

На правах рукописи



ЖОРАЕВ ТИМУР ЮЛДАШЕВИЧ

ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ БОРТОВОЙ
СИСТЕМЫ ГЕНЕРИРОВАНИЯ НА БАЗЕ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА
НАПРЯЖЕНИЯ.

05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы.

Автореферат диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Новосибирск – 2009

Работа выполнена в государственном образовательном учреждении высшего профессионального образования «Новосибирский государственный технический университет»

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор
Харитонов Сергей Александрович

Официальные оппоненты: доктор технических наук, профессор
Панкратов Владимир Вячеславович

доктор технических наук, с.н.с.
Гарганеев Александр Георгиевич

Ведущая организация ОАО АКБ «Якорь», г. Москва

Защита состоится «22» октября 2009 г. в 10 часов на заседании диссертационного совета Д 212.173.04 в Новосибирском государственном техническом университете по адресу: 630092, г. Новосибирск, проспект К.Маркса, 20.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Новосибирского государственного технического университета.

Автореферат разослан « 18 » сентября 2009 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета,
к.т.н., доцент



Бородин Н.И.

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность работы. Последние десятилетия в системах генерирования электрической энергии (СГЭЭ) переменного тока для автономных объектов наряду с синхронными генераторами с электромагнитным возбуждением находят все более широкое применение синхронные генераторы с возбуждением от постоянных магнитов. В таких системах при изменении частоты вращения вала первичного двигателя изменяется частота и напряжение на выходе синхронного генератора. Непосредственное использование напряжения генератора с изменяющимися параметрами сопряжено с трудностями, связанными с его трансформацией, выпрямлением на низких частотах, фазовой несимметрией ЭДС обмоток генератора, «мягкостью» сети на зажимах генератора, межфазными наводками, синхронизацией, питанием электродвигателей. Требования поддержания заданных параметров электрической энергии в системах с синхронным генератором с возбуждением от постоянных магнитов приводят к необходимости использования полупроводникового преобразователя частоты (ПЧ). Силовая схема ПЧ, схема и алгоритмы работы системы управления определяются требованиями по качеству электроэнергии как общепринятых стандартов (ГОСТ 19705-89, MIL-STD-461 и MIL-STD-462), так и требованиями технического задания на конкретный летательный аппарат. Повышение требований потребителей к качеству генерируемой энергии ставит перед разработчиками СГЭЭ новые задачи, связанные с совершенствованием как схемотехнических решений, так и алгоритмов управления.

Разработке бортовых систем генерирования электрической энергии, в частности, для летательных аппаратов, посвящено достаточно много известных работ таких научных школ как МАИ, МЭИ, НГТУ, ХПИ, КПИ, ИЭД, направленных на создание теоретических основ построения систем генерирования, методов анализа и синтеза силовых схем, систем и алгоритмов управления. Различные аспекты теоретического и практического плана построения систем генерирования и отдельных её элементов для автономных объектов нашли отражение в трудах В.Г. Андреева, И.И. Алексеева, Е.И. Берковича, Ю.М. Быкова, Н.И. Бородина, Д.Э. Брускина, Г.В. Грабовецкого, А.Г. Гарганеева, Б.С. Зечихина, Г.С. Зиновьева, Ю.М. Инькова, В.В. Иванцова, Н.Т. Коробана, Ю.И. Конева, Н.Н. Лаптева, В.Л. Лотоцкого, Б.В. Лукутина, И.И. Лукина, Б.А. Майбородина, Г.С. Мыщыка, И.В. Нежданова, В.И. Радина, Э.М. Ромаша, Г.А. Сипайлова, Б.П. Соустина, Н.П. Старовойтовой, Л.Е. Смольникова, В.Е. Тонкаля, В.В. Филатова, В.А. Цишевского, Е.Е. Чаплыгина, М.М. Юхнина, Э.М. Чехета и многих других.

Одним из основных элементов современной СГЭЭ является автономный инвертор напряжения (АИН), как правило, с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). АИН находит применение в распространённой схеме СГЭЭ, построенной на базе активного выпрямителя (АВ) и инвертора, ввиду обеспечения этой системой двунаправленного потока энергии, возможности

стартерного режима, обеспечения высоких показателей качества как по току генератора, так и по напряжению на нагрузке. Пренебрегая пульсациями напряжения в звене постоянного тока, инверторы, присутствующие в рассматриваемой схеме СГЭЭ, могут быть исследованы по отдельности. При этом эффекты влияния мёртвого времени на искажения тока инвертора, несимметричность нагрузки генератора, приводящая к несимметрии напряжения на ней, являются идентичными как для инвертора в обращённом режиме, так и для обычного инвертора. Использование АИН с ШИМ в бортовых системах генерирования электрической энергии с наличием нулевого провода и несимметричной нагрузкой создаёт научно-технические проблемы, некоторые из которых являются не в полной мере изученными, такие как:

- наличие высокочастотных пульсаций в выходном напряжении вследствие ограничений на массогабаритные показатели элементов силового фильтра;
- наличие эффекта «мёртвого» времени из-за конечного времени переключения силовых элементов;
- нелинейность и неидентичность параметров силовых элементов схемы.

Эти и другие факторы приводят к увеличению значения коэффициента искажения синусоидальности и к нарушению симметрии выходного напряжения системы генерирования.

Использование большинства существующих классических алгоритмов управления инвертором в составе системы генерирования электрической энергии, при наличии дестабилизирующих факторов, создаваемых нагрузкой и инвертором, приводит к нарушению указанных показателей качества. Так, например, несимметричная нагрузка СГЭЭ с нулевым проводом, при использовании классических регуляторов во вращающейся системе координат, приводит к нарушению симметрии выходных напряжений в установившемся режиме. В выходном напряжении появляются составляющие нулевой и обратной последовательностей. Диссертация посвящена разработке специальных алгоритмов управления, позволяющих в значительной степени уменьшить влияние нагрузки, ослабить негативное влияние факторов, создаваемых особенностями схемы преобразователя частоты на базе АИН, на выше перечисленные показатели качества генерируемой СГЭЭ электрической энергии.

Целью диссертационной работы является решение актуальной научно-технической задачи повышения качества выходного напряжения инвертора для статического режима работы в составе бортовой системы генерирования электрической энергии путём разработки новых алгоритмов управления.

Для достижения поставленной цели были сформулированы и **решены** следующие **задачи**:

1. Разработаны алгоритмы управления инвертором напряжения с силовым LC фильтром и выводом нулевого провода, обеспечивающие улучшенное качество электрической энергии в статических режимах работы СГЭЭ на

несимметричную нагрузку с компенсацией эффектов мёртвого времени и других возмущающих факторов.

2. Проведен параметрический синтез фильтров, реализующих предложенные алгоритмы в составе цифровой системы управления инвертором напряжения.

3. Разработаны математические модели системы инвертор - LC фильтр - нагрузка во временной и частотной областях, с привлечением математических аппаратов преобразования Лапласа, z-преобразования и численного моделирования.

4. Проведены математическое и физическое моделирование электромагнитных процессов в системе инвертор - LC фильтр - нагрузка с предложенными алгоритмами управления.

Методы исследования

Поставленные задачи решались с привлечением математического аппарата преобразования Лапласа, Фурье, z-преобразования, дифференциального и интегрального исчислений, численного моделирования.

Достоверность результатов обеспечивалась корректностью расчетов и их сопоставлением с результатами физического эксперимента.

Научная новизна основных результатов диссертации заключается в следующем:

1. Предложены векторные и скалярные алгоритмы с использованием фазовращающих фильтров и пропорционально-резонансных регуляторов, реализующие замкнутую систему автоматического регулирования по симметричным последовательностям выходного напряжения и тока системы генерирования электрической энергии с АИН, обеспечивающие астатическое регулирование по основным гармоникам.

2. Предложен алгоритм компенсации гармоник в выходном напряжении системы генерирования электрической энергии с АИН, алгоритм реализован с помощью каскада цифровых пропорционально-резонансных регуляторов и обеспечивает компенсации влияния эффекта «мёртвого времени» и других возмущающих факторов.

Практическая ценность работы

1. Получены передаточные функции замкнутых систем автоматического регулирования в составе СГЭЭ, учитывающие параметры схемы инвертора, силового фильтра и системы управления, что позволяет анализировать устойчивость системы и определять предельные параметры регуляторов известными методами.

2. Предложен алгоритм разделения многофазного сигнала на симметричные последовательности во временной области, что даёт возможность реализовать астатическое регулирование по симметричным составляющим выходного напряжения СГЭЭ с использованием векторных принципов. При этом

достигается симметрия выходного напряжения системы генерирования при несимметричной нагрузке с нулевым проводом.

3. Синтезированы коэффициенты цифрового фильтра, реализующего резонансный регулятор, применяемый в цифровой системе регулирования по основной гармонике и гармоникам, создаваемым эффектом «мёртвого времени» и другими возмущающими факторами.

Внедрение результатов работы

Результаты расчетов токов и напряжений элементов инвертора, разработанная модель системы управления АИН использовались при разработке системы генерирования электрической энергии мощностью 15/30 кВА для бортовой системы электропитания летательных аппаратов. Работа проводилась на кафедре ПЭ НГТУ в рамках НИР-ОКР по договору с АКБ «Якорь» и ФГУП ПО «Север». Получен акт о применении результатов, полученных в ходе исследований в изготавливаемой СГЭЭ, а также справка об использовании материалов диссертации в учебном процессе, в частности, в курсе «Энергетическая электроника».

Апробация работы.

Основные результаты научно-исследовательских работ изложены на 5 научно-практических конференциях ADM, APEIE, EDM:

1. 14-я международная научно-техническая конференция «Электроприводы переменного тока», г. Екатеринбург, 2007 г.
2. 7-я международная конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения», г. Новосибирск, 2004 г.
3. 8-я международная конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения», г. Новосибирск, 2006 г.
4. 25-я межрегиональная научно-техническая конференция «Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем», г. Серпухов, 2006 г.
5. 6-я международная сибирская школа-семинар по электронным приборам и материалам EDM-2005, респ. Алтай, база «Эрлагол», 2005 г.

Публикации. Основные результаты исследований опубликованы в 5 печатных работах, из них одна работа - в ведущем рецензируемом научном журнале, 4 – в сборниках трудов и конференций.

Структура и объём диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, трёх глав, заключения, списка использованных источников, восьми приложений.

Общий объем 244 страниц машинописного текста, в том числе 199 страницы основного текста, 65 рисунков, 4 таблицы.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении сформулированы цели, задачи, методы исследования, научная новизна и практическая значимость полученных результатов.

В первой главе приведён обзор существующих способов построения систем генерирования электрической энергии, а также алгоритмов управления инвертором напряжения в составе системы генерирования. Показаны преимущества и недостатки различных схем построения СГЭЭ и алгоритмов управления с точки зрения качества выходного напряжения преобразователя. В качестве основного элемента системы генерирования электрической энергии выбран автономный инвертор напряжения. Существует множество критериев качества электрической энергии. При использовании автономного инвертора напряжения, работающего на LC-фильтр и несимметричную нагрузку с нулевым проводом, наиболее существенное влияние оказывается на симметричность выходного напряжения при изменении нагрузки и появление гармоник, создаваемых эффектом «мёртвого времени».

В данной работе проводились исследования СГЭЭ трёхфазного переменного тока постоянной частоты (400 Гц) повышенного напряжения (200/115В лин./фазн.). Перспективной можно считать систему генерирования, построенную на базе схемы «активный выпрямитель – инвертор» с ШИМ (рис. 1). Эта схема может осуществлять двунаправленный поток энергии, позволяет поддерживать синусоидальный потребляемый и генерируемый токи, при этом обладая относительно простым управлением и возможностью трансформации напряжения сети, например, по сравнению с матричными преобразователями.

Пренебрегая пульсациями в звене постоянного тока, анализ электромагнитных процессов в схеме «инвертор-нагрузка-фильтр» в составе СГЭЭ, можно провести отдельно для каждого инвертора. Инверторы обозначены на рис. 1 пунктирными линиями.

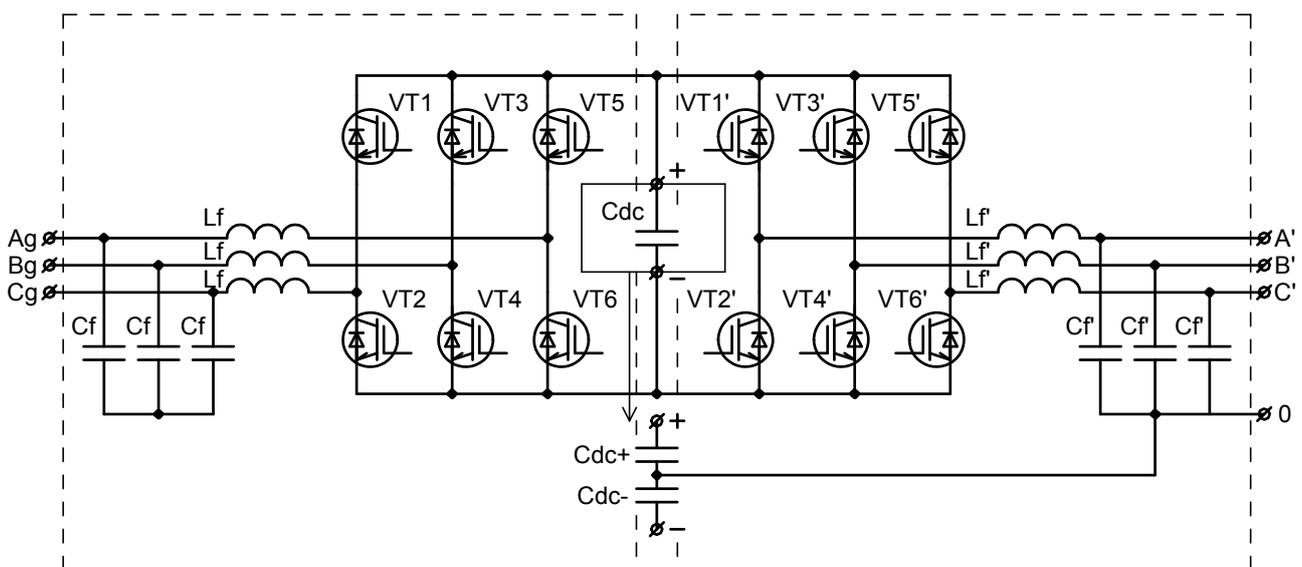


Рис. 1. Схема системы генерирования на базе двух АИН по схеме выпрямитель-инвертор.

Классифицированы алгоритмы управления инвертором напряжения в составе СГЭЭ. Например, алгоритмы управления АИН на основе преобразования Гильберта, реализующие обобщённый метод симметричных составляющих. Показаны особенности этих алгоритмов, заключающиеся в использовании звеньев, реализующих приближение к идеальному преобразованию Гильберта. В предлагаемых алгоритмах используется фильтр, осуществляющий данное приближение на основной частоте и обладающий точным поворотом фазы и единичной АЧХ, как и у идеального преобразования.

Показана актуальность разработки алгоритмов управления автономным инвертором напряжения с целью компенсации эффектов мёртвого времени и несимметричности выходного напряжения при искажениях нагрузки с наличием нулевого провода.

Во второй главе представлены алгоритмы управления СГЭЭ на базе схемы (рис. 1) «инвертор напряжения – LC-фильтр – нагрузка» с нулевым проводом.

В ходе решения поставленной задачи требовалось обеспечить разделение трёхфазного сигнала на симметричные последовательности. С использованием аппарата комплексных чисел были составлены два алгоритма этого разделения. Получены их сравнительные характеристики по объёму вычислений в цифровой системе управления. Один из них основан на выделении симметричных последовательностей, используя в качестве входных величин фазные векторы ABC (1), другой заключается в применении векторов $\alpha\beta 0$ (2). Оптимальным, с точки зрения количества вычислений, является алгоритм с использованием предварительно найденных векторов $\alpha\beta 0$ (3). Выражение (1) представляет собой алгоритм выделения прямой и обратной последовательностей, используя фазные векторы ABC:

$$\begin{aligned} \alpha_P &= \frac{1}{3} \left(A - \frac{1}{2}B + j\frac{\sqrt{3}}{2}B - \frac{1}{2}C - j\frac{\sqrt{3}}{2}C \right), & \beta_P &= \frac{1}{3} \left(j \cdot A - \frac{\sqrt{3}}{2}B - j\frac{1}{2}B + \frac{\sqrt{3}}{2}C - j\frac{1}{2}C \right), \\ \alpha_N &= \frac{1}{3} \left(A - \frac{1}{2}B - j\frac{\sqrt{3}}{2}B - \frac{1}{2}C + j\frac{\sqrt{3}}{2}C \right), & \beta_N &= \frac{1}{3} \left(-j \cdot A - \frac{\sqrt{3}}{2}B + j\frac{1}{2}B + \frac{\sqrt{3}}{2}C + j\frac{1}{2}C \right), \\ \alpha_Z &= \frac{1}{3}(A+B+C), & \beta_Z &= j \cdot \frac{1}{3}(A+B+C). \end{aligned} \quad (1)$$

Выражение (2) представляет собой алгоритм выделения прямой и обратной последовательностей, используя векторы $\alpha\beta 0$:

$$\begin{aligned} \alpha_P &= \frac{1}{2}(\alpha_0 - j \cdot \beta_0), & \beta_P &= \frac{1}{2}(\beta_0 + j \cdot \alpha_0), \\ \alpha_N &= \frac{1}{2}(\alpha_0 + j \cdot \beta_0), & \beta_N &= \frac{1}{2}(\beta_0 - j \cdot \alpha_0), \\ \alpha_Z &= \frac{1}{3}(A+B+C), & \beta_Z &= j \cdot \frac{1}{3}(A+B+C), \end{aligned} \quad (2)$$

при этом векторы $\alpha\beta_0$ предварительно вычисляются по выражению (3). Формулы (2) и (3) содержат оператор j – оператор поворота вектора на угол $\frac{\pi}{2}$. Представление этого оператора во временной форме на основной частоте можно реализовать с использованием интегрирующих и дифференцирующих звеньев.

$$\begin{aligned}\alpha_0 &= \frac{2}{3}\mathbf{A} - \frac{1}{3}(\mathbf{B} + \mathbf{C}), \\ \beta_0 &= \frac{\sqrt{3}}{3}(\mathbf{C} - \mathbf{B}).\end{aligned}\tag{3}$$

Однако практическая реализация этих звеньев сопряжена с известными трудностями. В связи с этим, необходимо решить задачу поиска функции поворота вектора, отвечающей заданным критериям. Для цифровой системы автоматического регулирования была предложена дискретная функция, удовлетворяющая требованию поддержания единичной амплитуды и поворота фазы результирующего вектора на прямой угол. Данная функция рассматривается в главе 3.

Для анализа электромагнитных процессов в системе генерирования на базе автономного инвертора напряжения требовалось получить передаточную функцию системы управления, изображённой на рис. 3, включающую в себя силовую часть и регуляторы.

Задача нахождения передаточной функции была разбита на две подзадачи. Одна из них заключалась в отыскании передаточной функции блока dq преобразования (преобразования Парка), другая – получение передаточной функции замкнутой системы управления.

Для упрощения исследования инвертор был представлен линеаризованной моделью в виде источника напряжения, управляемого напряжением. На рис. 2 и 3 приняты следующие обозначения: K_e – коэффициент преобразования инвертора, L_f – индуктивность сглаживающего дросселя, C_f – ёмкость сглаживающего конденсатора, R_n – нагрузка, в общем случае – комплексная, $\text{ABC} \leftrightarrow \alpha\beta$ – блоки прямых/обратных преобразований Кларке, $\alpha\beta \leftrightarrow dq$ – блоки прямых/обратных преобразований Парка, ПИ – пропорционально-интегральный регулятор с коэффициентами K_p и K_i . K_d и K_q – сигналы задания, ГСЗ – генератор переменных сигналов задания.

Для вывода передаточной функции dq преобразования использовались математические аппараты преобразования Лапласа и комплексных чисел. На рис. 2 представлен регулятор во вращающейся системе координат с ПИ-регулятором. Чтобы составить передаточную функцию регулятора на рис.2, необходимо составить систему уравнений (4) во временной форме от входных сигналов к выходным, используя свёртку функций сигнала ошибки и переходной характеристики ПИ-регулятора. Затем, по теореме смещения, найти Лапласов образ от произведения синуса (косинуса) входящих в dq -преобразование на произвольную функцию $f(t)$ (входной сигнал).

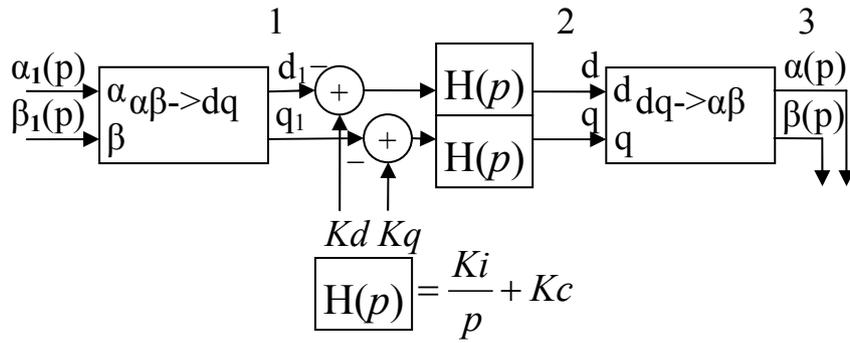


Рис. 2. Регулятор во вращающейся системе координат.

$$\begin{cases}
 1 \begin{cases} d_1(t) = \alpha_1(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + \beta_1(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t), \\ q_1(t) = \alpha_1(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - \beta_1(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \end{cases} &
 2 \begin{cases} d(t) = \{(Kd(t) - d_1(t)) * h(t)\}, \\ q(t) = \{(Kq(t) - q_1(t)) * h(t)\} \end{cases} \\
 3 \begin{cases} \alpha(t) = d(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + q(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t), \\ \beta(t) = d(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - q(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \end{cases}
 \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{aligned}
 L(f(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t)) &= \frac{1}{2 \cdot j} \cdot L(f(t) \cdot (e^{\lambda \cdot t} - e^{-\lambda \cdot t})) = \frac{1}{2 \cdot j} \cdot (F(p - \lambda) - F(p + \lambda)) \\
 L(f(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)) &= \frac{1}{2} \cdot L(f(t) \cdot (e^{\lambda \cdot t} + e^{-\lambda \cdot t})) = \frac{1}{2} \cdot (F(p - \lambda) + F(p + \lambda))
 \end{aligned} \quad (5)$$

где $j \cdot \omega_0 = \lambda$, после чего подставить выражения (5) в исходную систему уравнений (4) и применить к ней преобразование Лапласа, используя его свойство от свёртки двух функций $L(\{f(t) * g(t)\}) = L(f(t)) \cdot L(g(t))$.

В ходе данной процедуры получается передаточная функция (6) регулятора на рис. 2, включающая сигналы задания в операторной форме:

$$\begin{aligned}
 \alpha(p) &= \frac{p^*}{p^2 + \omega_0^2} \cdot \left(Kq Kc + \frac{Kd \cdot Kc \omega_0 - Kq Ki}{p} + Ki \cdot \left(2 \cdot \frac{Kd \cdot \omega_0 + Kq p}{p^2 + \omega_0^2} - \alpha_1(p) - \frac{\beta_1(p) \cdot \omega_0}{p} \right) \right) - Kc \alpha_1(p), \\
 \beta(p) &= \frac{p^{**}}{p^2 + \omega_0^2} \cdot \left(Kd Kc - \frac{Kd \cdot Ki + Kq Kc \omega_0}{p} + Ki \cdot \left(2 \cdot \frac{Kd \cdot p - Kq \omega_0}{p^2 + \omega_0^2} - \beta_1(p) + \frac{\alpha_1(p) \cdot \omega_0}{p} \right) \right) - Kc \beta_1(p)
 \end{aligned} \quad (6)$$

где $\alpha(p)$ и $\beta(p)$ – входные ортогональные сигналы, $\alpha_1(p)$ и $\beta_1(p)$ – выходные ортогональные сигналы. Символами * и ** отмечено, что соответствующее

динамическое звено второго порядка $\frac{p}{p^2 + \omega_0^2}$ в каналах α и β имеет

начальные условия. Это звено во временной форме можно представить в виде системы дифференциальных уравнений:

$$\left\{ \frac{d x_1(t)}{dt} = -x_2(t) + u(t), \quad \frac{d x_2(t)}{dt} = \omega_0^2 \cdot x_1(t), \quad y(t) = x_1(t) \right\}, \quad \text{где } u(t) \text{ - входной}$$

сигнал, $y(t)$ – выходной. Начальные условия: $x_1(0) = y(0) = K$, где $K = Kq \cdot Kc$ для канала α (*) и $K = Kd \cdot Kc$ для канала β (**).

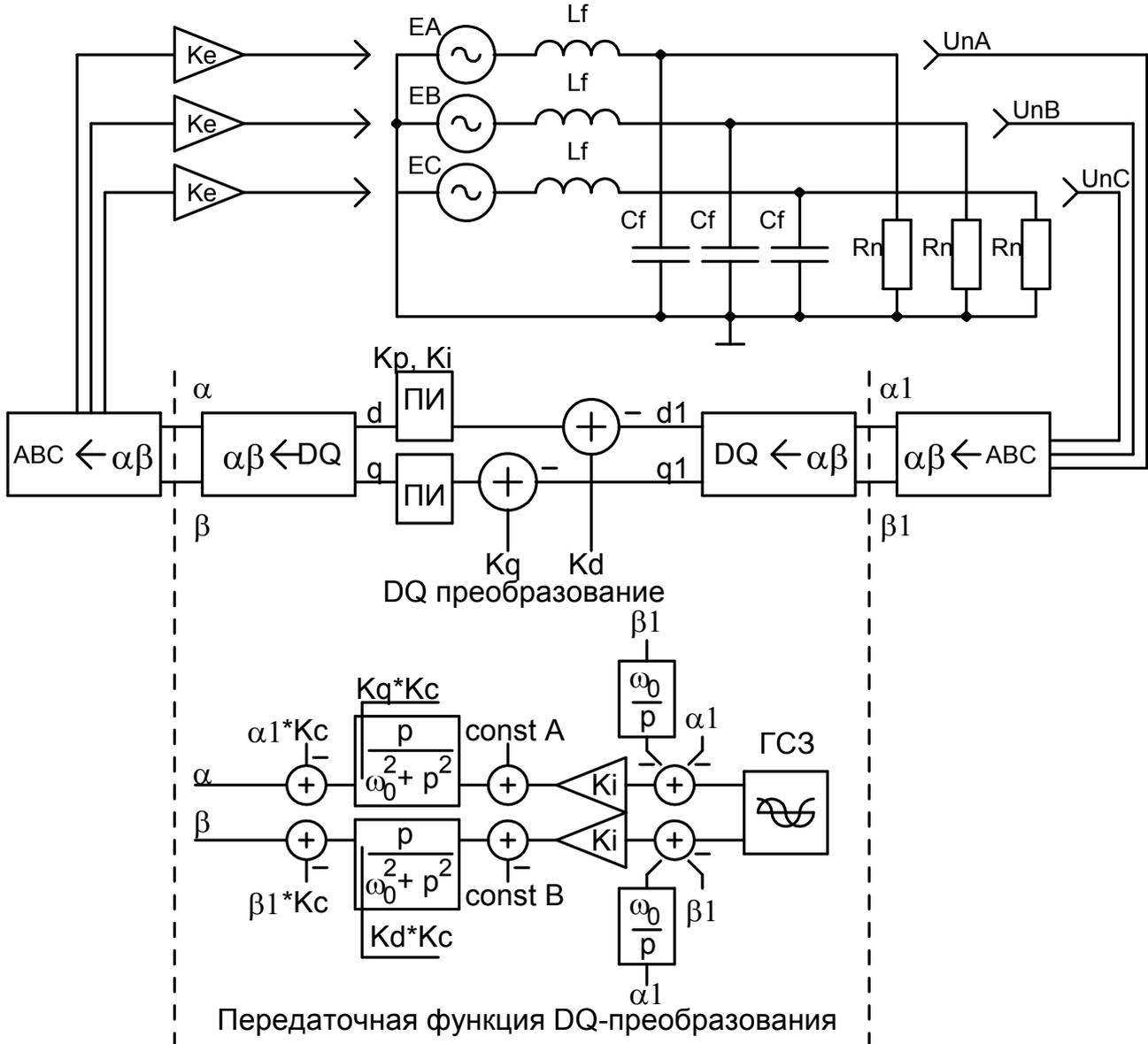


Рис. 3. Схема замкнутой САР по напряжению нагрузки с использованием упрощённой модели инвертора в виде ИНУН.

Представление формулы передаточной функции (6) в виде структурной схемы, полностью эквивалентной регулятору на рис. 2, показано на рис. 4.

Созданная математическая модель с использованием передаточной функции dq-преобразования (6) позволяет получить выражение 6-го порядка для замкнутой САР АИН с LC-фильтром и нагрузкой. Данное выражение дает возможность построить годографы, определить области устойчивости, провести расчёты переходных процессов схем численными способами и оценить их характер с использованием полюсов передаточной функции. При

этом также можно определить диапазон изменений параметров системы управления и силовой схемы, при которых замкнутая САУ будет устойчива.

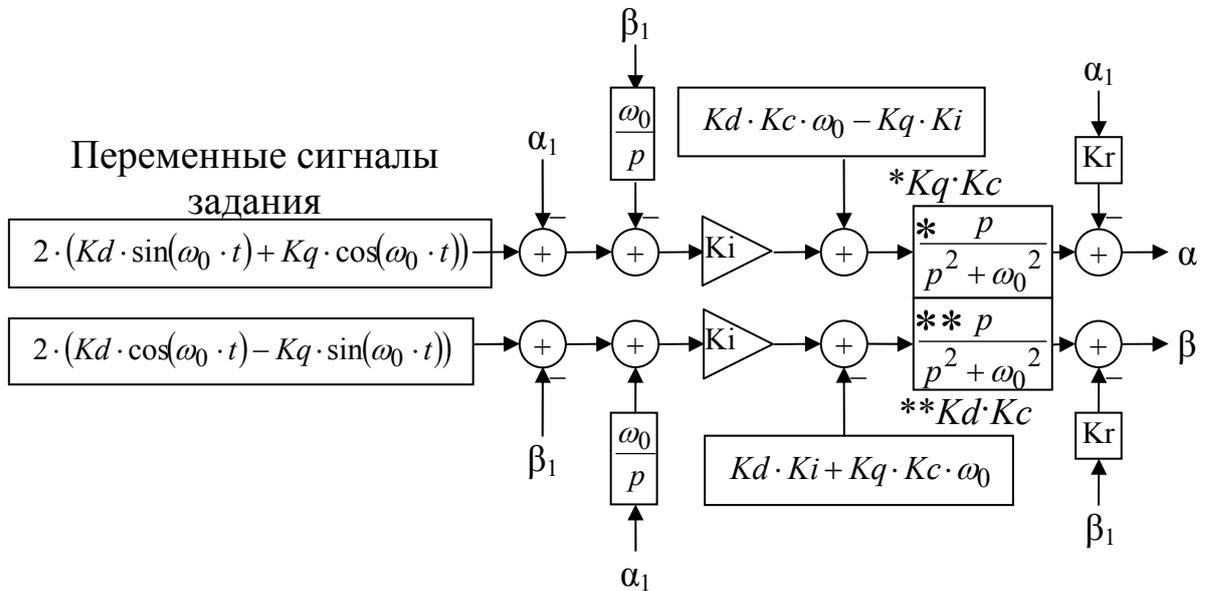


Рис. 4. Реализация передаточной функции (6) с использованием интеграторов, резонансных регуляторов.

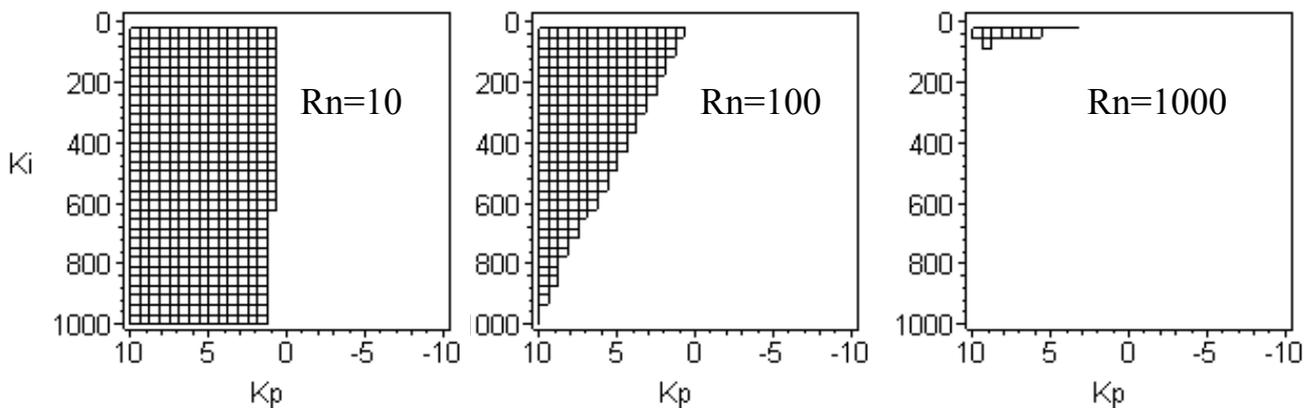


Рис. 5. Области устойчивости, полученные с использованием передаточной функции замкнутой САУ по напряжению нагрузки.

В качестве примера, на рис. 5 приведены области устойчивости для разных сопротивлений нагрузки R_n в схеме на рис. 3. Область устойчивости определяется исходя из уравнения $\Re(\text{poles}(f(p))) < 0$, где $\Re()$ - оператор выделения действительной части, $\text{poles}()$ - функция нахождения полюсов передаточной функции $f(p)$. Для анализа частотных характеристик операторной функции замкнутой САУ, необходимо умножить её на коэффициент $\frac{p^2 + \omega_0^2}{\omega}$, чтобы избавиться от бесконечного решения в точке $p = j\omega_0$, тем самым определить значение амплитуды и фазы требуемых величин в установившемся режиме.

В передаточной функции dq-преобразования (6) присутствует важное звено, в общем случае имеющее вид $\frac{Ki \cdot p}{p^2 + \omega_0^2} + Kc$ и являющееся

пропорционально-резонансным регулятором. Одним из его свойств является обеспечение астатического регулирования по переменному сигналу заданной частоты при использовании этого звена в качестве элемента замкнутой САУ. В частности, его можно использовать для астатического скалярного регулирования с целью компенсации обратной и нулевой последовательностей по основной гармонике выходного напряжения, а также в однофазных астатических регуляторах по переменному току. Управление с использованием этого регулятора по основной гармонике является относительно сложным в некоторых случаях, например, при переходах из режима источника тока в режим источника напряжения в случае выхода из аварийного режима. При этом необходимо работать с коммутируемыми переменными сигналами задания, обратных связей и цифровым фильтром второго порядка, реализующего пропорционально-резонансный регулятор. В частности, требуется обеспечить заданные начальные условия при переходах из режима в режим, возникают сложности с ограничением переменного сигнала, отсутствует возможность регулирования или измерения обратной, нулевой последовательностей по отдельности. Поэтому, данный регулятор находит применение для компенсации определённой гармоники выходного тока или напряжения. При этом для управления по основной гармонике предлагается использовать регулятор с фазовращающими фильтрами, лишённый недостатков пропорционально-резонансного регулятора. Однако регулятор с фазовращающими фильтрами использует умножение на сигналы синуса/косинуса в прямом и обратном преобразовании Парка, ПИ-регулятор, в то время как пропорционально-резонансному регулятору не требуются эти блоки, что делает его более простым и эффективным в реализации цифровой системы управления.

На основе фазовращающего цифрового фильтра (7) реализован регулятор, позволяющий разделить многофазную систему с нулевым проводом на совокупность однофазных во вращающейся системе координат. Однофазная реализация регулятора представлена на рис. 6. На его базе созданы схемы, осуществляющие переход из режима источника напряжения в режим источника тока (и наоборот) для трёхфазного преобразователя на базе схемы рис. 6. Переход происходит по критерию достижения амплитуды тока требуемого значения в любой из фаз. При этом возмущения не передаются от фазы к фазе, находящихся в разных режимах или при несимметрии нагрузки, в отличие от использования классического регулятора во вращающейся системе координат.

Для статической компенсации мёртвого времени предложено использовать цифровой фильтр с конечной добротностью для выделения основной гармоники тока инвертора с целью нахождения его точной точки пересечения с нулевым значением.

Для динамической компенсации гармоник, создаваемых эффектом мёртвого времени, предлагается использовать цепочки пропорционально-резонансных регуляторов (рис. 7) $Kc + \frac{Ki_0}{p} + \sum_{i=1}^N \frac{Ki_i \cdot p}{p^2 + (i \cdot \omega_0)^2}$, реализованные с использованием цифровых фильтров (8).

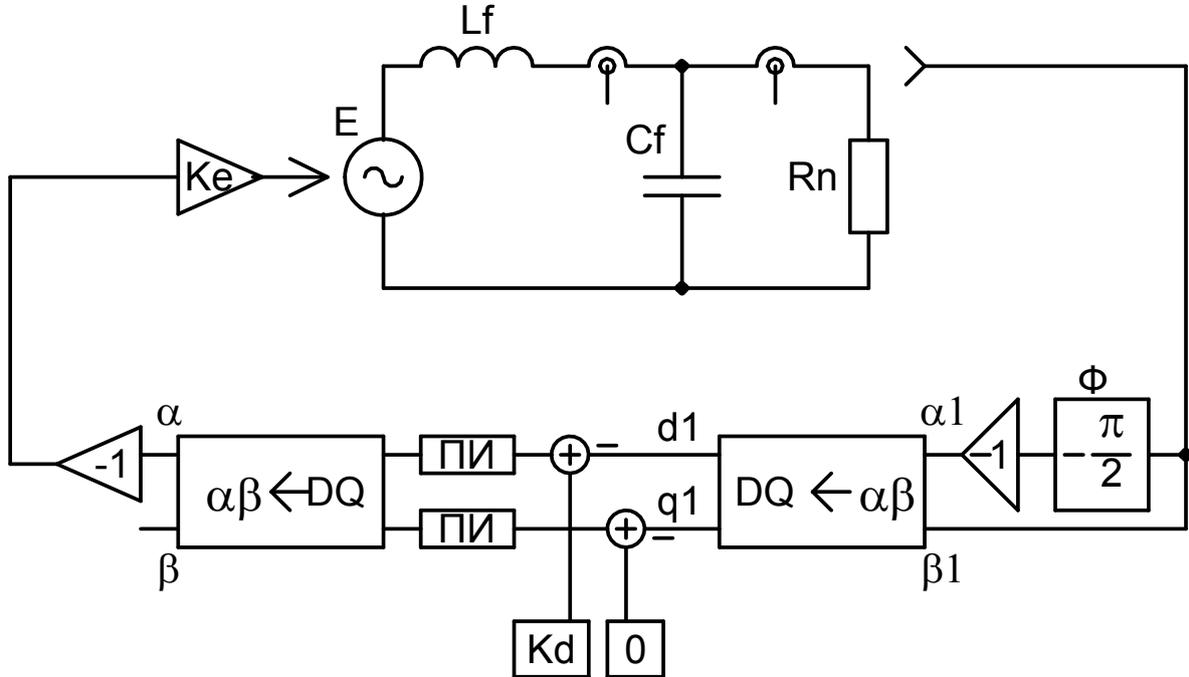


Рис. 6. Использование фазовращающего звена для управления однофазным преобразователем.

На рисунке 7 приняты обозначения: U_n – фазные напряжения нагрузки, I_i – ток инвертора, коэффициенты $kr_{3...9}$ определяются согласно выражению (9) для соответствующей частоты гармоники.

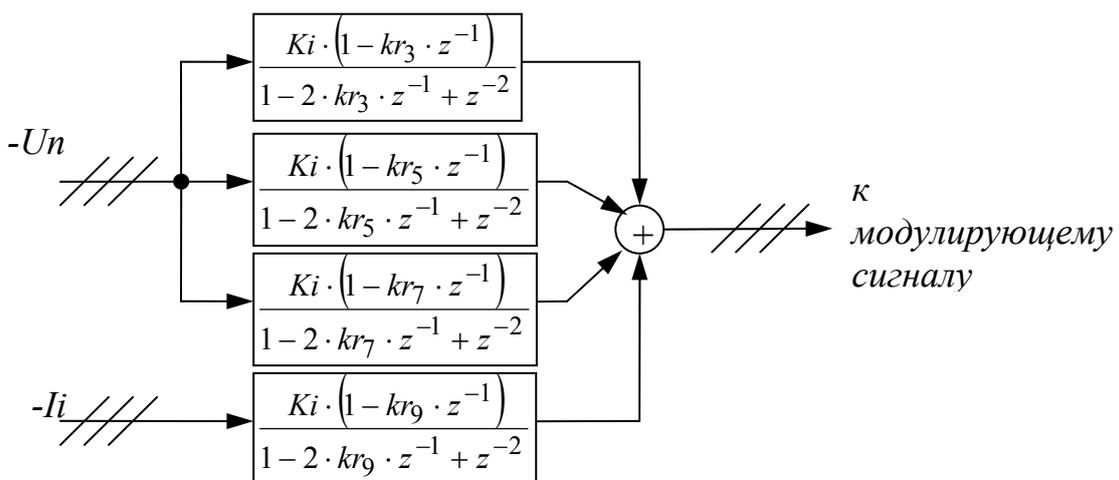


Рис. 7. Структурная схема компенсатора гармоник «мёртвого времени».

Регулятор на рис. 7 целесообразно использовать при работе инвертора с LC-фильтром и нулевым проводом для обеспечения большей устойчивости по сравнению со способами, основанными на задержках и гребенчатых фильтрах.

В **третьей главе** рассматриваются цифровые фильтры, входящие в состав алгоритмов, реализующих цифровую систему управления системой генерирования на базе АИН. Для фазовращающего фильтра в регуляторе симметричных последовательностей и однофазном астатическом регуляторе по переменному току предлагается использовать цифровой БИХ-фильтр первого порядка:

$$H_i(z) = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1}}{1 + a_1 \cdot z^{-1}}. \quad (7)$$

Критерием для нахождения коэффициентов b_0 , b_1 , a_0 является единичный коэффициент передачи во всей полосе частот и фазовый сдвиг, равный $-\pi/2$ на основной частоте ω_0 . Полученные выражения для коэффициентов

$$a_1 = \frac{\sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_0}{fd}\right) - 1}{\cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_0}{fd}\right)}, \quad b_0 = a_1, \quad b_1 = 1 \text{ обеспечивают данные критерии.}$$

Для подтверждения работоспособности фильтра в составе системы управления, проведены математическое и физическое моделирование. Показаны диаграммы, иллюстрирующие быстроедействие фильтра при разделении входного несимметричного сигнала на прямую, обратную и нулевую последовательности. Показано, что в установившемся режиме на основной частоте происходит разделение последовательностей с нулевой ошибкой.

Структура замкнутой САР представляет собой инвертор, LC-фильтр и систему управления по симметричным последовательностям на базе дискретного фазовращающего фильтра. Схема структуры показана на рис. 8. Алгоритм управления состоит из нескольких этапов. Сперва обратная и нулевая последовательности выделяются в осях $\alpha\beta$ с использованием прямого преобразования Кларке и фазовращающего звена на базе цифрового фильтра (7). Затем эти последовательности в виде ортогональных сигналов dq сравниваются с нулевым сигналом задания на входе ПИ-регуляторов, после чего сигналы управления восстанавливаются обратным dq -преобразованием в оси $\alpha\beta$, после чего обратным преобразованием Кларке восстанавливаются в фазные координаты АВС. Регулятор по прямой последовательности выполнен по классической структуре с dq -преобразованием без использования фазовращающего звена. Регуляторы по обратной и нулевой последовательностям осуществляют их полное подавление на основной гармонике. Регулятор по прямой последовательности отработывает её

требуемую амплитуду и фазу. Представлены результаты, показывающие, что при использовании описанного алгоритма можно добиться астатического регулирования по прямой, обратной и нулевой последовательностям, при этом улучшается симметричность выходного напряжения АИН с LC-фильтром в составе СГЭЭ при несимметричной нагрузке.

Реализован дискретный пропорционально-резонансный регулятор на базе гармонического осциллятора. Данный регулятор является частью алгоритма компенсации гармоник «мёртвого времени» АИН в системе генерирования. В дискретном виде регулятор имеет вид звена второго порядка

$$\text{HPR}(z) = \frac{Ki \cdot (1 - kr \cdot z^{-1})}{1 - 2 \cdot kr \cdot z^{-1} + z^{-2}} \quad (8)$$

с коэффициентами

$$kr = \cos\left(\frac{\omega_k}{fd}\right), \quad ki = \sin\left(\frac{\omega_k}{fd}\right). \quad (9)$$

Построены его АЧХ, ФЧХ, переходные характеристики. В частности, регулятор, построенный на базе этого фильтра, обеспечивает равенство переменного сигнала задания сигналу обратной связи с частотой ω_k . Тем самым, позволяя реализовать подавление соответствующих гармоник выходного напряжения, используя сигнал задания, равный нулю.

Определены коэффициенты цифрового фильтра

$\text{Hs}(z) = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2}}{1 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2}}$ с конечной добротностью для выделения первой гармоники. Получены его коэффициенты

$$b_2 = -b_0, \quad b_1 = 0, \quad b_0 = var, \quad a_1 = 2 \cdot (b_0 - 1) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_0}{fd}\right), \quad a_2 = 1 - 2 \cdot b_0,$$

с использованием которых фильтр обеспечивает единичный коэффициент передачи на частоте f_0 . Меняя переменную var , можно изменять ширину полосы пропускания.

В главе физический эксперимент приведены результаты эксперимента на лабораторной установке эквивалента системы генерирования, который состоит из силовой части, содержащей АИН с LC фильтром и систему управления на базе цифрового сигнального контроллера Texas Instruments TMS320F2812. Разработано программное обеспечение для контроллера, реализующее предлагаемые алгоритмы управления. Продемонстрированы основные положения, достигаемые при применении предлагаемых способов управления. Доказано уменьшение 3,5,7,9 гармоник, создаваемых мёртвым временем и другими возмущающими факторами (Таблица 2, рис. 9), а также уменьшение коэффициента искажения синусоидальности. Практически подтверждено астатическое регулирование по основной гармонике симметричных последовательностей, заключающееся в выравнивании выходных фазных

напряжений (Таблица 1) при несимметричной нагрузке. Так, в Таблице 1 показаны значения фазных напряжений с использованием классического регулятора в осях dq (рис. 3) и с использованием предлагаемого регулятора, представленного на рис. 8. В Таблице 2 показаны значения коэффициента искажения синусоидальности K_U . Во втором столбце приведены значения этого коэффициента с использованием классического регулятора (рис. 3), в третьем столбце – значения коэффициента с применением предлагаемого алгоритма компенсации гармоник, структурная схема которого показана на рис. 7.

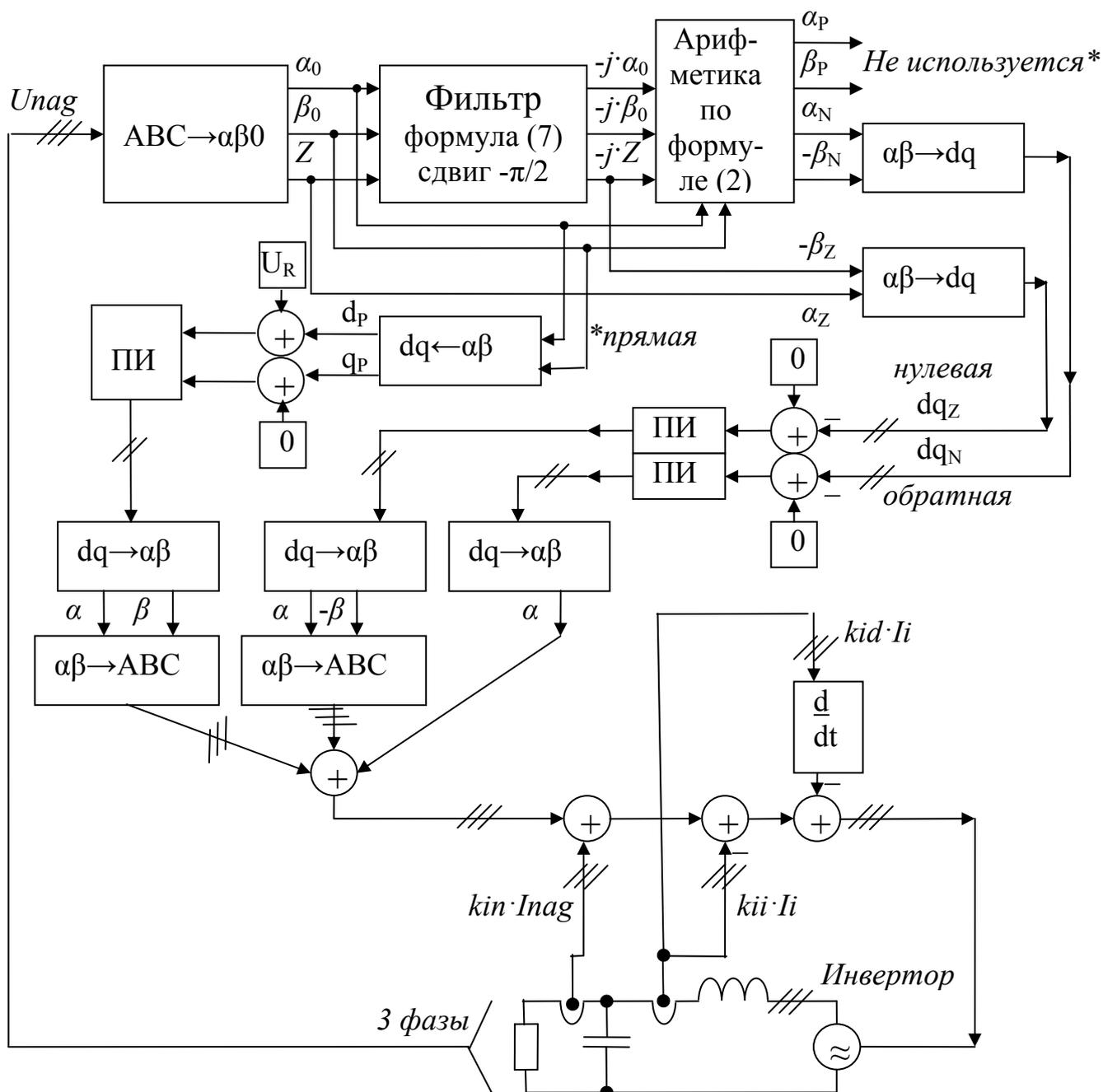


Рис. 8. Схема астатического регулирования по симметричным последовательностям.

Таблица 1.

Выравнивание действующих значений фаз.

Фаза	Классические регуляторы, В		Предлагаемые регуляторы, В	
	Значение	Небаланс	Значение	Небаланс
A	88,8	2,9	91,7	0
B	95,6	3,8	91,8	0,1
C	91,0	0,7	91,7	0

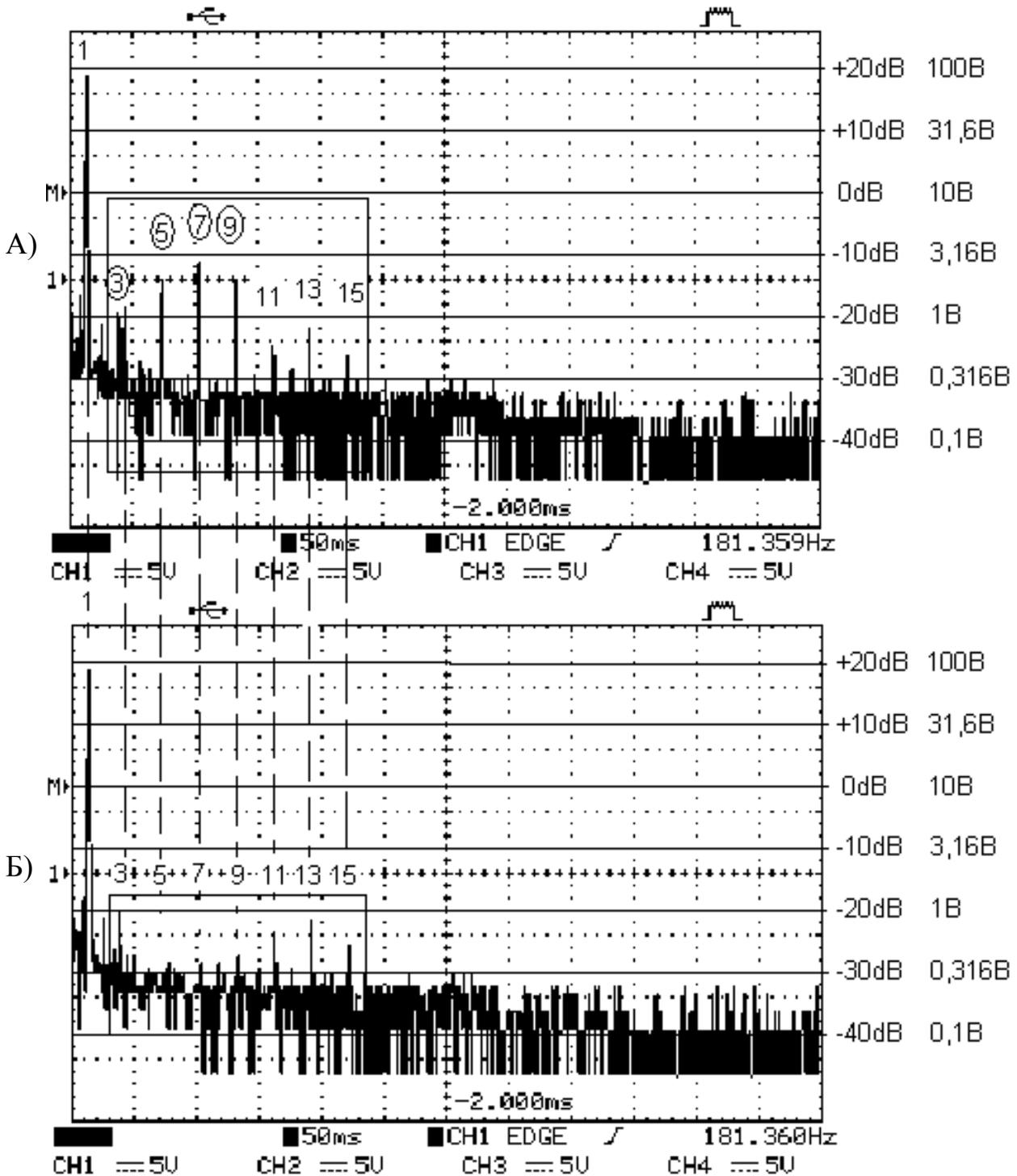


Рис. 9. Спектры выходного напряжения инвертора. А) – до введения компенсации, Б) – после введения компенсации.

Таблица 2.

Коэффициенты искажения синусоидальности.

Гармоника	Без компенсации, В (эфф.), K_{U1}	С компенсацией, В (эфф.), K_{U2}
1	2	3
1	89,1	89,1
3	1,12	0,32
5	1,78	0,1
7	2,82	0,13
9	2,0	0,16
11	0,6	0,63
13	0,79	0,79
15	0,49	0,49
K_U	4.71%	1,13%
Улучшение	в 4.2 раза	

В **заключении** сформулированы основные результаты работы:

1. Получена передаточная функция для dq-преобразования, с использованием которой выведено выражение в операторной форме для выходного напряжения АИН в составе системы генерирования электрической энергии. Выражение характеризует замкнутую систему регулирования «инвертор-LC-фильтр-нагрузка-регулятор» с использованием dq-преобразования. Полученная передаточная функция линеаризированной системы позволяет определить с использованием её полюсов область устойчивости замкнутой САР. Показано, что часть полученной передаточной функции dq-преобразования является пропорционально-резонансным регулятором.

Проведены исследования устойчивости замкнутой системы регулирования, построены годографы при варьировании параметров силовой схемы и системы управления, а также определены области устойчивости, исходя из ограничений на значения полюсов передаточной функции.

Исследованы замкнутые САР с применением пропорционально-резонансного регулирования для компенсации гармоник в токе инвертора, создаваемых эффектом мёртвого времени. Предложены способы построения регуляторов, обеспечивающие устойчивость работы при использовании выходного LC-фильтра.

Показано, что с применением пропорционально-резонансного регулирования возможно подавление нулевой последовательности в выходном напряжении системы генерирования при наличии нулевого провода. Рассмотрен способ построения систем с пофазным регулированием, который используется для астатического управления однофазным инвертором.

2. Приведена методика разделения симметричных последовательностей, включающая способ разделения как в «АВС» так и в «αβ» координатах. Показано, что реализация разделения последовательностей в «αβ» координатах позволяет экономить вычислительные ресурсы.

Синтезирована замкнутая система регулирования по симметричным последовательностям АИН в составе СГЭЭ, при этом обеспечивается астатизм регулирования по прямой, обратной и нулевой последовательностям напряжения на нагрузке. Выполняются требования по симметрии напряжения нагрузки в широком диапазоне её изменения – от холостого хода до номинальной.

Представлен способ, использующий блок фазовращателя для пофазного регулирования с использованием dq-преобразования, и его применение для астатического управления однофазным инвертором.

Предложен алгоритм управления, позволяющий в аварийных режимах осуществлять независимый переход из режима источника напряжения в режим источника тока (и наоборот) для отдельных фаз.

3. Синтезирован специальный цифровой фильтр, обеспечивающий требуемый поворот фазы сигнала на заданной частоте с заданной амплитудой. Структура фильтра и значения его коэффициентов легли в основу практической реализации системы управления инвертором с отдельным регулированием по симметричным последовательностям и пофазным регулированием с переходами режимов «источник напряжения – источник тока».

Реализован цифровой пропорционально-резонансный регулятор в однофазном варианте без использования арифметики комплексных чисел, что позволяет использовать этот регулятор для построения отдельного регулирования по фазам, и, тем самым, обеспечить подавление симметричных компонент или гармоник в эффекте мёртвого времени. Выведены формулы для расчёта коэффициентов цифрового фильтра, которым является пропорционально-резонансный регулятор. Полученный цифровой фильтр использован в качестве элемента замкнутой системы управления по напряжению нагрузки. Показано, что использование цепи из нескольких ПР-регуляторов позволяет добиться подавления целого ряда гармоник, при этом обеспечивается устойчивость САР при работе с LC-фильтром.

4. Алгоритмы управления с использованием разделения последовательностей и пропорционально-резонансного регулирования как по основной гармонике, так и по высокочастотным составляющим, были реализованы и апробированы на экспериментальном лабораторном образце. Экспериментально подтверждено обеспечение астатизма регулирования по прямой, обратной и нулевой последовательностям и подавление определённых гармоник, создаваемых эффектом мёртвого времени и другими возмущающими факторами.

