



На правах рукописи

ВЕРБОВА Наталья Михайловна

**РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗА
ШИРОКОПОЛОСНЫХ ФАЗОВРАЩАЮЩИХ ЦЕПЕЙ ДЛЯ
ПРИМЕНЕНИЯ В ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСАХ
И СИСТЕМАХ С ПЕРВИЧНОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ**

Специальность: 05.09.03 - Электротехнические
комплексы и системы

Автореферат диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Санкт-Петербург - 2009

29 ОКТ 2009

Работа выполнена в ГОУ ВПО “Санкт-Петербургский государственный морской технический университет”.

Научный руководитель:

доктор технических наук, доцент

Агунов

Александр Викторович

Официальные оппоненты:

доктор технических наук, профессор

Корнев

Александр Сергеевич

кандидат технических наук, доцент

Приходько

Валентин Макарович

Ведущая организация – ОАО “Концерн” НПО “Аврора”

Защита состоится "30" ноября 2009 г. в 14 часов на заседании диссертационного совета Д 212.228.03 при Санкт-Петербургском государственном морском техническом университете по адресу: 190008, г. Санкт-Петербург, ул. Лоцманская, 3.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Санкт-Петербургского государственного морского технического университета.

Автореферат разослан "21" октября 2009г.

Ученый секретарь

диссертационного совета

доктор технических наук, профессор



Сеньков

Алексей Петрович

Общая характеристика работы

Актуальность проблемы. Требования повышения экономичности и надежности электроснабжения судового электрооборудования заставляют искать новые методы и средства эффективного управления режимами работы современных судовых электроэнергетических систем (СЭЭС). С этой точки зрения разработка новых средств автоматизации не исчерпывает проблемы, поскольку все большие ограничения на ее действия накладывает недостаточная управляемость основных элементов СЭЭС.

Эти факторы побудили повышенный интерес к так называемым статическим компенсаторам реактивной мощности и силовым активным фильтрам, то есть фильтрам не содержащим пассивных L-C цепей в которых устранение нежелательных искажений напряжения или тока достигается за счет принудительной инжекции в противофазе подавляемых гармоник.

Силовая часть таких устройств представляет собой инвертор напряжения или тока коммутируемый с помощью методов широтно-импульсной модуляции или релейным способом.

Для управления инвертором в современных устройствах используются методы цифровой обработки сигналов (ЦОС), которые реализуются с помощью сигнального микропроцессора, обладающего развитой системой команд и имеющего встроенные периферийные модули широтно-импульсной модуляции (ШИМ), аналого-цифровых преобразователей (АЦП), цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), таймеров и др.

Наличие средств вычислительной техники в системе управления позволяет использовать достаточно сложные и эффективные алгоритмы численной обработки сигналов и значительно увеличить точность коррекции режимов и возмущений в энергосистеме. Кроме того, рабочие характеристики силовых исполнительных органов активных фильтров во многом определяются способом управления ими. С другой стороны, схемотехнические и конструктивные особенности силовых исполнительных органов определяют пределы применимости того или иного микропроцессорного способа управления.

На сегодняшнем этапе развития определяющим для микропроцессорной системы управления является её реальное быстродействие. Последнее объясняется тем, что система должна работать в реальном режиме времени.

Поскольку возможности существующей цифровой элементной базы по быстродействию ограничены, повышение быстродействия системы управления можно обеспечить за счет первичной обработки поступающих в эту систему измеренных значений напряжения и тока с помощью аналоговых устройств. Это позволяет также обойти некоторые трудности, связанные с программным исполнением отдельных операций обработки. Разумное сочетание аналоговых и цифровых операций позволяет снизить требования к элементной базе и значительно упростить реализацию всего устройства управления.

Методом первичной обработки сигналов заслуживающим особого внимания является преобразование Гильберта. Преобразование Гильберта не только позволяет микропроцессорной системе управления получить больший объем информации, но и что самое существенное, синтезировать ортогональный базис для случая несинусоидальных напряжения и тока судовой электроэнергетической системы.

Работы по созданию аналоговых электронных схем первичной обработки сигналов реализующих преобразование Гильберта ведутся достаточно интенсивно как в нашей стране, так и за рубежом. Этим вопросам посвящен ряд работ отечественных и зарубежных авторов: Авраменко В.Л., Галямичева Ю.П., Ланнэ А.А., Агунова А.В., Агунова М.В., Bedrosian S.D., Gingell M. J., Webb J., Kelly M.W. и др.

Специфика работы схем реализующих преобразование Гильберта, требует проведения исследований по поиску оптимальных для конкретных условий новых схемных решений, призванных обеспечить их эффективное применение в устройствах управления статическими компенсаторами реактивной мощности и силовыми активными фильтрами.

Диссертационная работа выполнялась в рамках г/б НИР № 06534 “Исследование составляющих электрического сопротивления в нелинейных и параметрических электрических цепях и их математическое моделирование (гос. рег. № 01.9.90002321).

Цель исследований. Создание новой беспричинной широкополосной квадратурной фазовращающей аналоговой схемы реализующей преобразование Гильберта.

Для достижения этой цели поставлены и решены следующие задачи:

- нахождение новой топологии беспричинной широкополосной квадратурной фазовращающей цепи на основе её целевого назначения в соответствии с преобразованием Гильберта;
- нахождение передаточной характеристики для новой структурной схемы широкополосного квадратурного разностного фазовращателя (преобразователя Гильберта);
- разработка процедуры синтеза широкополосного квадратурного разностного фазовращателя;
- анализ адекватности технических реализаций предложенных решений;
- разработка инженерного метода расчета беспричинной схемы широкополосного квадратурного разностного фазовращателя.

Методы исследований. При решении поставленных в диссертационной работе задач использовались дифференциальные и интегральное исчисления, функции комплексного переменного, операторные методы, в частности, преобразование Лапласа, методы теории линейных электрических цепей, элементы численных методов и методов моделирования.

Достоверность исследований и методов расчета проверялась сопостав-

лением результатов расчетов по аналитическим соотношениям с результатами экспериментов на опытном образце реально действующего устройства.

Научная новизна. В диссертационной работе получены и выносятся на защиту следующие новые научные результаты:

1. Беспричинная структурная схема широкополосного квадратурного разностного фазовращателя (преобразователя Гильберта), отличающаяся наличием двух последовательно соединенных групп фазовых контуров, двух многоходовых сумматоров со схемой вычитания, в которой ортогональные копии входного сигнала снимаются с соединения, осуществляющего связь двух групп фазовых контуров и с выхода схемы вычитания, что позволяет решать задачи одновременной аппроксимации желаемых амплитудно-частотных (АЧХ) и фазочастотных (ФЧХ) характеристик.

2. Процедура синтеза беспричинного широкополосного квадратурного разностного фазовращателя позволяющая определять параметры его фазовых контуров для заданных нормированных частот.

3. Инженерный метод расчета активного широкополосного квадратурного разностного фазовращателя позволяющий определять параметры составляющих фазовращатель активных фазовых фильтров первого порядка.

Рекомендации по использованию полученных результатов (практическая значимость и реализация). Доказана принципиальная возможность построения беспричинных электронных аналоговых схем. Разработан и испытан опытный образец такой схемы. Разработанный широкополосный квадратурный разностный фазовращатель (преобразователь Гильберта) позволяет синтезировать ортогональный базис для случая несинусоидальных напряжения и тока судовой электроэнергетической системы, что позволяет по новому подойти к проектированию систем управления силовыми активными фильтрами для электроэнергетических систем судов и кораблей.

Предложенная структурная схема широкополосного квадратурного разностного фазовращателя (преобразователя Гильберта) может использоваться при измерении составляющих электрической мощности в цепях с несинусоидальным напряжением и током, моделировании аналитических сигналов, формировании однополосного сигнала в передающей радиоаппаратуре.

Основные научные результаты диссертационной работы внедрены в производственный процесс Санкт-Петербург – Московской дистанции электроснабжения Октябрьской железной дороги в составе первого уровня автоматизированной информационно-измерительной системы коммерческого учета электроэнергии (АИИС КУЭ) тяговых подстанций для преобразования первичных значений входных электрических величин (при несинусоидальных режимах) в цепях измерения в точке учета электроэнергии и могут быть использованы для аналогичных преобразований в таких же процессах при работе гребных электродвигателей и якорно-швартовных механизмов.

Разработанные методики нахождения огибающей и мгновенной фазы сигналов как комплексного аналитического сигнала используются в ООО «ВИП - Телеком» г. Санкт-Петербурга при настройке ВЧ - трактов каналов связи объектов электроэнергетики в системе АО «Ленэнерго» для нахождения огибающей и мгновенной фазы сигналов ВЧ - блокировки постов релейной защиты и автоматики (РЗ и А). Использование материалов диссертации повышает достоверность передаваемой информации по каналам связи и снижает количество ложных срабатываний защит.

Результаты работы используются в учебном процессе Санкт-Петербургского государственного морского технического университета.

Апробация работы. Содержание отдельных разделов и диссертации в целом было доложено на:

- II-й международный симпозиум Eltrans' 2003 (Санкт-Петербург, 2003);
- II-я студенческая научно-учебная конференция «Моделирование явлений в технических и гуманитарных науках» (Санкт-Петербург, 2004);
- VIII-я научно-техническая конференция «Электромагнитная совместимость технических средств и электромагнитная безопасность» (Санкт-Петербург, 2004);
- IX-я научно-техническая конференция «Электромагнитная совместимость технических средств и электромагнитная безопасность» (Санкт-Петербург, 2006);
- X-й Московский международный салон промышленной собственности «Архимед» (Москва, 2007);
- II-я Всероссийская научно-техническая конференция с международным участием «Проблемы электротехники, электроэнергетики и электротехнологии» (Тольятти, 2007);
- Международная научно-техническая конференция «Проблемы электротехники, электроэнергетики и электротехнологии» (Тольятти, 2009)

Публикации. По теме диссертации опубликованы 17 работ, в том числе 4 статьи, 9 тезисов докладов на научно-технических конференциях, 4 описания изобретений. В личном авторстве опубликовано 3 работы, доля автора в остальных работах от 20 до 50%. В изданиях, рекомендованных Перечнем ВАК, опубликовано 2 статьи, выполненные в соавторстве, доля автора в каждой из которых составляет 25%.

Личный вклад. Решение поставленных в диссертационной работе задач найдено лично автором. Методы измерения, и оценки электроэнергетических характеристик системы «поставщик электроэнергии – потребитель электроэнергии», работающей при несинусоидальных режимах, а также исследования фильтрующей способности активного фильтра разработаны и осуществлены совместно с А.В. Агуновым. Реализация экспериментальной модели широкополосного квадратурного разностного фазовращателя выполнена совместно с М.В. Агуновым.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы из 124 наименований и приложения. Диссертация изложена на 121 странице машинописного текста, иллюстрации на 24 страницах.

Краткое содержание работы

Во введении обосновывается актуальность темы, формируется цель и основные задачи диссертации, излагаются методы исследования, отмечаются научная новизна и практическая значимость работы.

В первой главе рассмотрены общие принципы функционирования фильтрокомпенсирующих устройств, призванных обеспечивать надлежащее качество электрической энергии в судовых электроэнергетических системах. Показано, что полная компенсация неактивных составляющих тока потребителя может быть осуществлена при условии выделения каждой из составляющих тока потребителя отдельно. Определено, что такое выделение может быть осуществлено за счет формирования в соответствии с преобразованием Гильберта напряжения $H\{u\}$ ортогонального несинусоидальному напряжению системы. Проведен сопоставительный анализ различных схмотехнических решений широкополосных аналоговых квадратурных схем. На основе сопоставительного анализа показана целесообразность поиска новых нетрадиционных схемных решений.

Поддержание уровня напряжения и высокоэффективная фильтрация достигается, введением в цепь энергосистемы компенсационного источника тока, вырабатывающего токи, равные, но противоположные по знаку реактивному току и токам высших гармоник нагрузки. В этом случае суммарные токи пассивных составляющих тока нагрузки и тока компенсационного источника становятся равными нулю.

На рис. 1 показана эквивалентная схема такого компенсационного источника тока включенного в цепь источник – нагрузка. Эквивалентная схема содержит компенсационный источник тока, представленный компенсационным источником напряжения 1 и индуктивностью 2, эквивалентный источник напряжения питающей сети 3, потребитель несинусоидального тока 4.

Электромагнитные процессы в такой цепи описываются следующим дифференциальным уравнением:

$$u_{\text{вых}}(t) = L \frac{di_k(t)}{dt} + u_c(t),$$

где $u_{\text{вых}}(t)$ – мгновенное значение напряжения компенсационного источника; L – величина индуктивности; $i_k(t)$ – мгновенное значение компенсационного тока; $u_c(t)$ – мгновенное значение напряжения в узле питающей сети.

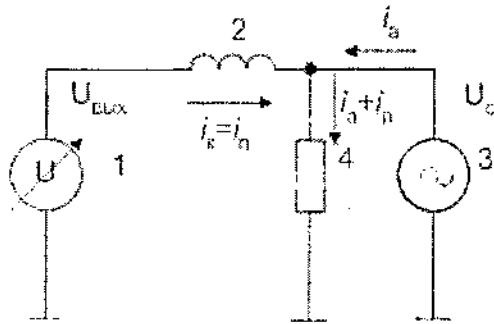


Рис. 1

Очевидно, что полная компенсация неактивных составляющих тока потребителя может быть осуществлена при условии

$$i_k(t) = -i_{II}(t),$$

где $i_{II}(t)$ – мгновенное значение пассивной составляющей тока потребителя.

Активную составляющую тока потребителя, т.е. составляющую вектора $i(t)$ коллинеарную и всегда равнонаправленную (поскольку в цепи отсутствуют сторонние источники энергии) с вектором $u(t)$ можно найти по:

$$i_a(t) = \frac{\int_0^T u(t)i(t)dt}{\int_0^T u^2(t)dt} u(t).$$

Числитель этого выражения представляет собой активную мощность P , а знаменатель квадрат действующего напряжения. Таким образом, все выражение, представляет собой величину $u(t)/R$, где R – активная составляющая потребителя.

Реактивную составляющую тока потребителя, т.е. составляющую вектора $i(t)$ ортогональную вектору $u(t)$ можно найти по аналогии с активной составляющей, если сформировать в соответствии с преобразованием Гильберта, согласно которому

$$s_1(t) = H\{s\} = -\frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{s(t+\tau) - s(t-\tau)}{\tau} d\tau ; \quad (1),$$

$$s(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{s_1(t+\tau) - s_1(t-\tau)}{\tau} d\tau$$

ортогональное несинусоидальному напряжению системы напряжение $H\{u\}$. Тогда реактивную составляющую тока $i_p(t)$ потребителя можно определить как:

$$i_p(t) = \frac{\int_0^T H\{u\}i(t)dt}{\int_0^T H^2\{u\}dt} H\{u\}.$$

Числитель этого выражения представляет собой среднюю реактивную мощность Q , а знаменатель также как и в случае для активного тока квадрат действующего напряжения. Таким образом, это выражение, представляет собой величину $H\{u\}/X_{p,cp}$, где $X_{p,cp}$ – средняя реактивная составляющая сопротивления потребителя, другими словами составляющую вектора $i(t)$ коллинеарную вектору $H\{u\}$.

Тогда искажающая компонента тока $i_u(t)$ может быть получена как геометрическая разность вектора тока в электрической цепи $i(t)$ и двух ортогональных компонент тока:

$$i_u(t) = i(t) - i_a(t) - i_p(t).$$

Возникновение искажающей компоненты тока связывается с мощностью искажения. Эту составляющую полной мощности образуют гармонические составляющие тока и напряжения с разными номерами.

Таким образом, задача статической компенсации и активной фильтрации сводится к определению мгновенных значений неактивных составляющих тока потребителя, и к инъекции их в противофазе в питающую сеть СЭС. В свою очередь определение неактивных составляющих тока потребителя становится возможным лишь при формировании напряжения $H\{u\}$ ортогонального напряжению системы и введении его в систему управления силовым активным фильтром так, как это показано на рис. 2.

На первый взгляд формирование ортогонального напряжения несложно. Как кажется, это можно сделать, просто сдвинув напряжение на 90 электрических градусов или, что то же самое, задержать его на четверть периода. Например, синусоидальный сигнал с частотой промышленной сети 50 герц имеет период равный 20 миллисекундам. Любая линия задержки на 5 миллисекунд создаст сигнал ортогональный исходной синусоиде, т.е. косинусоиду. На частоте 50 Гц, четверть длины волны (сдвиг на 90 электрических градусов) будет равна 1500 километров. Такие большие задержки не легко реализовать даже с помощью ультразвуковых линий.

В цепях с несинусоидальными режимами ситуация становится еще более сложной. Здесь для создания ортогонального сигнала необходимо задержать на четверть периода каждую гармонику из полосы частот составляющих несинусоидальный сигнал. Фиксированная задержка в 5 миллисекунд, дающая на частоте 50 Гц сдвиг в 90 электрических градусов, на частоте 75 Гц даст сдвиг в 135 градусов, а на частоте 100 Гц даст сдвиг в 180 градусов и т.д. Тогда как необходима система, реализующая преобразование Гильберта, обладающая линейной фазочастотной характеристикой,

которая по мере возрастания частоты при неизменном модуле осуществляет сдвиг фазы строго на 90 градусов.

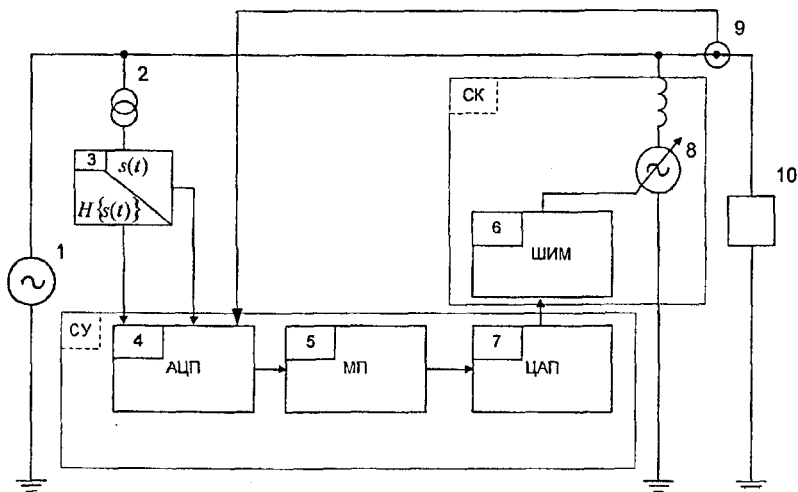


Рис. 2

Практически всем низкочастотным аналоговым схемам, использующим либо конденсаторы, либо катушки индуктивности неотъемлемо присуще внесение большего сдвига, чем фаза в 90 градусов. Это объясняется тем обстоятельством, что конденсаторы и катушки индуктивности являются причинными элементами, данное означает, что они могут "помнить" то, что происходило в прошлом, но не обладают никакими средствами предсказания будущего. Таким образом, более высокочастотные гармонические составляющие сигнала несинусоидальной формы имеют тенденцию все большего и большего отставания.

Этот эффект известен как проблема группового запаздывания (задержки). Групповое время запаздывания (ГВЗ) это время необходимое для того, чтобы максимум огибающей двух смежных по частоте колебаний пробежал вдоль линии (цепи), и оно присутствует абсолютно во всех цепях.

Фазочастотная характеристика электрической цепи связана с функцией группового времени запаздывания соотношением:

$$\theta(\omega) = -\int t_r(\omega) d\omega + \theta_0 .$$

Фактически, как оказывается, известного точного способа построения широкополосных аналоговых квадратурных схем до сегодняшнего дня не существовало.

С другой стороны, в соответствии с теоремой Бореля (теорема о свертке) согласно которой

$$F[f_1(t) * f_2(t)] = F_1(\omega) \cdot F_2(\omega)$$

где $F[f_1(t) * f_2(t)]$ – преобразование Фурье свертки функций $f_1(t)$ и $f_2(t)$; $F_1(\omega)$ и $F_2(\omega)$ – преобразования Фурье соответственно функций $f_1(t)$ и $f_2(t)$, существует потенциальная возможность реализации беспричинной разностной цепи в виде свертки двух функций.

Свертка реализуется как математическая операция, где каждое выходное значение выражается суммой входных значений сигнала умноженных на набор взвешенных коэффициентов импульсной характеристики электрической цепи.

Такая схема должна быть беспричинной, т.е. должна одновременно заглядывать как в "будущее" так и в "прошлое" сигнала, контролируя соответственно предыдущие и последующие относительно прямого выхода I отводы электрической цепи с хранящимся во времени сигналом.

Таким образом, успех решения всей задачи сводится к нахождению топологии и параметров широкополосной квадратурной фазовращающей цепи реализующей преобразование входного несинусоидального напряжения в желаемое выходное в соответствии с преобразованием Гильберта.

Во второй главе рассмотрены общие принципы построения широкополосных разностных схем и методы их математического описания. Сформирована новая оригинальная беспричинная структурная схема широкополосного квадратурного разностного фазовращателя (преобразователя Гильберта). Описаны принципы его работы.

Широкополосные фазовращатели это цепи, передаточная характеристика которых в заданном диапазоне частот определяется как $Ke^{j\varphi}$. Поскольку одновременная аппроксимация таких АЧХ и ФЧХ не может быть решена с помощью устойчивых функций минимальной фазы, т.е. таких функций $K(j\omega)$ у которых все нули и полюсы находятся в левой полуплоскости (фазовая характеристика $\varphi(\omega)$ таких функций является единственной), реализация широкополосных фазовращающих цепей (ШФЦ), в общем случае, выполняется по разностной схеме представленной на рис. 3.

Четырехполюсники с передаточными характеристиками $W_I(j\omega)$ и $W_{II}(j\omega)$ являются фазовыми контурами – электрическими цепями, у которых коэффициент передачи имеет постоянное значение во всем частотном диапазоне и у которых изменяется лишь вносимый фазовый сдвиг. Аппроксимирующая функция, отвечающая требованиям к частотной избирательности и фазовым искажениям, в общем случае находится следующим образом.

Пусть

$$\begin{aligned} \dot{U}_I &= U_1 e^{j\varphi_1}, \\ \dot{U}_{II} &= U_2 e^{j\varphi_2} \end{aligned}$$

и передаточная характеристика всей цепи

$$W(j\omega) = \frac{U_2 e^{j\varphi_2}}{U_1 e^{j\varphi_1}} = \frac{W_{II}(j\omega)}{W_I(j\omega)}. \quad (2)$$

Тогда фазоразностная характеристика цепи будет определяться как

$$\phi(\omega) = \arg W(j\omega) = \varphi_2 - \varphi_1,$$

а амплитудно-разностная характеристика цепи

$$A(\omega) = |W(j\omega)| = \left| \frac{W_{II}(j\omega)}{W_I(j\omega)} \right|.$$

В качестве фазовых контуров используются L - C , R - L - C , R - C цепи, цепи с активными элементами и др.

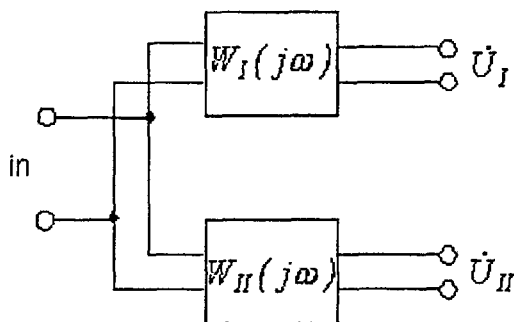


Рис. 3

Для реализации цепи осуществляющей преобразование Гильберта, необходимо представить (1) в виде, удовлетворяющем условиям физической реализации. Заменяем для этого интеграл в (1) на сумму бесконечного числа слагаемых, тогда

$$s_I(t) = H\{s\} = -\frac{1}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{s(t + \tau_n) - s(t - \tau_n)}{\tau_n} \Delta\tau_n, \quad (3)$$

где $\frac{s(t + \tau_n) - s(t - \tau_n)}{\tau_n} \Delta\tau_n$ - элемент суммы; $\Delta\tau_n$ - сегмент разбиения;

$$\tau_n = \sum_{i=0}^n \Delta\tau_i.$$

Запишем (3) следующим образом:

$$s_I(t) = H\{s\} = -\frac{1}{\pi} \left[\sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Delta\tau_n}{\tau_n} s(t + \tau_n) - \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Delta\tau_n}{\tau_n} s(t - \tau_n) \right]. \quad (4)$$

Из (4) следует, что преобразование Гильберта может быть физически реализовано с помощью двух операций суммирования взвешенных сигнала-

лов с n входов для каждой операции суммирования, операции получения разности двух сумм и $2n$ операций преобразования группового времени запаздывания сигнала.

Операции взвешивания, суммирования и операция получения разности двух сумм могут быть реализованы, с помощью одного операционного усилителя. Для реализации групповой задержки сигнала, на некоторое время, могут быть использованы фазовые контуры.

Таким образом, в соответствии с (4), широкополосный квадратурный разностный фазовращатель (преобразователь Гильберта) будет иметь структуру, показанную на рис. 4.

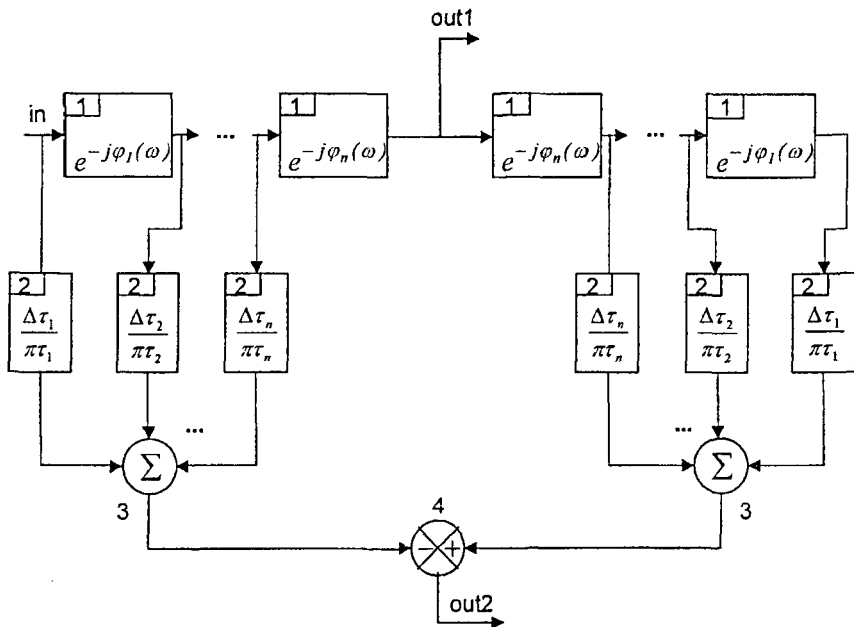


Рис. 4

Фазовращатель с такой структурой содержит четное количество последовательно соединенных элементарных фазовых контуров 1, разделенных на две группы, одну до шины out1, другую после нее, два сумматора 3, входы каждого из которых через пропорциональные взвешивающие звенья 2 подключены к выходам соответствующей группы фазовых контуров и схему вычитания 4 своими входами подключенную к выходам сумматоров.

Фазовращатель построенный по такой схеме работает следующим образом. Входной сигнал, ортогональные копии которого требуется получить, поступает на шину in и распространяется далее по цепочке последовательно соединенных элементарных фазовых контуров 1. В каждом фазовом конту-

ре происходит сдвиг фаз гармонических составляющих сигнала на определенный свой для каждой гармоники угол, при этом амплитуды гармоник остаются неизменными. Таким образом, сигнал, полученный на шине out1 (прямой выход) является, полной, задержанной на некоторое время, копией исходного сигнала ("настоящее"). Сигналы с выходов элементарных фазовых контуров расположенных до шины out1 опережают копию исходного сигнала на шине out1 ("будущее"). Сигналы с выходов элементарных фазовых контуров расположенных после шины out1 отстают от копии исходного сигнала на шине out1 ("прошлое").

Принцип образования ортогонального сигнала на шине out2 (квадратурный выход) иллюстрируется на рис. 5 на примере отдельной, произвольной гармонической составляющей исходного сигнала.

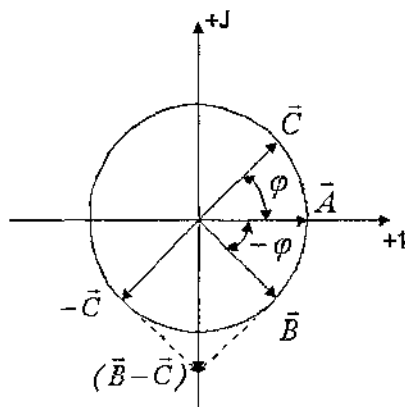


Рис. 5

На рис. 5, копия гармонической составляющей исходного сигнала на шине out1 обозначена как вектор \bar{A} ("настоящее").

Ее образ в $s(t+\tau)$ опережающий вектор \bar{A} на некоторый угол φ обозначен как вектор \bar{C} ("будущее"). Образ гармонической составляющей в $s(t-\tau)$ отстающий от вектора \bar{A} на некоторый угол $-\varphi$, обозначен как вектор \bar{B} ("прошлое"). Как видно из векторной диаграммы, геометрическая разность векторов \bar{B} и \bar{C} (вектор $(\bar{B} - \bar{C})$) является ортогональной вектору \bar{A} .

В третьей главе получено аналитическое описание передаточной функции широкополосного квадратурного разностного фазовращателя. Определены требования, предъявляемые к передаточной функции элементарного фазового контура. Рассмотрены различные схемотехнические решения элементарных фазовых контуров.

Найдем передаточную характеристику широкополосного квадратурного разностного фазовращателя (преобразователя Гильберта) в виде (2).

Учитывая, что фазовые контуры соединены последовательно, т.е. вход последующего фазового контура соединяется с выходом предыдущего фазового контура (см. рис. 4), а передаточная функция последовательно соединенных звеньев определяется произведением передаточных функций этих звеньев, передаточная характеристика $W_{out1}(p)$ будет определяться как:

$$W_{out1}(p) = W_1(p) \cdot W_2(p) \cdot W_3(p) \cdot \dots \cdot W_n(p), \quad (5)$$

где $p = j\omega$, а $W_1(p)$, $W_2(p)$, ... $W_n(p)$ – передаточные характеристики элементарных фазовых контуров соответствующих пар, один из которых расположен до шины out1, а другой после, причем тех из них, сигналы с выходов которых опережают или отстают во времени от сигнала на шине out1 на одну и ту же величину времени, т.е. передаточная характеристика $W_1(p)$ относится, в соответствии с рис. 4, к первому и последнему фазовым контурам, $W_2(p)$ второму и предпоследнему и т.д.

Передаточная характеристика $W_{out2}(p)$, с учетом того, что цепь, состоящая из звеньев, выходные сигналы которых взвешиваются на величину h_i и суммируются, описывается передаточной функцией, равной сумме передаточных функций отдельных звеньев, будет иметь вид:

$$W_{out2}(p) = -h_1 - h_2 W_1(p) - h_3 W_1(p) W_2(p) - h_4 W_1(p) W_2(p) W_3(p) - \dots$$

$$- h_n W_1(p) W_2(p) W_3(p) \dots W_{n-1}(p) + h_n W_{out1}(p) W_n(p) + \quad (6)$$

$$+ h_{n-1} W_{out1}(p) W_n(p) W_{n-1}(p) + \dots + h_1 W_{out1}(p) W_n(p) W_{n-1}(p) \dots W_1(p).$$

Подставив (5) и (6) в (2) получим передаточную характеристику широкополосного квадратурного разностного фазовращателя (преобразователя Гильберта):

$$W_H(p) = -h_1 \frac{1}{W_1(p) W_2(p) W_3(p) \dots W_n(p)} - h_2 \frac{1}{W_2(p) W_3(p) \dots W_n(p)} -$$

$$- h_3 \frac{1}{W_3(p) \dots W_n(p)} - \dots - h_n \frac{1}{W_n(p)} + h_n W_n(p) + \dots + h_3 W_3(p) \dots W_n(p) + \quad (7)$$

$$+ h_2 W_2(p) W_3(p) \dots W_n(p) + h_1 W_1(p) W_2(p) W_3(p) \dots W_n(p).$$

Для реализации преобразования Гильберта передаточная характеристика (7) для области положительных частот должна определяться как $e^{j\pi/2}$ или $-j$, а для области отрицательных частот как $e^{j\pi/2}$ или j .

Такое равенство возможно, если передаточная функция элементарного фазового контура определяется как $e^{-j\varphi(\omega)}$. К элементам, имеющим такие передаточные характеристики относятся линии задержки или фазовые фильтры.

В четвертой главе предложена оригинальная процедура синтеза широкополосного квадратурного разностного фазовращателя. Приведены примеры синтеза широкополосного квадратурного разностного фазовращателя с пассивными и активными фазовыми контурами.

Выбор параметров фазовых контуров широкополосного квадратурного разностного фазовращателя осуществляется путем нахождения аппроксимирующей функции, отвечающей требованиям к желаемым частотной и фазовой характеристикам.

Аппроксимация АЧХ и ФЧХ квадратурного фильтра начинается с выбора типа фазового контура наиболее подходящего для того или иного приложения. Затем, разбивая желаемый рабочий диапазон частот на равные интервалы, ширина которых определяется допустимой шириной полосы перехода АЧХ, определяют получившееся число интервалов, т.е. необходимое для реализации число пар фазовых контуров n . С учетом передаточной характеристики выбранного типа фазового контура, составляется передаточная характеристика всей цепи. Полученная характеристика m -го порядка (порядок цепи определяется степенью полинома знаменателя) записывается $2n$ раз. Затем, первые n выражений приравниваются к $e^{-j\pi/2}$ (желаемые АЧХ и ФЧХ цепи для области положительных частот), а вторые n выражений приравниваются к $e^{j\pi/2}$ (желаемые АЧХ и ФЧХ цепи для области отрицательных частот). Для определения параметров фазовых контуров, в каждое выражение подставляется своя нормированная частота, разграничивающая интервалы разбиения. Другими словами, составляется система из $2n$ алгебраических уравнений:

первые n уравнений вида

$$\frac{A(p)}{B(p)} = e^{-j\frac{\pi}{2}},$$

и вторые n уравнений вида

$$\frac{A(p)}{B(p)} = e^{j\frac{\pi}{2}},$$

где $\frac{A(p)}{B(p)} = \frac{W_{out}(p)}{W_{in}(p)}$; $p = j\omega$; $j = \sqrt{-1}$; $A(p) = \sum_{i=0}^k a_i p^i$; $B(p) = \sum_{i=0}^m b_i p^i$; $m > k$; ω – циклическая частота; a_i и b_i – коэффициенты, определяющие по-

стоянную времени T , для фазового контура и значение h , взвешивающего коэффициента пропорционального звена.

Далее осуществляется решение полученной системы уравнений относительно n постоянных времени фазовых контуров и n величин взвешивания.

Решение системы уравнений является трудоемкой задачей, для решения которой целесообразно использовать пакеты математических прикладных программ для ЭВМ.

В пятой главе сформирована компьютерная модель широкополосного квадратурного разностного фазовращателя. Приведены результаты экспериментальных исследований реального фазовращателя собранного на активных фазовых контурах. Предложен инженерный метод расчета широкополосного квадратурного разностного фазовращателя. Приведен пример расчета параметров фазовых контуров широкополосного квадратурного разностного фазовращателя первого порядка

Действительность полученных результатов была проверена на компьютерной и экспериментальной моделях широкополосного квадратурного разностного фазовращателя.

Компьютерное моделирование проводилось с использованием одной из наиболее мощных и универсальных систем моделирования электронных схем – системы Micro-Cap V.

Компьютерная модель содержала повторитель напряжения, три пары активных фазовых фильтров первого порядка и схему сложения и вычитания.

Все активные элементы в компьютерной модели представлены встроенными в Micro-Cap V моделями операционных усилителей $\mu A741$.

Работа компьютерной модели иллюстрируется осциллограммами, показанными на рис. 6, на рис. 7 показана схема компьютерной модели. Из осциллограмм видно, что напряжения на выходах компьютерной модели широкополосного квадратурного разностного фазовращателя имеют одинаковые амплитуды и находятся в квадратуре.

На рис. 8 приведены нормированные АЧХ и ФЧХ компьютерной модели широкополосного квадратурного разностного фазовращателя.

Экспериментальная модель широкополосного квадратурного разностного фазовращателя, конструкция которой показана на рис. 9, была реализована с использованием активных элементов.

Все активные элементы в модели представлены операционными усилителями K1401УД1.

Экспериментальная модель широкополосного квадратурного разностного фазовращателя содержала повторитель напряжения, пять пар активных фазовых фильтров первого порядка и схему сложения и вычитания.

Ниже приведены основные технические характеристики экспериментальной модели.

Верхняя номинальная частота рабочего диапазона частот, Гц	3200
Неравномерность амплитудно-разностной частотной характеристики в рабочем диапазоне частот за пределами полосы перехода, дБ	0,171
Неравномерность фазоразностной характеристики в рабочем диапазоне частот, град.	0,001

Работа экспериментальной модели иллюстрируется осциллограммами, показанными на рис. 10, на рис. 11 показана схема электрическая принципиальная модели. Из осциллограмм видно, что напряжения на выходах широкополосного квадратурного разностного фазовращателя имеют одинаковые амплитуды и находятся в квадратуре

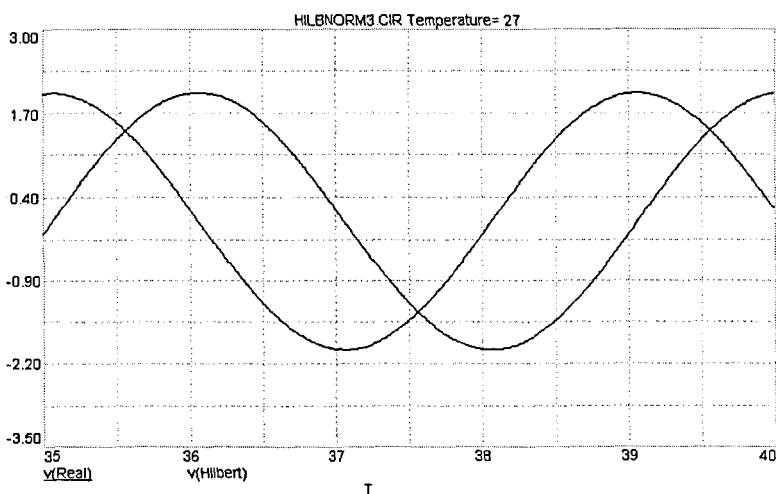


Рис. 6

Выбор параметров элементов активных фазовых контуров осуществляется в соответствии с таблицей 1 нормированных значений емкостей конденсаторов широкополосного квадратурного разностного фазовращателя.

Построение таблицы 1 проведено в предположении, что диапазон рабочих частот нормирован к частоте $\omega_0 = 1$ рад/сек. Для всех резисторов фазовых контуров сопротивление $R_0 = 1$ Ом. Емкости C_{0n} всех конденсаторов указаны в таблице в фарадах. Данные в таблицу занесены с учетом того, что постоянная времени фазового контура определяется как $T=R_0C_0$.

Параметры ω_0 , R_0 , C_{0n} характеризуют некоторый нормированный фазовый контур; масштабирование их значений для реального фазового контура осуществляется с помощью уравнения

$$\omega_0 R_0 C_{0n} = \omega RC_n$$

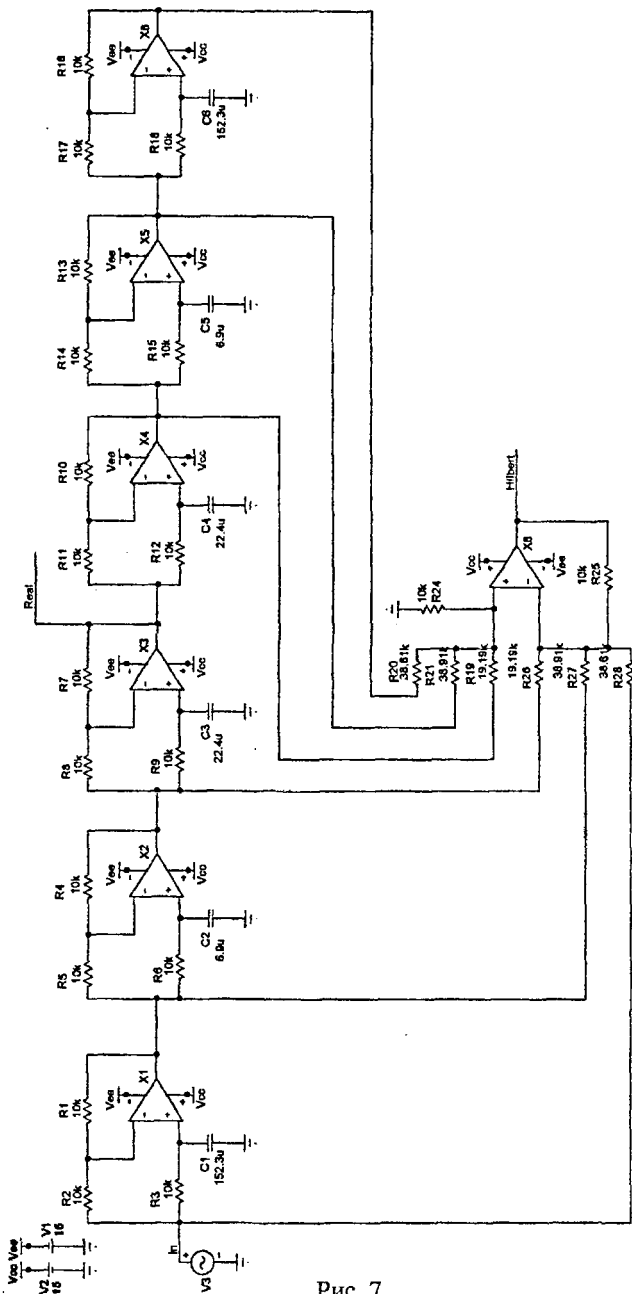


Рис. 7

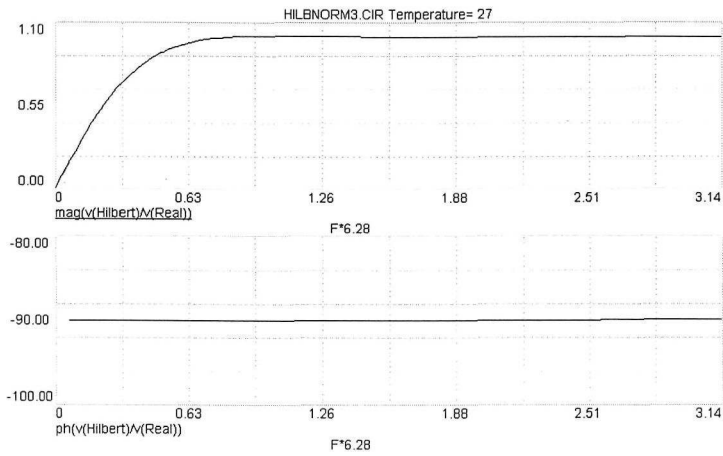


Рис. 8

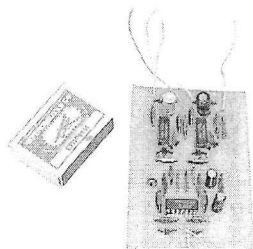


Рис. 9

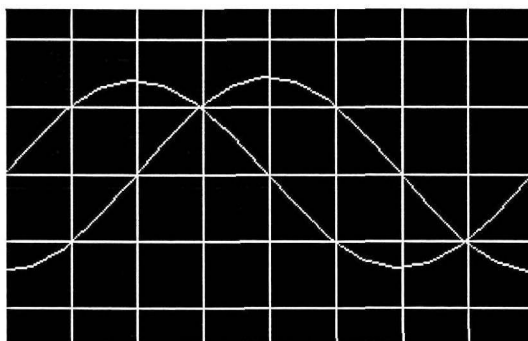


Рис. 10

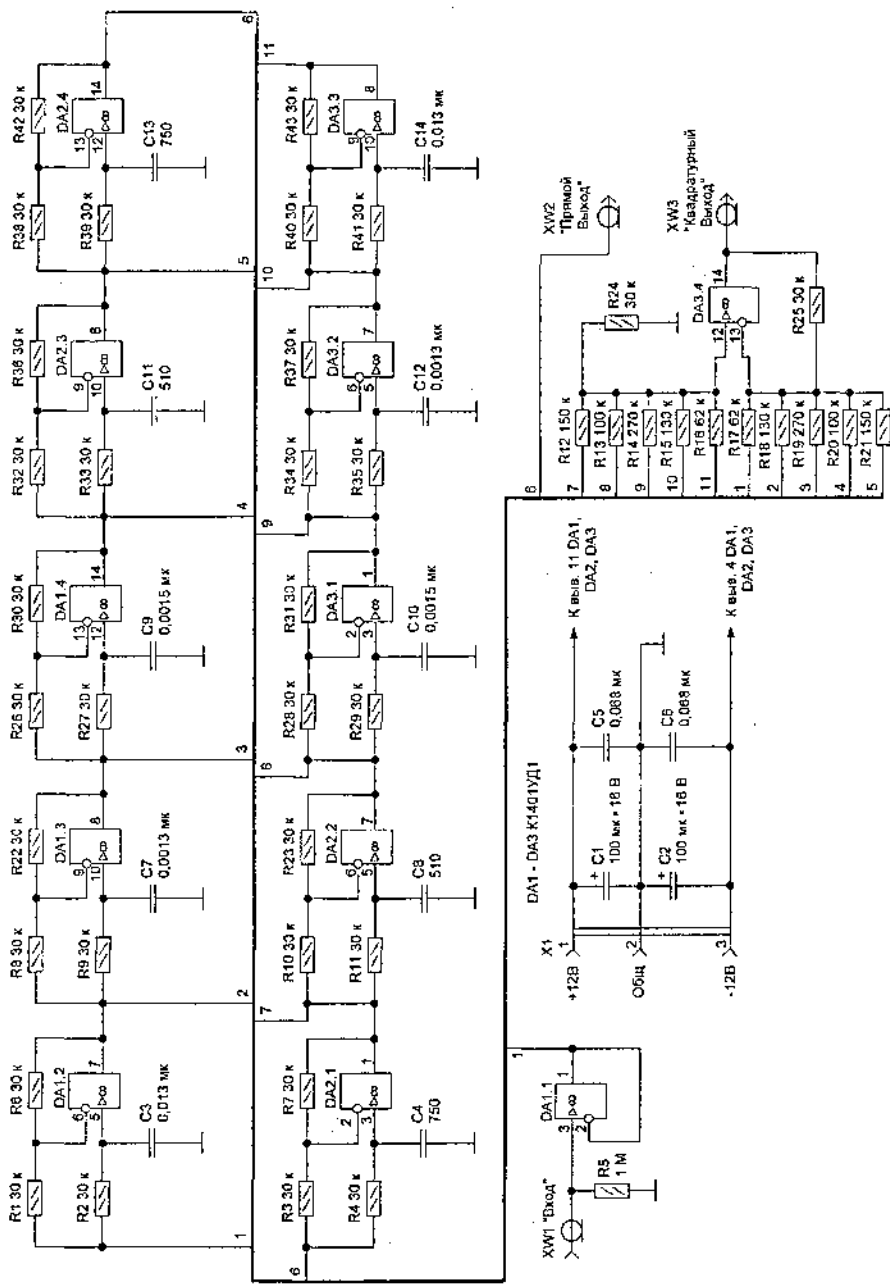


Рис. 11

Таблица 1

Нормированные значения емкостей конденсаторов и взвешивающих коэффициентов (в скобках) широкополосного квадратурного разностного фазовращателя

Число пар фазовых фильтров n	Ширина полосы перехода при верхней номинальной частоте рабочего диапазона π рад/сек	C01	C02	C03	C04	C05	C06	C07
		(h1)	(h2)	(h3)	(h4)	(h5)	(h6)	(h7)
3	$\pi/4$	1,523 (0,259)	0,069 (0,257)	0,224 (0,521)	-	-	-	-
5	$\pi/6$	2,419 (0,198)	0,259 (0,296)	0,261 (0,11)	0,099 (0,222)	0,148 (0,48)	-	-
7	$\pi/8$	3,243 (0,179)	0,485 (0,273)	0,203 (0,107)	0,138 (0,107)	0,104 (0,136)	0,109 (0,192)	0,148 (0,324)

Параметры ω и R выбираются исходя из верхней номинальной рабочей частоты и величины требуемого входного сопротивления активного фазового контура соответственно. Расчет фазового контура рассмотрим на следующем примере.

Пример 1

Предположим, что нужно рассчитать параметры фазовых контуров широкополосного квадратурного разностного фазовращателя с входным сопротивлением 30 кОм. Верхняя номинальная рабочая частота широкополосного квадратурного разностного фазовращателя 3200 Гц, ширина полосы перехода не более 550 Гц.

В таблице 1 находим данные для $n = 5$:

$$C_1 = \frac{\pi\omega_0 R_0 C_{01}}{\omega R} = \frac{1 \cdot 1 \cdot 2,419}{2 \cdot 3200 \cdot 30000} = 12,6 \text{ нФ};$$

$$C_2 = \frac{\pi\omega_0 R_0 C_{02}}{\omega R} = \frac{1 \cdot 1 \cdot 0,259}{2 \cdot 3200 \cdot 30000} = 1,3 \text{ нФ};$$

$$C_3 = \frac{\pi\omega_0 R_0 C_{03}}{\omega R} = \frac{1 \cdot 1 \cdot 0,261}{2 \cdot 3200 \cdot 30000} = 1,4 \text{ нФ}.$$

$$C_4 = \frac{\pi\omega_0 R_0 C_{04}}{\omega R} = \frac{1 \cdot 1 \cdot 0,099}{2 \cdot 3200 \cdot 30000} = 516 \text{ пФ}.$$

$$C_s = \frac{\pi \omega_0 R_0 C_{05}}{\omega R} = \frac{1 \cdot 1 \cdot 0,148}{2 \cdot 3200 \cdot 30000} = 771 \text{ нФ.}$$

На этом расчет закончен.

Основные результаты

При решении поставленных в диссертационной работе задач получены следующие основные научные и практические результаты.

1. Сформирована новая структура оригинальной беспричинной схемы широкополосного квадратурного разностного фазовращателя (преобразователя Гильберта).

2. Найдена передаточная характеристика для новой структуры оригинальной беспричинной схемы широкополосного квадратурного разностного фазовращателя (преобразователя Гильберта).

3. Показана принципиальная возможность физической реализации передаточной функции новой структуры оригинальной беспричинной схемы широкополосного квадратурного разностного фазовращателя (преобразователя Гильберта).

4. Предложена оригинальная процедура синтеза беспричинной схемы широкополосного квадратурного разностного фазовращателя (преобразователя Гильберта).

5. Сформирована компьютерная модель беспричинной схемы широкополосного квадратурного разностного фазовращателя (преобразователя Гильберта).

6. Экспериментальными исследованиями подтверждена работоспособность разработанного беспричинного широкополосного квадратурного разностного фазовращателя (преобразователя Гильберта).

7. Предложен инженерный метод расчета беспричинной схемы широкополосного квадратурного разностного фазовращателя (преобразователя Гильберта).

ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

а) Публикации в изданиях, рекомендованных Перечнем ВАК РФ:

1. Агунов М.В., Агунов А.В., Вербова Н.М. Новый подход к измерению электрической мощности. // Промышленная энергетика. 2004. №2. С.30-33. (автор – 25%).

2. Агунов М.В., Агунов А.В., Вербова Н.М. Определение составляющих полной мощности в электрических цепях с несинусоидальными напряжениями и токами методами цифровой обработки сигналов // Электротехника. 2005. № 7. с. 45-48. (автор – 25%).

б) Прочие публикации:

3. Агунов А.В., Вербова Н.М. Особенности измерения электрической мощности при несинусоидальных режимах // II-й международный симпози-

ум Eltrans' 2003, Электрификация и научно-технический прогресс на железнодорожном транспорте. Тезисы докладов Санкт-Петербург, окт. 21-24, 2003, с. 118-119. (автор – 50%).

4. Вербова Н.М. Приближенные математические модели тепловых режимов конструкций судовой электронной аппаратуры // Материалы II-й студенческой научно-учебной конференции “Моделирование явлений в технических и гуманитарных науках”, Санкт-Петербург, март. 02, 2004, с. 43-45. (автор – 100%).

5. Агунов А.В., Вербова Н.М. Аналитические выражения мощности как основа методов измерений электрической мощности и энергии // VIII-я научно-техническая конференция, Электромагнитная совместимость технических средств и электромагнитная безопасность, Санкт-Петербург, сент. 22-24, 2004, с. 404-407. (автор – 50%).

6. Патент РФ № 2258300 Широкополосный разностный фазовращатель / А.В. Агунов, Н.М. Вербова - Оpubл. в Бюл., 2005, №22.

7. Агунов М.В., Агунов А.В., Вербова Н.М. Фильтрокомпенсирующее устройство на базе синхронной машины. // Научные проблемы специальных военно-строительных и фортификационных комплексов, обустройства войск и управления производственной деятельностью строительных предприятий МО РФ: Сб. научн. Трудов НИГ-1 ВИТУ, вып. 5, т. I. Санкт-Петербург, ОАО “Издательство Стройиздат СПб”, 2006, с.192-195. (автор – 25%).

8. Агунов А.В., Вербова Н.М., Степанов С.В. Активный сглаживающий фильтр тяговых подстанций постоянного тока // IX-я научно-техническая конференция, Электромагнитная совместимость технических средств и электромагнитная безопасность, Санкт-Петербург, сент. 20-22, 2006, с. 474-478. (автор – 20%).

9. Патент РФ № 2290751 Устройство свертки сигнала / М.В. Агунов, А.В. Агунов, Н.М. Вербова - Оpubл. в Бюл., 2006, №36.

10. Агунов А.В., Вербова Н.М. Широкополосный разностный фазовращатель // X-й Московский международный салон промышленной собственности “Архимед”. Каталог. Москва, март. 27-30, 2007, Ч. II, с. 71-72. (автор – 50%).

11. Агунов М.В., Агунов А.В., Вербова Н.М. Устройство свертки сигнала // X-й Московский международный салон промышленной собственности “Архимед”. Каталог. Москва, март. 27-30, 2007, Ч. II, с. 71. (автор – 50%).

12. Вербова Н.М. Аналоговый квадратурный фильтр для силовых активных фильтрокомпенсирующих устройств и систем измерения неактивных составляющих полной мощности в электрических цепях с несинусоидальными режимами // Труды II-й Всероссийской научно-технической конференции с международным участием “Проблемы электротехники,

электроэнергетики и электротехнологии”, Тольятти, май 16-18, 2007, Ч. I, с. 76 - 80. (автор – 100%).

13. Агунов М.В., Агунов А.В., Вербова Н.М. Использование синхронной машины в качестве фильтрокомпенсирующего устройства // Труды II-й Всероссийской научно-технической конференции с международным участием “Проблемы электротехники, электроэнергетики и электротехнологии”, Тольятти, май 16-18, 2007, Ч. I, с. 276 - 279. (автор – 50%).

14. Агунов А., Вербова Н., Агунов М. Низкочастотный фазовращатель для SSB модулятора // Радио. 2007. №6. с.74. (автор – 50%).

15. Патент РФ № 2303326 Широкополосный фазовращатель с управляемым углом фазы / М.В. Агунов, А.В. Агунов, Н.М. Вербова - Оpubл. в Бюл., 2007, №20.

16. Патент РФ № 2331976 Устройство свертки сигнала с импульсной характеристикой синтезируемой линейной электрической цепи / М.В. Агунов, А.В. Агунов, Н.М. Вербова - Оpubл. в Бюл., 2008, №23.

17. Вербова Н.М. Инженерный метод расчета квадратурного фильтра (преобразователя Гильберта) // Сборник трудов Международной научно-технической конференции “Проблемы электротехники, электроэнергетики и электротехнологии”, Тольятти, май 12-15, 2009, Ч. 3, с. 123 - 125. (автор – 100%).

ИЦ СПбГМТУ, Лоцманская, 10

Подписано в печать 09.10.09, Зак. 3862. Тир.100. 1,2 печ. л.