе ключевого блока не содержит гармоники кратные шести. В случае использования выпрямительного моста с нулевым выводом регулировочная характеристика нелинейна относительно γ при однократной коммутации из-за влияния гармонической составляющей, а гармонический состав напряжения на выходе ключевого блока не содержит гармоники кратные трем. Устранить отрицательное влияние гармонической составляющей возможно за счет использования многократной коммутации на полупериоде пульсирующей составляющей.

Анализ процессов коммутации на характер потребляемого тока от первичной сети позволяет сделать следующие выводы:

- при активной нагрузке нулевой фазовый сдвиг между первой гармоникой потребляемого тока и питающим напряжением достигается при использовании двухсторонней модуляции при регулировании постоянной составляющей на полном периоде питающего напряжения ($d_2 = 1$), а также при использовании симметричного или комбинированного управления при регулировании постоянной составляющей на неполном периоде питающего напряжения ($d_2 \neq 1$);
- с ростом числа N , т.е. частоты квантования гармонический состав потребляемого тока сдвигается в область высоких частот;
- при многократной коммутации с использованием двухсторонней модуляции для управляющей функции с углом включения или выключения появляется отстающий или опережающий фазовый сдвиг соответственно, который растет с увеличением глубины регулирования, т.е. с уменьшением значения d_2 ;
- при многократной коммутации с использованием модуляции по срезу и фронту возникает опережающий или отстающий дополнительный фазовый сдвиг, который уменьшается с ростом числа N , т.е. частотой коммутации.

Следовательно, за счет выбора закона управления и вида модуляции возникает возможность регулировать фазовый сдвиг между питающим напряжением и первой гармоникой потребляемого тока в зависимости от характера нагрузки.

В четвертой главе формулируются теоретические положения и разрабатываются алгоритмические процедуры, лежащие в основе анализа и синтеза импульсных систем в непрерывном времени на базе частотного подхода к решению обратных задач динамики путем искусственной периодизации назначенных траекторий движения и задающих воздействий.

В основе разработанных процедур лежит следующее утверждение. Пусть дано линейное стационарное дифференциальное уравнение

$$A(p)Y(t) = B(p)V(t); \quad A(p) = \sum_{i=1}^n a_i p^{n-i}; \quad B(p) = \sum_{i=1}^m b_i p^{m-i}; \quad n \geq m-1; \quad p = \frac{d}{dt} \quad (4)$$

с начальными условиями $Y(0) = Y_{0,0}$; $\dot{Y}(0) = Y_{0,1}$; ... $Y^{(n-1)} = Y_{0,n-1}$. Уравнение (4) заменяется эквивалентным дифференциальным уравнением при нулевых начальных условиях

$$\begin{aligned} A(p)Y(t) = B(p)V(t) + Y_{0,0}(a_0p^{n-1} + a_1p^{n-2} + \dots + a_{n-1})p1(t) + Y_{0,1}(a_0p^{n-2} + \\ + a_1p^{n-3} + \dots + a_{n-2})p1(t) + \dots + a_0Y_{0,n-1}p1(t) = B(p)V(t) + A_0(p)Y_{0,0}p1(t) + \dots + \\ + A_{n-1}(p)Y_{0,n-1}p1(t) = B(p)V(t) + \sum_{j=0}^{n-1} A_j(p)Y_{0,j}p1(t). \end{aligned} \quad (5)$$

Единичное ступенчатое воздействие искусственно периодизируется в соответствии с правилом:

$$Z_1(t) = 1(t) \text{ при } 0 \leq t \leq T/2; Z_1(t) = 0 \text{ при } T/2 \leq t \leq T,$$

и соответствующее периодическое движение аппроксимируется тригонометрическим рядом Фурье

$$Z_1(t) = D_0 + \sum_{k=1}^{\infty} D_k \sin k\omega t; D_0 = 0,5; D_k = \frac{2}{\pi k}; k = 2e+1; e = 0, 1, 2, \dots \quad (6)$$

Здесь справедливо следующее утверждение. Если управляющее воздействие $V(t)$ в (4) на отрезке времени $(0 \div T)$ представлено в форме тригонометрического ряда Фурье

$$V(t) = P_0 + \sum_{k=1}^{\infty} P_k \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} F_k \sin k\omega t; \omega = \frac{2\pi}{T}, \quad (7)$$

то выходная функция $Y(t)$ (5), при отсутствии кратных корней в характеристическом полиноме уравнения (4), есть сумма совокупностей частных решений уравнения (5) от отдельных составляющих периодических воздействий (6), (7) с точностью до $\Delta'(t)$.

Следовательно, выходная координата $Y(t)$ примет вид

$$\begin{aligned} Y(t) = \frac{b_m}{a_n} P_0 + \sum_{k=1}^{\infty} |\Phi(j\omega k)| P_k \cos(k\omega t + \varphi_k) + \sum_{k=1}^{\infty} |\Phi(j\omega k)| F_k \sin(k\omega t + \varphi_k) + \Delta(t) + \\ + \sum_{j=1}^{n-1} \sum_{k=1}^{\infty} |\Phi(j\omega k)| D_k Y_{0,j} \sin(k\omega t + \varphi_k) + \sum_{j=1}^{n-1} \Delta_j(t) \approx A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin k\omega t; \\ |\Phi(j\omega k)| = \left| \frac{B(j\omega k)}{A(j\omega k)} \right|; |\Phi_j(j\omega k)| = \left| \frac{j\omega k A_j(j\omega k)}{\dot{A}(j\omega k)} \right|; \varphi_k = \text{arctg} \frac{\text{Im} \Phi(j\omega k)}{\text{Re} \Phi(j\omega k)}; \quad (8) \\ \varphi_{j_k} = \text{arctg} \left| \frac{\text{Im} \Phi_j(j\omega k)}{\text{Re} \Phi_j(j\omega k)} \right|; \Delta(t) = \sum_{q=1}^n \frac{B(s_q)}{\dot{A}(s_q)} e^{s_q t} \left[\frac{P_0}{s_q} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{F_k k \omega}{s_q^2 + k^2 \omega^2} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{P_k s_q}{s_q^2 + k^2 \omega^2} \right]; \\ \Delta_j(t) = \sum_{j=1}^n \frac{Y_{0,j} s_q A_j(s_q)}{\dot{A}(s_q)} e^{s_q t} \left[\frac{D_0}{s_q} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{D_k k \omega}{s_q^2 + k^2 \omega^2} \right]; \Delta'(t) = \Delta(t) + \sum_{j=1}^{n-1} \Delta_j(t), \end{aligned}$$

где s_q - q -ый корень в полиноме $A(s)$; $\dot{A}(s_q)$ - производная $A(s)$ по s при $s = s_q$.

Из выражений для $\Delta(t)$, $\Delta_j(t)$, $\Delta'(t)$ следует:

- возможна взаимная компенсация собственных составляющих, вызванных постоянной и гармоническими составляющими в (6), (7);
- для устойчивого дифференциального уравнения (4) $\Delta(t)$, $\Delta_j(t)$ могут сказываться только на начальном участке траектории;

- максимальное значение $\Delta(t)$, для уравнений (4) удовлетворяющих условию устойчивости, определяется из условия

$$\Delta(0) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k ;$$

- для минимизации $\Delta(t)$ необходимо выполнить условие

$$P_k < 0; F_k > 0 .$$

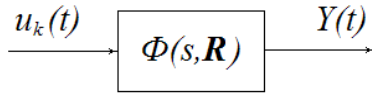


Рис. 7.

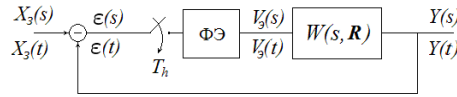


Рис.8.

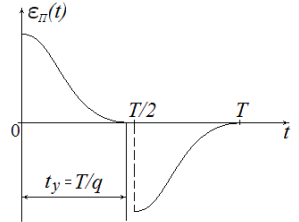


Рис.9.

Для построения алгоритмических процедур анализа и синтеза сигнал на выходе ключевого блока $u_k(t)$, подаваемый на вход непрерывной части системы (рис.7), описываемый передаточной функцией $\Phi(s, \mathbf{R})$, искусственно периодизируется в соответствии с правилом

$$u_{\Pi K}(t) = u_k(t) \text{ при } 0 \leq t \leq T'/2; u_{\Pi K}(t) = 0 \text{ при } T'/2 \leq t \leq T', \quad (9)$$

и соответствующий периодический сигнал аппроксимируется тригонометрическим рядом Фурье

$$u_{\Pi K}(t) = u_k(t)V_{\Pi y}(t) = F_{\Pi K}(t)f(t) = F_{\Pi 0} + \sum_{n=1}^{\infty} P_{\Pi n} \cos n\omega't + \sum_{n=1}^{\infty} F_{\Pi n} \sin n\omega't ;$$

$$V_{\Pi y}(t) = D_0 + \sum_{k=1}^{\infty} D_k \sin k\omega't ; F_{\Pi K}(t) = F_{\Pi 0} + \sum_{k=1}^{\infty} FA_{\Pi k} \cos k\omega't + \sum_{k=1}^{\infty} FB_{\Pi k} \sin k\omega't ; \quad (10)$$

$$\omega' = \frac{2\pi}{T'} ; n = 1, 2, 3... ; k = 2e+1 ; e = 0, 1, 2... ,$$

где $F_{\Pi K}(t)$, $V_{\Pi y}(t)$, – периодические коммутационная и управляющая функции; T' – период искусственной периодизации; $T' > 2t_y$; t_y – отрезок времени, на котором ищется решение.

Проведен гармонический анализ $u_{\Pi K}(t)$ для различных видов преобразования энергии. Разработанные алгоритмические процедуры анализа сводятся к решению систем алгебраических уравнений и не критичны к росту частоты коммутации.

По отношению к задачам синтеза решается обратная задача, т.е. по назначенным траекториям выходных координат определяются структура и параметры системы.

Необходимо выбрать вектор \mathbf{R} передаточной функции $\Phi(s, \mathbf{R})$, который является коэффициентами дифференциального уравнения (4), из условия

$$J = \int_0^{T_1} \{Y^*(t) - Y(t)\}^2 dt \leq \delta \quad (11)$$

при выполнении:

$$W(s, \mathbf{R}) \in G ; k_{\Pi} = \frac{Y_{\max} - Y_{\min}}{Y_{cp}} 100\% < k_{\Pi \text{ доп}} ; \sigma = \frac{Y_m - Y_{cp}}{Y_{cp}} 100\% < \sigma_{\text{доп}} ,$$

где $Y^*(t)$, $Y(t)$ – назначенная и реальная траектории движения; G – область физически реализуемых передаточных функций; δ – допустимая величина погрешности; K_{Π} , $K_{\Pi \text{ доп}}$, σ , $\sigma_{\text{доп}}$ – реальные и допустимые значения коэффициента пульсаций и перерегулирования; Y_{\max} , Y_{\min} , Y_{cp} – максимальное, минимальное и среднее значение выходной координаты в квазиустановившемся режиме работы; Y_m – максимальное значение выходной координаты в переходном режиме работы; T_1 – интеграл сравнения.

Здесь справедливо утверждение. Пусть на отрезке времени $(0 \div T)$ задана функция $f(t)$, удовлетворяющая условиям Дирихле. Если выполняется условие

$$f(t) = f(T/2) - f(t - T/2) \text{ при } T/2 \leq t \leq T, \quad (12)$$

то тригонометрический ряд Фурье (8), аппроксимирующий $f(t)$, содержит нулевую и нечетные гармонические составляющие.

Для решения задачи $Y^*(t)$ искусственно периодизируется в соответствии с (12) и соответствующее периодическое движение $Z_2(t)$ аппроксимируется тригонометрическим рядом Фурье (8). Если гармонический состав периодических движений (8), (10) содержит гармоники одинакового номера, задача нахождения вектора \mathbf{R} сводится к решению системы алгебраических уравнений

$$\frac{\sqrt{A_n^2 + B_n^2}}{\sqrt{P_{\Pi n}^2 + F_{\Pi n}^2}} = |\Phi(j\omega n)|; \quad \text{arctg} \frac{P_{\Pi n}}{F_{\Pi n}} - \text{arctg} \frac{A_n}{B_n} = \text{arctg} \frac{\text{Im}W(j\omega n)}{\text{Re}W(j\omega n)}, \quad (13)$$

порядок которой определяется размерностью вектора \mathbf{R} . Решая систему (13), может быть получено множество передаточных функций $\Phi(s, \mathbf{R})$, определяемое размерностью вектора \mathbf{R} , при этом в качестве условий доопределения выступает значение функционала (11), т.е. число гармоник, участвующих в синтезе, а в качестве условия решаемости задачи выступает условие физической реализуемости передаточной функции.

Для структур «неуправляемый выпрямитель – ёмкостной фильтр – широтно-импульсный преобразователь (ШИП) – LC-фильтр – нагрузка» и «неуправляемый выпрямитель – ШИП – LC-фильтр – нагрузка» синтезированы стандартные формы по назначенной траектории тока нагрузки в переходном режиме работы с учетом качественных показателей в квазиустановившемся режиме. Сформулированы условия низкой чувствительности импульсных преобразователей при параметрических возмущениях, т.е. при работе на разветвленную сеть.

При синтезе замкнутых систем (рис. 8) сигнал рассогласования подвергается искусственной периодизации в соответствии с симметрией III рода (рис.9).

Для систем с амплитудно-импульсной модуляцией с фиксацией значений $\varepsilon_{\Pi} = \varepsilon_{\Pi} [hT_h]$ на время $T_{\Pi} = \gamma T_h$:

$$P_{\varepsilon k} = \sum_{h=0}^{N-1} \frac{2\varepsilon_{\Pi}(hT_h)}{\pi k} \left[\sin \frac{2\pi k(h+\gamma)}{qN} - \sin \frac{2\pi kh}{qN} \right]; \quad t_y = NT_h; \quad T = qt_y;$$

$$F_{\varepsilon k} = \sum_{h=0}^{N-1} \frac{2\varepsilon_{\Pi}(hT_h)}{\pi k} \left[-\cos \frac{2\pi k(h+\gamma)}{qN} + \cos \frac{2\pi kh}{qN} \right]; \quad k = 2e+1; \quad e = 0,1,2,\dots$$

Для систем с конечным временем съема информации:

$$P_{\text{Эк}} = \frac{4}{T} \sum_{h=0}^{N-1} \int_{hT_h}^{hT_h + \gamma T_h} \varepsilon_{II}(t) \cos \frac{2\pi kt}{T} dt; \quad F_{\text{Эк}} = \frac{4}{T} \sum_{h=0}^{N-1} \int_{hT_h}^{hT_h + \gamma T_h} \varepsilon_{II}(t) \sin \frac{2\pi kt}{T} dt;$$

Для систем с широтно-импульсной модуляцией:

$$P_{\text{Эк}} = \sum_{h=0}^{N-1} \frac{2E_0}{\pi k} \left[\sin \frac{2\pi k(h + \gamma_h)}{qN} - \sin \frac{2\pi kh}{qN} \right]; \quad F_{\text{Эк}} = \sum_{h=0}^{N-1} \frac{2E_0}{\pi k} \left[-\cos \frac{2\pi k(h + \gamma_h)}{qN} + \cos \frac{2\pi kh}{qN} \right],$$

где E_0 – уровень модулируемого сигнала.

По найденным значениям $P_{\text{Эк}}$, $F_{\text{Эк}}$ и A_k , B_k определяется вектор \mathbf{R} передаточной функции $W(s, \mathbf{R})$ путем решения системы алгебраических уравнений (14), порядок которой определяется размерностью вектора \mathbf{R} .

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключении работы основные научные и практические результаты.

Научные результаты:

1. Выбор вида модуляции и частоты квантования при управлении преобразователем частоты в системе частотного регулирования скорости АД и двухфазного АД (АДД), с целью рационального использования располагаемых ресурсов управления, должен осуществляться в зависимости от частоты вращения ротора, общая закономерность которого заключается в усложнении законов управления и ростом частоты квантования по мере снижения частоты вращения ротора, что требует использования прямого микропроцессорного управления и разработки соответствующего алгоритмического обеспечения.
2. Разработаны математические модели для анализа и синтеза гармонического состава выходного напряжения ключевого блока и потребляемого тока автономных инверторов напряжения и преобразователей переменного тока в постоянный в системе ПЧ-АД, при отдельном и совместном управлении частотой и напряжением, для различных видов модуляции и законов управления на основе использования аппарата коммутационных функций и полиномов Фурье в замкнутой форме.
3. Предложены алгоритмические процедуры формирования гармонического состава выходного напряжения ключевого блока автономных инверторов напряжения и управляемых преобразователей переменного тока в постоянный на основе использования модифицированной синусоидальной широтно-импульсной модуляции первого рода, ориентированные на использования прямого микропроцессорного управления.
4. Дан анализ гармонического состава выходного напряжения ключевого блока и потребляемого тока в преобразователях переменного тока в постоянный, выполненных на базе однофазных и трехфазных выпрямительных мостов с регулированием выходного напряжения на стороне постоянного тока.
5. Сформулированы теоретические положения, лежащие в основе частотного подхода к анализу и синтезу импульсных систем в непрерывном времени, с амплитудно- и широтно-импульсной модуляцией, а также с конечным вре-

менем съема информации, путем искусственной периодизации задающих импульсных последовательностей и желаемых траекторий выходных координат. Разработанные алгоритмические процедуры не критичны к росту частоты квантования, обеспечивают решение задач анализа и синтеза переходных и квазиустановившихся режимов работы, с необходимой для практики точностью.

6. Проведен гармонический анализ периодических функций, полученных искусственной периодизацией назначенных траекторий выходных координат и задающих импульсных последовательностей с различными видами модуляции. Введено понятие симметрии V рода при разложении периодической функции, удовлетворяющей условиям Дирихле, в ряд Фурье.
7. Сформулированы требования работы преобразователей на разветвленную нагрузку, устанавливающие условия низкой чувствительности переходных и квазиустановившихся режимов работы к изменению параметров RL -нагрузки в широких пределах. Разработаны методики синтеза структуры и параметров сглаживающих фильтров в соответствии с среднеквадратичным функционалом, характеризующим степень приближения реальной траектории тока нагрузки к желаемой.

Практические результаты работы характеризуются следующим:

1. В строгой формализации процедур анализа и синтеза гармонического состава выходного напряжения ключевого блока и потребляемого тока преобразователей электрической энергии с импульсно-модуляционным управлением на базе использования аппарата коммутационных функций и уточнении ранее полученных результатов.
2. В снижении необходимой частоты квантования за счет использования модифицированной синусоидальной ШИМ-1 при отдельном и совместном управлении системами ПЧ-АД, ПЧ-АДД, что приводит к снижению потерь на переключение.
3. В снижении влияния процессов коммутации в преобразователях переменного тока в постоянный при отдельном управлении системой ПЧ-АД за счет выбора закона управления и вида ШИМ, обеспечивающих стремление коэффициента мощности к единице.
4. Разработанные математические модели процессов преобразования являются удобными алгоритмами для реализации импульсно-модуляционных способов управления на основе прямого микропроцессорного управления формированием требуемых показателей качества энергетических координат в зависимости от режима работы потребителя.
5. В распространении частотного подхода к задачам анализа и синтеза импульсных систем в непрерывном времени с различными видами модуляции путем искусственной периодизации заданных выходных траекторий и импульсных задающих воздействий.

Опубликованные по теме диссертации, работы

1. Бизяев А.А. Искусственная периодизация при решении задач анализа и синтеза в системах с широтно-импульсным преобразованием // XXXV Неделя науки СПбГПУ: Материалы Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов. 4.V. – СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2007. – с.129–130.
2. Бизяев А.А. Синтез автономного ШИП с взаимосвязанной нагрузкой // Инструмент и технологии. 2008. – с.24–27.
3. Бизяев А.А. и др. Синтез систем с амплитудно-импульсной модуляцией // XXXVI Неделя науки СПбГПУ: Материалы Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов. 4.V. – СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2008. – с.113–114.
4. Бизяев А.А. и др. Синтез систем с конечным временем съема информации // XXXVI Неделя науки СПбГПУ: Материалы Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов. 4.V. – СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2008. – с.116–118.
5. Бизяев А.А., Лихоманов А.М., Розов А.Ю., Дмитриев Б.Ф. Синтез широтно-импульсного преобразователя напряжения с разветвленной нагрузкой // Изв. вузов. Приборостроение. – 2008. – №6. – с.24–30.
6. Бизяев А.А., Лихоманов А.М., Куценко Б.Н., Старкова Л.Е. Синтез систем с амплитудно-импульсной модуляцией и учетом насыщения в канале рассогласования. Вузовская наука – региону. Материалы пятой Всероссийской научно-технической конференции. – Вологда. 2007. I том.
7. Лихоманов А.М., Дмитриев Б.Ф., Бизяев А.А., Бусько А.В. Синтез структуры и параметров сглаживающих фильтров для широтно-импульсных систем преобразования энергии // Электричество. – 2005. – №5, – с.47–51.
8. Лихоманов А.М., Бизяев А.А., Мякишев В.В., Львовский А.О. Параметрический синтез импульсных систем на основе частотного подхода // Изв. Вузов. Электромеханика. – 2007. – №5. – с.31–37.
9. Лихоманов А.М., Дмитриев Б.Ф., Бизяев А.А., Розов А.Ю. Анализ и синтез гармонического состава ключевого блока однофазных инверторов напряжения // Электричество. – 2009. – №7. – с.56–61.