

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего
образования
«Тольяттинский государственный университет»

Институт машиностроения

(наименование института полностью)

Кафедра _____ «Промышленная электроника» _____

(наименование)

11.04.04 Электроника и нанoeлектроника

(код и наименование направления подготовки)

Электронные приборы и устройства

(направленность (профиль))

**ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА
(МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ)**

на тему «Система питания обмотки якоря электродинамического вибратора»

Магистрант

_____ А.К. Кудинов _____

(И.О. Фамилия)

_____ (личная подпись)

Научный
руководитель

_____ Канд. техн. наук доцент А.А. Шевцов _____

(ученая степень, звание, И.О. Фамилия)

Тольятти 2021

Оглавление

Введение.....	4
Глава 1 Особенности вибрационных источников различного типа	11
1.1 Анализ существующих сейсмоисточников.....	11
1.2 Конструктивная схема электродинамического вибратора и принцип его работы.....	19
1.3 Задачи работы.....	25
Глава 2. Анализ энергопреобразования и выбор размеров рабочей зоны электродинамического преобразователя	27
2.1 Режим свободного ускорения	28
2.1.1 КПД энергопреобразования при прямоугольном импульсе тока ...	29
2.1.2 КПД энергопреобразования при синусоидальном импульсе тока .	32
2.1.3 КПД энергопреобразования с учетом вылета ИО за пределы воздушного зазора.....	33
2.2 Режим давления.....	36
2.2.1 Энергопреобразование при упругой нагрузке	37
2.2.2 Энергопреобразование при комбинированной нагрузке	39
2.3 Выбор размеров зоны энергопреобразования ЭДП.....	42
2.3.1 Поток реакции якоря в зоне преобразования.....	42
2.3.2 Связь энергии поля якоря и силы преобразования с основными размерами.....	44
ГЛАВА 3. Система питания обмотки якоря.....	51
3.1 Генератор тока для питания подвижной катушки.....	51
3.1.1 Требования, предъявляемые к генератору тока.....	51
3.1.2 Возможные пути реализации генератора тока.....	51
3.1.3 Схема питания подвижной катушки ЭДВ на основе ГТ.....	55
3.2 Анализ работы генератора тока.....	58
3.2.1 Разработка математической модели ГТ	58
3.2.2 Моделирование генератора тока на ЭВМ	67
3.2.3 Физическое моделирование генератора тока.....	74

3.3 Блок управления	79
3.3.1 Алгоритм управления	79
3.3.2 Принцип действия	82
3.3.3 Принципиальная схема	87
3.3.4 Основные характеристики блока управления	90
3.4 Моделирование электродинамического вибратора с системой фазовой коррекции	91
3.4.1 Разработка математической модели виброисточника	94
3.4.2 Анализ временных параметров	108
3.4.3 Исследование разомкнутой системы вибратора	113
3.4.4 Исследование процессов в замкнутой системе вибратора	115
Заключение	124
Список используемых источников	127

Введение

Сейсморазведка является основным из геофизических методов изучения строения недр Земли с целью поиска полезных ископаемых, в т.ч. нефте- и газоносных структур [11, 19]. Повышение эффективности сейсморазведочных работ имеет важное народнохозяйственное значение. В настоящее время широко используется взрывной метод создания сейсмических колебаний [12]. Этому методу присущ ряд серьезных недостатков. Основные из них следующие:

- бурение скважин и проведение взрывных работ наносит большой экономический вред природе;
- взрывной метод не может быть использован вблизи населенных пунктов, линий электропередач, трубопроводов, т.е. имеет ограниченное применение;
- большие затраты на содержание сеймопартий.

В связи с этим, в течение 25 – 30 лет интенсивно развиваются невзрывные способы и устройства для проведения сейсморазведочных работ [1, 3, 4, 19, 23, 25]. Имеется тенденция постоянного расширения области применения невзрывных способов и замены ими взрывного.

При невзрывном способе с поверхности земли создаются силовые воздействия с помощью различных технических средств, т.н. невзрывных сейсмоисточников (СИ). Разработка невзрывных СИ находится в начальной стадии своего развития и наиболее перспективные методы и устройства для создания сейсмических колебаний в настоящее время еще не определились.

Анализ существующих невзрывных СИ показывает, что их можно разделить по характеру воздействия на три типа: импульсные, вибрационные и кодоимпульсные.

Импульсные СИ

При работе импульсного СИ на поверхности земли создается импульсное силовое воздействие в десятки тонн, в результате в земной коре

создаются сейсмические волны. Для создания импульсных силовых воздействий применяются различные технические устройства. Одним из первых импульсных СИ, получивших значительное распространение, был источник типа «падающий груз». Принцип действия этого источника заключается в том, что масса в несколько тонн поднимается на высоту $h = 2 \dots 3$ м и запасает потенциальную энергию $A = mgh$. При свободном падении потенциальная энергия переходит в кинетическую, и груз воздействует на поверхность земли со скоростью $V = \sqrt{2gh}$. Частота повторения импульсов составляет примерно 1/6 Гц.

Можно отметить несколько принципиальных недостатков, присущих импульсному СИ типа «падающий груз». Главные из них следующие: низкая точность синхронизации воздействий, что делает невозможным группирование, т.е. синхронную работу нескольких СИ и накопление сейсмического материала; низкочастотный состав возбуждаемых колебаний, что снижает разрешающую способность сейсморазведки; несогласованность ударного воздействия с параметрами грунта, что приводит к низкому коэффициенту передачи энергии падающего груза в энергию сейсмических волн, т.к. значительная часть механической энергии расходуется на разрушение грунта и его уплотнение, т.е. на создание неупругих деформаций грунта.

Большое распространение как за рубежом, так и в отечественной сейсморазведке нашли импульсные сейсмоисточники газодинамического типа [12]. Эти источники используют либо энергию взрыва газовой смеси, либо энергию, выделяющуюся при расширении предварительно сжатого воздуха. Первым отечественным промышленным наземным газодинамическим источником стал генератор сейсмических колебаний ГСК-10 (ВНИИ геофизика), выпускавшийся в 1974–1981 гг. Его взрывная камера при заполнении 50–60 л смеси кислород-пропан-бутан обеспечивала воздействие на грунт с энергией 100–120 кДж. Впоследствии был разработан целый ряд сейсмоисточников типа «ГСК» и «СИ», отличающихся по

мощности и транспортному оформлению. Подрыв газовой смеси осуществлялся с помощью электрической свечи, что обеспечивало надежную синхронизацию и делало возможным группирование СИ.

Несмотря на ряд преимуществ газодинамических источников, при эксплуатации были выявлены и определенные недостатки. Основной из них связан с недостаточной упругостью паров пропан-бутана при отрицательных температурах, что делает невозможным подачу горючего во взрывную камеру. Существенным недостатком установок «ГСК» и «СИ» является также необходимость снабжения полевых отрядов газовыми компонентами, прежде всего кислородом, что не позволяет работать на больших расстояниях от промышленных центров, т.е. снижает автономность работ.

В отечественной практике сейсморазведки нашли также применение импульсные СИ с электромеханическими преобразователями возвратно-поступательного движения («Сейсмодин», «Пуск», «Енисей» и т.д.) [1, 3, 4, 23]. В источниках такого типа силовое воздействие на грунт осуществляется за счет мощного электрического двигателя. Положительным свойством источников такого типа является возможность группирования и проведения работ с накоплением сейсмической информации. Эти источники применяются в основном в северных районах. В настоящее время проводятся работы по повышению их технико-экономических показателей.

Импульсная невзрывная сейсморазведка, упростив производство работ и сделав их более безопасными для окружающей среды, не смогла решить целый ряд вопросов, связанных с управлением процессом возбуждения колебаний и концентрацией энергии в необходимом диапазоне частот. Удовлетворить широкому перечню технических и геолого-методических требований могут лишь вибрационные источники возбуждения упругих колебаний, управляемые по целому ряду таких параметров, как мощность и длительность излучения энергии, частотный диапазон и направление развертки зондирующего сигнала и т.п. [32, 36 - 41]

Вибрационные СИ

Вибрационные СИ получили интенсивное развитие с 70-х годов как за рубежом, так и в практике отечественной сейсморазведки. Они повышают эффективность проведения сейсморазведочных работ. Принцип работы вибрационного СИ состоит в создании на поверхности грунта силового воздействия с изменяющейся частотой (рис. 1). В качестве силового органа используется электрогидравлический вибратор, представляющий собой силовой гидроцилиндр с массивным корпусом, шток которого снабжен излучающей плитой, прижимаемой к грунту весом транспортного средства. Задатчиком вибрации служит электрический двигатель возвратно-поступательного движения (чаще всего электродинамический или электромагнитный), управляющий через две или три ступени гидроусиления перемещением штока силового гидроцилиндра.

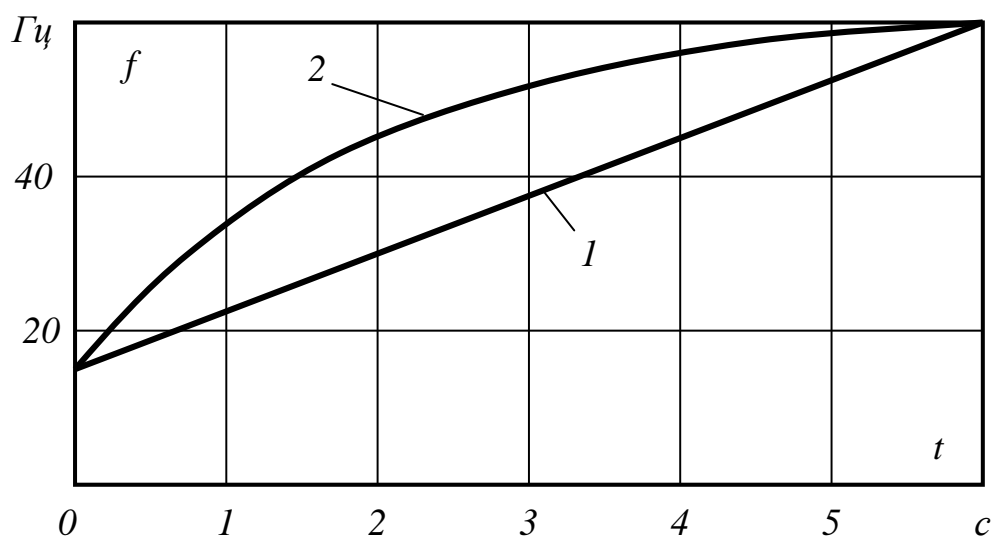


Рис. 1 – Закон развертки частоты вибратора: 1 – линейный, 2 – нелинейный (логарифмический) с увеличенной в области высоких частот энергией волн

Кодоимпульсные СИ

Кодоимпульсные СИ являются оригинальной отечественной разработкой. Их принцип действия состоит в том, что на поверхности грунта создаются импульсные усилия 10–15 тонн с изменяющейся частотой следования. На рисунке 2 это иллюстрируется циклограммой работы.

Источником силы являются специальные электрические двигатели возвратно-поступательного движения.

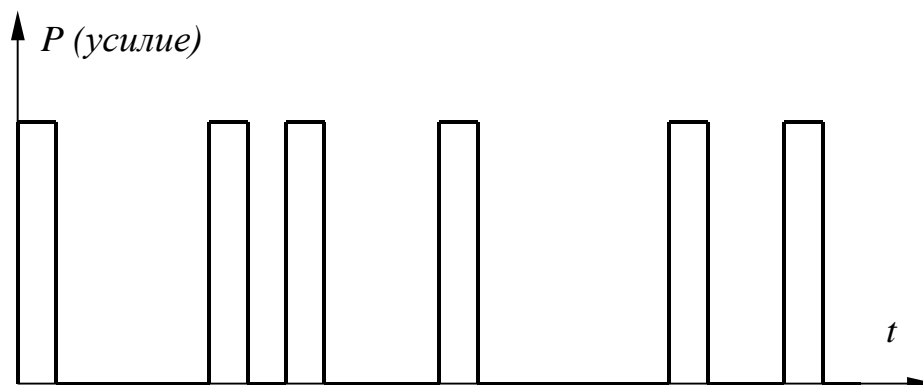


Рис. 2 – Циклограмма работы кодоимпульсного источника

Из опыта эксплуатации кодоимпульсных СИ можно сделать вывод, что они имеют достаточно высокую сейсмическую эффективность, более просты и надежны по сравнению с вибрационными СИ, имеют меньшую стоимость и более высокую ремонтпригодность. Они позволяют реализовать режим накопления и группирования. Эти достоинства обусловлены применением высокоиспользованных электрических двигателей возвратно-поступательного движения с возбуждением от импульсных схем питания с емкостными накопителями и силовыми полупроводниковыми приборами. В настоящее время проводятся работы по дальнейшему повышению их технико-экономических показателей и расширению области их применения.

Успешный опыт конструирования и эксплуатации кодоимпульсных СИ, а также успехи в области силовой преобразовательной техники и разработки высокоиспользованных электромеханических преобразователей в последние 10–15 лет привел к идее создания вибрационного СИ, построенного на основе специального электромеханического преобразователя с импульсной схемой возбуждения. При этом преследуются следующие цели: упрощение и удешевление конструкции вибрационного СИ по сравнению с электрогидравлическим вариантом, расширение частотного диапазона, снижение эксплуатационных затрат.

Задачами работы являются разработка конструктивной схемы вибрационного СИ, исследование процессов электромеханического преобразования энергии в двигателе и разработка системы возбуждения двигателя, построенной на основе последних достижений в области силовой преобразовательной техники.

Электродинамические вибраторы широко известны и применяются в промышленности как вибровозбудители при испытаниях различной аппаратуры и изделий на вибрационное воздействие [9, 10, 35...41]. Однако эти вибраторы не могут быть использованы в СИ в связи с тем, что не позволяют программировать частоту создаваемых усилий по наперед заданному закону, что является необходимым условием работы вибрационного СИ. Кроме этого, СИ размещается на транспортном средстве, излучающий элемент СИ должен контактировать с землей. Учет этих требований существенно сказывается на конструктивном выполнении СИ. Важным фактором является также то, что СИ должен питаться от автономного источника электропитания, что накладывает повышенные требования к КПД электромеханического преобразования энергии. При разработке СИ важным моментом является учет своеобразной сейсмической нагрузки и обеспечение возможности синхронной и синфазной работы нескольких СИ.

В работе освещены следующие вопросы.

В первой главе рассмотрены структурные и конструктивные особенности вибрационных СИ различного типа. Обоснована перспективность использования электродинамического двигателя возвратно-поступательного движения. Рассмотрены конструкция и принцип действия вибратора с электродинамическим преобразователем, выявлены требования, предъявляемые к схеме питания. Сформулированы основные задачи работы.

Вторая глава посвящена анализу энергопреобразования и выбору размеров рабочей зоны электродинамического преобразователя.

В третьей главе обосновывается выбор схемы генератора тока для питания обмотки якоря электродинамического двигателя. Описан принцип работы и сделан анализ схемы генератора и его блока управления.

В заключении сформулированы основные выводы, вытекающие из проведенных в диссертационной работе исследований.

К основным научным результатам, полученным впервые, относятся:

1. Выведены зависимости, позволяющие рассчитать КПД электродинамического преобразования энергии для любой нагрузки.
2. Получены уравнения для выбора основных размеров электродинамического преобразователя, оптимальных с точки зрения получения максимальной силы и минимального энергопотребления в заданных габаритах.
3. Разработана оригинальная схема генератора тока для питания якорной обмотки.
4. Выполнен анализ влияния магнитной связи обмоток и экранирования полюсов магнитопровода на характеристики преобразователя.
5. Исследованы динамические характеристики системы вибратор-грунт и даны рекомендации по системе фазовой коррекции.

Глава 1 Особенности вибрационных источников различного типа

В настоящей главе рассмотрены конструктивные особенности существующих вибрационных сейсмоисточников (ВСИ). Анализ существующих ВСИ позволяет судить о современном состоянии проблемы создания сейсмоисточников. Показана перспективность использования в ВСИ электродинамического преобразователя энергии. Сформулированы основные задачи, возникающие при его разработке.

1.1 Анализ существующих сейсмоисточников.

Наиболее распространенным и имеющим наилучшие показатели в настоящее время является электрогидравлический вибратор [32]. Он способен развивать значительные усилия, обеспечивает возможность возбуждения колебаний в широком диапазоне частот, сравнительно легко управляется и характеризуется значительной удельной мощностью.

Рабочим, излучающим элементом гидравлического вибратора является вибровозбудитель (рис.1.1), представляющий собой массивный цилиндр двустороннего действия 1, играющий роль инерционной массы, внутри которого помещен поршень 2, соединенный с опорной плитой 3 источника, которая в процессе излучения колебаний прижимается внешней силой к поверхности земли. Чаще всего для этого используется масса транспортной базы источника, и чтобы плита не отрывалась от поверхности земли, статическая нагрузка на нее выбирается большей, чем сила, развиваемая излучателем. Поршень с опорной плитой приводится в движение путем попеременной подачи масла в верхнюю и нижнюю полости гидроцилиндра. Одновременно с нагнетанием масла в одну из полостей, из противоположной полости происходит его слив.

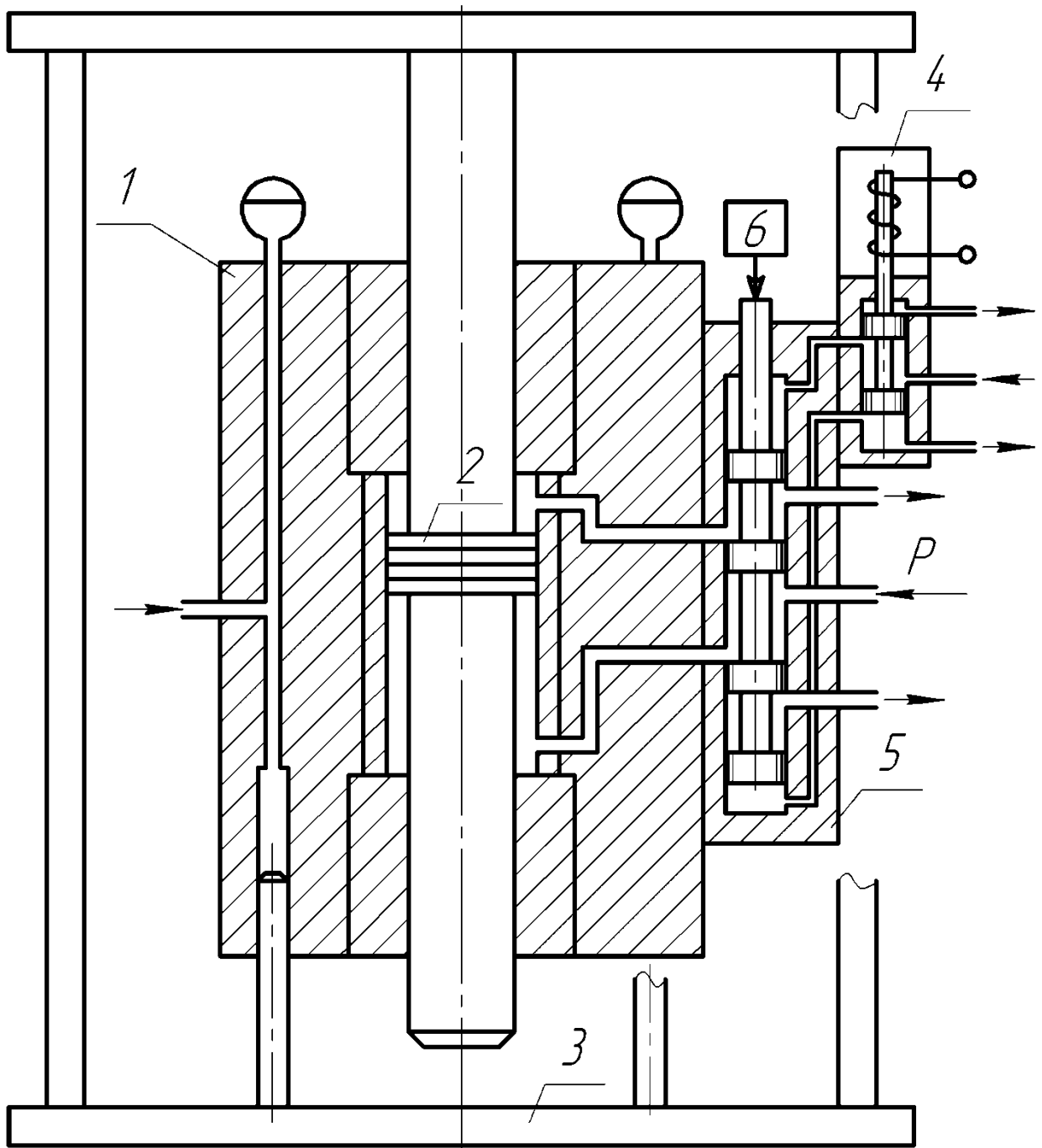


Рис. 1.1 – Возбудитель вибраций с двухкаскадным электрогидравлическим преобразователем

Таким образом, действующая на поршень сила равняется произведению его площади на разность давлений над и под поршнем. При этом считается, что действующая на поршень максимальная сила постоянна на всех частотах. Величины нагнетательных и сливных отверстий меняются золотниковым механизмом в соответствии с величиной управляющего

сигнала, чем и достигается возбуждение переменных во времени колебаний. При этом поршень и цилиндр совершают возвратно-поступательные движения, которые через плиту передаются грунту и возбуждают упругие волны в земле. В вибраторе продольных волн вибровозбудитель установлен вертикально, что и определяет направление приложения нагрузок к поверхности земли. При этом отрицательные нагрузки реализуются за счет действующей вверх силы и частичной разгрузки плиты.

Для возбуждения поперечных волн вибровозбудитель устанавливается горизонтально, обеспечивая передачу грунту касательных усилий. Плита на нижней поверхности имеет зубья и прижимается массой машины к поверхности земли для обеспечения необходимого контакта ее с грунтом.

Управление движением потоков жидкости в гидроцилиндре осуществляется электрогидравлическим преобразователем (ПЭГ), принципиальная схема которого показана на рисунке 1.1. На большинстве отечественных вибраторов применяется двухкаскадный преобразователь с электромеханическим приводом. Золотник первого каскада 4 преобразователя приводится в движение электромеханическим преобразователем небольшой мощности, на исполнительную обмотку которого подается переменное напряжение требуемой частоты. В результате приводится в движение золотник второго каскада 5, управляющий потоками жидкости в рабочем гидроцилиндре.

Обязательным условием успешной работы гидравлического вибратора является движение опорной плиты 3, синхронное с изменением напряжения управляющего сигнала, подаваемого на ПЭГ. Это достигается специальной системой фазовой коррекции, включающей в себя датчики ускорения и скорости, расположенные на опорной плите и массе, датчики перемещения золотника 6 и инерционной массы, а также электронные схемы анализа поступающих сигналов и управления, подправляющие движение опорной плиты в соответствии с фазой сигнала на ПЭГе.

Наиболее распространенный отечественный вибратор СВ-5-150, смонтированный на автомобиле «Урал-375» [25] развивает максимальное усилие на грунт 7×10^4 Н в частотном диапазоне от 13 до 120 Гц. Для возбуждения поперечных волн используется СВП-10-100 с максимальным усилием 10×10^4 Н. Опыт эксплуатации этих и аналогичных зарубежных источников выявил их низкую надежность в работе при низких температурах. Недостатком их также является высокая стоимость, низкая ремонтпригодность, низкий КПД и соответственно высокая потребляемая мощность (150-200 кВт), что вызывает дополнительные трудности с доставкой горючего при работе в отдаленных от населенных пунктов районах. Большинство из перечисленных недостатков связано с наличием высокоточного гидравлического оборудования высокого давления, поэтому при разработке нового вибратора следует стремиться к минимальному использованию гидравлики или к исключению ее вообще.

На первых этапах развития вибросейсмического метода, как в США, так и в нашей стране использовались эксцентрикковые вибраторы с приводом от двигателя внутреннего сгорания. В этих источниках действующая на поверхность грунта сила возникает за счет вращения грузов-эксцентриков. При этом число грузов, их расположение и направление вращения выбирают исходя из необходимости возбуждения продольных или поперечных волн. Достоинством эксцентрикковых вибраторов является то, что путем изменения направления вращения эксцентриков один и тот же вибромодуль может возбуждать как продольные, так и поперечные волны. Этот принцип реализован в одной из модификаций отечественного эксцентриккового вибратора, входящего в виброкомплекс «Вибролокатор» [32]. В вибраторах этого типа развертка колебаний по частоте реализуется путем изменения скорости вращения эксцентриков, которое может осуществляться различными способами, требующими специального контроля и управления, что усложняет конструкцию излучателей.

Для облегчения синхронизации и группирования вибромодулей в «Вибролокаторе» вращение эксцентриков осуществляется с помощью синхронных электродвигателей, питаемых от автономного преобразователя частоты.

Особенностью эксцентриковых вибраторов является то, что развиваемая ими активная сила пропорциональна квадрату линейной скорости вращения эксцентриков. Из-за этого с увеличением частоты сила резко возрастает, что приводит к необходимости или ограничения частотного диапазона возбуждаемых колебаний, или принятия специальных мер по уменьшению эксцентриситета грузов.

Для примера на рисунке 1.2 представлена конструктивная схема вибратора с регулируемым эксцентриситетом (показан только один эксцентрик). Массивный поршень 1 может перемещаться в цилиндре 2. При этом его центр тяжести будет приближаться или удаляться от оси вращения OO' , чем и достигается регулирование эксцентриситета. Перемещение поршня 1 происходит при подаче (и сливе) жидкости через пропускные каналы 3 и 4: при подаче жидкости в канал 3 эксцентриситет увеличивается, а при подаче в канал 4 – уменьшается. Вращение цилиндра 2 осуществляется от синхронного двигателя 5. Возникающая при этом центробежная сила через подшипниковые узлы 6 и 7 передается излучающей плите 8. Особенностью дебалансного вибратора является узкий диапазон рабочих частот, расширение которого связано с резким усложнением конструкции, а также низкий срок службы подшипниковых узлов, работающих под большой радиальной нагрузкой.

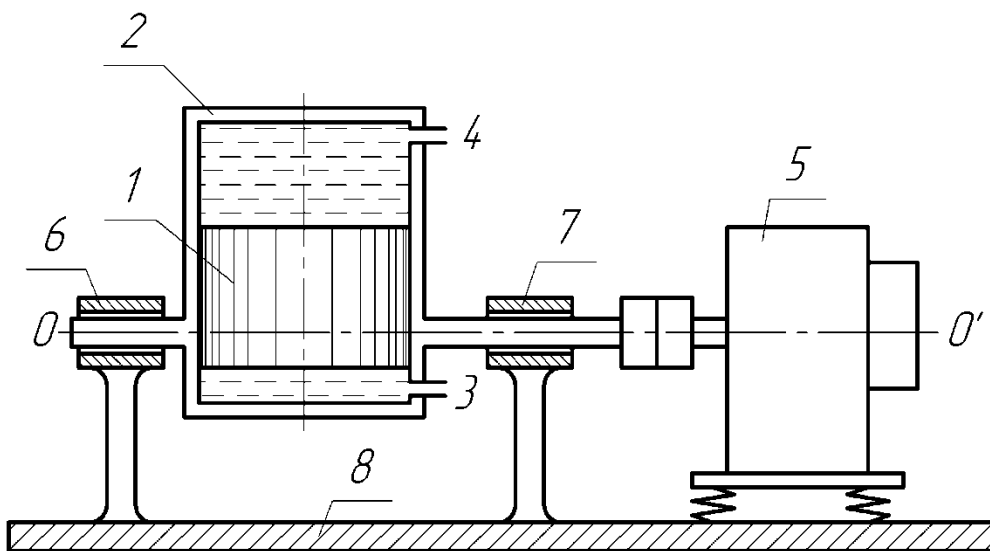


Рис. 1.2 – Конструктивная схема вибратора с регулируемым эксцентриситетом

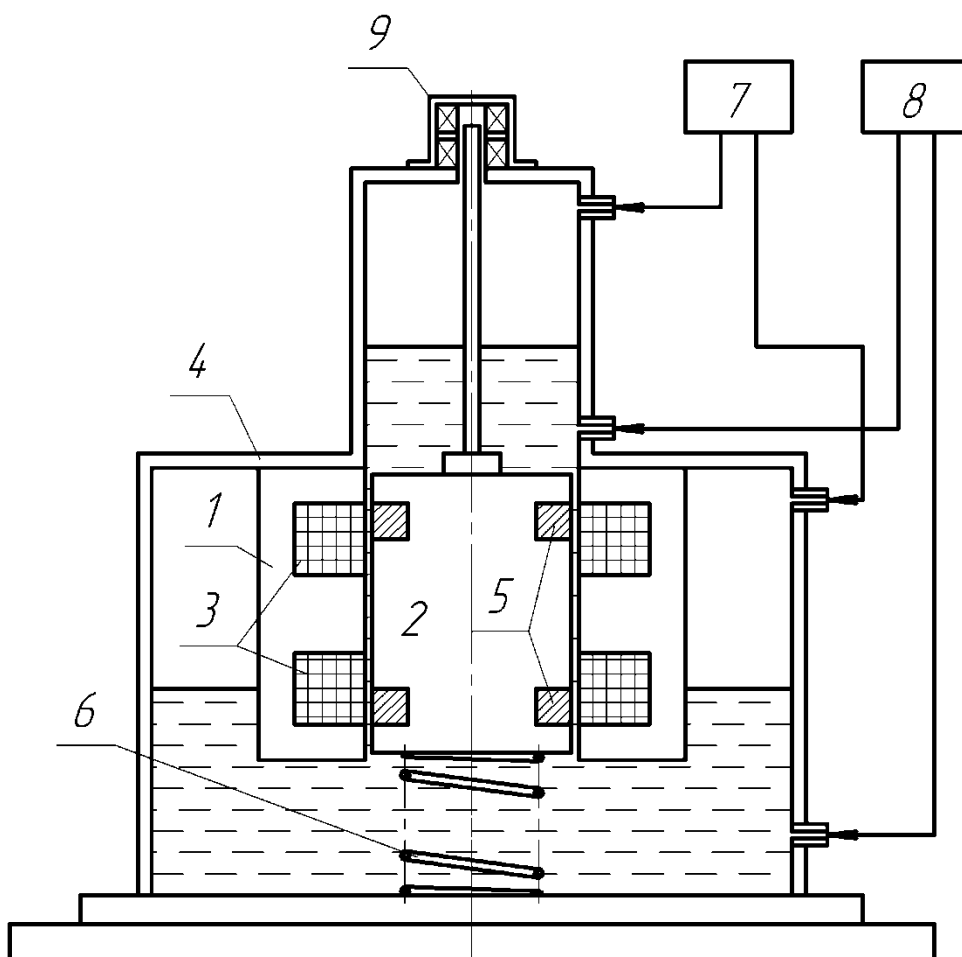


Рис. 1.3 – Схема вибратора с импульсным индукционно-динамическим двигателем

Примером электрического ВСИ может служить оригинальная разработка, использующая резонансное колебание массивного якоря на подвеске с регулируемой жесткостью на основе гидропневматических пружин [27]. Основу конструкции, изображенной на рисунке 1.3, составляет импульсный электрический двигатель возвратно-поступательного движения индукционно-динамического типа с индуктором 1 и цилиндрическим массивным якорем 2. Индуктор двигателя с обмотками возбуждения 3 жестко укреплен внутри герметичного корпуса 4. Якорь с короткозамкнутыми кольцами 5 может свободно перемещаться внутри индуктора и удерживается в нейтральном положении пружиной 6. Начала и концы обмоток возбуждения индуктора выведены из корпуса и подключены к импульсной схеме питания вибратора (на рисунке не показана). Полости корпуса по обе стороны якоря заполнены жидкостью и газом и образуют так называемые гидропневматические пружины. Заполнение полостей газом осуществляется газонаполнительной системой 7. Регулирование жесткости гидропневматических пружин осуществляется подачей жидкости от гидравлического регулятора частоты (ГРЧ) 8.

Важным элементом вибратора является датчик 9 нейтрального положения якоря. Он формирует управляющий импульс всякий раз, когда якорь проходит нейтраль, и посылает его на импульсную схему питания. В ответ на это схема импульсного питания формирует короткий импульс тока, подаваемый на одну из обмоток возбуждения. Импульсы тока подаются поочередно то на верхнюю, то на нижнюю обмотки.

При подаче импульса тока в верхнюю обмотку возбуждения, соответственно в верхнем короткозамкнутом кольце якоря индуктируется импульсный ток, направленный таким образом, что обмотка и кольцо отталкиваются друг от друга. За счет электродинамической силы отталкивания якорь приобретает скорость, направленную вверх. В дальнейшем движение якоря носит колебательный характер благодаря наличию упругих элементов – гидропневматических пружин. Движение

якоря вверх сопровождается сжатием газа в верхней полости корпуса и разрежением его в нижней. Вследствие этого давление на верхний торец якоря возрастает, а на нижний – уменьшается. За счет разности давлений якорь затормаживается и через некоторое время начинает двигаться в обратном направлении. Когда якорь будет вновь проходить нейтральное положение, имея скорость, направленную вниз, схемой импульсного питания будет сформирован импульс тока в нижней обмотке возбуждения. При этом за счет электродинамического отталкивания обмотки и нижнего короткозамкнутого кольца, якорь приобретет дополнительную скорость, также направленную вниз. Благодаря поочередной подаче импульсов тока в верхнюю и нижнюю обмотки возбуждения, поддерживаются незатухающие колебания якоря. Сжатие-разжимание гидропневматических пружин передается корпусу, в результате чего корпус также совершает колебательные движения, которые передаются земле в виде сейсмических волн. Поскольку корпус имеет значительную массу, короткие силовые импульсы, действующие на него в момент протекания тока по обмоткам возбуждения, практически не нарушают синусоидальность его колебаний. Источник способен возбуждать значительные усилия (свыше 10 тонн) при частоте колебаний 10-50 Гц и имеет высокий КПД, свойственный вибраторам резонансного типа.

Особенностью описанного вибратора является снижение эффективности при повышении частоты вибраций. Это связано с уменьшением амплитуды колебаний корпуса и якоря. Как известно, КПД индукционно- динамического двигателя при малых ходах якоря резко снижается [27], что и вызывает снижение КПД всего источника. Как уже отмечалось, регулирование частоты колебаний осуществляется путем изменения объема жидкости в газоздушных полостях, что приводит к изменению жесткости гидропневматических пружин. Для изменения рабочей частоты в 10 раз необходимо изменить жесткость в $10^2=100$ раз. В связи с этим возникают большие трудности с расширением частотного диапазона

вибратора. В случае группирования источников очень остро встает проблема синхронизации. Поскольку регулирование частоты производится не управляющим сигналом задающего генератора, а ГРЧ, система частотной и фазовой коррекции получается сложной, неизбежно возрастают фазовые погрешности вибраторов и время выхода в установившийся режим.

Таким образом, при создании вибратора для высокочастотной сейсморазведки, надо руководствоваться следующими соображениями: исключение сложного гидравлического оборудования высокого давления; обеспечение возможно более широкого частотного диапазона с перекрытием частоты не менее чем в 5–10 раз; регулирование частоты должно осуществляться непосредственно управляющим сигналом задающего генератора.

1.2 Конструктивная схема электродинамического вибратора и принцип его работы

Среди вибраторов несейсмического назначения широкое распространение получили электродинамические, применяемые в конструкциях стендов для испытаний различных изделий на виброустойчивость и вибропрочность. Выпускаемые промышленностью вибраторы имеют весьма широкий диапазон воспроизводимых частот (от единиц герц до десятков килогерц) и способны развивать усилия до 40-45 тонн [10]. Конструктивно такие вибраторы состоят из двух частей: собственно вибратора, основу которого составляет электродинамический преобразователь энергии (ЭДП) и усилителя для питания его обмоток. Обмотка якоря ЭДП запитывается током постоянной или дискретно изменяющейся частоты, к форме которого предъявляются весьма жесткие требования. В связи с этим усилители, формирующие этот ток, имеют значительные габариты и стоимость при низком КПД.

Частотные и силовые характеристики электродинамических вибраторов вполне удовлетворяют требованиям современной вибрационной сейсморазведки. Однако в силу объективных причин, в этой области они до сих пор не использовались. Среди этих причин основной являлось отсутствие мощных полупроводниковых приборов, необходимых для создания небольших по габаритам и экономичных генераторов тока для обмотки якоря. Другой причиной (отчасти связанной с предыдущей) является низкий КПД преобразователя, что не позволяло при разумном энергопотреблении обеспечить удовлетворительную сейсмическую эффективность. На современном этапе развития науки и техники имеет смысл вновь обратиться к рассмотрению этих проблем. Решение их позволило бы создать превосходящий по многим параметрам существующие сейсмический вибратор и тем самым дать мощный толчок развитию новых прогрессивных методов вибрационной сейсморазведки.

На рисунке 1.4 представлена конструктивная схема ЭДП источника сейсмических волн [23]. Он содержит цилиндрический магнитопровод 1 с кольцевой обмоткой подмагничивания 2 и кольцевым воздушным зазором 3. Цилиндрическая конструкция обеспечивает наилучшее использование активных материалов и поэтому предпочтительна с точки зрения получения наивысших удельных энергетических характеристик. В кольцевом воздушном зазоре магнитопровода размещается подвижная обмотка якоря 4, жестко связанная с излучающей плитой 5. Обмотка подмагничивания подключается к источнику постоянного тока 6, а обмотка якоря – к генератору тока якоря 7. Генератор тока управляется задающим генератором 8, формирующим необходимый закон изменения частоты.

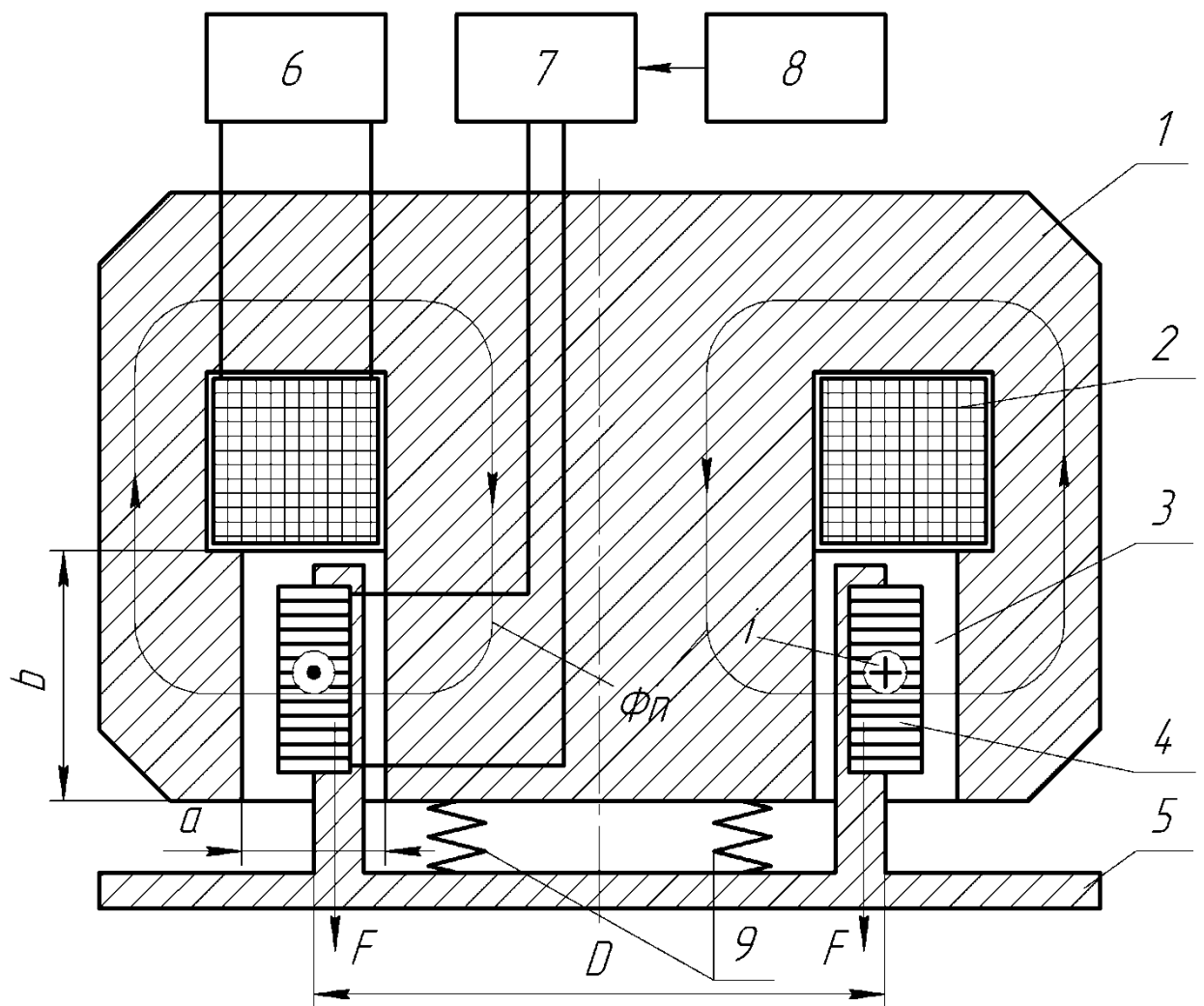


Рис. 1.4 – Конструктивная схема ЭДП источника сейсмических волн

В рабочем положении ЭДП устанавливается излучающей плитой на землю, при этом массивный индуктор вывешивается на амортизаторах 9 так, что обмотка якоря располагается примерно посередине воздушного зазора по его высоте. Дополнительно излучающая плита подгружается весом автомобиля через развязывающие (например, воздушные) амортизаторы (на рисунке не показаны). От источника постоянного тока по обмотке подмагничивания в течение всего сеанса работы протекает постоянный ток, создающий постоянный магнитный поток $\Phi П$. Этот поток, пересекая воздушный зазор, создает в нем постоянное магнитное поле с индукцией B . Силовые линии магнитного поля B располагаются по радиусам кольцевого зазора, т.е. поле в воздушном зазоре радиально. Генератор тока якоря

формирует в обмотке якоря переменный ток i требуемой частоты. При протекании тока i по обмотке якоря, на нее действует механическая сила F , величину которой можно вычислить по формуле:

$$F = Bil, \quad (1.1)$$

где l – длина проводников обмотки якоря, находящихся в магнитном поле B .

Направление силы F определяется по правилу левой руки и зависит от направления тока i в данный момент времени. Если ток i меняет направление, то меняет направление и механическая сила F . При силе, направленной вниз, происходит дополнительное сжатие грунта под излучающей плитой, при действии силы F вверх происходит частичная его разгрузка. Для того чтобы излучающая плита не отрывалась от земли, статическая сила поджатия плиты должна превышать максимальное развиваемое ЭДП усилие.

Зоной энергопреобразования в ЭДП является кольцевой воздушный зазор. Основными размерами зоны энергопреобразования являются ширина зазора a , высота b , равная высоте полюса магнитопровода и средний диаметр зазора D . От соотношения этих размеров зависят многие важные характеристики ЭДП, такие как максимальное усилие и потребляемая мощность.

Закон изменения силы F повторяет закон изменения тока i в обмотке якоря. Если генератор тока формирует синусоидальный ток в якоре, то и механическая сила, действующая на обмотку якоря, будет синусоидальной. Формирование правильной синусоиды тока требуемой частоты – задача технически очень сложная. Решение ее, как показывает практика конструирования вибростендов, связано с большими материальными затратами и с неизбежным уменьшением КПД генератора. Поэтому упрощения конструкции и повышения КПД схемы можно достигнуть, формируя квазитреугольные или квазитрапецеидальные импульсы тока в обмотке якоря. При этом придется считаться с тем, что механическая сила F также несинусоидальная.

На рисунке 1.5 схематично представлены различные варианты выполнения зоны энергопреобразования и близлежащих к ней элементов ЭДП. Цифрами 1 обозначены элементы магнитопровода, 2 – обмотка возбуждения, 4 – подвижная обмотка якоря (номера позиций выбраны такими же, как и на рисунке 1.4). Протекание тока по обмотке якоря сопровождается возникновением магнитного поля якоря Φ_a (рис. 1.5,а), которое складываясь с постоянным полем подмагничивания $\Phi_{\text{п}}$, образует результирующее магнитное поле в зазоре. Поскольку поле Φ_a создается переменным током i , результирующее поле в зазоре оказывается также переменным. Точнее его можно назвать пульсирующим, поскольку его знак т.е. направление результирующих векторов индукции) может и не изменяться. Наличие пульсирующего поля в зазоре имеет ряд отрицательных эффектов. Прежде всего, на его создание расходуется реактивная мощность, потребляемая от генератора тока якоря. С ростом частоты эта мощность пропорционально увеличивается. Другим отрицательным эффектом является возникновение добавочных потерь на перемагничивание магнитопровода и на вихревые токи в магнитопроводе и в обмотке якоря. При выполнении магнитопровода монолитным переменное поле Φ_a не может глубоко проникнуть в него, поэтому потери в магнитопроводе концентрируются в поверхностном слое полюсов, обращенном в сторону воздушного зазора. Выполнение магнитопровода шихтованным существенно снижает потери в стали, однако при этом поле якоря Φ_a имеет возможность замыкаться по магнитопроводу (рис. 1.5,б). Это приводит к возникновению сильной магнитной связи между обмотками ЭДП и ряду других отрицательных эффектов, суть которых будет изложена в следующих главах.

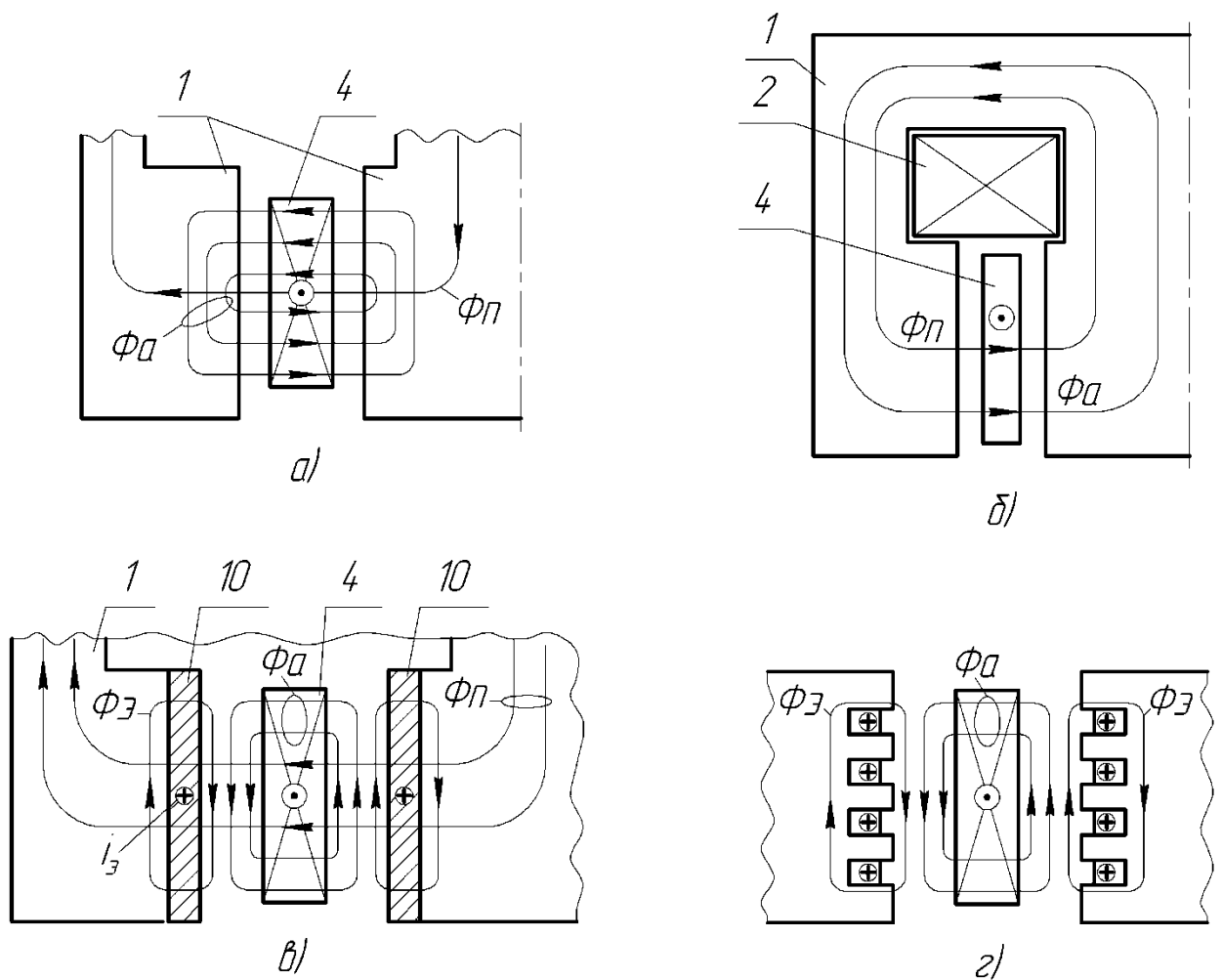


Рис. 1.5 – Варианты выполнения зоны энергопреобразования и близлежащих к ней элементов ЭДП

Таким образом, ослабление поля якоря Φ_a – важная задача проектирования ЭДП. Одним из ее решений является экранирование полюсов магнитопровода (рис 1.5,в). Оно осуществляется укреплением на поверхностях полюсов, обращенных в сторону воздушного зазора, электропроводящих немагнитных цилиндрических гильз 10. Переменное поле Φ_a индуцирует в экранах ток $i_{\text{Э}}$, который создает свое собственное поле $\Phi_{\text{Э}}$. При этом поле Φ_a как бы вытесняется в воздушный зазор, магнитное сопротивление на пути его силовых линий увеличивается, что приводит к его ослаблению. Однако для размещения экранирующих гильз приходится увеличивать ширину зазора a , что приводит к возрастанию мощности, потребляемой обмоткой подмагничивания для создания постоянного потока

ФП. Кроме того, при протекании тока i_{Σ} по экранам, на них действует (как и на обмотку якоря) механическая сила, сравнимая по величине с силой F . В связи с этим возникают определенные трудности с надежным закреплением экранов. Одним из решений этой проблемы является замена экранирующих гильз короткозамкнутой обмоткой и размещение ее в кольцевых пазах, выполненных на полюсах магнитопровода (рис.1.5,г). В этом случае полюса желательно выполнять шихтованными для уменьшения потерь в образовавшихся зубцах.

1.3 Задачи работы

В данной работе основное внимание уделено исследованию комплекса вопросов, связанных с созданием электродинамического преобразователя для вибрационного сейсмоисточника. К наиболее важным из них относятся:

1. Оптимальный выбор параметров зоны энергопреобразования. При небольшом весе, ограниченном грузоподъемностью транспортного средства (3-4 тонны), ЭДП должен развивать максимальное усилие. В то же время при заданной силе энергопотребление должно быть минимальным. Для решения этой задачи необходимо выявить влияние основных размеров ЭДП на его силовые и энергетические характеристики.
2. Исследование электромеханического преобразования энергии. Вопросы повышения КПД особенно актуальны для передвижных автономных установок, какими являются и сейсмоисточники. В связи с этим необходимо выявить влияние параметров ЭДП и параметров его нагрузки на КПД преобразования энергии. Кроме того, схемы питания, использующие современные силовые полупроводниковые приборы, способны генерировать импульсы тока самой разнообразной формы. Поэтому нужно исследовать зависимость КПД энергопреобразования от формы импульса тока в обмотке якоря.

3. Разработка схемы питания обмотки якоря. Кроме разработки силовой части схемы, обеспечивающей перестройку частоты в заданных пределах, эта задача включает в себя разработку блока управления и указания возможных путей реализации системы фазовой коррекции.

Глава 2. Анализ энергопреобразования и выбор размеров рабочей зоны электродинамического преобразователя

В этой главе рассматривается влияние формы импульса тока и параметров нагрузки на КПД электродинамического преобразователя энергии, а также влияние на КПД вылета подвижной обмотки за пределы немагнитного зазора между полюсами при большом ее перемещении. В дальнейшем для краткости обмотку преобразователя, запитываемую импульсами переменного тока, будем называть импульсной обмоткой (ИО).

Как отмечалось в главе 1, работа ЭДП в сейсмоисточнике имеет ряд особенностей. Во-первых, работа от автономного источника энергии, ограниченного по мощности (30-40 кВт), предъявляет особые требования к КПД энергопреобразования; во-вторых, комбинированная нагрузка – грунт, имеющая значительную жесткость и вязкое трение; в-третьих, сила, развиваемая сейсмоисточником, велика, а частота следования силовых импульсов относительно низкая, поэтому перемещения ИО должны быть значительные и возможен ее вылет (частичный или полный) за пределы полюсов; в-четвертых, для питания ИО применяются экономичные тиристорные (чаще всего импульсные) схемы питания, которые могут сформировать импульсы тока самой разнообразной формы. Стоимость схемы питания в основном определяется стоимостью силовых полупроводниковых приборов, составляющих ее основу и существенно зависит от потребляемой от нее полной (активной и реактивной) мощности.

В связи с этим, для оптимального проектирования ЭДП и схемы питания его импульсной обмотки необходимо выяснить, как влияет на КПД энергопреобразования форма импульса тока в ИО и параметры нагрузки, а также возможный вылет края ИО во время энергопреобразования за пределы воздушного зазора. Для решения этих задач необходимо рассмотреть процесс энергопреобразования при различных режимах работы электродинамического двигателя [13, 14, 15, 17].

2.1 Режим свободного ускорения

Режимом свободного ускорения называется режим, при котором разгон ИО осуществляется без давления на грунт. Оценим КПД энергопреобразования при следующих допущениях: ИО при разгоне не выходит за пределы полюсов, отсутствуют потери в обмотке подмагничивания и в магнитопроводе ЭДП. При этом вся энергия потребляется от генератора тока ИО. Уравнение напряжений ИО выглядит следующим образом [34]:

$$u = iR + L \frac{di}{dt} + e, \quad (2.1)$$

где u – напряжение на зажимах генератора,

i – ток ИО,

R – активное сопротивление ИО,

L – индуктивность ИО,

e – э.д.с. движения.

Последняя возникает в результате движения ИО в постоянном магнитном поле $\Phi_{\text{П}}$ (рис.1.4) и может быть рассчитана в соответствии с законом электромагнитной индукции по формуле:

$$e = B_0 l_a v, \quad (2.2)$$

где B_0 – индукция магнитного поля в зазоре,

l_a – активная длина проводников ИО, т.е. проводников, находящихся в магнитном поле,

v – скорость движения ИО.

В свою очередь, скорость v можно определить через электромагнитную силу p , действующую на ИО:

$$p = B_0 i l_a. \quad (2.3)$$

$$v = \int_0^t \frac{p}{m} dt = \frac{B_0 l_a}{m} \int_0^t i dt, \quad (2.4)$$

где m – масса ИО и присоединенных к ней частей.

С учетом (2.2) и (2.4) уравнение (2.1) запишется в виде

$$u = iR + L \frac{di}{dt} + \frac{B_0^2 l_a^2}{m} \int_0^t i dt. \quad (2.5)$$

Умножением обеих частей на ток i перейдем к уравнению мощностей

$$ui = i^2 R + Li \frac{di}{dt} + \frac{B_0^2 l_a^2}{m} i \int_0^t i dt, \quad (2.5')$$

проинтегрировав которое по времени от 0 до t получим уравнение работ:

$$A = R \int_0^t i^2 dt + \frac{Li^2}{2} + \frac{B_0^2 l_a^2}{2m} \left(\int_0^t i dt \right)^2. \quad (2.6)$$

Из уравнения (2.6) следует, что потребляемая от генератора энергия A расходуется на нагрев A_T ИО (первый член в правой части уравнения (2.6)), на изменение энергии Q магнитного поля (второй член) и на полезную механическую работу W :

$$A_T = R \int_0^t i^2 dt, \quad (2.7)$$

$$Q = \frac{Li^2}{2}, \quad (2.8)$$

$$W = \frac{B_0^2 l_a^2}{2m} \left(\int_0^t i dt \right)^2. \quad (2.9)$$

Соответственно КПД энергопреобразования

$$\eta = \frac{W}{A} = \frac{1}{1 + \frac{A_T + Q}{W}}. \quad (2.10)$$

2.1.1 КПД энергопреобразования при прямоугольном импульсе тока

Рассчитаем КПД однократного энергопреобразования при возбуждении в ИО импульса тока прямоугольной (Рис.2.1) формы амплитуды I и

длительностью t . В этом случае после окончания интервала t , согласно ,
(2.7), (2.8), (2.9)

$$Q = \frac{Li^2}{2} = 0, \quad (2.11)$$

$$A_T = R \int_0^t I^2 dt = RI^2t, \quad (2.12)$$

$$W = \frac{B_0^2 l_a^2}{2m} I^2 t^2. \quad (2.13)$$

И КПД энергопреобразования, согласно (2.10)

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{2mR}{B_0^2 l_a^2} \frac{1}{t}}. \quad (2.14)$$

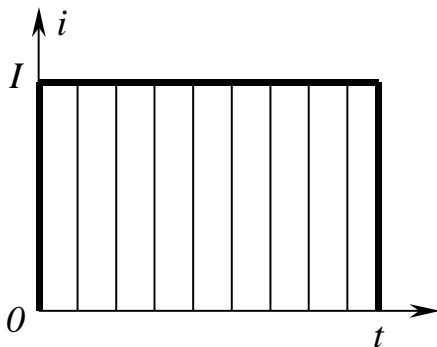


Рис. 2.1 – Прямоугольный импульс тока ИО

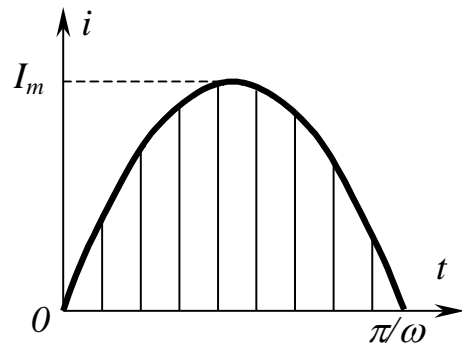


Рис. 2.2 – Полусинусоидальный импульс тока ИО

Распишем активное сопротивление R ИО:

$$R = \frac{\rho l}{S_{\text{пр}}}, \quad (2.15)$$

где ρ – удельное сопротивление провода,

l – полная длина провода,

$S_{\text{пр}}$ – площадь поперечного сечения провода.

Если рабочий зазор цилиндрический, ИО также имеет цилиндрическую форму и полностью помещается в зазоре, (рис.1.4) то

$$l = l_a = w\pi D, \quad (2.16)$$

где w – число витков ИО,

D – средний диаметр ИО,

$$S_{\text{пр}} = \frac{k_3 ab}{w}, \quad (2.17)$$

где k_3 – коэффициент заполнения материалом провода объема воздушного зазора,

a – ширина воздушного зазора,

b – высота воздушного зазора (полюсов).

Следовательно,

$$R = \frac{\rho w^2 \pi D}{k_3 ab} = \frac{\rho (w\pi D)^2}{k_3 ab \pi D} = \frac{\rho l^2}{V_{\text{пр}}}, \quad (2.18)$$

где $V_{\text{пр}}$ – объем провода ИО:

$$V_{\text{пр}} = k_3 ab \pi D. \quad (2.19)$$

С учетом (2.15), а также что $l = la$, выражение для КПД (2.14) принимает вид:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{2m\rho}{V_{\text{пр}} B_0^2} \frac{1}{t}}. \quad (2.20)$$

Выразим суммарную массу m движущихся частей через массу провода $m_{\text{пр}}$ ИО следующим образом:

$$m = m_{\text{пр}} k_m, \quad (2.21)$$

где k_m – коэффициент массы, показывающий, во сколько раз суммарная масса нагрузки больше массы провода ИО. Учитывая, что

$$m_{\text{пр}} = \gamma V_{\text{пр}}, \quad (2.22)$$

где γ – удельный вес материала провода и подставляя (2.21), (2.22) в (2.20), получим:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{2\gamma\rho k_m}{B_0^2} \frac{1}{t}}. \quad (2.23)$$

Из формулы (2.23) следует, что КПД энергопреобразования возрастает с увеличением времени импульса тока и с ростом индукции в воздушном зазоре и уменьшается при возрастании массы нагрузки.

2.1.2 КПД энергопреобразования при синусоидальном импульсе тока

Практически импульс тока ИО прямоугольной формы получить невозможно из-за индуктивного характера нагрузки. Наиболее легко сформировать его полусинусоидальной или близкой к ней формы. Такой импульс получается при разряде на ИО емкостного накопителя. В связи с этим представляет интерес нахождение КПД при синусоидальной форме импульса тока $i = I_m \sin(\omega t)$ длительностью π/ω (Рис. 2.2).

В этом случае, согласно формулам , (2.7) ... (2.10),

$$A_T = R \int_0^{\pi/\omega} I_m^2 \sin^2(\omega t) dt = RI_m^2 \frac{\pi}{2\omega}, \quad (2.24)$$

$$W = \frac{B_0^2 l_a^2}{2m} \left(\int_0^{\pi/\omega} I_m \sin(\omega t) dt \right)^2 = \frac{B_0^2 l_a^2}{2m} \frac{4I_m^2}{\omega^2}, \quad (2.25)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{\pi R m \omega}{4B_0^2 l_a^2}}. \quad (2.26)$$

Проводя преобразования с учетом (2.15)...(2.19), окончательно имеем

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{\pi \rho \gamma k_m}{4B_0^2} \omega} = \frac{1}{1 + \frac{\pi^2 \rho \gamma k_m}{4B_0^2} \frac{1}{t}}, \quad (2.27)$$

где $t = \pi/\omega$ – длительность импульса тока.

Сравнивая между собой (2.23) и (2.27) нетрудно видеть, что они дают практически одинаковый результат. Обычно величина индукции в воздушном зазоре электрических машин находится на уровне 1 Т. В суммарную массу нагрузки ЭДП входит, кроме массы ИО, масса излучающей плиты и элементов крепления. Режим свободного ускорения предполагает,

что во время протекания тока и разгона ИО с излучающей плитой, последняя не соприкасается с грунтом. Соударение излучающей плиты с грунтом и передача накопленной ей кинетической энергии происходит после окончания импульса тока. Для примера примем отношение суммарной массы нагрузки к массе ИО $k_m = 3$. Принимая удельное сопротивление провода $\rho = 1.78 \times 10^{-8}$ Ом·м (медь) и удельный вес γ равным 8.9×10^3 кг/м³, получим зависимость $\eta(t)$, изображенную на рисунке 2.3.

При больших длительностях импульса тока КПД ЭДП оказывается весьма высок. Для увеличения КПД при малых длительностях импульса тока необходимо повышать индукцию в воздушном зазоре.

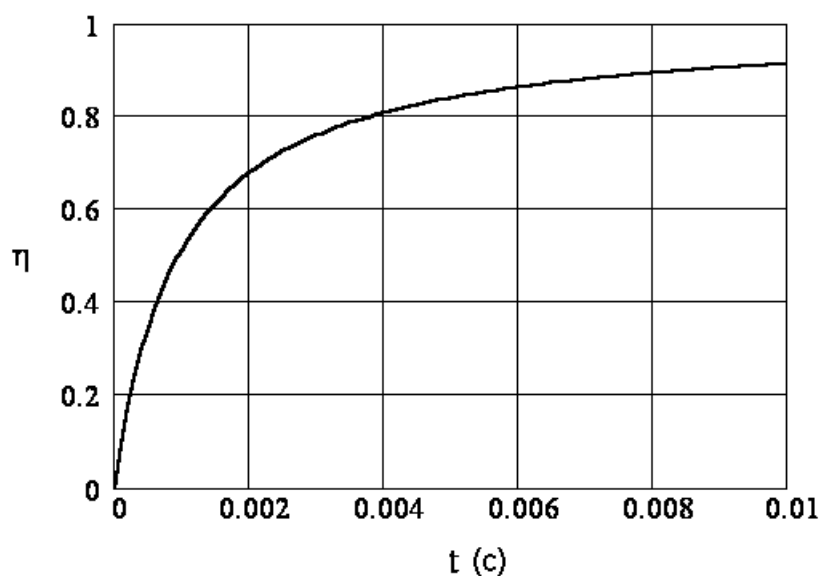


Рис. 2.3 – Зависимость КПД энергопреобразования от длительности импульса тока ИО

2.1.3 КПД энергопреобразования с учетом вылета ИО за пределы воздушного зазора

В том случае, если в целях наилучшего использования объема воздушного зазора высота ИО выбирается равной высоте полюсов, в процессе разгона ИО неизбежен вылет части ее витков за пределы воздушного зазора. Оценим влияние вылета ИО за пределы полюсов при допущении, что отсутствуют потоки выпучивания с их боковых

поверхностей. Другими словами, витки ИО, вышедшие за пределы полюсов, сразу же перестают создавать электромагнитную силу. Электромагнитная сила p , действующая на ИО, и э.д.с. движения e будут зависеть от координаты x положения ИО в воздушном зазоре (рис.2.4), что обусловлено непостоянством активной длины l проводников ИО:

$$l_a(x) = l \left(1 - \frac{x}{b} \right). \quad (2.28)$$

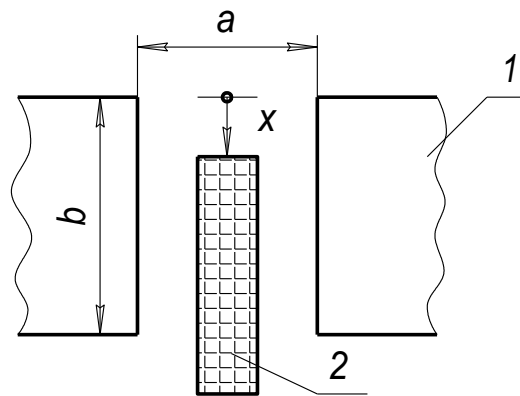


Рис. 2.4 – Расчетная схема для случая, когда высота ИО равна высоте полюсов: 1 – полюсы, 2 – импульсная обмотка

С учетом этого выражения из (2.3) и (2.4) вытекает следующее уравнение движения ИО:

$$v = \frac{dx}{dt} = \int_0^t \frac{p}{m} dt = \frac{B_0 l}{m} \int_0^t i \left(1 - \frac{x}{b} \right) dt. \quad (2.29)$$

Поскольку форма импульса тока не имеет существенного значения, для упрощения дальнейших расчетов примем $i = \text{const} = I$. Продифференцировав один раз уравнение (2.29) по t , перепишем его в следующем виде:

$$\ddot{x} + \frac{B_0 I}{mb} x = \frac{B_0 I}{m}. \quad (2.30)$$

Как известно, член перед x в подобного вида уравнениях представляет собой квадрат частоты ω_c собственных колебаний системы: [6, 28]

$$\ddot{x} + \omega_c^2 x = \omega_c^2 b. \quad (2.31)$$

Решение этого дифференциального уравнения при нулевых начальных условиях дает

$$x = b(1 - \cos(\omega_c t)), \quad (2.32)$$

где

$$\omega_c = \sqrt{\frac{B_0 l l}{mb}}. \quad (2.33)$$

Из уравнений (2.32) и (2.33) можно определить время $t_{\text{выл}}$, которое потребуется для полного вылета ИО из зазора ($x = b$):

$$\cos(\omega_c t_{\text{выл}}) = 0, \quad (2.34)$$

$$t_{\text{выл}} = \frac{\pi}{2\omega_c} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{mb}{B_0 l l}}. \quad (2.35)$$

Э.д.с. движения e ИО

$$e = B_0 l_a(x)v = B_0 l \left(1 - \frac{x}{b}\right) \frac{dx}{dt} = B_0 l b \omega_c \cos(\omega_c t) \sin(\omega_c t). \quad (2.36)$$

Соответственно механическая работа

$$W = \int_0^t e I dt = B_0 l l b \omega_c \int_0^t \cos(\omega_c t) \sin(\omega_c t) dt = \frac{1}{2} B_0 l l b \sin^2(\omega_c t). \quad (2.37)$$

Тепловые потери, по формуле , (2.7)

$$A_T = R I^2 t. \quad (2.38)$$

КПД энергопреобразования

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{A_T}{W}} = \frac{1}{1 + \frac{2 R I t}{B_0 l b \sin^2(\omega_c t)}}. \quad (2.39)$$

С учетом , (2.18) и (2.33) уравнение (2.39) можно привести к виду:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{2 \rho m \omega_c^2 t}{V_{\text{пр}} B_0^2 \sin^2(\omega_c t)}}, \quad (2.40)$$

а с учетом (2.21) и (2.22), окончательно получим

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{2\rho\gamma k_m \omega_c^2 t}{B_0^2 \sin^2(\omega_c t)}}. \quad (2.41)$$

Выражение (2.33) для ω_c с учетом (2.21) можно преобразовать к виду:

$$\omega_c = \sqrt{\frac{B_0 I}{m_{\text{пр}} k_m b}}. \quad (2.42)$$

Поскольку $m_{\text{пр}} = \gamma S_{\text{пр}} l$, а отношение $I/S_{\text{пр}}$ есть плотность тока j в ИО, то выражение для ω_c принимает вид:

$$\omega_c = \sqrt{\frac{B_0 j}{\gamma k_m b}}. \quad (2.43)$$

Для импульсного режима плотность тока j можно принять равной 10 А/мм^2 ; высоту полюса b ориентировочно примем равной 0.2 м . При этом для медной обмотки ($\gamma = 8.9 \times 10^3 \text{ кг/м}$) при $B_0 = 1.0 \text{ Тл}$ и $k_m = 3$, получим $\omega_c = 43.27 \text{ с}^{-1}$.

Время вылета ИО по (2.35) составит $t_{\text{выл}} = 36.3 \times 10^{-3} \text{ с}$.

Зависимость $\eta(t)$ при этих значениях параметров совпадает с изображенной на рисунке 2.3 с точностью до 1%.

Т.о., при расчете КПД энергопреобразования не имеет практического смысла учет формы импульса тока в ИО и вылета ее края за пределы полюсов.

2.2 Режим давления

При работе ЭДП в режиме давления на ИО в процессе ее разгона кроме электромагнитной силы и силы инерции действуют силы трения и упругого сопротивления грунта. Для упрощения выкладок при расчете КПД двигателя будем считать, что ИО в процессе движения не выходит за пределы воздушного зазора и импульс тока в ней имеет прямоугольную форму.

2.2.1 Энергопреобразование при упругой нагрузке

Рассмотрим режим работы ЭДП, при котором излучающая плита давит на пружину с жесткостью ξ . В этом случае выражение для силы p ЭДП имеет вид:

$$p = B_0 l I - \xi x. \quad (2.44)$$

Соответственно уравнение движения ИО выглядит следующим образом:

$$\ddot{x} = \frac{p}{m} = \frac{B_0 l I}{m} - \frac{\xi x}{m}, \quad (2.45)$$

или

$$\ddot{x} + \frac{\xi}{m} x = \frac{B_0 l I}{m}. \quad (2.46)$$

Решение этого дифференциального уравнения при нулевых начальных условиях дает

$$x = \frac{B_0 l I}{\xi} (1 - \cos(\omega_c t)), \quad (2.47)$$

где

$$\omega_c = \sqrt{\frac{\xi}{m}}. \quad (2.48)$$

Скорость движения ИО

$$v = \dot{x} = \frac{B_0 l I}{\xi} \omega_c \sin(\omega_c t). \quad (2.49)$$

Э.д.с. движения

$$e = B_0 l \dot{x} = \frac{B_0^2 l^2 I}{\xi} \omega_c \sin(\omega_c t). \quad (2.50)$$

Механическая энергия, передаваемая в нагрузку

$$W = \int_0^t e I dt = \frac{B_0^2 l^2 I^2}{\xi} \omega_c \int_0^t \sin(\omega_c t) dt = \frac{B_0^2 l^2 I^2}{\xi} (1 - \cos(\omega_c t)). \quad (2.51)$$

Тепловые потери согласно , (2.7)

$$A_T = R I^2 t. \quad (2.52)$$

И в соответствии с (2.10) КПД энергопреобразования

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{\xi R t}{B_0^2 l^2 (1 - \cos(\omega_c t))}}. \quad (2.53)$$

Проводя преобразования с учетом (2.18), **Ошибка! Источник ссылки не найден.**, (2.22), (2.48), последнее выражение приводится к виду:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{2\rho\gamma k_m \omega_c^2 t}{B_0^2 2(1 - \cos(\omega_c t))}}. \quad (2.54)$$

где ω_c вычисляется по формуле (2.48).

Примем жесткость пружины равной усредненной жесткости грунта $\xi = 8.7 \times 10^7$ Н/м, а суммарную массу нагрузки ориентировочно $m = 100$ кг. (Значения остальных параметров – те же, что и ранее). При этом собственная частота колебаний системы (по формуле (2.48)) $\omega_c = 932.5$ с⁻¹. График зависимости $\eta(t)$ представлен на рис.2.5, кривая 1. Максимальному смещению нагрузки будет соответствовать время (из (2.47)), равное $\pi/\omega_c = 3.37 \times 10^{-3}$ с. Максимум КПД наблюдается при времени импульса тока, несколько меньшем времени максимального смещения нагрузки.

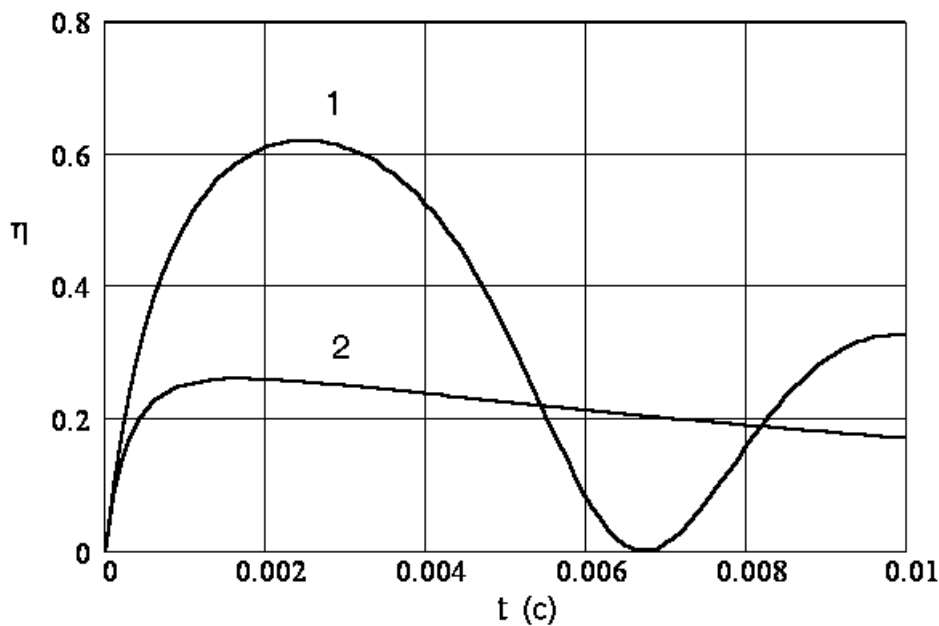


Рис. 2.5 – Зависимость КПД от длительности импульса тока: 1 – упругая нагрузка; 2 – упругая с трением нагрузка

2.2.2 Энергопреобразование при комбинированной нагрузке

Реальная нагрузка сейсмоисточника, грунт, представляет собой совокупность массы, упругости и вязкого трения. Поэтому важен ориентировочный расчет КПД для комбинированной нагрузки, содержащей массу m , жесткость ξ и вязкое трение с коэффициентом r . Сила p , действующая на ИО в этом случае определяется выражением:

$$p = B_0 I - \xi x - r \dot{x} \quad (2.55)$$

Дифференциальное уравнение движения получим, как и ранее, из основного уравнения динамики

$$\ddot{x} = p/m: \quad (2.56)$$

$$\ddot{x} + \frac{r}{m} \dot{x} + \frac{\xi}{m} x = \frac{B_0 I}{m} \quad (2.57)$$

Обозначив

$$\frac{r}{2m} = \beta, \quad (2.58)$$

$$\frac{\xi}{m} = \omega_c^2, \quad (2.59)$$

Перепишем уравнение движения в виде

$$\ddot{x} + 2\beta \dot{x} + \omega_c^2 x = \frac{B_0 I}{m} \quad (2.60)$$

Решение уравнения (2.60) зависит от соотношения β и ω_c . Как известно из сеймики, для большинства грунтов выполняется условие $\beta > \omega_c$, поэтому рассмотрим пример решения для этого случая. Обозначив

$$\Theta = \sqrt{\beta^2 - \omega_c^2}, \quad (2.61)$$

решение уравнения (2.60) при нулевых начальных условиях дает:

$$x = \frac{B_0 I}{m \omega_c^2} \left[1 - \frac{\beta + \Theta}{2\Theta} e^{-(\beta - \Theta)t} + \frac{\beta - \Theta}{2\Theta} e^{-(\beta + \Theta)t} \right]. \quad (2.62)$$

Соответственно скорость движения нагрузки

$$\dot{x} = \frac{B_0 l I}{m \omega_c^2} \frac{\beta^2 - \Theta^2}{2\Theta} \left[e^{-(\beta-\Theta)t} - e^{-(\beta+\Theta)t} \right]. \quad (2.63)$$

Учитывая, что э.д.с. движения

$$e = Bl\dot{x}, \quad (2.64)$$

найдем переданную в нагрузку механическую энергию:

$$\begin{aligned} W &= \int_0^t e I dt = \frac{B_0^2 I^2 l^2}{m \omega_c^2} \frac{\beta^2 - \Theta^2}{2\Theta} \int_0^t \left(e^{-(\beta-\Theta)t} - e^{-(\beta+\Theta)t} \right) dt = \\ &= \frac{B_0^2 I^2 l^2}{m \omega_c^2} \frac{\beta^2 - \Theta^2}{2\Theta} \left[\frac{e^{-(\beta-\Theta)t} - 1}{-(\beta-\Theta)} + \frac{e^{-(\beta+\Theta)t} - 1}{\beta+\Theta} \right] = \\ &= \frac{B_0^2 I^2 l^2}{2m \omega_c^2} \left[2 - \frac{\beta+\Theta}{\Theta} e^{-(\beta-\Theta)t} + \frac{\beta-\Theta}{\Theta} e^{-(\beta+\Theta)t} \right]. \end{aligned} \quad (2.65)$$

Поскольку тепловые потери

$$A_T = R I^2 t, \quad (2.66),$$

КПД двигателя будет определяться следующим выражением:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{A_T}{W}} = \frac{1}{1 + \frac{2mR\omega_c^2 t}{B_0^2 l^2 \left[2 - \frac{\beta+\Theta}{\Theta} e^{-(\beta-\Theta)t} + \frac{\beta-\Theta}{\Theta} e^{-(\beta+\Theta)t} \right]}}. \quad (2.67)$$

Проводя преобразования с учетом ,(2.18), (2.21) и, (2.22), окончательно получим:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{2\rho\gamma k_m}{B_0^2} \frac{\omega_c^2 t}{2 - \frac{\beta+\Theta}{\Theta} e^{-(\beta-\Theta)t} + \frac{\beta-\Theta}{\Theta} e^{-(\beta+\Theta)t}}}. \quad (2.68)$$

Зависимость $\eta(t)$ (рис.2.5, кривая 2) для этого случая построена при значении коэффициента r вязкого трения равном для усредненного грунта 472000 Н*с/м (значения остальных величин те же, что и в предыдущем

случае). Как видно из этой кривой, максимальный КПД ЭДП при работе на нагрузку- грунт существенно меньше, чем в ранее рассмотренных случаях.

2.3 Выбор размеров зоны энергопреобразования ЭДП

Наиболее важным при разработке ЭДП на большие усилия является рациональный выбор размеров зоны преобразования энергии, т.е. ширины a воздушного зазора, его высоты b и среднего диаметра D (рис.1.4). Критерий рациональности определяется стоимостью и размерами электромеханического преобразователя, включая и системы питания обмоток 2 и 4. При этом заметное влияние оказывает система питания обмотки якоря 4, поскольку стоимость генератора для ее питания существенно зависит от указанных параметров зоны преобразования энергии [13].

Пропускание тока по обмотке якоря и действие на обмотку возникающей силы p сопровождается энергетическими процессами – изменением энергии магнитного поля в объеме немагнитного зазора 3 и получением механической энергии из магнитной. Рассмотрим связь между усилием p , геометрическими размерами и электромагнитными нагрузками в зоне преобразования при некоторых допущениях, позволяющих получить эти связи в первом приближении. Примем, что магнитное сопротивление участков цепи с магнитопроводом равно нулю, поле в зазоре a распределено равномерно между стенками полюсов по их высоте, потоки выпучивания вне высоты b отсутствуют, отсутствуют вихревые токи в материале обмотки якоря и не имеется магнитной связи между обмотками (из-за экранировки магнитопроводом изменяющегося магнитного потока, создаваемого обмоткой якоря).

2.3.1 Поток реакции якоря в зоне преобразования

Картина магнитного поля при принятых допущениях показана на рис.2.6. На рисунке 2.6,а изображены проходящий через зазор магнитный поток $\Phi_{\text{п}}$, создаваемый обмоткой постоянного тока, и магнитный поток $\Phi_{\text{а}}$ обмотки якоря, замыкающийся вокруг нее в соответствии с законом полного тока. На рисунке 2.6,б показано постоянное по высоте зазора значение индукции B_0 и переменное значение индукции $B_{\text{а}}$ от потока якоря. На

рисунке 2.6, в выделена элементарная трубка магнитного потока Φ толщиной dx на расстоянии x от средней линии OO' полюса.

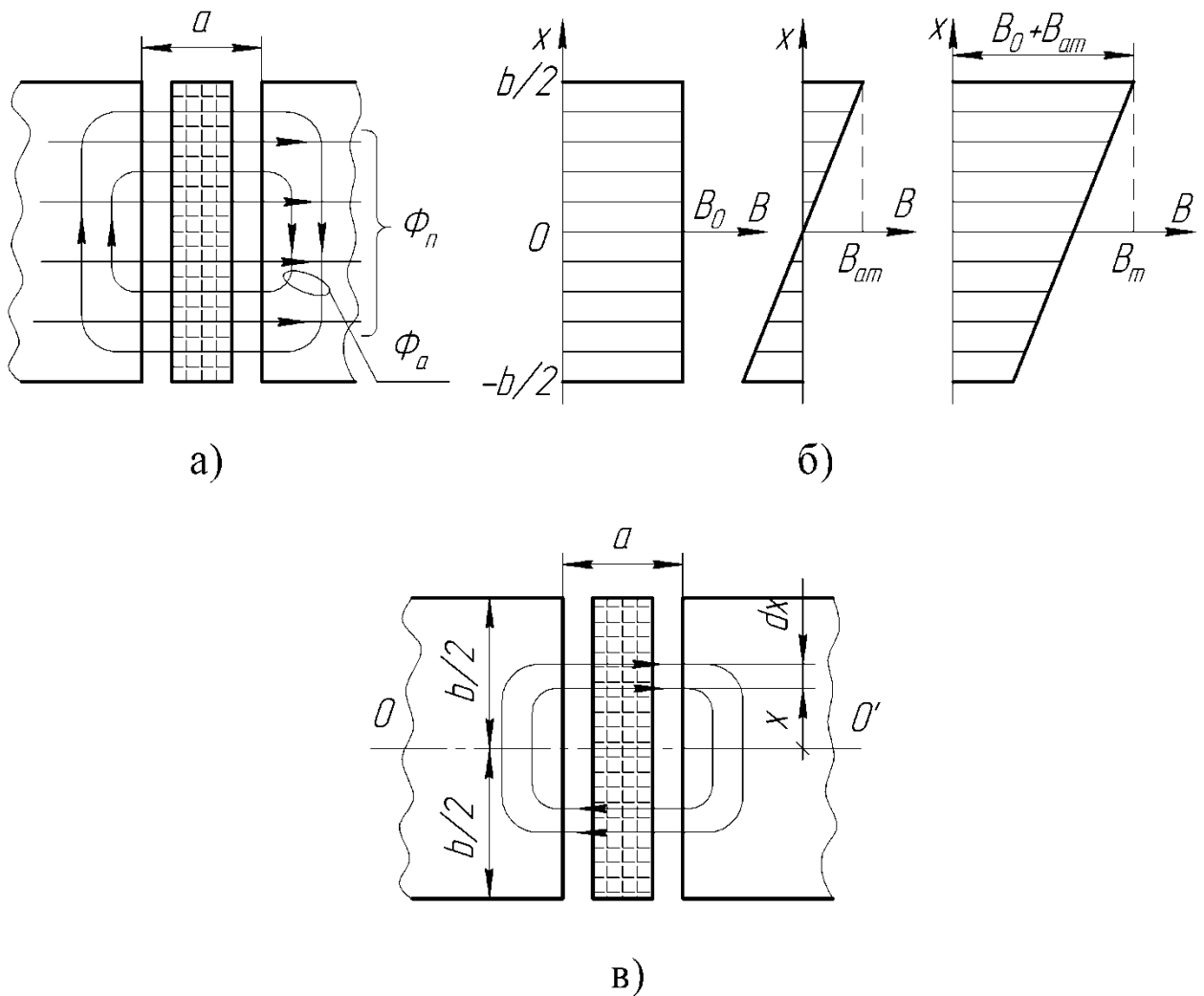


Рис. 2.6 – Картина магнитного поля в зазоре ЭДВ: а) – магнитные потоки обмоток; б) – распределение индукции в зазоре; в) – к расчету энергии поля якоря

Намагничивающая сила от потока якоря Φ_a по высоте x при токе в обмотке якоря, равном I_m и числе витков в ней w

$$F_x = \frac{I_m w a}{b} x. \quad (2.69)$$

Она определяет индукцию B_{ax}

$$F_x = \frac{B_{ax}}{\mu_0} a. \quad (2.70)$$

Отсюда

$$B_{ax} = \frac{\mu_0 I_m w a}{ab} x. \quad (2.71)$$

Максимальное значение индукции поля Φ_a будет на краях полюсов по их высоте, т.е. на расстоянии $\pm b/2$ от средней линии OO' :

$$B_{am} = \frac{\mu_0 I_m w a}{2a} = \frac{\mu_0 F_{am}}{2a}. \quad (2.72)$$

Т.о, индукция вдоль высоты полюса изменяется по линейному закону

$$B_{ax} = \frac{B_{am}}{b/2} x. \quad (2.73)$$

достигая при $x = \pm b/2$ максимального абсолютного значения B_{am} .

Изменение индукции по высоте b иллюстрируется на рисунке 2.6,б составляющими $B_0 = \text{const}$ и B_{ax} , где B_{ax} определяется в соответствии с (2.73) величиной и направлением тока I_m . В вибраторах создаваемое усилие должно быть, как правило, знакопеременным, изменяющимся по гармоническому закону с постоянной или изменяющейся частотой. Поэтому индукция B_{ax} на краях полюсов также знакопеременна, что приводит к пульсации во времени результирующего поля на краях полюсов в пределах $\pm B_{am}$.

При необходимости создания однонаправленных силовых воздействий, ток по обмотке якоря протекает в виде однополярных импульсов необходимой формы, поэтому на одном крае полюса индукция будет достигать максимального, а на другом- минимального значений, определяясь соответственно, суммой и разностью индукций B_0 и B_{ax} .

2.3.2 Связь энергии поля якоря и силы преобразования с основными размерами

Энергия переменной составляющей магнитного поля, определяемая в соответствии с принципом суперпозиции индукцией B_{ax}

$$A_a = \int_V \frac{(B_a(V))^2}{2\mu_0} dV, \quad (2.74)$$

где V – объем немагнитного зазора.

$$V(x) = \pi D_a \cdot 2x, \quad (2.75)$$

$$dV = 2\pi D_a dx. \quad (2.76)$$

С учетом (2.73) из (2.74), получим

$$A_a = \frac{1}{3} \frac{B_{am}^2 V}{2\mu_0}, \quad (2.77)$$

где

$$V = \pi D a b. \quad (2.78)$$

Учитывая, что максимальное значение индукции поля на краю полюса

$$B_m = B_0 + B_{am} \quad (2.79)$$

ограничивается допустимым значением индукции в стали, можно записать:

$$B_{am} = B_m - B_0. \quad (2.80)$$

При этом условии из (2.77) энергия поля якоря

$$A_a = \frac{1}{3} \frac{V B_m^2}{2\mu_0} \left(1 - \frac{B_0}{B_m}\right)^2. \quad (2.81)$$

Механическая сила, действующая на обмотку якоря, определяется индукцией B_0 в зазоре a и намагничивающей силой обмотки якоря F_a :

$$p = B_0 l_{1a} w_a i_a = B_0 F_a l_{1a}, \quad (2.82)$$

где l_{1a} – средняя длина витка обмотки якоря, а i_a – ток якоря.

Поскольку

$$B_0 = \mu_0 \frac{I_0 w_0}{a} = \frac{\mu_0}{a} F_0, \quad (2.83)$$

где $F_0 = I_0 w_0$ – намагничивающая сила обмотки подмагничивания,

I_0 – ток в обмотке подмагничивания,

w_0 – число витков в обмотке подмагничивания,

то

$$p = \frac{\mu_0 l_{1a}}{a} F_0 F_a. \quad (2.84)$$

Это выражение примечательно тем, что характеризует возможность изменения соотношения между намагничивающими силами и перераспределения тепловых потерь между обмотками. При увеличении

намагничивающей силы обмотки постоянного тока F_0 возрастают потери в ней, но уменьшаются потери в обмотке якоря, и наоборот. Соотношение между токами и намагничивающими силами определяет соотношение между пропорциональными им значениями индукций.

Учитывая (2.72), максимальное значение намагничивающей силы обмотки якоря

$$F_{am} = 2a \frac{B_{am}}{\mu_0}. \quad (2.85)$$

Подставляя в (2.82) получим выражение для максимального значения механической силы

$$p_m = 2a \frac{B_0 B_{am}}{\mu_0} l_{1a}. \quad (2.86)$$

С учетом (2.80)

$$p_m = 2a \frac{B_0 (B_m - B_0)}{\mu_0} l_{1a}. \quad (2.87)$$

Функция $p_m(B_0)$ имеет экстремум при соотношении индукций

$$\frac{B_0}{B_m} = 0,5, \quad (2.88)$$

и, следовательно, максимальное значение развиваемого обмоткой усилия при $B_0 = 0,5B_m$

$$P_m = 0,25B_m^2 \frac{2al_{1a}}{\mu_0}. \quad (2.89)$$

Удобно воспользоваться относительным значением

$$p^* = \frac{p_m}{P_m} = 4 \left(\frac{B_0}{B_m} - \frac{B_0^2}{B_m^2} \right). \quad (2.90)$$

Из анализа функции $p^*(B_0/B_m)$ следует, что ее максимум выражен не резко и в принципе допускаются некоторые отклонения от значения $B_0 = 0,5B_m$ без значительного уменьшения создаваемого преобразователем усилия. При этом необходимо учитывать изменение других важных

параметров и характеристик, существенно сказывающееся на стоимость и технические показатели преобразователя. Одним из таких параметров является энергия магнитного поля, создаваемого при протекании тока по обмотке якоря. Она потребляется от генератора импульсов тока через полупроводниковые приборы, стоимость которых составляет значительную часть стоимости преобразователя.

Из выражения (2.81) получаем, что энергия магнитного поля при выполнении условия (2.88)

$$A_a(0,5) = \frac{B_m^2 V}{24\mu_0}, \quad (2.91)$$

а относительная энергия

$$A_a^* = \frac{A_a}{A_a(0,5)} = 4 \left(1 - \frac{B_0}{B_m} \right)^2. \quad (2.92)$$

Из рисунка 2.7, на котором показаны зависимости p^* и A_a^* следует, что соотношение индукций B_0 и B_m необходимо выбирать большим, чем 0.5, соответствующего максимальному значению силы преобразователя, и в тем большей степени, чем большую часть от стоимости ЭДП составляет стоимость генератора импульсов тока.

Например, при $B_0 = 0,7B_m$ в сравнении с $B_0 = 0,5B_m$, сила p^* уменьшается только на 20%, а энергия A_a^* – почти в три раза.

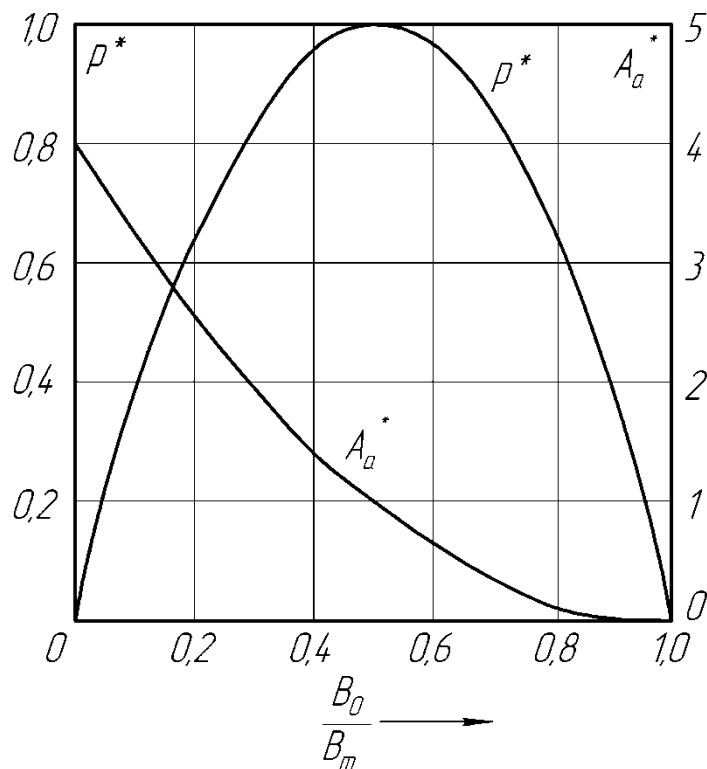


Рис. 2.7 – Изменение относительных значений усилия p^* и энергии A_a^* магнитного поля обмотки якоря от отношения B_0/B_m

Выражение (2.82) для максимального механического усилия

$$P_m = B_0 l_a F_{am}. \quad (2.93)$$

Поскольку

$$F_{am} = j_{am} S_a, \quad (2.94)$$

где j_{am} – максимальное значение плотности тока в обмотке якоря,

S_a – сечение меди обмотки якоря,

а также с учетом коэффициента заполнения k_3 площади зазора ($a*b$) медью,

$$P_m = B_0 j_{am} k_3 \pi D a b. \quad (2.95)$$

Энергия A_a магнитного поля также может быть выражена через геометрические размеры области энергопреобразования. Выражение (2.77) с учетом (2.72) и (2.94) приводится к виду

$$A_a = \frac{1}{24} \mu_0 j_{am}^2 k_3^2 \pi a b^3. \quad (2.96)$$

Из сравнения (2.95) и (2.96) следует, что например, при увеличении диаметра D зазора при $a = \text{const}$ то же самое усилие развивается при меньшем значении высоты полюсов b ($D*b = \text{const}$). При этом существенно снижается энергия магнитного поля обмотки якоря. Такая взаимосвязь позволяет сделать вывод, что при проектировании целесообразно с целью уменьшения зазора a и высоты b зоны энергопреобразования, выбирать максимально возможное значение диаметра D . С уменьшением зазора a снижается расчетное значение намагничивающей силы обмотки постоянного тока. Снижение высоты b полюсов приводит к уменьшению энергии A_a .

Выводы.

Выявленные зависимости позволяют сделать следующие выводы:

1. Наиболее выгодным с энергетической точки зрения является режим работы ЭДП с минимальной нагрузкой, который получается при свободном разгоне импульсной обмотки. При этом ток в ИО можно поддерживать вплоть до полного вылета ее из зазора. Для этого режима целесообразно в качестве материала для ИО использовать металлы с меньшим произведением ($\gamma\rho$). Например, алюминиевая ИО в этом случае будет экономичнее медной.

2. При работе на упругую и на упругую с трением нагрузку, длительность импульса тока в ИО имеет оптимум с точки зрения получения максимального КПД. В большинстве случаев оптимальное время оказывается меньше времени вылета ИО из зазора.

3. Целесообразно использование генераторов тока для ИО с возможностью рекуперации энергии. Для них характерны достаточно крутые фронты и спады генерируемых импульсов. Форма импульсов не оказывает существенного влияния на КПД энергопреобразования.

4. КПД ЭДП будет тем выше, чем больше будет индукция магнитного поля в рабочем зазоре. КПД увеличивается также при увеличении отношения

массы ИО к массе нагрузки. Другими словами, при работе на одинаковую нагрузку у большего по габаритам ЭДП будет и больший КПД.

5. Индукция в рабочем воздушном зазоре ЭДП распределена неравномерно и пульсирует с частотой питающего обмотку якоря тока. Максимальная пульсация индукции наблюдается на краях полюсов. Максимальное значение индукции определяется совокупным действием обеих обмоток: якоря и индуктора, и может быть достигнуто при различных соотношениях их намагничивающих сил. Это соотношение имеет оптимум с точки зрения получения максимальной силы.

6. Развиваемое ЭДП усилие пропорционально произведению Dab , а потребляемая обмоткой якоря реактивная энергия пропорциональна произведению Dab^3 . Поэтому для ее снижения при сохранении заданного значения силы целесообразно уменьшать высоту полюсов b , увеличивая диаметр зазора D .

ГЛАВА 3. Система питания обмотки якоря

3.1 Генератор тока для питания подвижной катушки

3.1.1 Требования, предъявляемые к генератору тока

Задача разработки генератора тока для питания подвижной катушки ЭДВ сводится к созданию устройства, способного возбудить разнополярный периодический ток в активно-индуктивной нагрузке. Частота возбуждаемого тока должна изменяться в широких пределах (30-300 Гц). Частота тока задаётся эталонным сигналом от генератора сигнала развёртки (ГСР). Для фазовой синхронизации группы ЭДВ необходима возможность изменения фазы возбуждаемого тока по отношению к эталонному сигналу. Параметры генератора должны быть таковы, чтобы исключить влияние положения подвижной катушки и режимов возбуждения на величину возбуждаемого тока, т.е. генератор должен иметь свойства источника тока. При этом желательно предусмотреть возможность коррекции выходного тока генератора. Разрабатываемое устройство должно быть «безинерционным», т.е. отрабатывать то число полувольт, которое присутствует в сигнале ГСР. Предварительные расчёты и эксперименты показывают, что величина тока подвижной катушки ЭДВ составляет сотни ампер, а относительно высокая индуктивность требует высокого выходного напряжения генератора, особенно в верхней части диапазона частот. В итоге выходная мощность системы питания составляет десятки кВА.

3.1.2 Возможные пути реализации генератора тока

Повышенная, по отношению к промышленной, частота генерации тока возбуждения подвижной катушки ЭДВ не позволяет использовать для описанных целей непосредственные преобразователи частоты [24].

Среди автономных преобразователей со звеном постоянного тока привлекают внимание инверторы напряжения [22, 26]. Применение время-импульсного модулирования выходного напряжения в сочетании с

позиционным слежением за его уровнем позволяет решить практически все задачи, связанные с питанием ЭДВ. Однако достаточно большой выходной ток и большие коммутирующие напряжения создают трудности по проектированию транзисторного инвертора напряжений. Тиристорный же вариант этого инвертора малопривлекателен из-за сложностей коммутации и низкой частоты модуляции выходного сигнала.

При использовании автономного инвертора тока трудноразрешимыми задачами являются резкий останов или пуск и сильная зависимость величины выходного напряжения от частоты формируемого сигнала. Частичное разрешение этих проблем обеспечивает применение регулируемого и замыкаемого накоротко источника тока для питания автономного инвертора [24]. Примерная схема такой системы питания показана на рисунке 3.1.

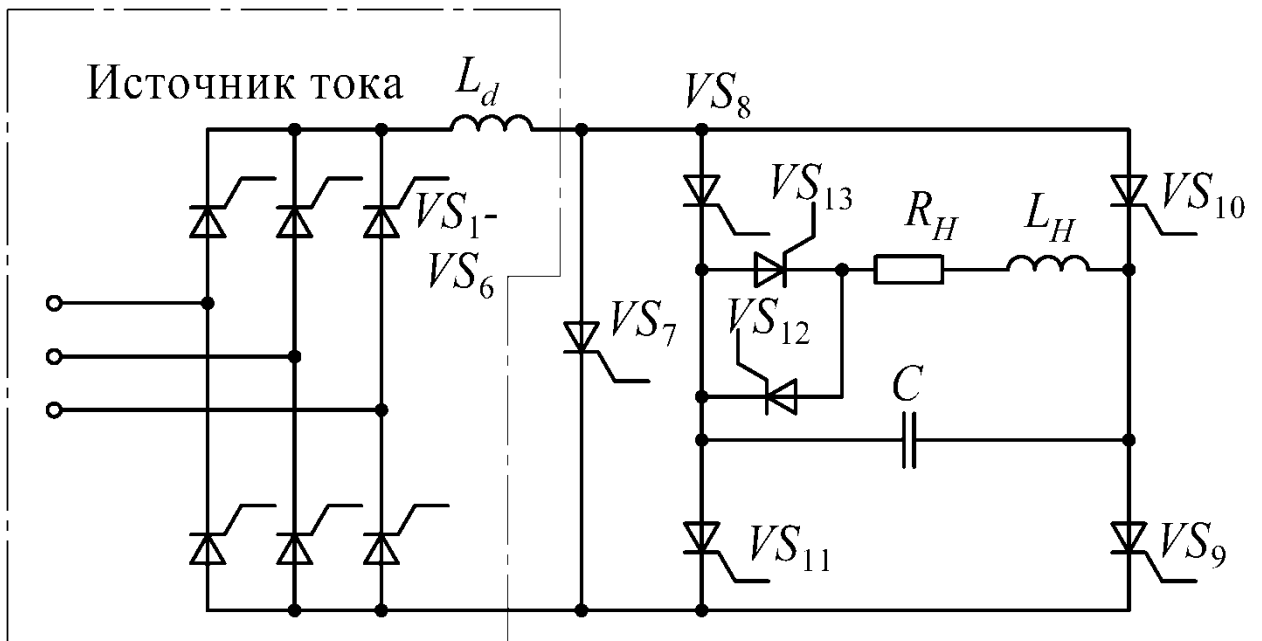


Рис. 3.1 – Питание ЭДВ от источника тока

Управление выпрямителя $VS_1 - VS_6$ реализует режим источника тока за счёт позиционного слежения за выходным током. Источник тока нагружен на автономный инвертор на тиристорах $VS_8 - VS_{11}$. Обмотка возбуждения L_H , R_H – включена в нагрузочную диагональ через тиристорный регулятор переменного напряжения VS_{12} и VS_{13} . Тиристор VS_7 служит для замыкания

накоротко источника тока и прекращения энергоснабжения инвертора. Этот тиристор позволяет решить задачи "внезапного" останова инвертора. Пуск инвертора осуществляется с подачей управляющих импульсов на его тиристоры и коммутацией тиристора VS_7 напряжением конденсатора C .

Тиристорный регулятор переменного напряжения VS_{12} и VS_{13} в некоторой степени позволяет ограничить рост выходного напряжения на низких частотах и обеспечивает отсутствие паразитных колебаний в нагрузочном LC-контуре при останове инвертора.

Возбуждение подвижной катушки ЭДВ возможно также с помощью генератора импульсных токов (ГИТ), применяемого для питания индукционно-динамических приводов кодоимпульсных сейсмоисточников [2] (рис.3.2).

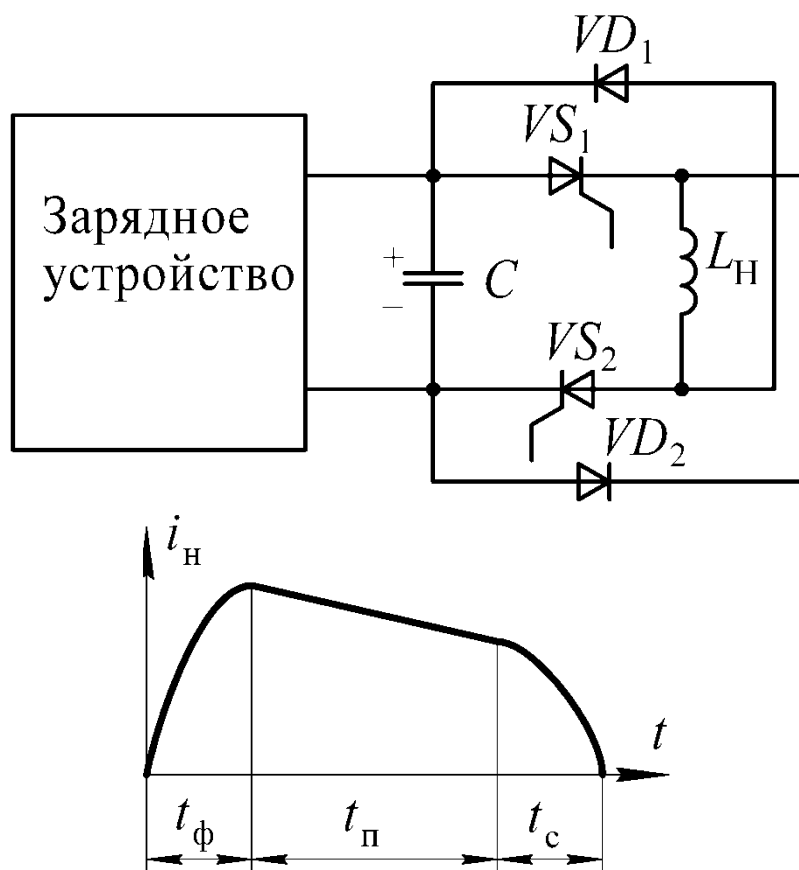


Рис. 3.2 – Генератор импульсных токов и форма его импульса

Схема ГИТ содержит полупроводниковый мост, в одну диагональ которого включен накопительный конденсатор C , а в другую нагрузка – катушка возбуждения линейного электрического двигателя L_H .

Накопительный конденсатор заряжается от питающей сети через зарядное устройство. Тиристоры VS_1 , VS_2 полупроводникового моста снабжают узлами искусственной коммутации, что позволяет реализовать режим формирования импульса с плоской частью. Фронт и спад импульса формируют, разряжая накопительный конденсатор на нагрузку и возвращая энергию в него по окончании импульса. Плоская часть импульса формируется при замыкании накоротко нагрузки через два полупроводниковых прибора моста (например, тиристор VS_2 и диод VD_2).

Единичный импульс тока, представленный на рисунке 3.2, может быть сформирован следующим образом. В начальный момент времени конденсатор C заряжен от зарядного устройства указанной полярностью. Подаются отпирающие импульсы на тиристоры VS_1 , VS_2 , в результате чего по нагрузке L_H начинает протекать ток i_H и формируется фронт t_ϕ . После разряда до нуля конденсатора C тиристор VS_1 выключают, вследствие чего ток нагрузки замыкается через VS_2 и VD_2 и формируется плоская часть импульса тока t_H . Для завершения (и формирования спада t_c) импульса тока запирают тиристор VS_2 . При этом ток нагрузки замыкается через диоды на накопительную ёмкость C , в которую рекуперировать оставшаяся энергия поля индуктивности L_H .

Длительность импульсов, и следовательно, возможная частота их повторения, определяется моментами включения и выключения тиристоров и может быть задана очень точно, т.е. легко управляема. Формирование импульсов может быть начато и остановлено по сигналу ГСР, возможна регулировка амплитуды. Разнополярные импульсы могут быть получены включением нагрузки в дополнительный реверсивный тиристорный мост. Однако максимальная длительность формируемого импульса (полуволны) ограничена из-за отсутствия источников энергии, подключенных к нагрузке

во время плоской части. Кроме того, максимальная частота формирования полуволн ограничена временем, необходимым для заряда накопительного конденсатора.

Эти недостатки могут быть устранены в схеме генератора тока (ГТ), где источник питания в течение всего времени формирования полуволны был бы включен последовательно с нагрузкой и обеспечивал непрерывное поступление энергии, поддерживая плоскую часть полуволны и подзаряжая конденсатор.

Несинусоидальность полуволн, формируемых ГТ, возможно не очень существенный недостаток, поскольку расчеты показывают, что вибратором будет излучаться основная гармоническая составляющая, а высшие гармоники будут гаситься инерционностью механической конструкции вибратора и в зоне малых скоростей грунта.

3.1.3 Схема питания подвижной катушки ЭДВ на основе ГТ

Схема генератора тока подвижной обмотки ЭДВ на основе ГТ показана на рисунке 3.3. Принцип действия схемы основан на формировании фронта и спада импульса (полуволны) при помощи конденсатора C_K : на фронте конденсатор разряжается на нагрузку, а на спаде в него возвращается энергия магнитного поля нагрузки. Вершина импульса формируется путём подключения нагрузки к источнику питания с напряжением, обеспечивающим только компенсацию активных потерь в контуре нагрузки.

Схема состоит из двух последовательно соединённых тиристорных мостов, в диагонали которых включены конденсатор C_K и нагрузка L_H . Реверсивный мост на тиристорах $VS_5 - VS_8$ служит только для реверса тока в нагрузке, т.е. только для формирования разнополярных полуволн. Тиристоры VS_5, VS_8 или VS_6, VS_7 проводят в течение всего цикла формирования полуволн тока нагрузки. Коммутационный мост на тиристорах $VS_1 - VS_4$ обеспечивает формирование фронта и спада импульса и переключение нагрузки на источник питания.

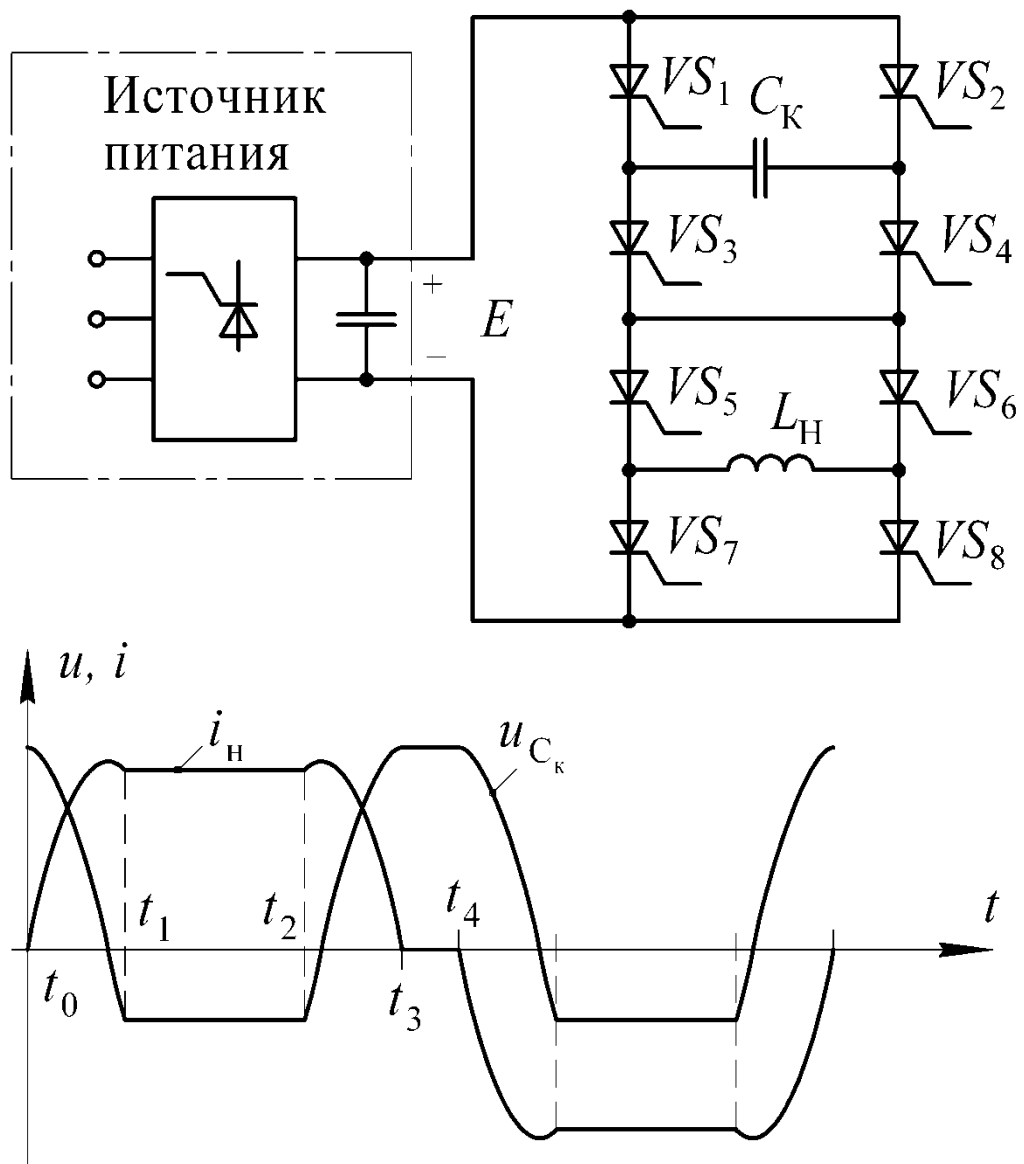


Рис. 3.3 – Питание ЭДВ от реверсивного ГТ и временные диаграммы

При формировании полуволны тока нагрузки включают тиристоры VS_1 и VS_4 , а также пару тиристоров реверсивного моста. К нагрузке оказываются подключенными последовательно соединённые источник питания E и предварительно заряженный конденсатор C_K . Под действием суммы напряжений U_{C_K} и E ток в нагрузке растёт, а конденсатор C_K разряжается (см. рис. 3.3). Когда напряжения U_{C_K} , сменит знак и достигнет величины, достаточной для принудительного выключения тиристоров коммутационного моста, включают тиристор VS_3 , тиристор VS_4 запирается напряжением конденсатора C_K и нагрузка оказывается подключенной только к источнику

питания E (момент времени t_1). Далее ($t_1 - t_2$) обеспечивается формирование вершины импульса тока нагрузки, потери энергии нагрузки компенсируются входным источником напряжения E . В момент времени t_2 открывают тиристор VS_2 , тиристор VS_1 запирается напряжением на C_k , ток нагрузки замыкается по цепи конденсатора C_k . После его перезаряда начинается рекуперация магнитной энергии нагрузки в C_k и формирование спада импульса тока, который оканчивается в момент времени t_3 . Длительность импульса может быть изменена путем изменения длительности плоской вершины, длительности фронта и спада импульса оперативно регулироваться не могут.

Формирование полуволны противоположной полярности осуществляется аналогично, с тем лишь отличием, что при этом включают другую пару тиристоров реверсивного моста. Формирование отрицательной полуволны может быть начато сразу после восстановления управляющих свойств тиристоров реверсивного моста, поскольку дополнительный подзаряд конденсатора C_k не требуется. (Источник питания E в течение всего цикла формирования полуволны тока включен последовательно с нагрузкой, и из него потребляется необходимая для компенсации потерь энергия.)

Рассмотренная схема системы питания ЭДВ позволяет сформировать разнополярный периодический ток в подвижной катушке в широком диапазоне частот. Максимальная частота ограничена длительностью фронта и спада импульса (когда плоская часть отсутствует), нижней же границы частотного диапазона не существует.

Схема позволяет осуществлять фазовую коррекцию путём изменения моментов включения тиристоров по отношению к сигналу ГСР.

Предложенная схема практически безынерционна, т.к. начало и окончание формирования тока подвижной катушки определяется началом и окончанием запуска тиристоров.

Схема предоставляет возможность коррекции величины тока путём изменения напряжения питания. Причем величина тока определяется в

основном этим напряжением и величиной активных потерь подвижной катушки и мало зависит от изменений её индуктивности, т.е. генератору присущи некоторые свойства источника тока.

К достоинствам предложенной схемы можно также отнести низкое напряжение источника питания. Даже при значительных величинах индуктивности подвижной катушки ЭДВ не требуется высокого напряжения источника питания, поскольку в схеме происходит "раскачка" напряжения конденсатора C_k до необходимой величины. Значения напряжений мало зависят от частоты возбуждаемого тока.

Следует особо отметить отсутствие дополнительных узлов принудительной коммутации тиристоров. Это существенно упрощает алгоритм и саму схему управления предложенным ГТ.

3.2 Анализ работы генератора тока

Упрощённая схема ГТ приведена на рис. 3.4. В ней не представлены элементы защиты тиристоров, а реальный источник питания (выпрямитель с емкостным фильтром) заменён идеальным источником эдс E . Кроме того в дальнейшем приняты следующие допущения:

- вольт-амперные характеристики тиристоров ГТ идеальны;
- включение тиристора происходит мгновенно в момент подачи управляющего импульса, а выключение – также мгновенно в момент снижения его анодного тока до нуля;
- нагрузка имеет активно-индуктивный характер с неизменными во времени параметрами.

3.2.1 Разработка математической модели ГТ

Работа схемы в процессе формирования одного импульса тока состоит из трех этапов: 1-го – этапа формирования фронта, 2-го – этапа формирования вершины и 3-го – этапа формирования спада импульса. Все

указанные этапы хорошо видны на диаграммах тока нагрузки и напряжения на конденсаторе (см. рис. 3.5).

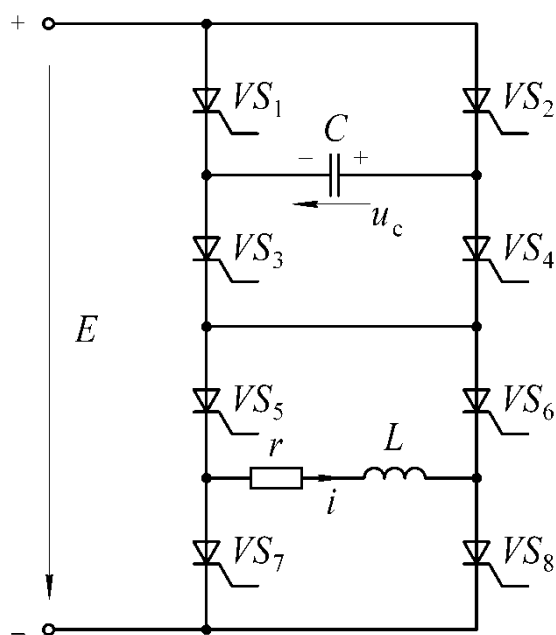


Рис. 3.4 – Расчетная схема генератора тока

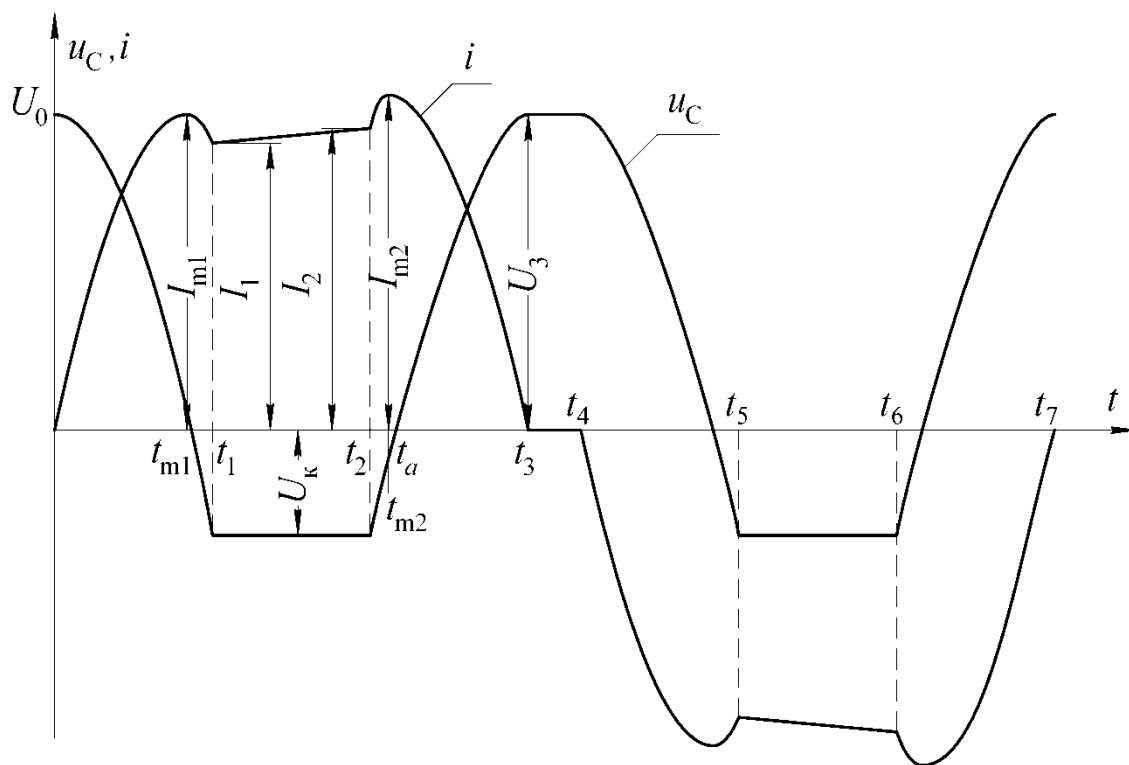


Рис. 3.5 – Диаграммы тока и напряжения

Перед началом 1-го этапа все тиристоры закрыты, тока в нагрузке нет, а напряжение на конденсаторе $u_c = U_0$. Это напряжение будем считать в дальнейшем положительным, его полярность указана на рис. 3.4.

3.2.1.1 Этап формирования фронта

На первом этапе открыты тиристоры VS_1 и VS_4 , а также одна пара тиристоров реверсивного моста (для конкретности положим, что это тиристоры VS_5 и VS_8 и что при этом в нагрузке формируется положительный импульс тока).

Уравнение, описывающее характер изменения напряжения на конденсаторе, может быть приведено к виду:

$$\frac{d^2 u_c}{dt^2} + 2\delta \frac{du_c}{dt} + \omega_0^2 u_c = -\omega_0^2 E, \quad (3.1)$$

где
$$\delta = \frac{r}{2L}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (3.2)$$

Здесь C – ёмкость конденсатора; r, L – параметры нагрузки.

Решение уравнения (3.1) для случая, когда $\delta \neq \omega_0$, может быть представлено в виде [9,10]:

$$u_c(t) = \frac{E + U_0}{p_1 - p_2} (p_1 e^{p_2 t} - p_2 e^{p_1 t}) - E. \quad (3.3)$$

Тогда уравнение для тока в нагрузке:

$$i(t) = -C \frac{du_c}{dt} = \frac{p_1 p_2}{p_1 - p_2} C (E - U_0) (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}). \quad (3.4)$$

В приведённых выше уравнениях:

$$p_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}. \quad (3.5)$$

Воспользовавшись уравнениями (3.3) и (3.4), несложно найти некоторые характерные параметры, отражающие работу схемы на 1-ом этапе:

– наибольшее значение тока нагрузки:

$$I_{m1} = \frac{p_1 p_2}{p_1 - p_2} C (E + U_0) (e^{p_1 t_{m1}} - e^{p_2 t_{m1}}); \quad (3.6)$$

– момент достижения наибольшего значения тока:

$$t_{ml} = \frac{1}{p_1 - p_2} \ln \frac{p_2}{p_1}; \quad (3.7)$$

– величину тока нагрузки в момент t_1 окончания 1-го этапа:

$$i(t = t_1) = I_1 = \frac{p_1 p_2}{p_1 - p_2} C(E + U_0) (e^{p_1 t_1} - e^{p_2 t_1}). \quad (3.8)$$

3.2.1.2 Этап формирования вершины

На втором этапе открыты тиристоры VS_1 , VS_3 , VS_5 и VS_8 . Напряжение на конденсаторе остаётся неизменным и равным U_k (см. рис. 3.5), а ток изменяется по закону, описываемому уравнением:

$$ri + L \frac{di}{dt} = E, \quad (3.10)$$

решение которого с учётом начального условия $i(t_1) = I_1$ может быть получено в виде:

$$i(t) = \frac{E}{r} + \left(I_1 - \frac{E}{r} \right) e^{-2\delta(t-t_1)}. \quad (3.11)$$

В момент t_2 окончания второго этапа ток в нагрузке достигает значения:

$$i(t = t_2) = I_2 = \frac{E}{r} + \left(I_1 - \frac{E}{r} \right) e^{-2\delta(t_2-t_1)}. \quad (3.12)$$

3.2.1.3 Этап формирования спада импульса

На третьем этапе открыты тиристоры VS_2 , VS_3 , VS_5 и VS_8 . Напряжение на конденсаторе изменяется по закону, описываемому уравнением:

$$\frac{d^2 u_C}{dt^2} + 2\delta \frac{du_C}{dt} + \omega_0^2 u_C = \omega_0^2 E, \quad (3.13)$$

решение которого для случая, когда $\delta \neq \omega_0$ может быть получено в виде:

$$u_C(t) = \frac{E + U_k}{p_1 - p_2} \left[p_2 e^{p_1(t-t_2)} - p_1 e^{p_2(t-t_2)} \right] + \frac{I_2}{C(p_1 - p_2)} \left[e^{p_1(t-t_2)} - e^{p_2(t-t_2)} \right] + E \quad (3.14)$$

Закон изменения тока нагрузки:

$$i(t) = C \frac{du_C}{dt} = \frac{p_1 p_2}{p_1 - p_2} C(E + U_K) \left[e^{p_1(t-t_2)} - e^{p_2(t-t_2)} \right] + \frac{I_2}{p_1 - p_2} \left[p_1 e^{p_1(t-t_2)} - p_2 e^{p_2(t-t_2)} \right] \quad (3.15)$$

Момент t_3 окончания третьего этапа совпадает с моментом, когда ток становится равным нулю, и может быть отыскан при решении уравнения:

$$e^{(p_1-p_2)(t_3-t_2)} = \frac{p_2 I_2 + p_1 p_2 C(E + U_K)}{p_1 I_2 + p_1 p_2 C(E + U_K)}. \quad (3.16)$$

Анализ показывает, что в частном случае, когда $\delta < \omega_0$ (колебательный случай), решение уравнения (3.16) даёт:

$$t_3 = \begin{cases} t_2 + \frac{1}{\omega} \operatorname{arctg} \frac{\omega I_2}{\delta I_2 - \omega_0^2 C(E + U_K)}, & \text{при } \omega_0^2 C(E + U_K) < \delta I_2 \\ t_2 + \frac{\pi}{2\omega}, & \text{при } \omega_0^2 C(E + U_K) = \delta I_2 \\ t_2 + \frac{1}{\omega} \left[\pi - \operatorname{arctg} \frac{\omega I_2}{\omega_0^2 C(E + U_K) - \delta I_2} \right], & \text{при } \omega_0^2 C(E + U_K) > \delta I_2 \end{cases} \quad (3.17)$$

$$\text{где} \quad \omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} \quad (3.18)$$

Во втором частотном случае, когда $\delta > \omega_0$ (апериодический случай):

$$t_3 = \begin{cases} t_2 + \frac{1}{\Omega} \ln \sqrt{\frac{(\delta + \Omega) I_2 - \omega_0^2 C(E + U_K)}{(\delta - \Omega) I_2 - \omega_0^2 C(E + U_K)}}, & \text{при } \omega_0^2 C(E + U_K) < (\delta - \Omega) I_2 \\ \infty, & \text{при } \omega_0^2 C(E + U_K) \geq (\delta - \Omega) I_2 \end{cases} \quad (3.17')$$

$$\text{где} \quad \Omega = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}. \quad (3.18')$$

Воспользовавшись уравнениями (3.14) и (3.15), можно получить ряд параметров, характеризующих работу схемы на 3-ем этапе:

– наибольшее значение тока нагрузки:

$$I_{m2} = e^{-\delta(t_{m2}-t_2)} \sqrt{I_2^2 - 2\delta I_2 C(E + U_K) + \omega_0^2 C^2(E + U_K)^2}. \quad (3.19)$$

Последнее соотношение справедливо в колебательном случае и в апериодическом при $\omega_0^2 C(E + U_K) \geq 2\delta I_2$. В противном случае $I_{m2} = I_2$;

– момент достижения наибольшего значения тока:

$$t_{m2} = t_2 + \frac{1}{p_1 - p_2} \ln \left[\frac{p_2 \cdot p_2 I_2 + \omega_0^2 C(E + U_k)}{p_1 \cdot p_1 I_2 + \omega_0^2 C(E + U_k)} \right]. \quad (3.20)$$

В колебательном случае:

$$t_{m2} = t_3 - \frac{1}{\omega} \left(\pi - \arctg \frac{\omega}{\delta} \right), \quad (3.21)$$

в апериодическом случае:

$$t_{m2} = \begin{cases} t_2 + \frac{1}{2\Omega} \ln \frac{[\omega_0^2 C(E + U_k) - I_2(\delta + \Omega)](\delta + \Omega)}{[\omega_0^2 C(E + U_k) - I_2(\delta - \Omega)](\delta - \Omega)}, & \text{при } \omega_0^2 C(E + U_k) \geq 2\delta I_2 \\ t_2 & \text{при } \omega_0^2 C(E + U_k) < 2\delta I_2 \end{cases} \quad (3.21')$$

– напряжение на конденсаторе в момент окончания 3-го этапа:

$$U_3 = u_C(t = t_3) = E + \frac{e^{-\delta(t_3 - t_2)}}{\omega_0 C} \sqrt{I_2^2 - 2\delta I_2 C(E + U_k) + \omega_0^2 C^2 (E + U_k)^2} \quad (3.22)$$

Последнее выражение справедливо в колебательном случае и в апериодическом при $\omega_0^2 C(E + U_k) < (\delta - \Omega)I_2$. В противном случае $U_3 = E$. В установившемся режиме выполняется условие: $U_3 = U_0$ (см. рис. 3.5).

Важным параметром также является интервал времени $t_2 \div t_a$, в течение которого напряжение на конденсаторе остаётся отрицательным. В это время обеспечиваются условия, необходимые для запираания тиристора VS_1 . Длительность интервала $t_2 \div t_a$ может быть найдена из решения уравнения:

$$e^{\frac{(p_1 - p_2)(t_a - t_2)}{2}} [p_2 C(E + U_k) + I_2] - e^{\frac{(p_2 - p_1)(t_a - t_2)}{2}} [p_1 C(E + U_k) + I_2] = (p_2 - p_1) C E e^{\delta(t_a - t_2)} \quad (3.23)$$

3.2.1.4 Электрические нагрузки тиристоров

Электрические нагрузки тиристоров характеризуются мгновенными значениями их анодных токов и напряжений, а также средними значениями анодных токов.

Исходя из принципа работы ГТ несложно получить следующие уравнения для мгновенных токов и напряжений, представленные табличным образом в табл. 3.1.

Таблица 3.1 – Уравнения мгновенных токов и напряжений тиристоров

Тиристор		Интервал работы генератора тока			
		$0 \div t_1$	$t_1 \div t_2$	$t_2 \div t_3$	$t_3 \div t_4$
VS1	ток	$i(t)$	$i(t)$	0	0
	напряжение	0	0	$u_C(t)$	$\frac{E}{4} + \frac{U_0}{2}$
VS2	ток	0	0	$i(t)$	0
	напряжение	$-u_C(t)$	U_K	0	$\frac{E}{4} - \frac{U_0}{2}$
VS3	ток	0	$i(t)$	$i(t)$	0
	напряжение	$-u_C(t)$	0	0	$\frac{E}{4} - \frac{U_0}{2}$
VS4	ток	$i(t)$	0	0	0
	напряжение	0	$-U_K$	$u_C(t)$	$\frac{E}{4} + \frac{U_0}{2}$
VS5	ток	$i(t)$	$i(t)$	$i(t)$	0
	напряжение	0	0	0	$\frac{E}{4}$
VS6	ток	0	0	0	0
	напряжение	$E + u_C(t)$	E	$E - u_C(t)$	$\frac{E}{4}$

Напряжения, указанные в четвёртом столбце, соответствующем паузе между импульсами тока, найдены в предположении, что все тиристоры в запертом состоянии обладают одинаковыми и весьма большими сопротивлениями утечки, т.е. такими, что разрядом конденсатора за время утечки можно пренебречь.

Диаграммы мгновенных токов и напряжений тиристоров приведены на рис. 3.6 и 3.7.

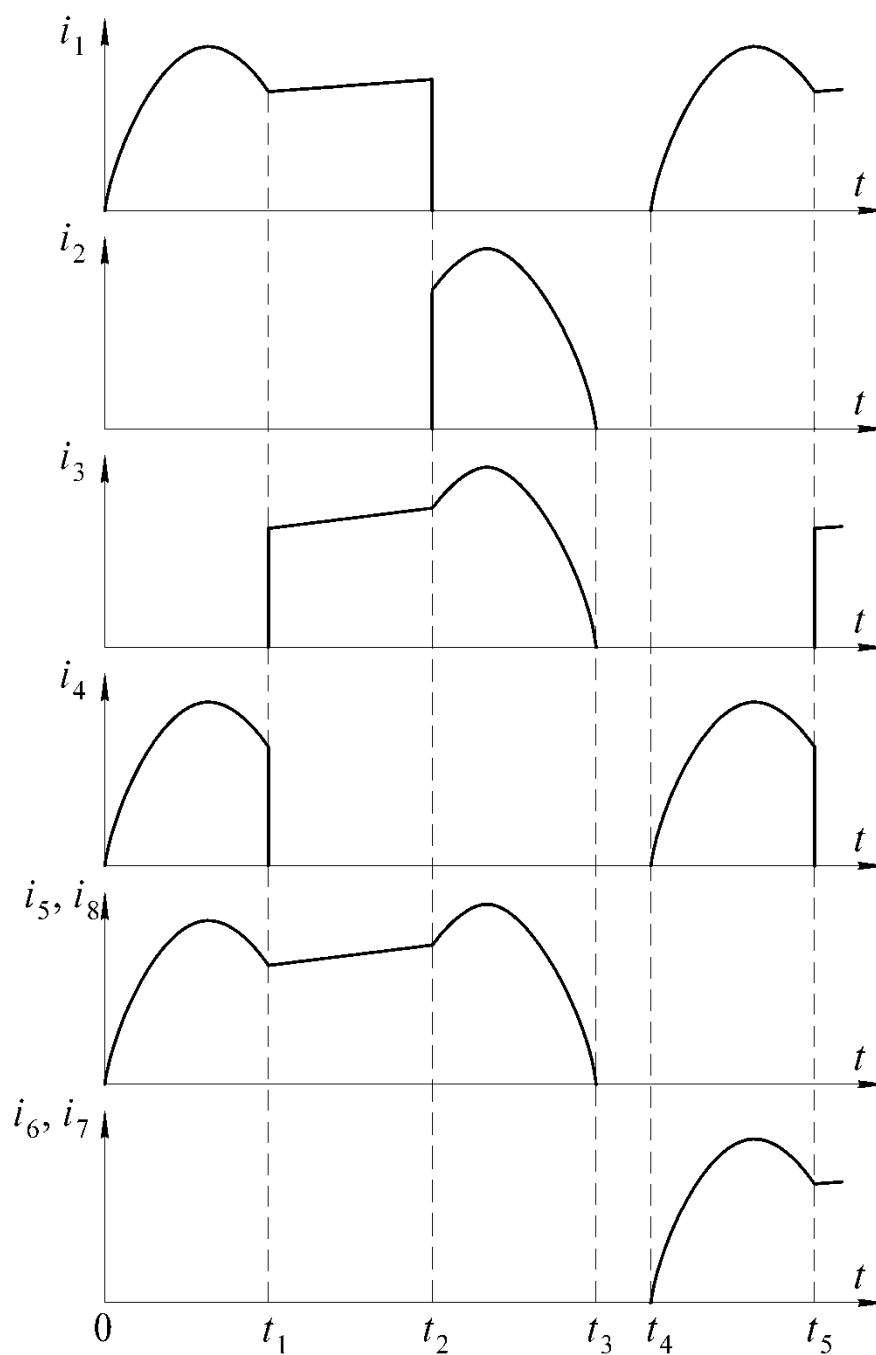


Рис. 3.6 – Диаграммы токов тиристоров

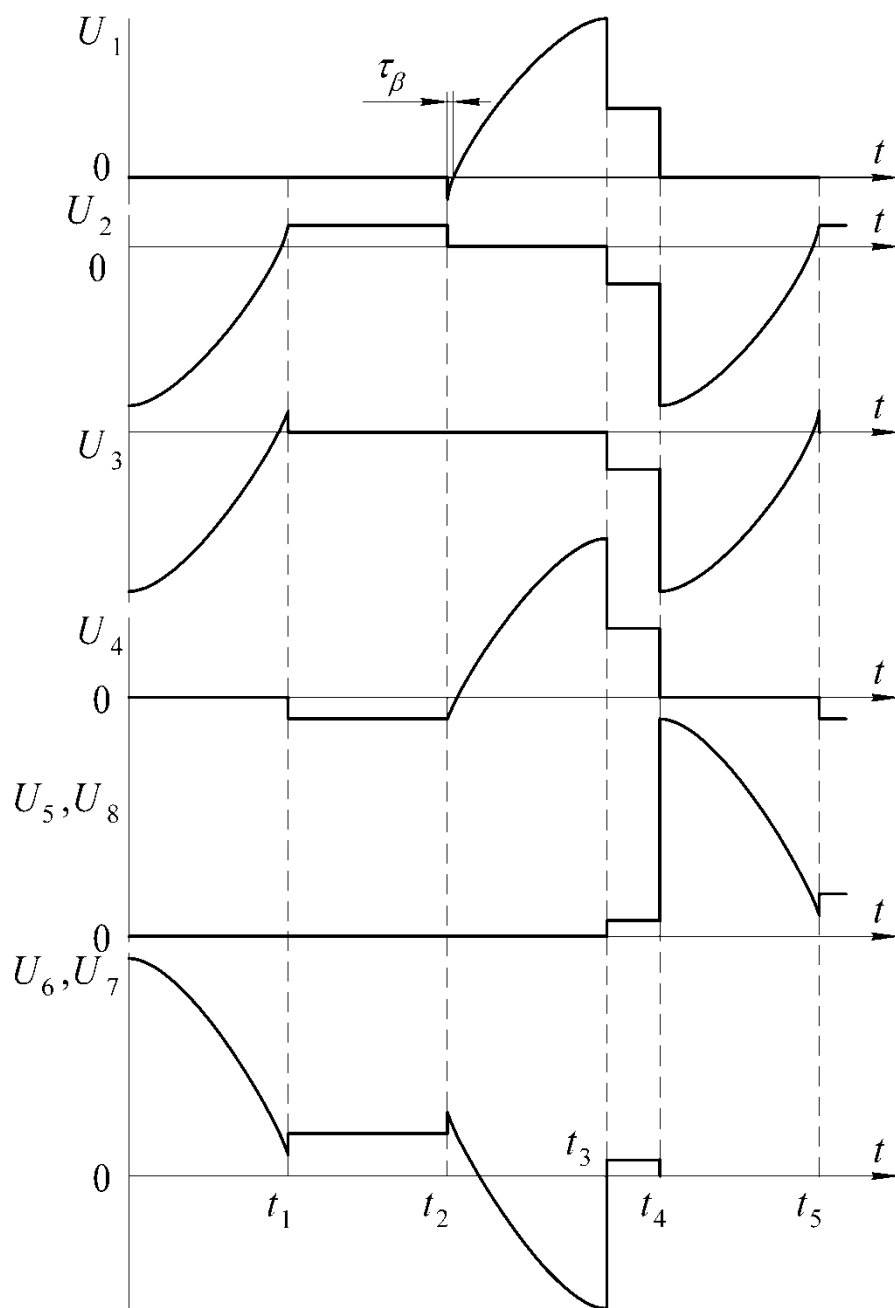


Рис. 3.7 – Диаграммы напряжений на тиристорах

Средние значения токов тиристоров описываются следующими соотношениями:

– тиристоры VS_1, VS_3 :

$$I_{V1} = I_{V3} = \frac{2}{T} \left[C(U_0 + U_k) + \frac{E}{r}(t_2 - t_1) - \frac{I_2 - I_1}{2\delta} \right]; \quad (3.24)$$

– тиристоры VS_2, VS_4 :

$$I_{V2} = I_{V4} = \frac{2}{T} C(U_0 + U_k); \quad (3.25)$$

– тиристоры $VS_5 \div VS_8$:

$$I_{V5} = I_{V6} = I_{V7} = I_{V8} = \frac{1}{T} \left[2C(U_0 + U_k) + \frac{E}{r}(t_2 - t_1) - \frac{I_2 - I_1}{2\delta} \right], \quad (3.26)$$

где $T = 2t_4$ – период повторения импульсов тока в нагрузке (см. рис. 3.5).

3.2.2 Моделирование генератора тока на ЭВМ

Уравнения, приведённые в разделе 3.2.1, были использованы для численного исследования процессов ГТ на ЭВМ [7, 21]. Программа, работающая в интерактивном режиме, позволяет варьировать параметры элементов ГТ, начальное напряжение на конденсаторе, частоту срабатываний генератора.

В ходе моделирования ГТ на ЭВМ были исследованы два режима его работы: стационарный и пусковой.

3.2.2.1. Стационарный режим ГТ.

В стационарном режиме все процессы, протекающие в ГТ, носят установившийся характер. Реальный сейсмический сеанс, в котором изменение частоты происходит достаточно медленно, может рассматриваться как квазистационарный процесс.

При моделировании стационарного режима ГТ были исследованы такие вопросы:

- определение параметров установившихся процессов в ГТ на различных частотах;
- выбор величины ёмкости конденсатора;
- определение электрических нагрузок тиристоров.

Представленные ниже численные расчёты были выполнены для нагрузки, имеющей следующие параметры: $r = 0,5$ Ом, $L = 1 \cdot 10^{-3}$ Гн. Э.д.с. E была подобрана такой, чтобы наибольшая амплитуда импульса тока не оказалась ниже 300 А.

На рис. 3.8 и 3.9 приведены частотные характеристики ГТ. Они получены с ёмкостью конденсатора $C = 200$ мкФ и временем коммутации $t_1 = 7,68 \cdot 10^{-4}$ с. Из графиков хорошо видны следующие особенности работы ГТ:

- во всём рабочем диапазоне частот напряжение заряда конденсатора не превышает 800В;
- амплитуда импульсов тока и напряжение заряда конденсатора зависят от частоты; в случае, если необходимо поддерживать амплитуду импульсов тока неизменной, в схему ГТ должны быть внесены дополнительные элементы;
- интервал времени $t_\beta = t_a - t_2$, в течение которого обеспечиваются условия для выключения тиристора VS_1 (в дальнейшем для краткости мы будем называть его временем выключения тиристора), с ростом частоты уменьшается, что должно быть учтено при выборе типа тиристора;
- средние значения токов тиристорov $VS_1, VS_3, VS_5...VS_8$ с ростом частоты уменьшаются, а тиристорov VS_2, VS_4 – возрастают; таким образом, тиристоры $VS_1, VS_3, VS_5...VS_8$ должны выбираться по их токовым нагрузкам на нижней рабочей частоте, а тиристоры VS_2, VS_4 – на верхней.

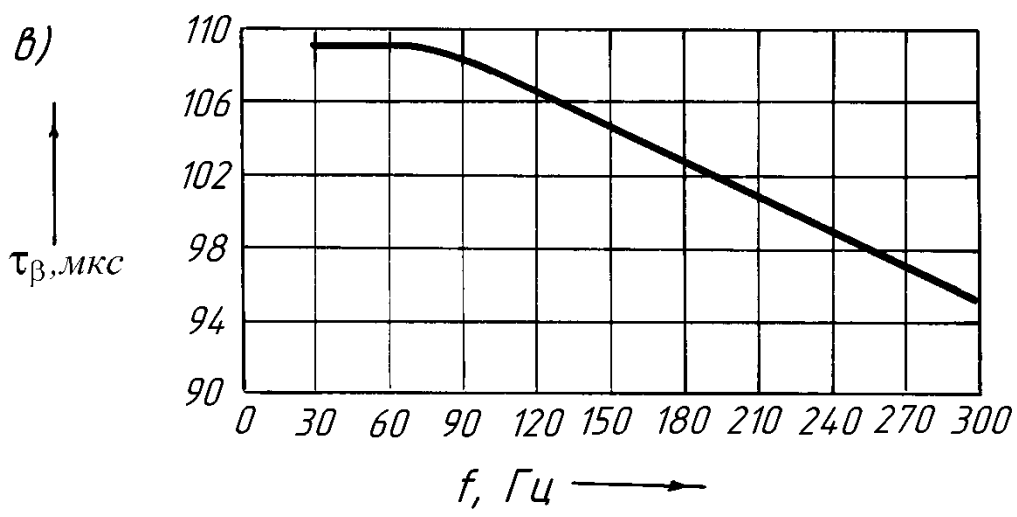
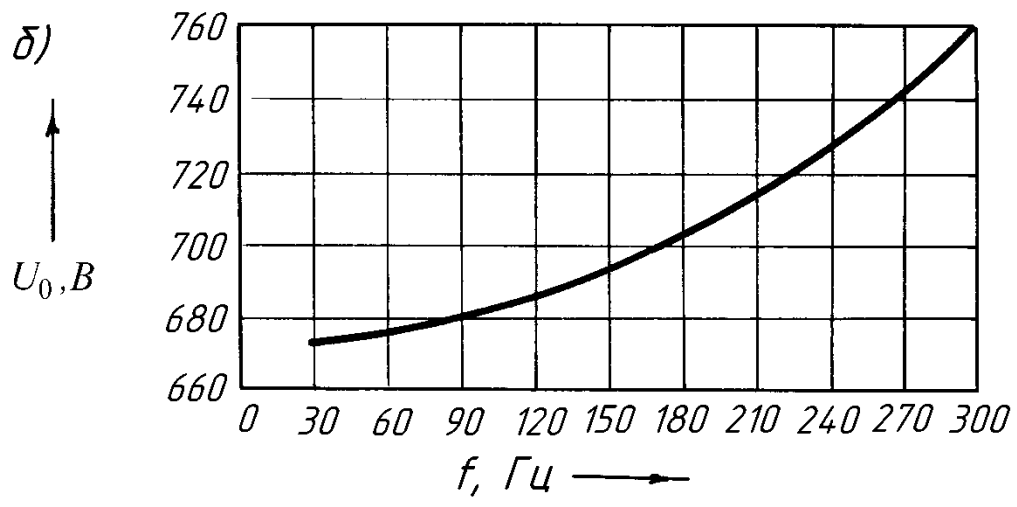
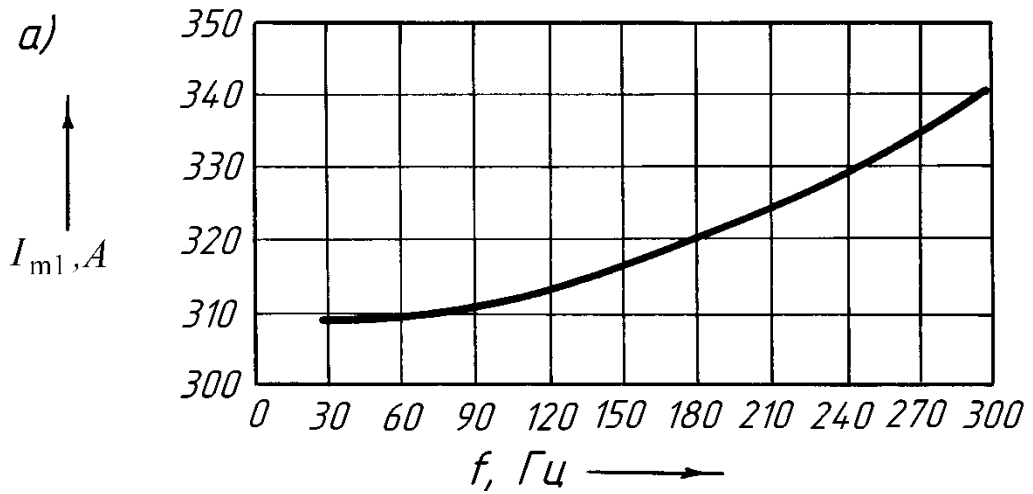


Рис. 3.8 – Частотные характеристики генератора тока: а) – амплитуда импульса тока; б) – напряжение заряда конденсатора; в) – время выключения тиристора

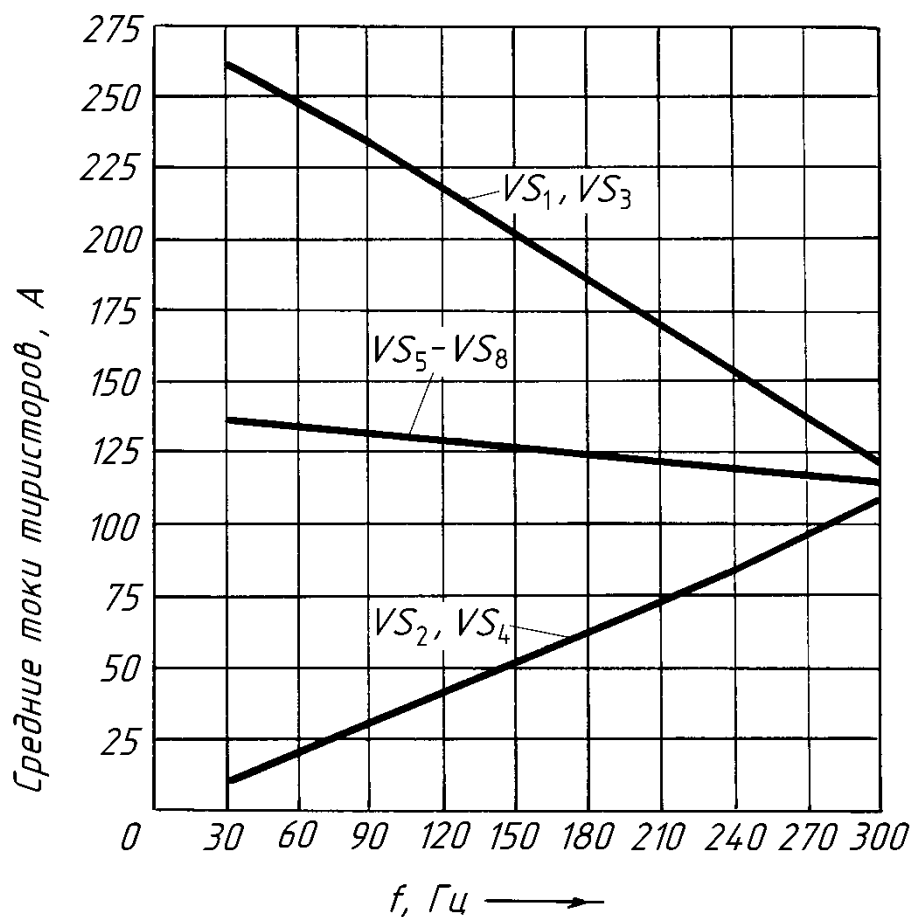


Рис. 3.9 – Частотные характеристики генератора тока

Графики, представленные на рис. 3.10, иллюстрируют влияние ёмкости конденсатора на максимальное значение напряжения заряда конденсатора и предельную частоту тока, формируемого генератором в нагрузке. Из графиков видно, что обе указанные величины с увеличением ёмкости конденсатора падают. Для получения рабочей частоты не меньшей 300 Гц ёмкость конденсатора не должна превышать 210 мкФ, а для того, чтобы наибольшее напряжение заряда конденсатора не превышало 800В, ёмкость не должна быть меньше 150 мкФ. Предельный уровень напряжения обусловлен с одной стороны требованиями безопасной эксплуатации ГТ, а с другой – предельным классом выпускаемых промышленностью быстродающих тиристоров.

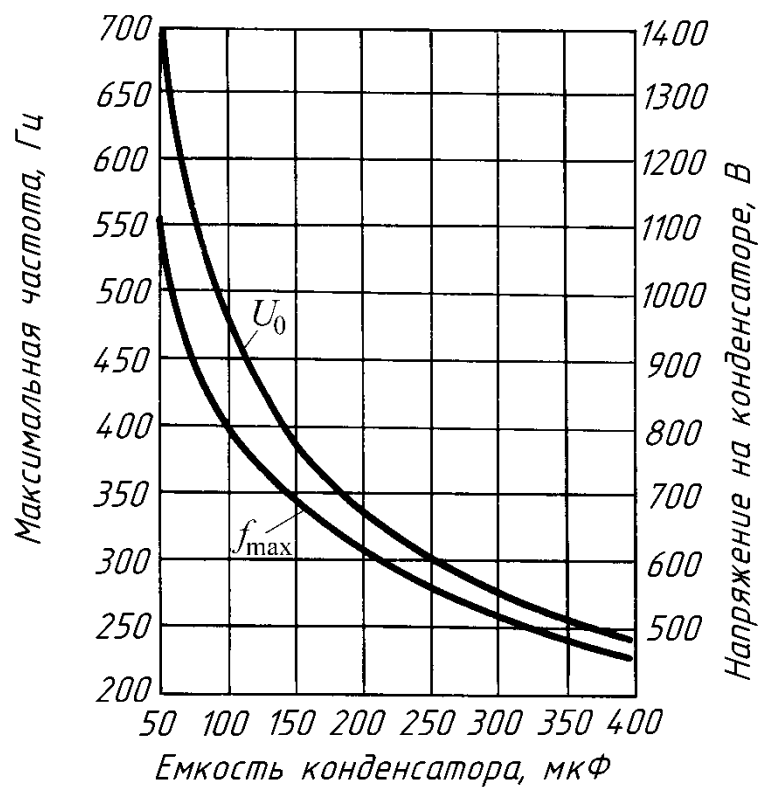


Рис. 3.10 – Графики зависимостей характеристик генератора тока от емкости конденсатора

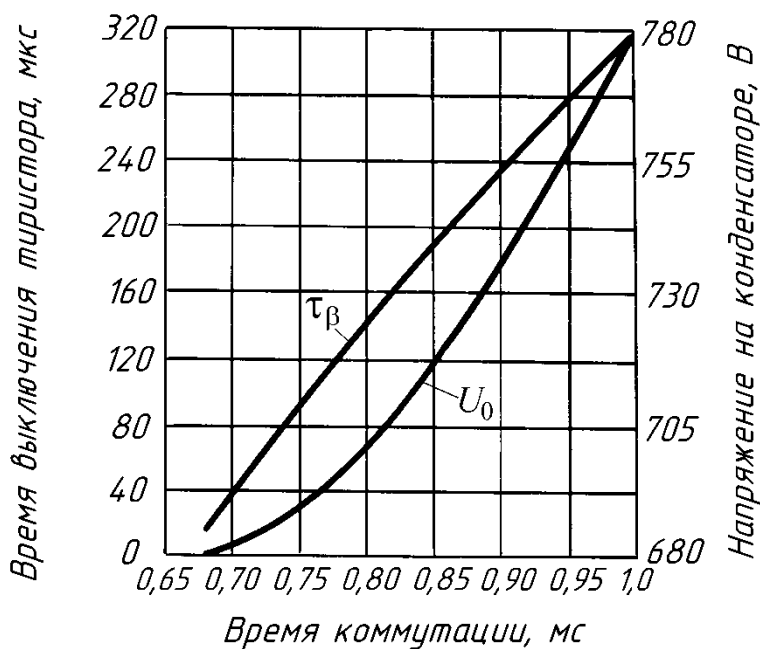


Рис. 3.11 – Графики зависимостей характеристик генератора тока от времени коммутации

Одним из важнейших параметров, влияющих на работу ГТ, является время коммутации t_1 (см. рис. 3.5), которое задаёт блок управления. Из графиков на рис. 3.11 следует, что с увеличением времени t_1 растёт напряжение заряда конденсатора, а при уменьшении t_1 - снижается время выключения тиристора VS_1 . Следовательно, параметр t_1 должен быть подобран так, чтобы с одной стороны обеспечивалась надежная работа тиристоров, а с другой – ограничивался уровень максимальных напряжений в схеме.

3.2.2.2. Режим пуска ГТ

Моделирование режима пуска было проведено с целью изучения особенностей поведения ГТ в процессе пуска и уточнения некоторых требований к параметрам тиристоров. На рис. 3.12 приведены диаграммы тока нагрузки и напряжения на конденсаторе во время пуска на частоте 150 Гц, а на рис. 3.13 – отдельные пусковые характеристики. В результате проведенных исследований установлено следующее:

- с увеличением рабочей частоты процесс пуска затягивается; на низшей рабочей частоте 30 Гц установившийся режим наступает через 1–2 периода;
- для ускорения пуска на средних и высоких частотах целесообразно предварительно заряжать конденсатор от независимого источника напряжения;
- в процессе пуска перенапряжений на конденсаторе не наблюдается;
- время выключения тиристора VS_1 в процессе пуска изменяется; на средних и высоких частотах время выключения на первых импульсах больше, чем в установившемся режиме (см. рис. 3.13), а на низких частотах – меньше. Поэтому при выборе тиристоров нужно учитывать, что при пуске генератора на низких частотах условия выключения тиристора ухудшаются.

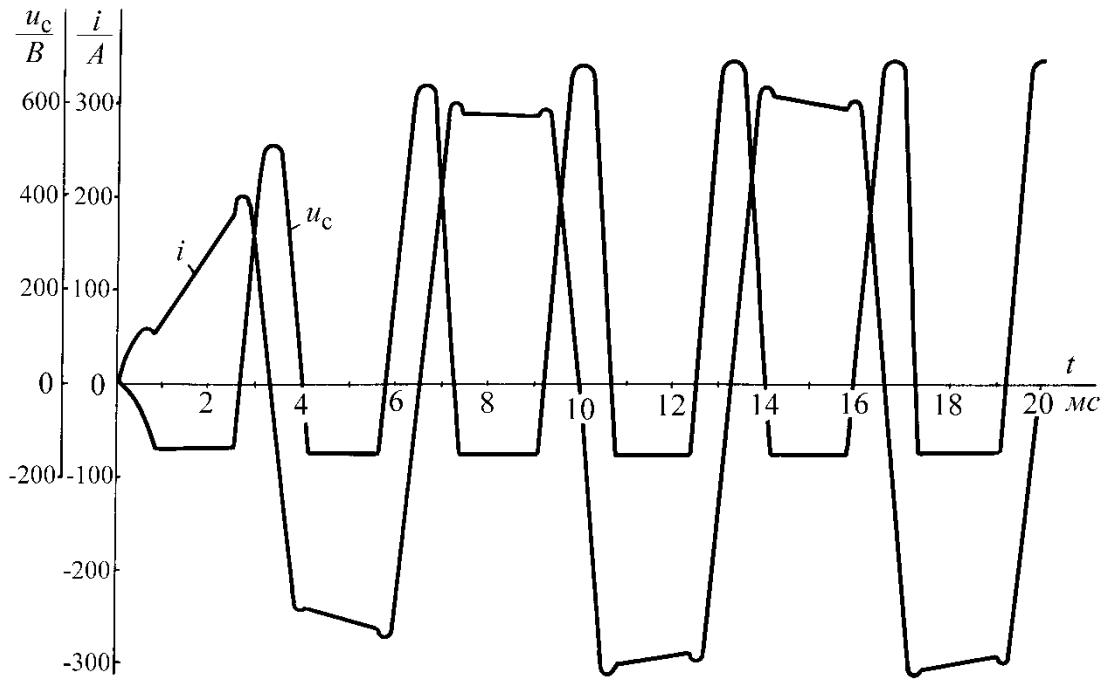


Рис. 3.12 – Диаграммы пуска генератора тока

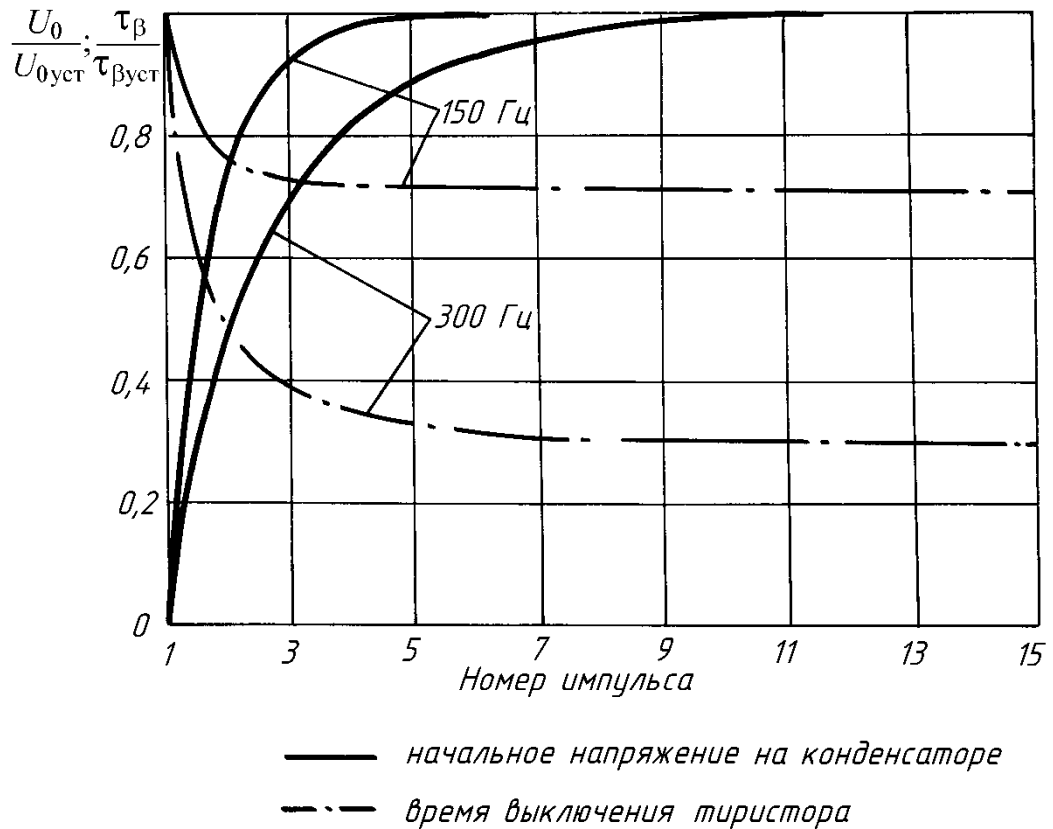


Рис. 3.13 – Пусковые характеристики генератора тока

3.2.3 Физическое моделирование генератора тока

Для проверки результатов теоретического исследования была разработана и изготовлена экспериментальная установка, включающая физическую модель ГТ с выходной мощностью, составляющей примерно 10% от натуральной. Схема установки приведена на рис. 3.14.

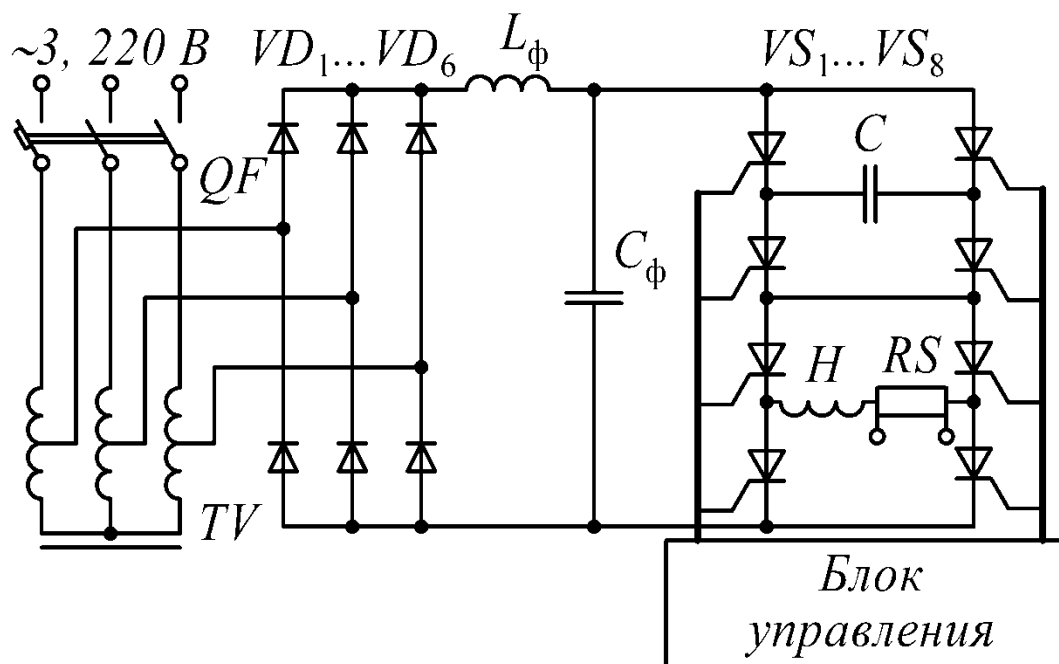


Рис. 3.14 – Схема экспериментальной установки

Экспериментальная установка содержит:

- регулируемый автотрансформатор TV ;
- автоматический выключатель QF ;
- выпрямительный мост на диодах $VD_1...VD_6$;
- фильтр, состоящий из дросселя L_ϕ и конденсатора C_ϕ ;
- генератор тока на элементах $VS_1...VS_8$ и C ;
- нагрузку с параметрами $r = 0,31$ Ом и $L = 3,5 \cdot 10^{-3}$ Гн;
- блок управления тиристорами ГТ;
- шунт RS для измерения тока нагрузки.

В процессе исследований с помощью электронного осциллографа были получены осциллограммы тока в нагрузке (см. рис. 3.15), осциллограммы напряжений на конденсаторе и тиристорах (см. рис. 3.16 и 3.17) в

стационарном режиме, а также осциллограммы тока нагрузки и напряжения на конденсаторе в процессе пуска (см. рис. 3.18).

Проведенные экспериментальные исследования подтвердили справедливость результатов, полученных путём математического моделирования ГТ. Физическая модель генератора позволила сформировать в нагрузке разнополярные импульсы тока амплитудой до 50А в диапазоне частот от 25 до 275 Гц. Было экспериментально показано, что ГТ обеспечивает уверенный пуск ЭДВ, причём пусковой режим на средних частотах длится не более 5-6 первых импульсов. В результате исследований были также уточнены требования к быстродействию тиристоров.

Выводы.

Проведенный анализ работы генератора тока дал следующие результаты:

- разработана математическая модель ГТ;
- разработаны алгоритм и программа расчёта на ЭВМ процессов, происходящих в ГТ, в стационарном и пусковом режимах;
- разработана, изготовлена и испытана физическая модель ГТ; результаты испытаний подтвердили правильность полученных теоретических выводов;
- выполнен расчёт параметров рабочих процессов в реальном генераторе тока, что позволило выбрать типы и номиналы отдельных элементов схемы, спроектировать устройства защиты тиристоров, сформулировать требования к блоку управления;
- разработана принципиальная электрическая схема ГТ, которая приведена в приложении.

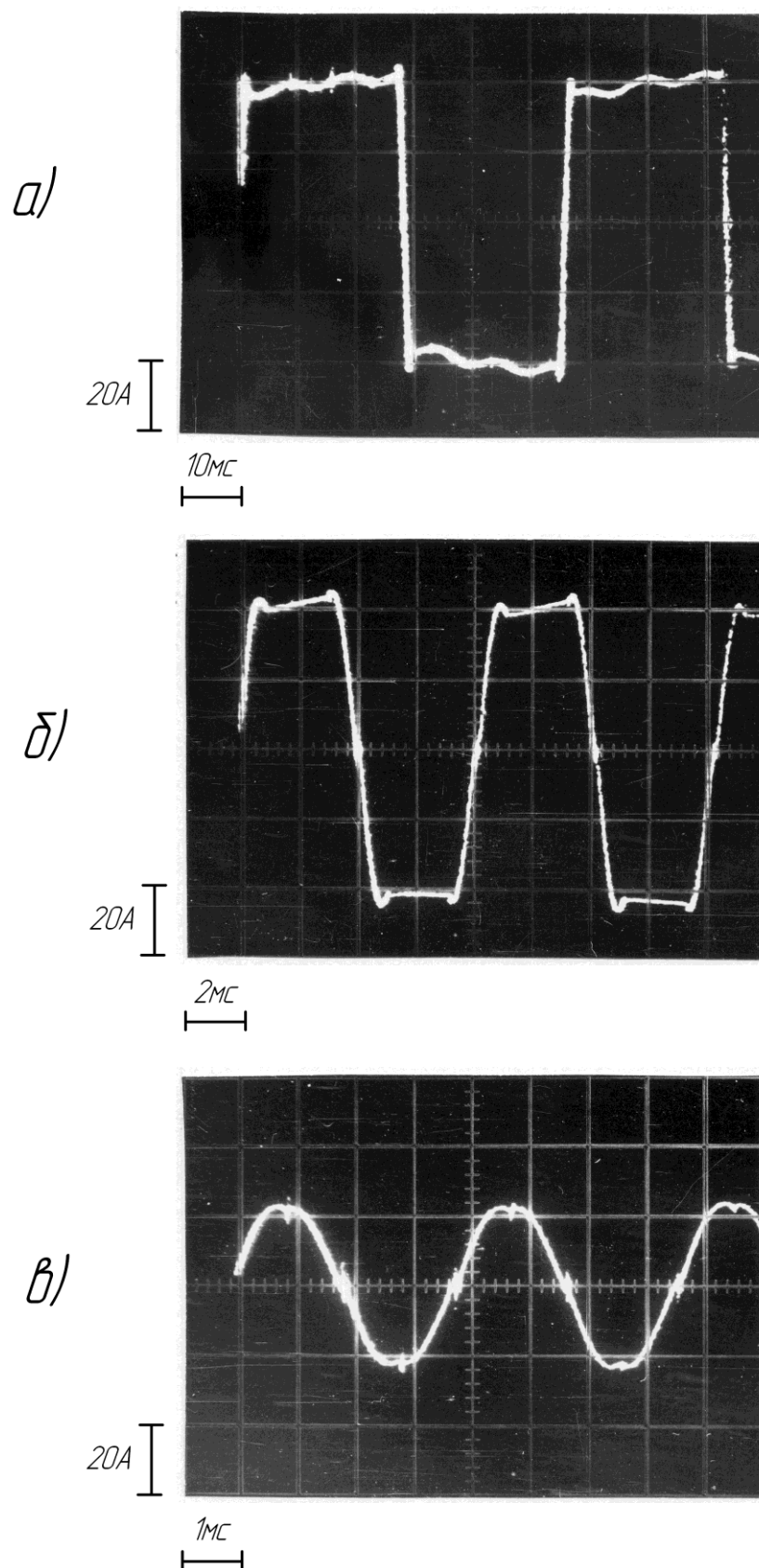


Рис. 3.15 – Осциллограммы тока в нагрузке: *а* – 20Гц; *б* – 125Гц; *в* – 260Гц

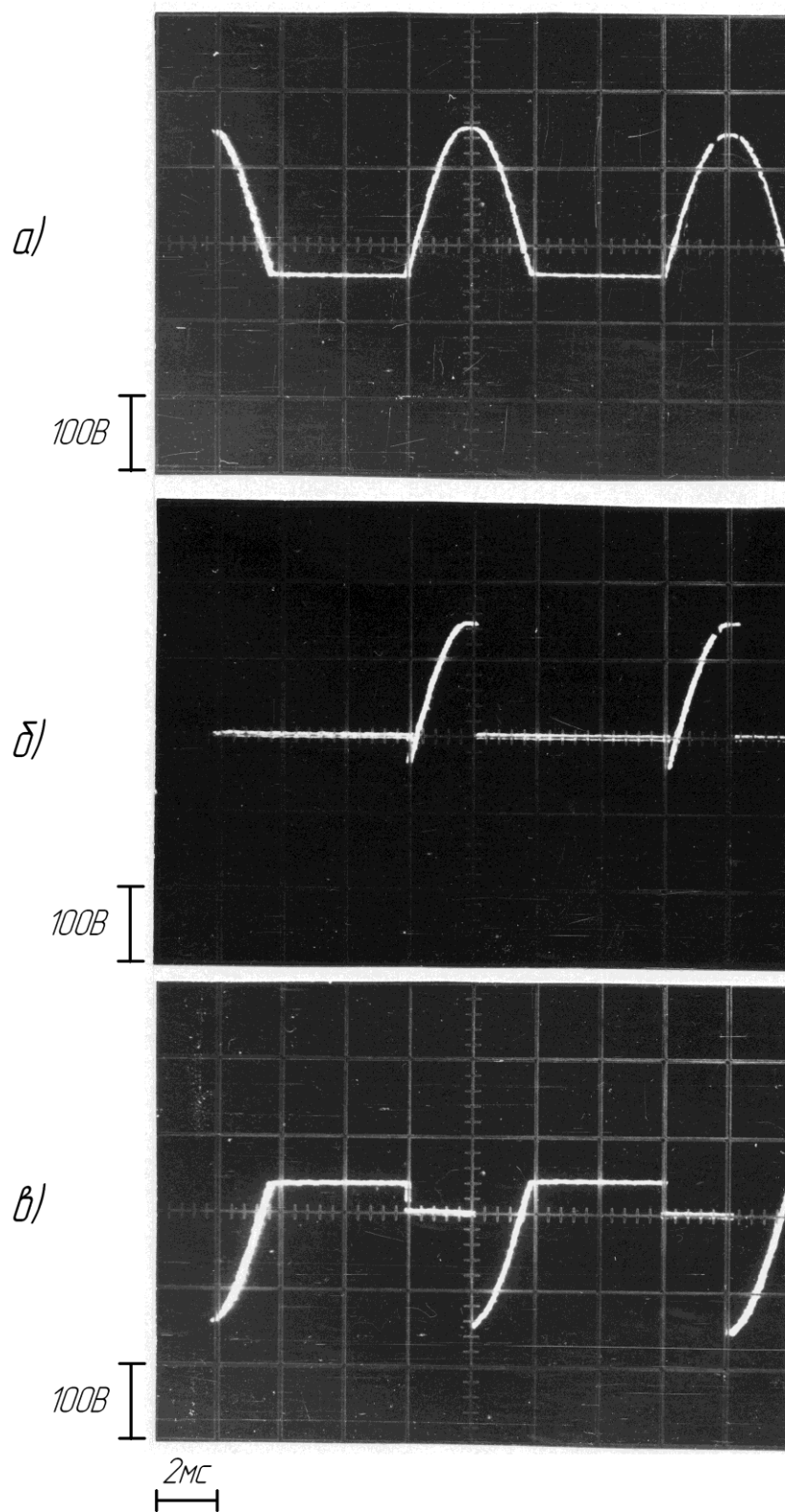


Рис. 3.16 – Осциллограммы напряжений: *a* – на конденсаторе; *б* – на тиристоре VS_1 ; *в* – на тиристоре VS_2

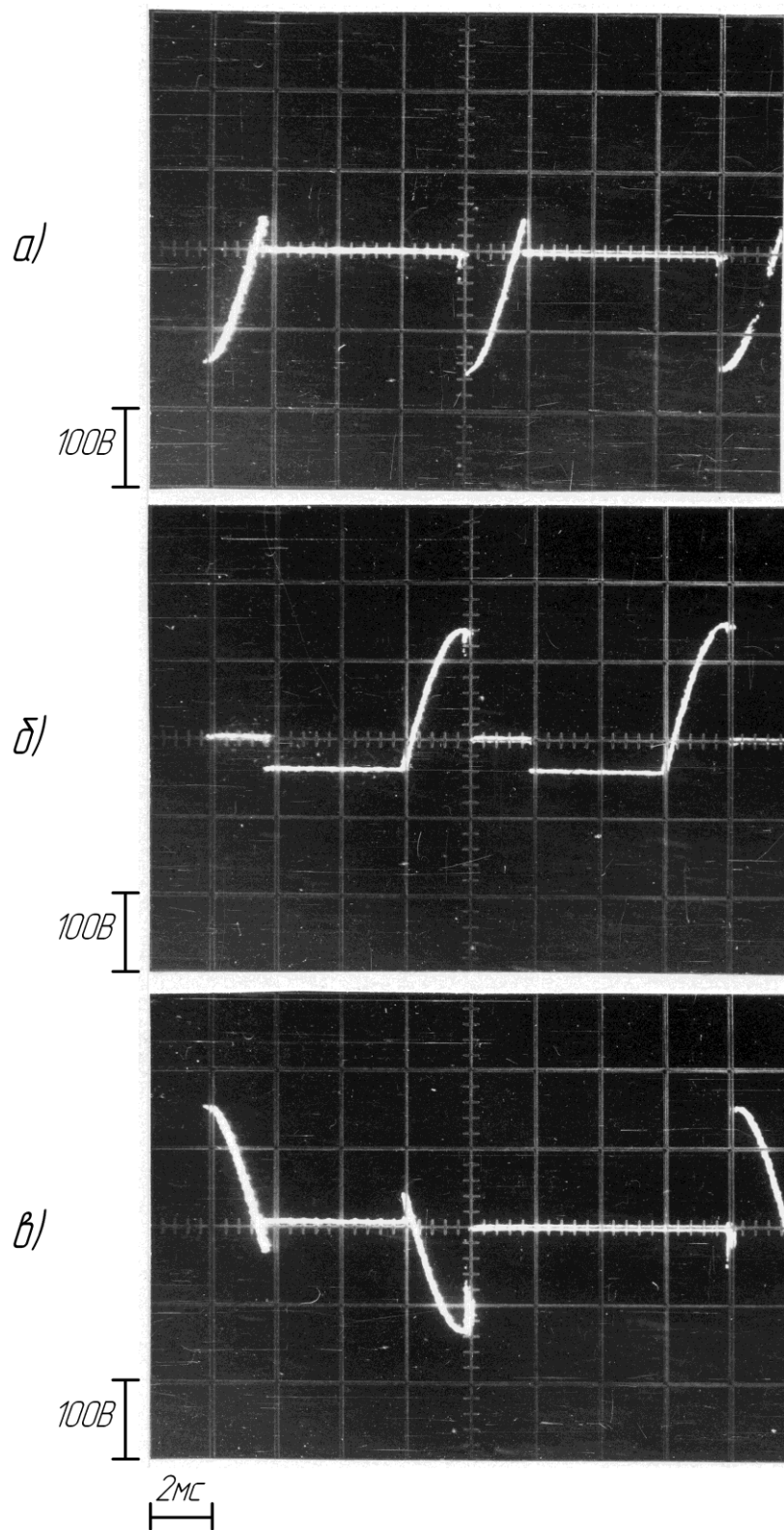


Рис. 3.17 – Осциллограммы напряжений: *a* – на тиристоре VS_3 ; *б* – на тиристоре VS_4 ; *в* – на тиристорах $VS_5 \dots VS_8$

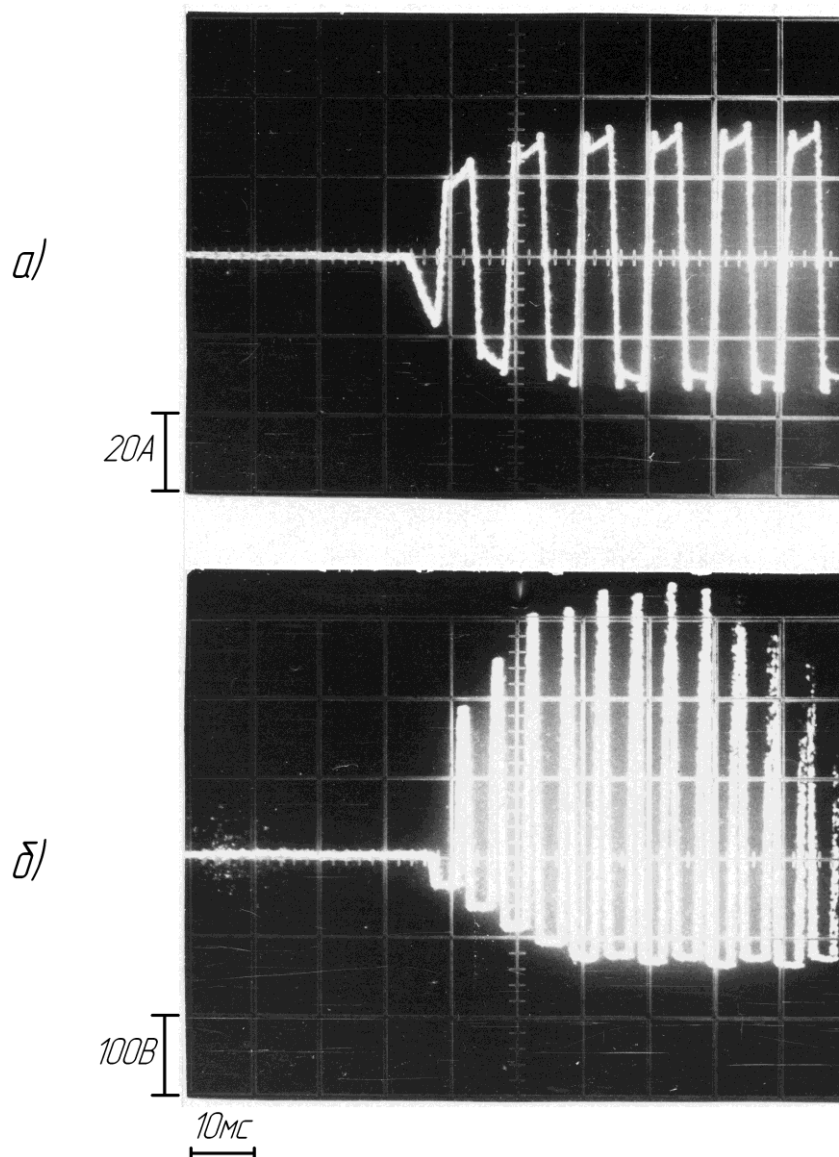


Рис. 3.18 – Осциллограммы пуска: *а* – ток в нагрузке; *б* – напряжение на конденсаторе

3.3 Блок управления

3.3.1 Алгоритм управления

Блоком управления формируется последовательность импульсов управления тиристорами, реализующая алгоритм работы ГТ. Параметры последовательности настраиваются в соответствии с параметрами подвижной обмотки ЭДВ. Частота тока подвижной обмотки ЭДВ задаётся эталонным сигналом, поступающим от ГСР. Исходя из параметров

эталонного сигнала, блок управления обеспечивает изменение частоты следования импульсов управления тиристорами ГТ. Формирование последовательности прекращается вместе с прекращением эталонного сигнала, или если эталонным сигналом будет задана частота тока подвижной обмотки, которая опасна для ГТ или ЭДВ.

В качестве эталонного сигнала используется последовательность прямоугольных импульсов со скважностью $Q = 2$. Частота эталонного сигнала вдвое выше частоты выходного тока ГТ. Временные диаграммы, иллюстрирующие алгоритм запуска тиристоров и его соответствие эталонному сигналу, показаны на рис. 3.19.

С приходом импульса эталонного сигнала отсчитывается интервал времени Δt_1 , по окончании которого схемой управления выдаются импульсы на тиристоры VS1 и VS4 (см. рис. 3.3) и пару тиристоров реверсивного моста. При этом начинается разряд коммутирующего конденсатора C_k и формирование фронта полуволны тока нагрузки. Интервал времени Δt_1 необходим для получения паузы между полуволнами тока. Наличие этой паузы обеспечивает восстановление управляющих свойств тиристоров реверсивного моста.

По истечении интервала времени Δt_2 запускают тиристор VS3. Интервал времени $(\Delta t_2 - \Delta t_1)$ представляет собой длительность фронта полуволны тока. Этот интервал должен быть согласован со временем разряда конденсатора C_k и настраивается в соответствии с индуктивностью подвижной катушки ЭДВ. Критерием настройки является смена знака напряжением конденсатора и достижение его уровнем величины, достаточной для коммутации тиристоров ГТ.

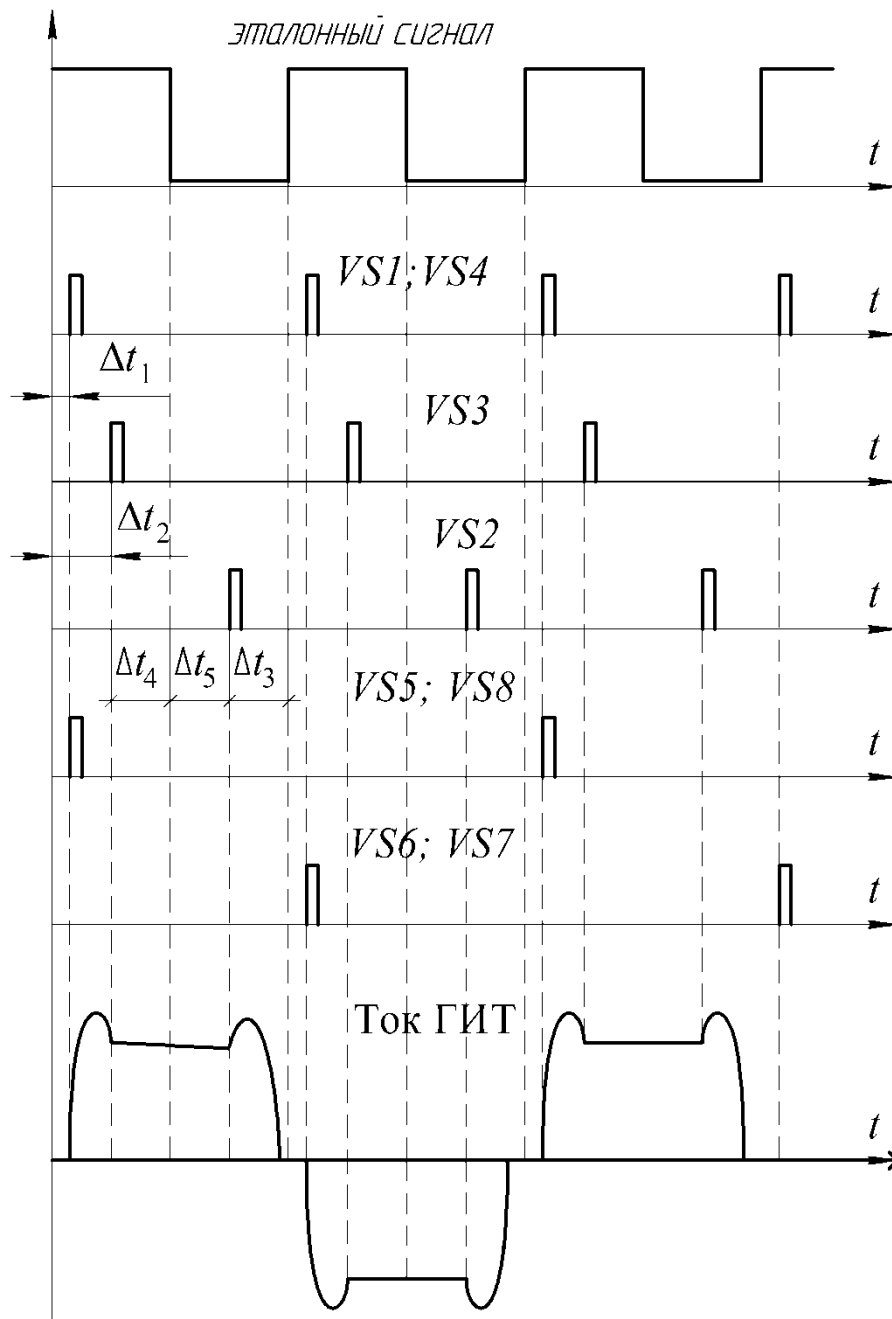


Рис. 3.19 – Алгоритм управления ГИТ

Окончание полуволны тока и формирование её спада осуществляется включением тиристора VS2. Момент включения тиристора VS2 должен быть таким, чтобы интервал времени Δt_3 между запуском тиристора и началом следующего импульса эталонного сигнала был не меньше длительности спада тока ОЯ, т.е. времени заряда конденсатора C_k . Момент времени включения тиристора VS2 не может быть отсчитан от начала формирования полуволны в силу изменяющегося характера её длительности. Точкой

отсчёта момента включения тиристора VS2 является спад импульса эталонного сигнала. От него отсчитывается интервал времени Δt_5 , равный интервалу времени Δt_4 , измеренному между моментом включения тиристора VS3 (окончание формирования фронта тока ОЯ) и спадом импульса эталонного сигнала. Благодаря тому, что эталонный сигнал имеет скважность $Q=2$, интервал времени Δt_5 оказывается равным интервалу Δt_4 при любой частоте эталонного сигнала, а время, предоставляемое для заряда конденсатора C_k и формирования спада тока ОЯ, равно времени его фронта. Из-за э.д.с. движения подвижной обмотки ЭДВ длительности фронта и спада полуволны тока ОЯ не совпадают. Для того чтобы полуволна тока ОЯ заканчивалась до начала следующей полуволны, подбирают интервал времени Δt_1 . При увеличении этого интервала времени и сохранении интервала ($\Delta t_2 - \Delta t_1$), сокращается плоская часть импульса (при сохранении времени фронта и спада) тока ОЯ, и увеличивается пауза между полуволнами.

С приходом следующего импульса эталонного сигнала цикл работы блока управления повторяется, с той лишь разницей, что запускается другая пара тиристоров реверсивного моста.

При возрастании частоты остаются неизменными интервалы времени Δt_1 , Δt_2 и Δt_3 , интервалы Δt_4 и Δt_5 сокращаются в соответствии с периодом эталонного сигнала.

3.3.2 Принцип действия

На рис. 3.20 показана блок-схема блока управления. Рис. 3.21 иллюстрирует процесс формирования импульсов управления тиристорами ГТ.

В состав блока управления входят: реверсивный счетчик РС, к информационным входам которого подключены датчик уровня ДУ, реагирующий на нулевой уровень (НУ) и уровень полного заполнения счетчика (ВО), и пороговые устройства ПУ1 и ПУ2, переключающиеся по достижении содержимым РС некоторых уровней ПУ1 и ПУ2.

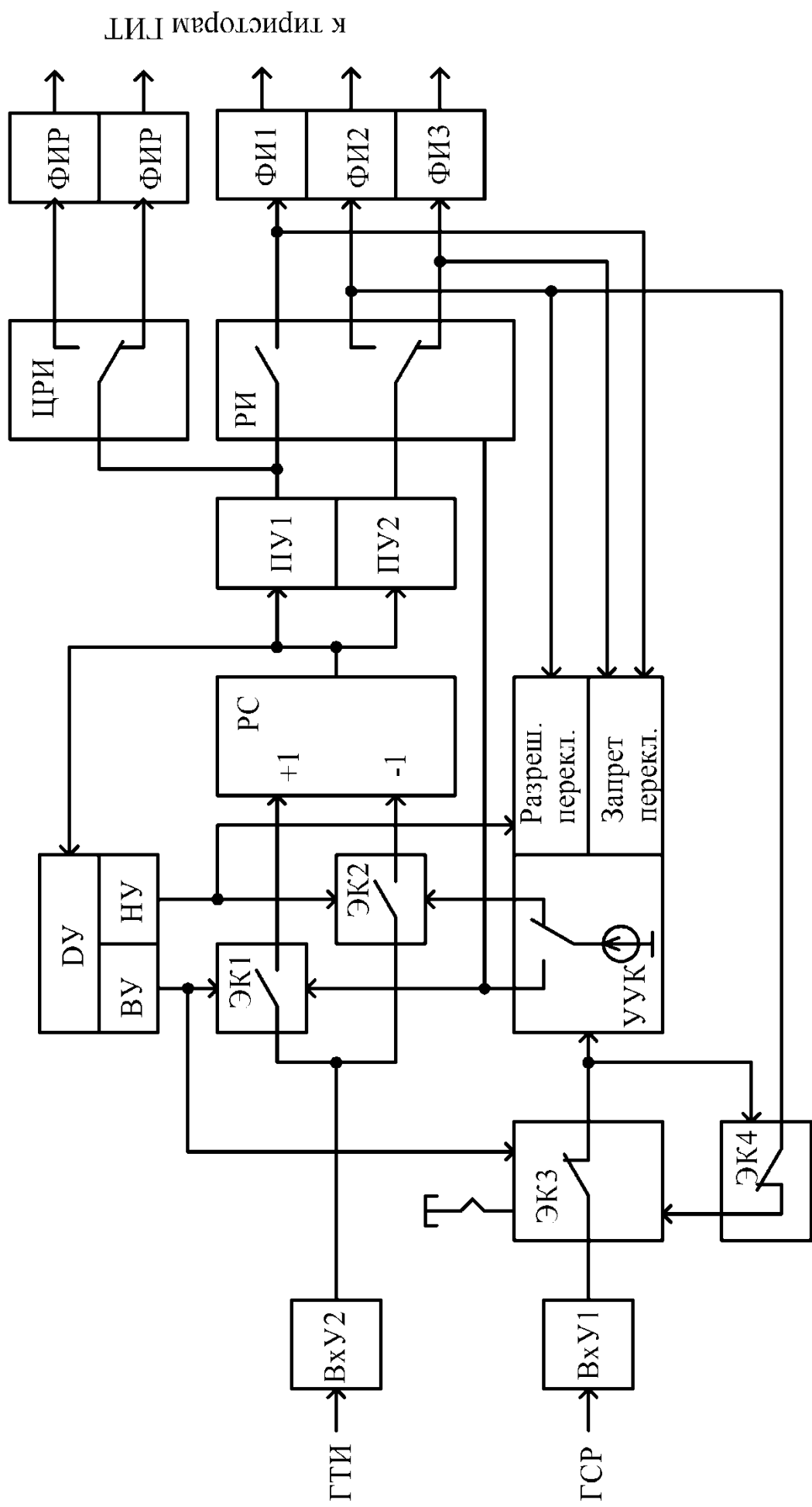
Входы реверсивного счетчика через электронные коммутаторы ЭК1 и ЭК2 и входное устройство ВхУ1 подключены к генератору тактовых импульсов ГТИ. Электронные коммутаторы управляются устройством управления коммутаторами УУК. В зависимости от состояния УУК замкнут один из электронных коммутаторов, другой разомкнут. При этом к ГТИ подключен либо вход прямого счета (+1), либо – обратного (-1).

Состояние УУК зависит от сигнала ГСР (эталонного сигнала), поступающего через входное устройство ВхУ2. В течение времени импульса эталонного сигнала замкнут ЭК1 и к ГТИ подключен вход прямого счёта, в течение времени паузы замкнут ЭК2 – к ГТИ подключен вход обратного счёта.

УУК может быть заблокировано и разблокировано по сигналам ДУ и выходным импульсам управления тиристорами ГТ. Блокировка УУК означает сохранение его состояния независимо от эталонного сигнала.

Электронные коммутаторы ЭК1 и ЭК2 управляются также датчиком уровня счётчика ДУ. По его сигналу может быть прекращен прямой (при достижении верхнего уровня ВУ) или обратный (при достижении нулевого уровня НУ) процесс заполнения счётчика.

Пороговые устройства ПУ1 и ПУ2 формируют импульс при заполнении счётчика до пороговых уровней ПУ1 и ПУ2. Сформированные импульсы распределяются на тиристоры ГТ циклическим распределителем импульсов ЦРИ и распределителем импульсов РИ. Переключение РИ синхронно с переключением ЭК1 и управляется сигналом УУК. Непосредственно на тиристорах ГТ импульсы управления формируются формирователями импульсов ФИР и ФИ1-ФИ3. Формирователи ФИР запускают тиристоры реверсивного моста, а ФИ1 - ФИ3 – коммутирующего моста ГТ.



к типорам ГТИ

Рис. 3.20. Блок-схема управления ГТИ

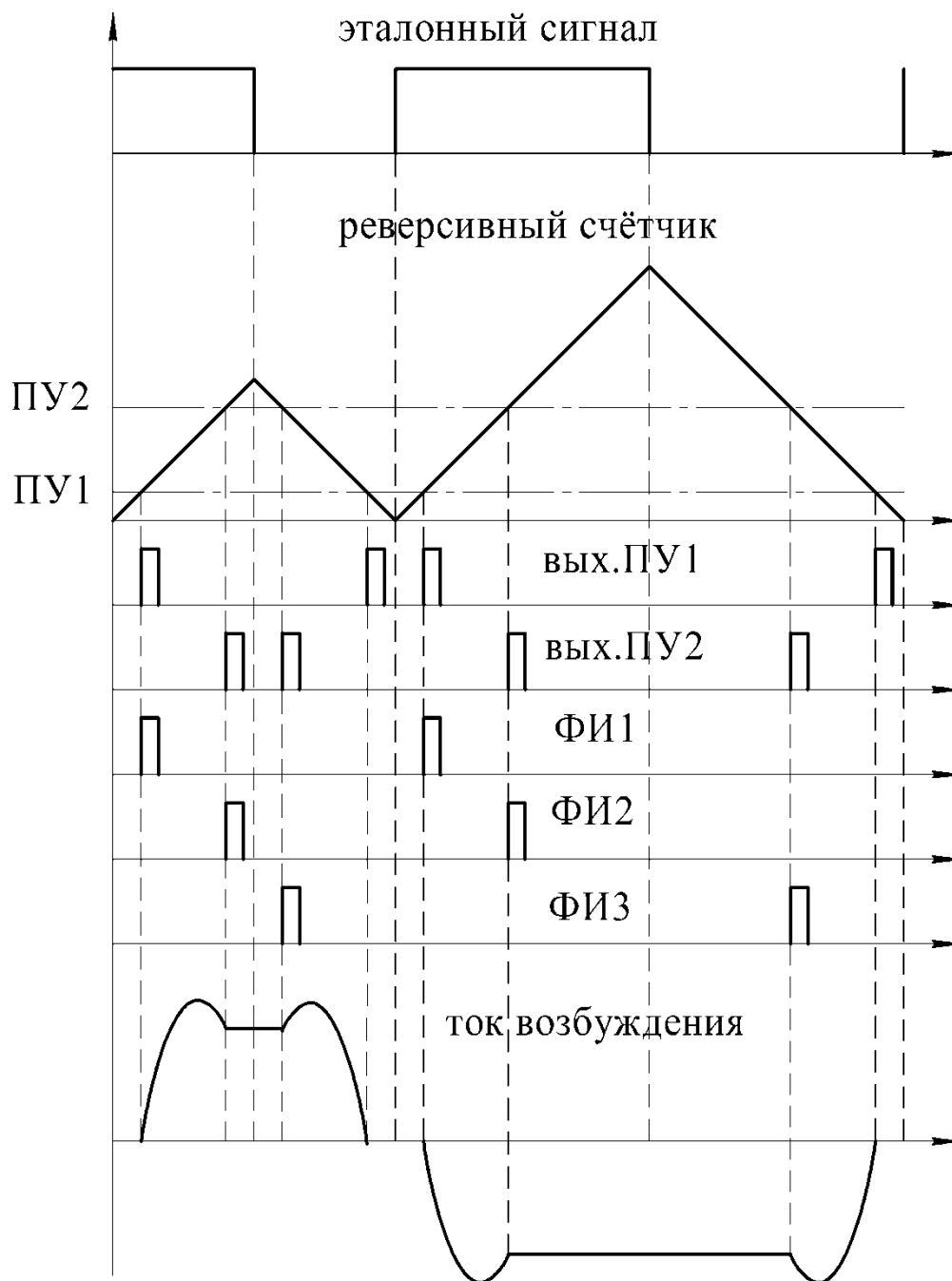


Рис. 3.21 – Принцип действия блока управления

Эталонный сигнал может быть отключён от УУК при помощи коммутатора ЭК3. ЭК3 отключается под действием сигнала ДУ при заполнении счётчика до верхнего уровня и элементом совпадения на ЭК4. Включение ЭК3 может быть произведено только вручную.

Формирование импульсов управления тиристорами происходит следующим образом. При появлении импульса эталонного сигнала ГСР, УУК

переключает ЭК1 и РИ. Сигналы ГТИ подключаются ко входу прямого счёта РС и его информационная ёмкость начинает заполняться с нулевого уровня. Когда РС будет заполнен до первого порогового уровня, на выходе ПУ1 появится импульс, который через ЦРИ, РИ, ФИ1 и один из ФИР будет передан на соответствующие тиристоры ГТ – начнётся формирование фронта полуволны тока ОЯ.

В момент заполнения счётчика до уровня ПУ2 импульс с его выхода через РИ и ФИ2 передаётся на тиристоры ГТ – начинается формирование вершины полуволны тока ОЯ. Уровень ПУ2 выбирается таким образом, чтобы время заполнения счётчика с уровня ПУ1 до уровня ПУ2 соответствовало времени разряда конденсатора C_k .

Далее заполнение счётчика идёт до момента окончания импульса эталонного сигнала. В этот момент времени происходит изменение состояния УУК, ЭК1 – размыкается, ЭК2 – замыкается, происходит также переключение РИ. ГТИ подключается ко входу обратного счёта реверсивного счётчика РС и его информационная ёмкость начинает опорожняться. По достижении ей порогового уровня устройства ПУ2, сигналом с его выхода через РИ и ФИ3 запускаются соответствующие тиристоры ГТ и начинается формирование спада полуволны тока ОЯ.

Длительность полуволны тока ОЯ соответствует периоду повторения импульсов эталонного сигнала. При изменении периода изменяется лишь плоская часть полуволны, интервалы времени, предоставляемые для формирования её фронта и спада, остаются неизменными.

Электронный коммутатор ЭК3 служит для аварийного отключения эталонного сигнала при невозможности сформировать полуволну тока ОЯ с параметрами, задаваемыми эталонным сигналом. Так, если период эталонного сигнала настолько велик, что информационная ёмкость счётчика заполняется раньше окончания импульса, то датчик уровня ДУ отключит ЭК3 и прекратит дальнейшее формирование последовательностей импульсов управления тиристорами ГТ.

Отключение ЭКЗ происходит также и в том случае, когда частота эталонного сигнала слишком велика и не может быть отработана схемой ГТ, т.е. период эталонного сигнала меньше суммы длительностей фронта и спада полуволны тока ОЯ. Элемент совпадения, реализованный на коммутаторе ЭК4, определяет момент окончания импульса эталонного сигнала и если это событие происходит раньше заполнения счётчика до уровня ПУ2, отключает ЭКЗ.

При внезапном или аварийном отключении эталонного сигнала после начала его импульса, когда уже сформирована часть импульсов управления тиристорами, для предотвращения аварийного режима ГТ должны быть сформированы и остальные импульсы, завершающие полуволну тока ОЯ. Этому служит блокировка переключения УУК. После заполнения счётчика до уровня порогового устройства ПУ1, сигнал с его выхода блокирует УУК и переключение счётчика с прямого счёта на обратный становится невозможным. Блокировка снимается только по заполнении счётчика до уровня ПУ2, и только тогда может быть начат обратный счёт. Таким образом, время, предоставляемое на формирование фронта полуволны тока, всегда остаётся постоянным.

В направлении обратного счёта РС, после прохождения уровня устройства ПУ2, последнее блокирует УУК и переключение РС с обратного счёта на прямой становится невозможным. Блокировка снимается сигналом датчика ДУ по достижении счётчиком нулевого уровня НУ. Благодаря этому время, предоставляемое для формирования спада полуволны тока ОЯ, не сможет быть меньше первоначально заданной величины. Это необходимо для предотвращения аварийного режима при искажении эталонного сигнала (скважности следования импульсов), когда времени для обратного счёта предоставляется меньше, чем для прямого.

3.3.3 Принципиальная схема

Принципиальная схема основной платы блока управления показана на рис 3.22.

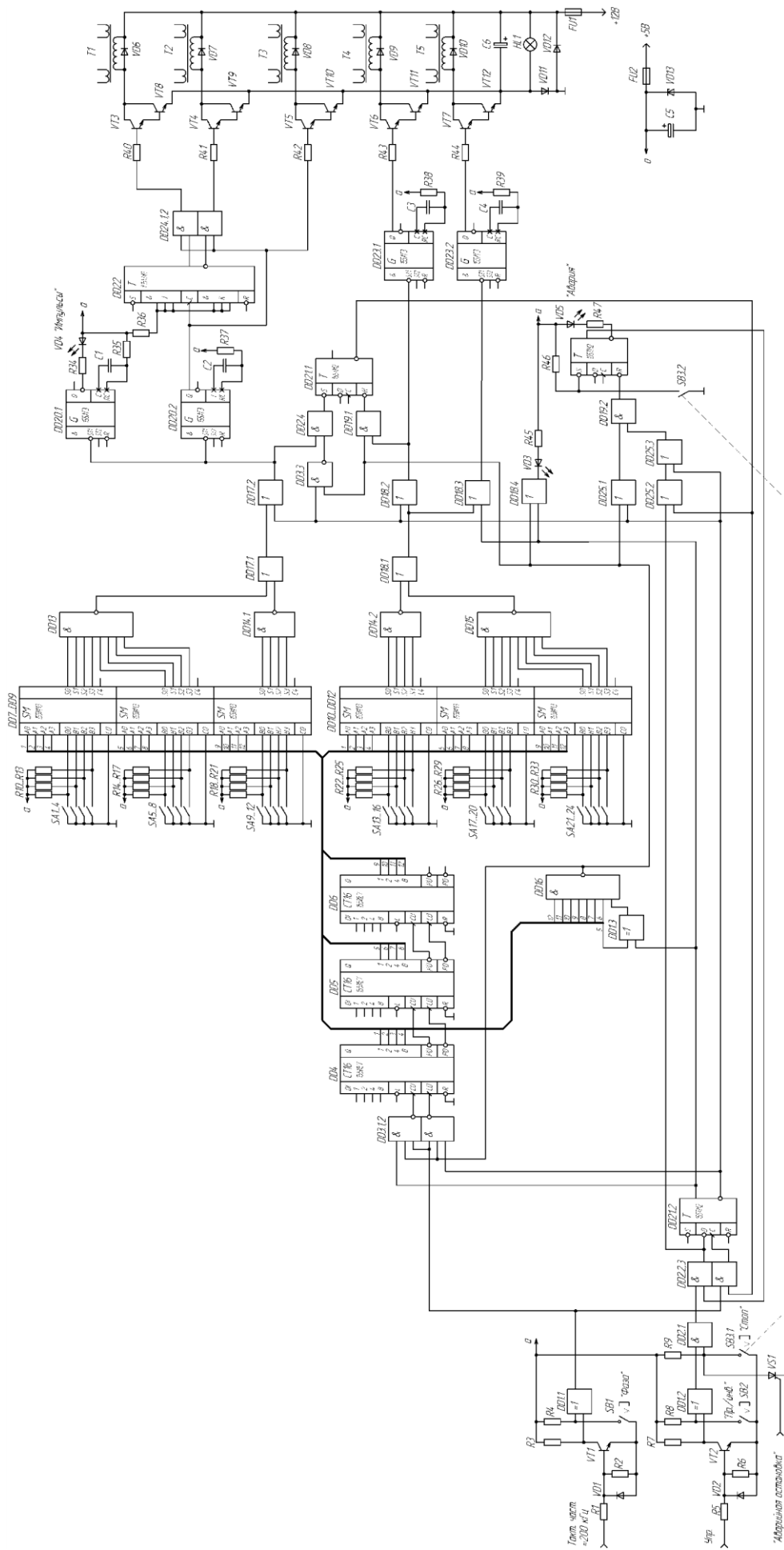


Рис. 3.22 – Принципиальная схема блока управления

Реверсивный счётчик РС реализован на микросхемах DD4-DD6.

Электронные коммутаторы ЭК1 и ЭК2 выполнены на микросхеме DD3.

Микросхемы DD16 и DD28 составляют датчик уровня ДУ.

Пороговые устройства ПУ1 и ПУ2 выполнены с применением полных четырёхразрядных сумматоров:

ПУ1 – DD7- DD9, DD13, DD14.1 и DD17.1

ПУ2 – DD10 - DD12, DD15, DD27 и DD18.1.

Уровни заполнения счётчика, при которых происходит срабатывание ПУ1 и ПУ2 задаются переключениями SA4-SA27: SA4-SA15-ПУ1, SA16-SA27-ПУ2.

DD17.2, DD18.2 и DD18.3 - распределитель импульсов РИ.

DD22, DD19.3, DD19.4 - циклический распределитель импульсов ЦРИ.

Микросхемы DD20, DD23, транзисторы VT3-VT12, трансформаторы Т1-Т5 - элементы формирователей импульсов ФИ1-ФИ3 и ФИР.

Устройство управления коммутаторами УУК выполнено на микросхемах DD2.3, DD2.4, DD19.1, DD19.2 и DD21.1.

Электронный коммутатор ЭК3 составлен из микросхем DD19.2, DD26, и DD2.1 и DD2.2.

ЭК4 - DD25.2, DD25.3

Микросхема DD25.1 реализует связь ДУ с ЭК4.

Входные устройства ВхУ1, ВхУ2 содержат VT1, DD1.1 и VT2, DD1.2. На них возложены функции согласования сигналов ГСР и ГТИ с параметрами блока управления. В них производится преобразование уровней входных сигналов, предусмотрено инвертирование сигналов.

В блоке имеется индикация режимов работы:

"Готов" – при обнулении счётчика и отсутствии эталонного сигнала;

"Импульсы" – при формировании последовательности импульсов управления тиристорами ГТ;

"Авария" – при аварийном прекращении работы блока из-за появления частоты эталонного сигнала вне рабочего диапазона частот.

Работа блока управления может быть остановлена внешними сигналами:

- переключением выключателя "Стоп" - SA3;
- при подаче импульса на управляющий электрод тиристора VS1.

Работа блока при любом виде останова возобновляется размыканием SA3 ("Стоп").

Конструктивно блок управления был выполнен в виде металлического ящика 350×250×120 мм, в котором, кроме основной платы, находились стабилизатор напряжения и контрольные генераторы задающих сигналов тактовых импульсов и развёртки, а также разъёмы для соединения с внешними устройствами: аккумуляторной батареей, ГТ, ГСР и ГТИ.

Питание блока управления осуществляется от источника постоянного напряжения 12В (аккумуляторная батарея). Уровень напряжения 5В для питания микросхем вырабатывается встроенным стабилизатором параметрического типа (напряжение 5В может быть подано и от внешнего источника). На входы блока от ГСР необходимо подать эталонный сигнал и тактовые импульсы с частотой 200 кГц. Возможна работа только с эталонным сигналом. В этом случае тактовые импульсы должны быть поданы от встроенного в блок генератора тактовых импульсов. Отметим, однако, что работа от ГТИ, не синхронизированного с эталонным сигналом, ухудшает точность задания длительности полуволны. В блок встроен также генератор сигнала со скважностью $Q = 2$, частота которого перестраивается. Этот сигнал может быть использован для проверки работоспособности блока вместо эталонного сигнала. Подключение встроенных генераторов осуществляется снаружи переключением контактов соответствующих разъёмов.

3.3.4 Основные характеристики блока управления

Напряжение питания/потребляемый ток	12В/2А
Частота сигнала ГСР (эталонного сигнала):	
Нижняя	13 Гц

Верхняя	(Определяется уровнем ПУ2)
Частота тактовых импульсов	200 кГц
Амплитуда тактовых импульсов и импульсов сигнала ГСР	5 - 15В
Амплитуда/длительность импульсов управления тиристорами ГТ	8В/50мкс

3.4 Моделирование электродинамического вибратора с системой фазовой коррекции

На рис. 3.23 представлена функциональная схема виброисточника на базе электродинамического вибратора. Источник содержит ЭДВ, установленный на поверхность грунта. Вместе вибратор и грунт образуют единую электромеханическую систему, на входы которой поступают постоянный ток I_0 , формируемый генератором тока ГТ2, протекающий по обмотке подмагничивания ЭДВ, и переменный ток $i(t)$ изменяющейся частоты, формируемый генератором тока ГТ1, который протекает по подвижной обмотке ЭДВ. В системе ЭДВ-грунт электрическая энергия, поступающая от источников тока, преобразуется в энергию механических колебаний отдельных деталей вибратора и грунта. Выходным сигналом блока ЭДВ-грунт может считаться мгновенная скорость v колебаний поверхности грунта или её ускорение $a (\dot{v})$.

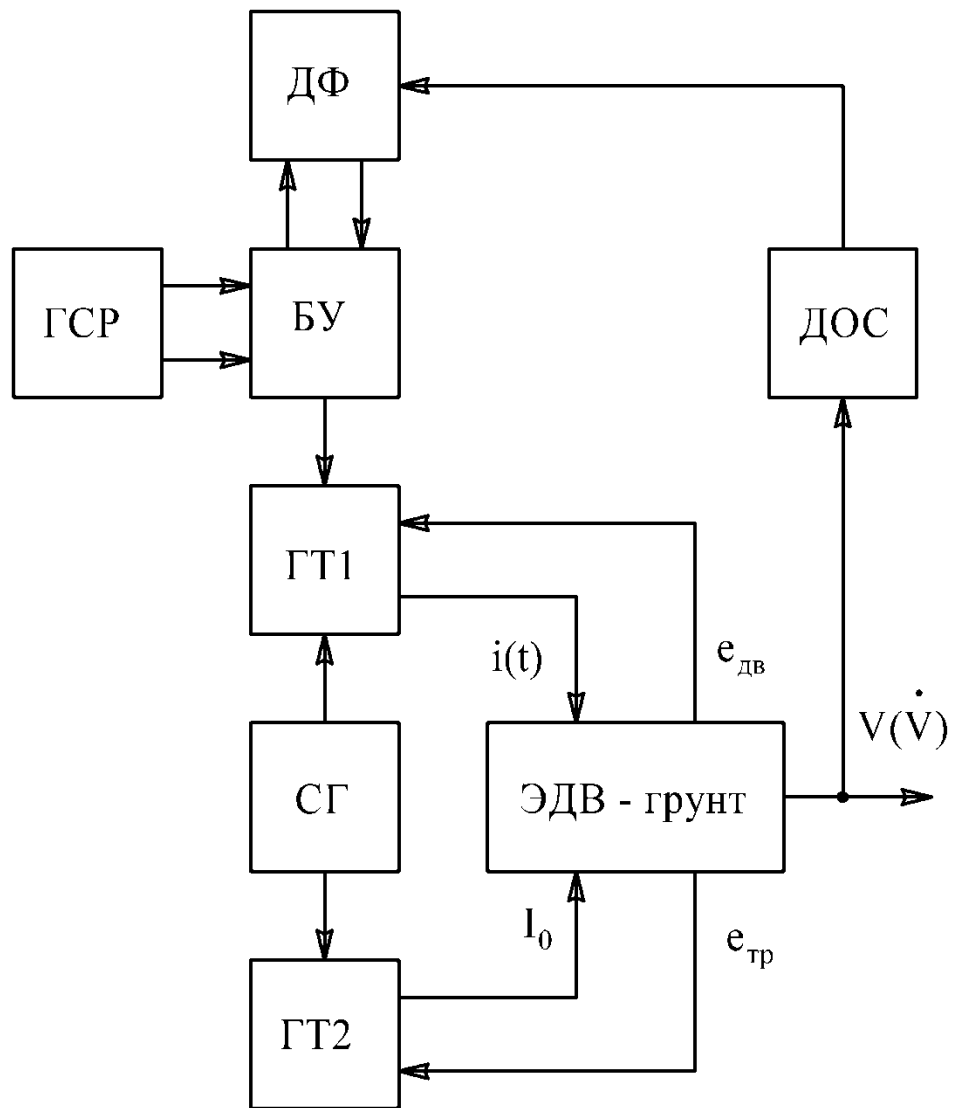


Рис. 3.23 – Функциональная схема виброисточника на базе электродинамического вибратора

Между генераторами тока и ЭДВ действуют местные обратные связи, проявляющиеся в том, что на величину тока $i(t)$ влияет т.н. э.д.с. движения, возникающая при колебаниях подвижной обмотки, а на величину тока I_0 – переменная э.д.с., наведённая в обмотке подмагничивания переменным магнитным потоком в магнитопроводе ЭДВ. Электропитание обоих генераторов тока осуществляется от синхронного генератора СГ.

Управляющая часть виброисточника состоит из генератора сигнала развёртки ГСП, блока управления БУ тиристорами ГТ1, датчика фазы ДФ и датчика обратной связи ДОС. Последние два элемента составляют основу системы фазовой коррекции. ГСП формирует эталонный сигнал в виде

прямоугольных импульсов двойной по сравнению с рабочей частоты со скважностью $Q=2$ и тактовый высокочастотный сигнал. Оба сигнала используются для управления работой БУ, который в свою очередь формирует импульсы управления тиристорами ГТ1. Кроме того, БУ вырабатывает опорный сигнал в виде прямоугольных импульсов рабочей частоты со скважностью $Q=2$, который поступает в ДФ. ДОС вырабатывает электрический сигнал, пропорциональный скорости (ускорению) излучающей плиты ЭДВ. Датчик фазы выделяет из сигнала ДОС первую гармонику, сравнивает её фазу с фазой опорного сигнала и вырабатывает сигнал, пропорциональный разности фаз. Этот сигнал поступает в БУ и воздействует на временные параметры последовательности управляющих импульсов тиристоров, чем обеспечивается уменьшение фазового рассогласования.

В процессе моделирования ЭДВ решались следующие задачи:

- разработка математической модели всей системы;
- численное исследование на ЭВМ процессов в разомкнутой системе (когда разорваны связи между ДФ и БУ) с целью выявления закономерностей поведения фазы выходного сигнала ЭДВ во всём рабочем диапазоне частот;
- изучение параметров разомкнутой системы, воздействие на которые наиболее эффективно для компенсации фазового рассогласования;
- численное исследование на ЭВМ процессов в замкнутой системе; определение оптимальных параметров сигнала рассогласования, при которых обеспечивается поддержание разности фаз в заданных пределах; изучение влияния скорости развёртки частоты на эффективность работы системы фазовой коррекции;
- формулирование требований к аппаратурной реализации системы фазовой коррекции.

Поскольку характеристики отдельных звеньев виброисточника по-разному сказываются на фазовой характеристике его выходного сигнала, примем следующие допущения:

- местными обратными связями между ЭДВ и генераторами токов можно пренебречь;
- СГ можно считать идеальным источником бесконечной мощности;
- амплитуду импульсов тока, формируемых ГТ1, будем считать постоянной, не зависящей от частоты;
- процессы включения и выключения тиристоров ГТ1 будем считать мгновенными, причем для включения достаточно сформировать бесконечно короткий импульс управления;
- ГТ2 будем считать идеальным источником тока;
- искажениями, вносимыми в фазу выходного сигнала ЭДВ датчиком обратной связи и датчиком фазы, пренебрежём;
- нелинейностями характеристик механических элементов ЭДВ и грунта пренебрежём;
- работу ГСР будем считать не зависящей от других элементов виброисточника.

3.4.1 Разработка математической модели виброисточника

С учетом приведенных выше допущений структурная схема [29] виброисточника может быть представлена так, как это показано на рис. 3.24. Она содержит пять обобщённых звеньев с передаточными функциями $W_{\text{бу}}$ (блока управления), $W_{\text{гт}}$ (генератора тока ГТ1), $W_{\text{эг}}$ (электромеханической системы ЭДВ-грунт), $W_{\text{дос}}$ (датчика обратной связи) и $W_{\text{дф}}$ (датчика фазы). Для получения математической модели виброисточника нужно найти все перечисленные передаточные функции.

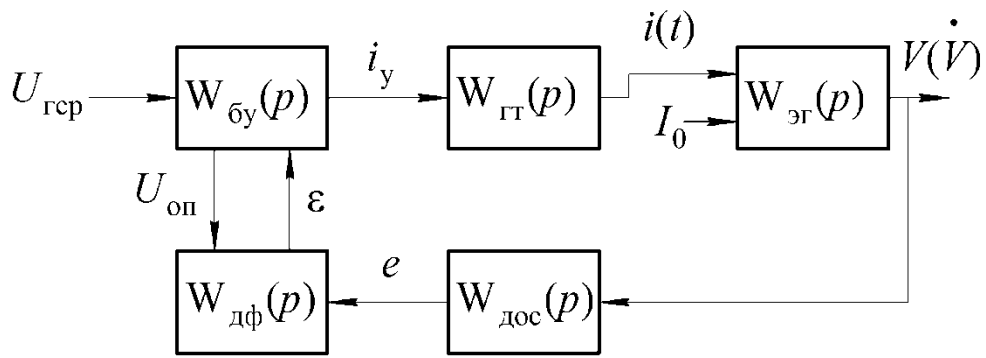


Рис. 3.24 – Упрощенная структурная схема виброисточника

3.4.1.1. Математическая модель электромеханической системы ЭДВ-грунт.

На рис. 3.25 приведён эскиз электродинамического вибратора, состоящего из излучающей плиты 1, опирающейся на грунт, реактора 2, на котором укреплены магнитопровод (отдельно не показан) и обмотка подмагничивания 3. К излучающей плите прикреплена подвижная обмотка 4. Реактор поддерживает пружина 5.

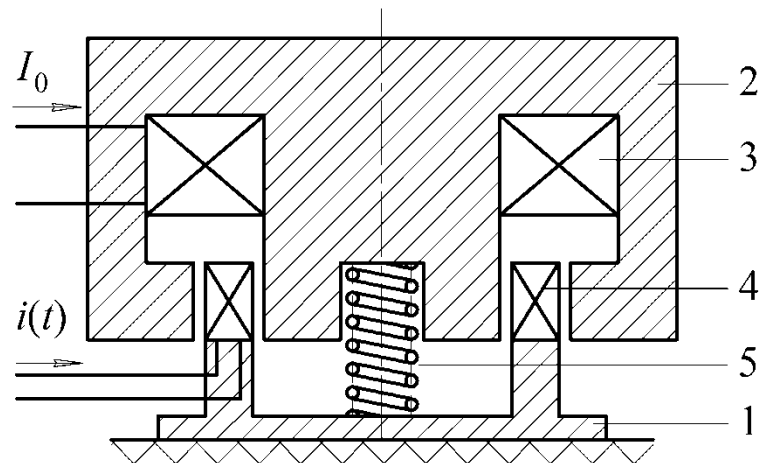


Рис. 3.25 – Конструктивная схема электродинамического вибратора

На рис. 3.26 представлена механическая цепь ЭДВ, а на рис. 3.27 - её электрические аналоги, где:

m_1 – масса излучающей плиты с подвижной обмоткой и другими укрепленными на плите деталями; её электрический аналог – L_1 ;

σ_1 – сила тяжести, действующая на массу m_1 ; её аналог E_1 ;

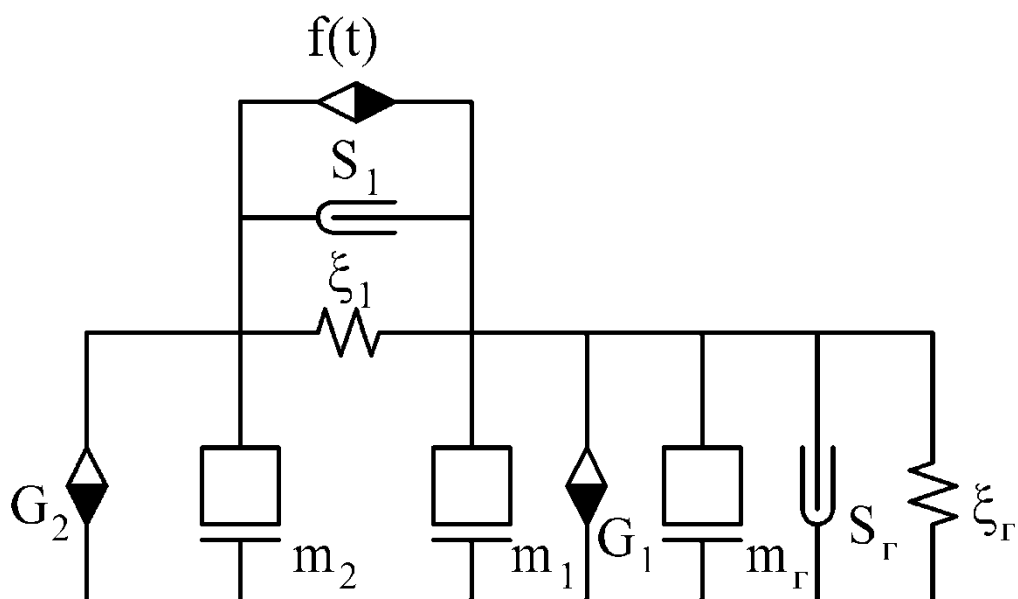


Рис. 3.26 – Механическая цепь ЭДВ

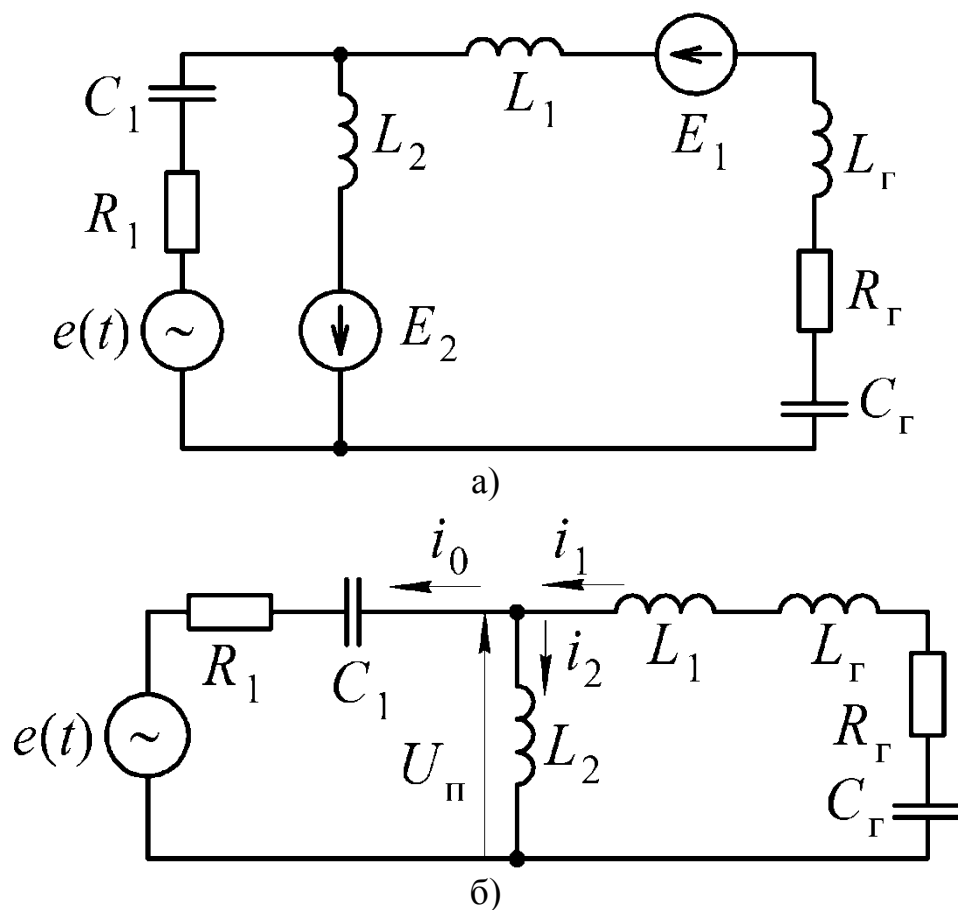


Рис. 3.27 – Электрические аналоги: а) – с учетом сил веса; б) – без учета сил веса

m_2 – масса реактора и всех соединённых с ним деталей (магнитопровода, обмотки возбуждения и др.); её аналог – L_1 ;

σ_2 – сила тяжести, действующая на массу m_2 ; её аналог – E_2 ;

ξ_1 – податливость пружины, поддерживающей реактор; её аналог – ёмкость C_1 ;

s_1 – демпфер, отражающий диссипативные потери энергии в пружине; его аналог – R_1 ;

$m_\Gamma, s_\Gamma, \xi_\Gamma$ – элементы, отражающие инерционные, диссипативные и упругие свойства грунта; их аналоги соответственно $L_\Gamma, R_\Gamma, C_\Gamma$;

$f(t)$ – источник переменной электродинамической силы; его аналог – $e(t)$.

В схеме на рис. 3.27б исключены источники постоянных э.д.с. Это сделано потому, что электрические цепи-аналоги линейны, и значит, постоянные э.д.с. не сказываются на переменных процессах, протекающих в электромеханической системе ЭДВ под действием переменной электродинамической силы. Электрические токи и напряжения в схеме на рис. 3.27б имеют следующие механические аналоги:

i_1 – абсолютная скорость излучающей плиты;

i_2 – абсолютная скорость движения реактора;

i_0 , – скорость относительного движения излучающей плиты и реактора;

u_p – сила, действующая на излучающую плиту.

Процессы, протекающие в цепи на рис. 3.27б, описываются следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} R_1 i_0 + \frac{1}{C_1} \int i_0 dt + u_n = e(t); \\ R_2 i_1 + \frac{1}{C_2} \int i_1 dt + (L_1 + L_2) \frac{di_1}{dt} - u_n = 0; \\ L_2 \frac{di_2}{dt} + u_n = 0; \\ i_1 = i_0 + i_2. \end{cases} \quad (3.27)$$

Электродинамическую силу ЭДВ можно определить как:

$$f(t) \equiv e(t) = B_0(I_0)li(t), \quad (3.28)$$

где B_0 – индукция магнитного поля подмагничивания в рабочем зазоре ЭДВ, зависящая от тока I_0 ;

l – длина провода подвижной обмотки, находящегося в рабочем зазоре.

Структурная схема системы ЭДВ-грунт, построенная по уравнениям (3.27) и (3.28), представлена на рис. 3.28. Она и является искомой математической моделью, удобной для реализации, как на аналоговой, так и на цифровой вычислительных машинах. Подключение ДОС осуществляется в точке А, если используется датчик скорости, либо в точке В, если датчик ускорения.

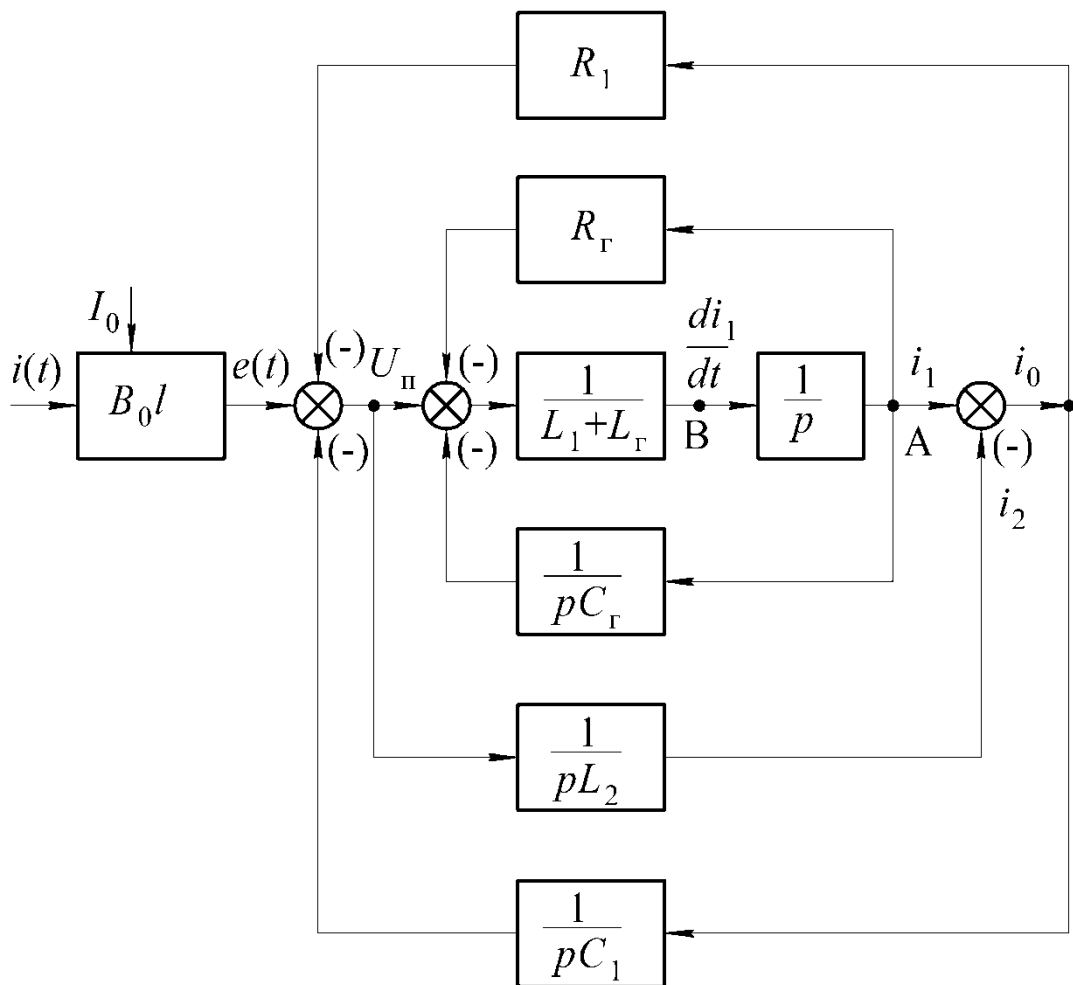


Рис. 3.28 – Структурная схема системы ЭДВ-грунт

3.4.1.2. Математическая модель ГТ1.

В разделе 3.2 настоящей главы рассмотрена математическая модель ГТ1 для питания подвижной обмотки ЭДВ. Она подробно учитывает

процессы, происходящие в схеме генератора на каждом этапе формирования импульса тока, что необходимо для правильного выбора параметров полупроводниковых приборов. Для достижения цели, поставленной в данном разделе, нет необходимости пользоваться подробной математической моделью ГТ1, поскольку это неоправданно усложнило бы расчеты. Поэтому в дальнейшем мы будем полагать, что ГТ1 формирует знакопеременные импульсы тока трапецеидальной формы с плоской вершиной, причем амплитуда этих импульсов не зависит от частоты работы ЭДВ.

На рис. 3.29 приведены временные диаграммы, характеризующие работу блока управления и генератора ГТ1.

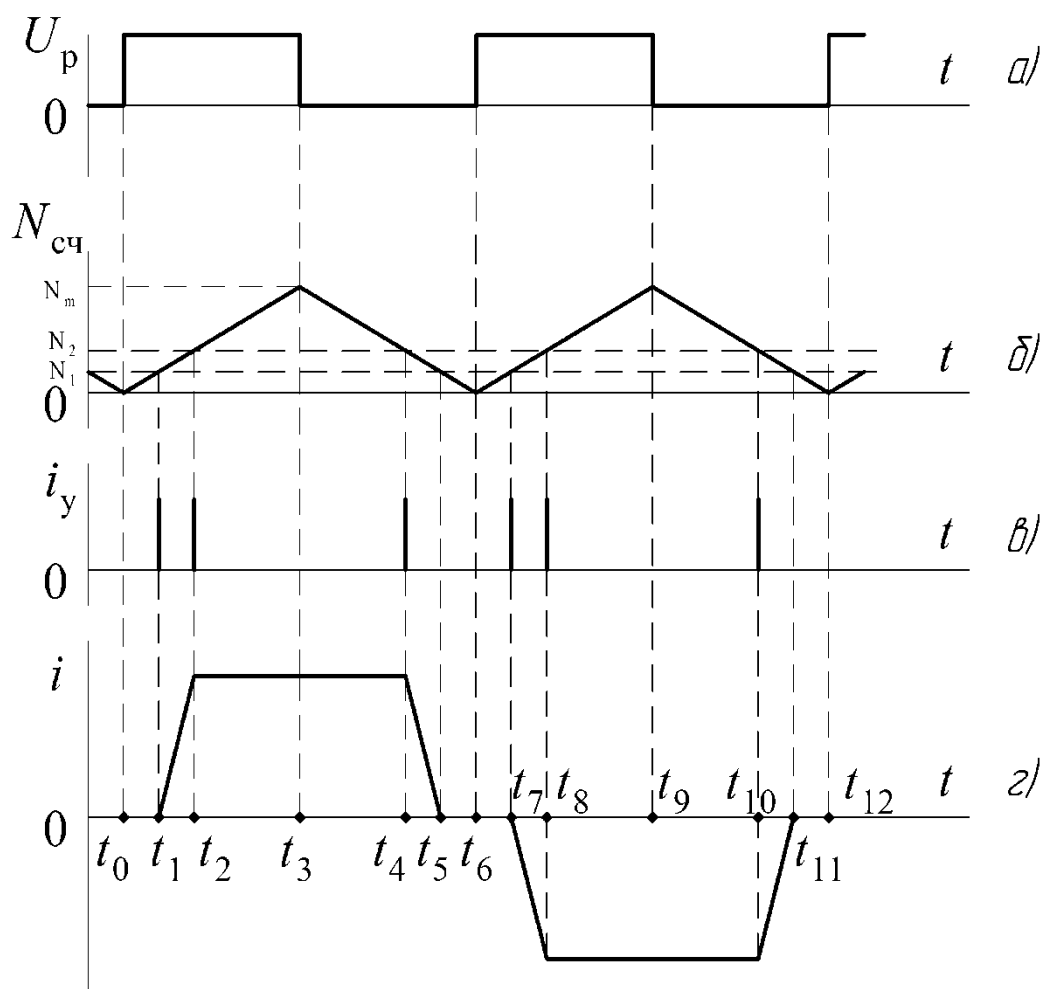


Рис. 3.29 – Временные диаграммы блока управления

Из графиков видно, что БУ за один период работы вибратора формирует шесть импульсов управления тиристорами (см. рис. 3.29в), которые поступают в ГТ1 в моменты времени t_1, t_2, t_4, t_7, t_8 и t_{10} . За это время ГТ1 вырабатывает два разнополярных импульса тока в подвижной обмотке ЭДВ. Их можно разложить на восемь составляющих так, как показано на рис. 3.30.

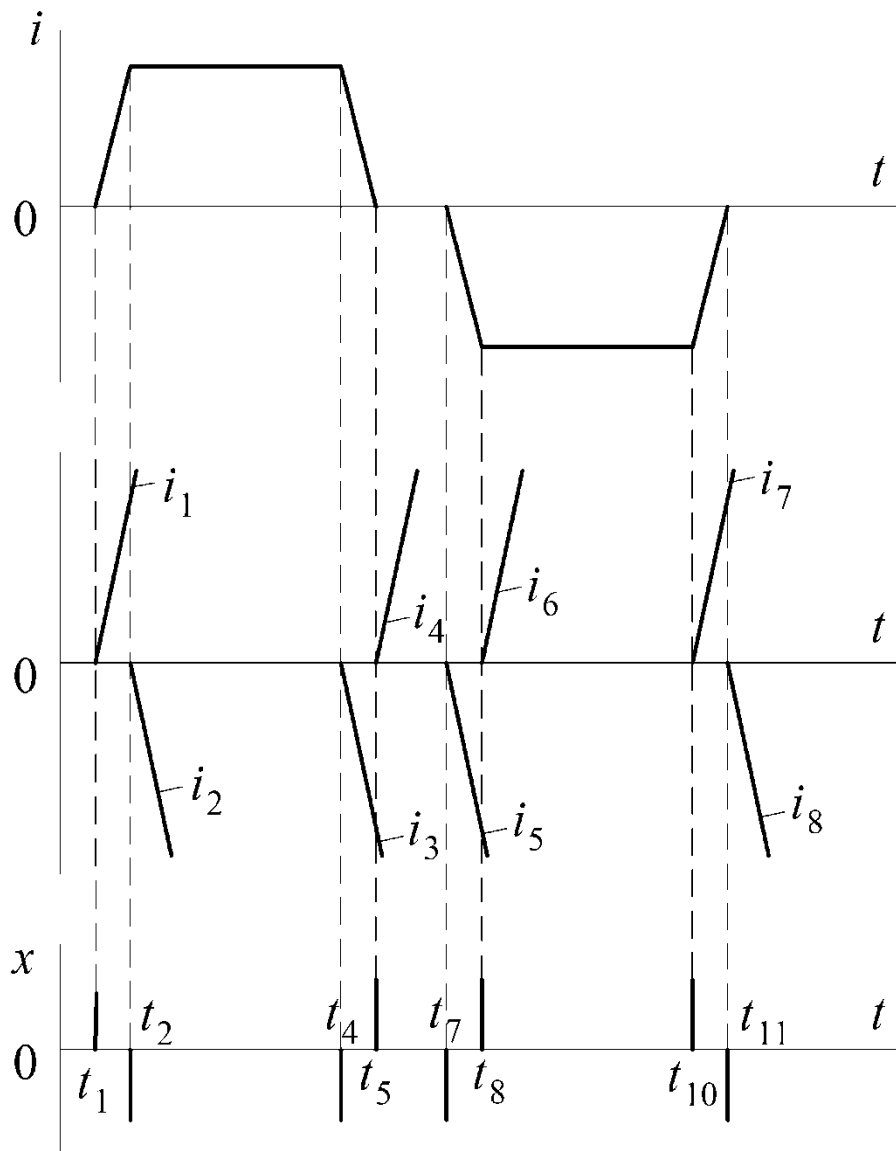


Рис. 3.30 – Моделирование импульсов тока

Тогда:

$$i(t) = \sum_{s=1}^8 i_s(t). \quad (3.29)$$

Каждая составляющая может рассматриваться как реакция ГТ1 на входные управляющие δ -импульсы (см. рис. 3.30), поступающие в моменты времени $t_1, t_2, t_4, t_5, t_7, t_8, t_{10}$ и t_{11} . Уравнение каждой составляющей имеет вид:

$$i_s(t) = kt, \quad (3.30)$$

где k – коэффициент, модуль которого равен модулю производной тока $i(t)$ на фронтах импульсов, а знак, как видно из рис. 3.30, положительный для $s=1,4,6,7$ и отрицательный для остальных составляющих.

Изображение Лапласа функции (3.30) имеет вид [19]:

$$L[kt] = \frac{k}{p^2}. \quad (3.31)$$

Учитывая всё сказанное выше, математическую модель ГТ1 можно представить структурной схемой, приведённой на рис. 3.31а. Она содержит линейное звено с передаточной функцией (3.31) и два нелинейных звена с передаточными функциями W_1 и W_2 .

Звено W_2 формирует положительные δ -импульсы в моменты t_5 и t_{11} окончания импульсов тока. В реальной схеме ГТ1 в эти моменты происходит выключение тиристоров без подачи на них сигналов управления. Поэтому БУ в эти моменты не выдаёт управляющих импульсов (см. рис. 3.29в). Если же дополнить последовательность сигналов, вырабатываемых БУ, фиктивными импульсами в моменты времени t_5 и t_{11} , то звено W_2 можно вообще из структурной схемы исключить. Это не скажется на работе системы фазовой коррекции, т.к. в реальном генераторе длительности фронта и спада импульсов тока практически одинаковы.

Звено W_1 преобразует последовательность положительных δ -импульсов в знакопеременную последовательность $x(t)$, график которой приведен на рис. 3.30в.

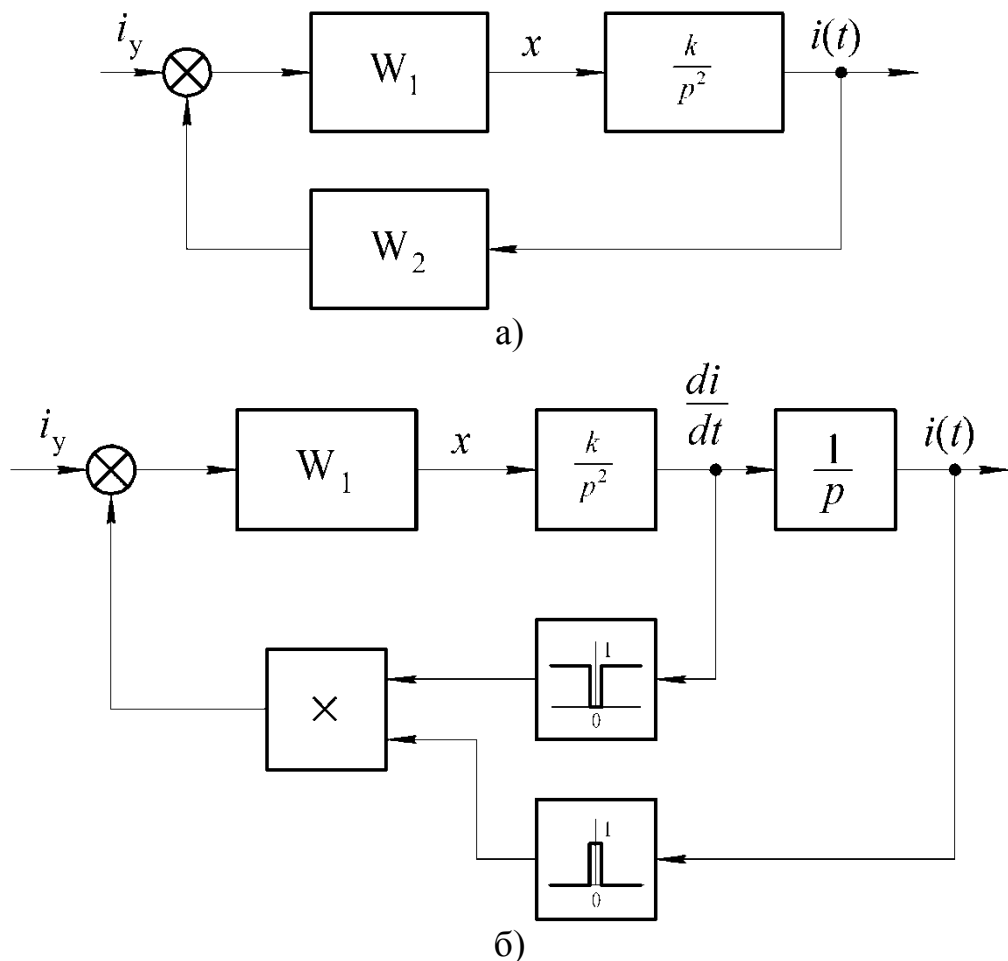


Рис. 3.31 – Математическая модель ГТ1: а) – Структурная схема; б) – вариант реализации звена W_2

На рис. 3.31б показана структурная схема ГТ1, в которой применён один из возможных конкретных способов реализации звена W_2 .

3.4.1.3. Математическая модель блока управления.

Как видно из рис. 3.23 БУ представляет собой устройство с двумя входами и двумя выходами. Его можно разбить на несколько самостоятельных блоков, как показано на рис. 3.32.

Блок с передаточной функцией W_3 , преобразует сигнал, поступающий с ГСР, в опорный сигнал, по отношению к которому измеряется фаза первой гармоники выходного сигнала вибратора. Временные диаграммы этих сигналов приведены на рис. 3.33, откуда видно, что блок W_3 , представляет собой делитель частоты на два.

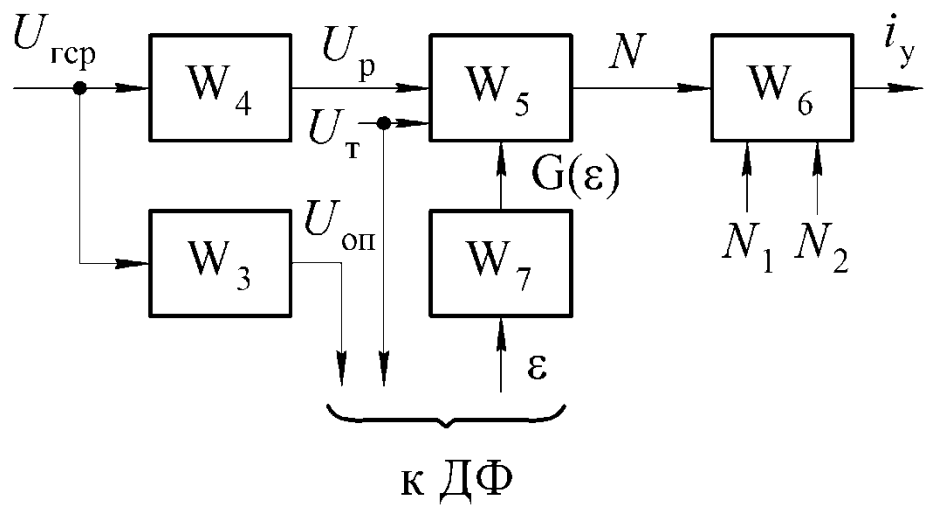


Рис. 3.32 – Структура блока управления

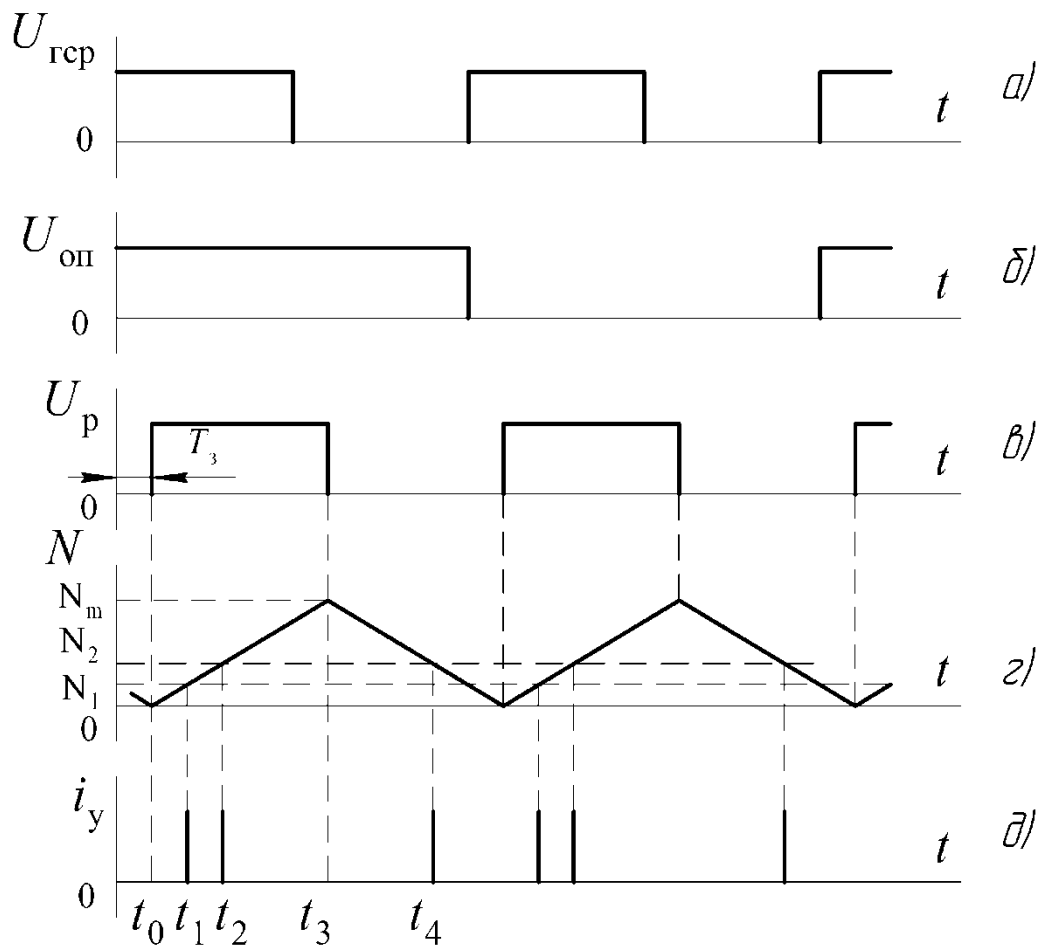


Рис. 3.33 – Временные диаграммы блока управления

Блок W_4 формирует рабочий сигнал, который, как видно из рис. 3.33, отличается от эталонного сигнала ГСР сдвигом на время T_3 . Передаточная функция этого блока:

$$W_4(p) = \exp(-pT_3). \quad (3.32)$$

Блок W_5 , представляет собой формирователь временных интервалов выходных импульсов тока ГТ1. В его основе лежит управляемый реверсивный счётчик (РС); выходной сигнал N блока - это число, записанное в счётчике (см. рис. 3.33г). Скорость счёта РС задается тактовым высокочастотным сигналом u_T , поступающим с ГСР.

Управление режимом счёта осуществляется рабочим сигналом u_p и сигналом $G(\varepsilon)$, пропорциональным фазовому рассогласованию ε . На рис. 3.33г график $N(t)$ приведён для случая $G(\varepsilon)=0$.

Более подробно принцип работы БУ и в частности реверсивного счётчика рассмотрен в разделе 3.3. Здесь лишь отметим, что максимальное число $N_{\text{макс}}$, которое может быть записано в счётчике, ограничено его ёмкостью, что ограничивает снизу рабочий диапазон частот вибратора. Минимальное число $N_{\text{мин}}$, до которого должен досчитать счётчик при прямом счёте, ограничено снизу условиями обеспечения работоспособности силовой схемы ГТ1, что ограничивает рабочий диапазон частот ЭДВ сверху.

Математической моделью РС может служить интегратор с передаточной функцией $W(p) = p^{-1}$, на вход которого поступают тактовые единичные δ -импульсы положительные при прямом счёте и отрицательные – при обратном.

Блок W_6 формирует управляющие импульсы i_y , поступающие на тиристоры ГТ1. Импульсы выдаются в моменты, когда число N на выходе РС совпадает с предустановками N_1 и N_2 на этапе прямого счёта и с предустановкой N_2 на этапе обратного счёта (см. рис. 3.33). Предустановки подбираются в зависимости от быстродействия тиристоров ГТ1 и параметров подвижной обмотки ЭДВ.

Блок W_7 преобразует сигнал фазового рассогласования ε , поступающий с датчика фазы, в сигнал $G(\varepsilon)$, управляющий режимом счёта РС. Структура этого блока зависит от выбранного алгоритма работы системы фазовой коррекции; этот вопрос будет рассмотрен ниже.

3.4.1.4. Математические модели ДОС и ДФ.

В силу принятого допущения об отсутствии искажений, вносимых в фазу выходного сигнала ЭДВ датчиком обратной связи, в дальнейшем будем считать, что ДОС может быть смоделирован пропорциональным звеном с коэффициентом передачи $K_{\text{дос}}$.

Датчик фазы измеряет фазу первой гармоники сигнала, поступающего с ДОС, относительно фазы опорного сигнала. Как известно [3.6], коэффициенты Фурье первой гармоники периодической с периодом T функции $e(t)$ могут быть найдены из выражений:

$$a_1 = \frac{2}{T} \int_0^T e(t) \cos \frac{2\pi t}{T} dt. \quad (3.33)$$

$$b_1 = \frac{2}{T} \int_0^T e(t) \sin \frac{2\pi t}{T} dt. \quad (3.34)$$

Фаза первой гармоники, если принять, что она лежит в пределах $\pm\pi$, отыскивается по формуле:

$$\varepsilon = \begin{cases} \arctg \frac{b_1}{a_1}, & \text{если } a_1 > 0 \text{ и } b_1 > 0; \\ -\arctg \left| \frac{b_1}{a_1} \right|, & \text{если } a_1 > 0 \text{ и } b_1 < 0; \\ \pi - \arctg \left| \frac{b_1}{a_1} \right|, & \text{если } a_1 < 0 \text{ и } b_1 > 0; \\ -\pi + \arctg \frac{b_1}{a_1}, & \text{если } a_1 < 0 \text{ и } b_1 < 0. \end{cases} \quad (3.35)$$

Структурная схема ДФ, реализующая заданную выражениями (3.33)...(3.35) процедуру определения фазы первой гармоники, приведена на рис. 3.34.

Опорный сигнал $u_{оп}$ с БУ поступает на блок W_8 , который в момент начала очередного периода вырабатывает командный импульс, обеспечивающий обнуление всех интеграторов. Тактовые δ -импульсы u_T поступают на блок с передаточной функцией $1/pf_T$, где f_T – частота повторения тактовых импульсов. На выходе этого блока формируется сигнал, пропорциональный времени, прошедшему с начала периода.

В конце очередного периода блок W_8 , вырабатывает командный сигнал, по которому в блоке W_{12} вычисляется и запоминается величина фазы первой гармоники, а в блоке W_9 – запоминается длительность прошедшего периода. В течение периода, пока происходит вычисление интегралов (3.33) и (3.34), сигналы на выходе блоков W_9 и W_{12} остаются неизменными.

Назначение остальных блоков на рис. 3.34 понятно из приведённых обозначений их входных и выходных сигналов.

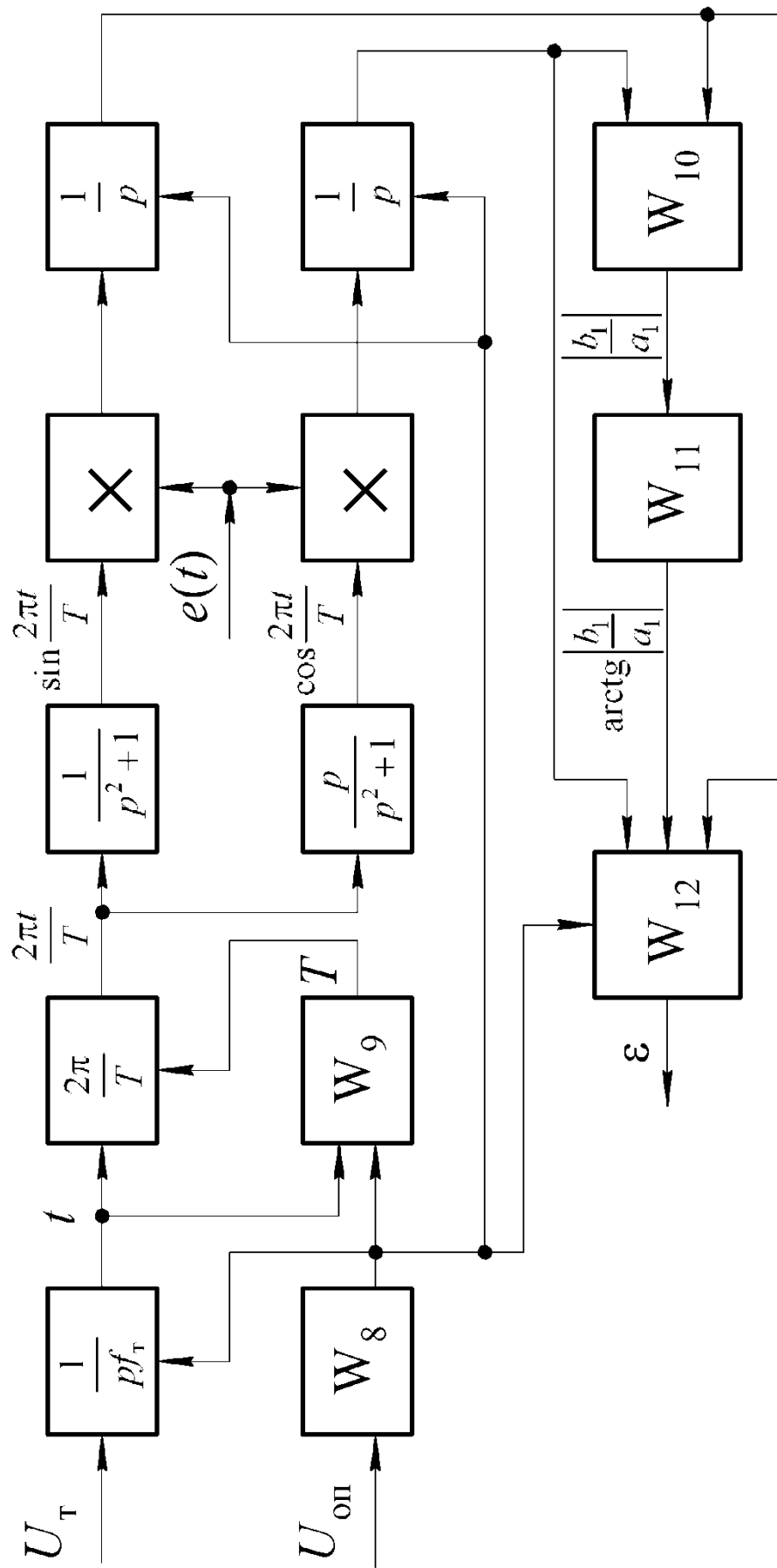


Рис. 3.34 – Структурная схема ДФ

3.4.2 Анализ временных параметров

Регулирование фазы выходного сигнала ЭДВ неизбежно связано с воздействием на временные параметры импульса тока, формируемого ГТ1. Как видно из рис. 3.29, к ним относятся:

- интервал $t_0 \div t_1$ длительностью τ_1 , отсчитываемый от момента обнуления РС до момента начала импульса тока;
- интервал $t_1 \div t_2$ длительностью τ_2 , определяющий длительность фронта импульса тока;
- интервал $t_2 \div t_3$ длительностью τ_3 , отсчитываемый от начала вершины импульса тока до момента начала обратного счёта РС;
- интервал $t_3 \div t_4$ длительностью τ_4 , отсчитываемый от начала обратного счёта РС до окончания вершины импульса тока;
- интервал $t_4 \div t_5$ длительностью τ_5 , определяющий длительность спада импульса тока;
- интервал $t_5 \div t_6$ длительностью τ_6 , отсчитываемый от момента окончания импульса тока до момента обнуления РС.

Длительность τ_1 определяется временем прямого счёта РС от нуля до числа N_1 (см. рис. 3.29 б). Величина N_1 ограничена снизу некоторым минимальным значением, при котором обеспечивается надёжное выключение тиристоров VS5÷VS8 генератора тока (см. рис. 3.4).

Длительность τ_2 определяется временем прямого счёта РС от N_1 до N_2 . Величина $\Delta N = N_2 - N_1$ подбирается экспериментально при настройке БУ на конкретном образце сейсмоисточника. Она зависит от параметров ЭДВ и должна быть такой, чтобы за время τ_2 конденсатор силовой схемы ГТ1 успел перезарядиться до напряжения, которое обеспечит надёжное выключение тиристора VS1. Регулирование τ_2 с целью коррекции фазы нежелательно, т.к. в этом случае, как показано в разделе 3.2, одновременно изменяются и такие параметры как амплитуда тока и максимальное напряжение на конденсаторе и тиристорах.

Регулирование длительности τ_1 , которое достигается изменением предустановки N_1 , возможно, следовательно, только одновременно с изменением предустановки N_2 . Это приведёт к сдвигу фазы первой гармоники тока в подвижной обмотке ЭДВ только в том случае, если регулирование предустановок будет осуществляться в пределах одного импульса тока. Такая ситуация показана на рис. 3.35, из которого видно, что увеличение N_1 и N_2 во время обратного счета РС позволяет получить опережающую фазу первой гармоники тока относительно фазы сигнала u_p (см. рис. 3.35а), а увеличение N_1 и N_2 во время прямого счета – отстающую фазу (см. рис. 3.35б).

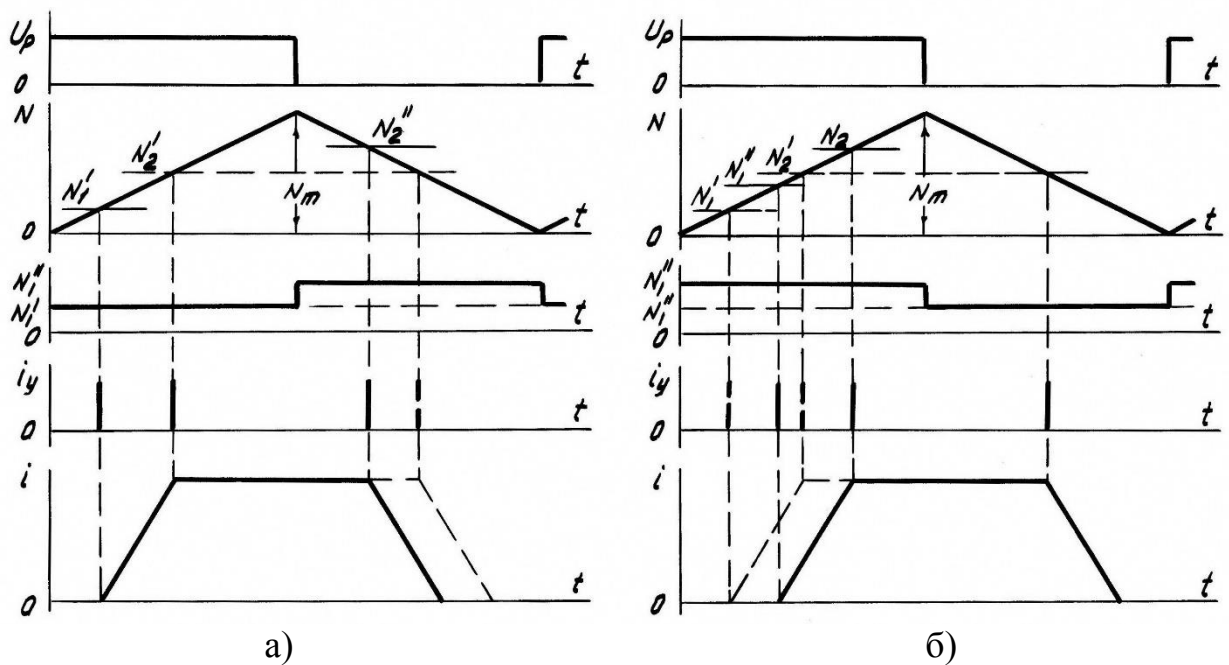


Рис. 3.35 – Регулировка фазы импульса тока предустановками N_1 и N_2

Абсолютное изменение фазы связано с изменением предустановки N_1 соотношением:

$$|\Delta\varepsilon| = \pi \frac{N_1'' - N_1'}{2N_m}. \quad (3.36)$$

Величины N_1', N_1'' и N_m показаны на рис. 3.35.

Из выражения (3.36) следует, что $|\Delta\varepsilon| < \pi/2$, т.к. $N_1'' - N_1' < N_m$. Если же учесть, что, как было показано выше, $N_1 \geq N_{\text{мин}}$ и что $\Delta N \geq (\Delta N)_{\text{мин}}$, то становится ясно, что диапазон регулирования фазы путем изменения предустановки N_1 невелик.

Интервал $t_2 \div t_3$, заканчивается в тот момент, когда осуществляется реверс счётчика с прямого счёта на обратный. Это может произойти либо в момент спада импульса u_p , как показано на рис. 3.35, либо в момент, когда содержимое РС достигает некоторого наперёд заданного значения N_m . В первом случае длительность τ_3 может быть изменена только за счёт изменения скважности рабочего сигнала u_p . На рис. 3.36 показано, как при этом изменяются параметры импульсов тока подвижной обмотки ЭДВ.

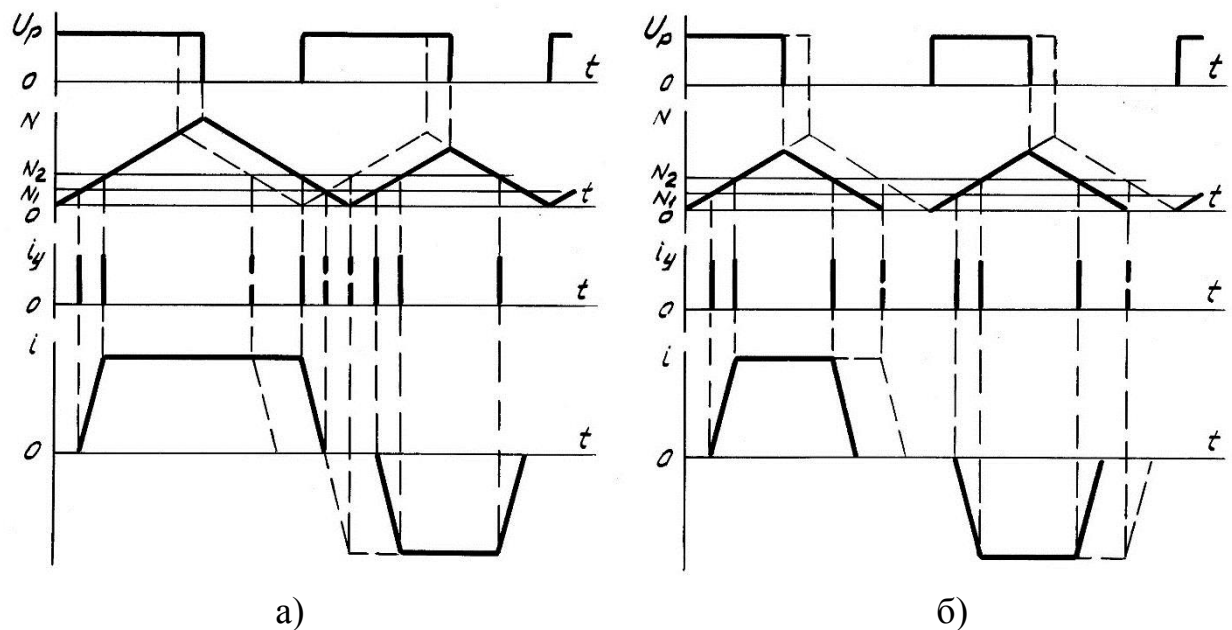


Рис. 3.36 – Регулирование фазы скважностью сигнала u_p

При уменьшении скважности первая гармоника тока отстаёт по фазе, а длительности положительных и отрицательных импульсов становятся неодинаковыми, что приводит к появлению постоянной составляющей электродинамической силы. Увеличение скважности u_p приводит к тому, что фаза первой гармоники тока несколько опережает ту же фазу при скважности

$Q=2$. Импульсы тока в этом случае имеют одинаковую, но меньшую длительность, чем при скважности $Q=2$, что означает уменьшение амплитуды первой гармоники электродинамической силы. Отметим также, что при регулировании фазы изменением скважности сигнала u_p эквивалентная частота первой гармоники тока совпадает с частотой опорного сигнала.

При регулировании длительности τ_3 изменением предустановки N_m частота первой гармоники тока подвижной обмотки ЭДВ отличается от частоты опорного сигнала. Из рис. 3.37 видно, что уменьшение N_m приводит к возрастанию частоты, а увеличение N_m – к снижению частоты. Данный способ регулирования весьма эффективен, т.к. ведет к быстрому изменению фазы первой гармоники тока. Для его реализации в блок W_5 , показанный на рис. 3.32, должно входить устройство, формирующее предустановку N_m , зависящую от периода сигнала u_p и величины управляющего сигнала $G(\varepsilon)$.

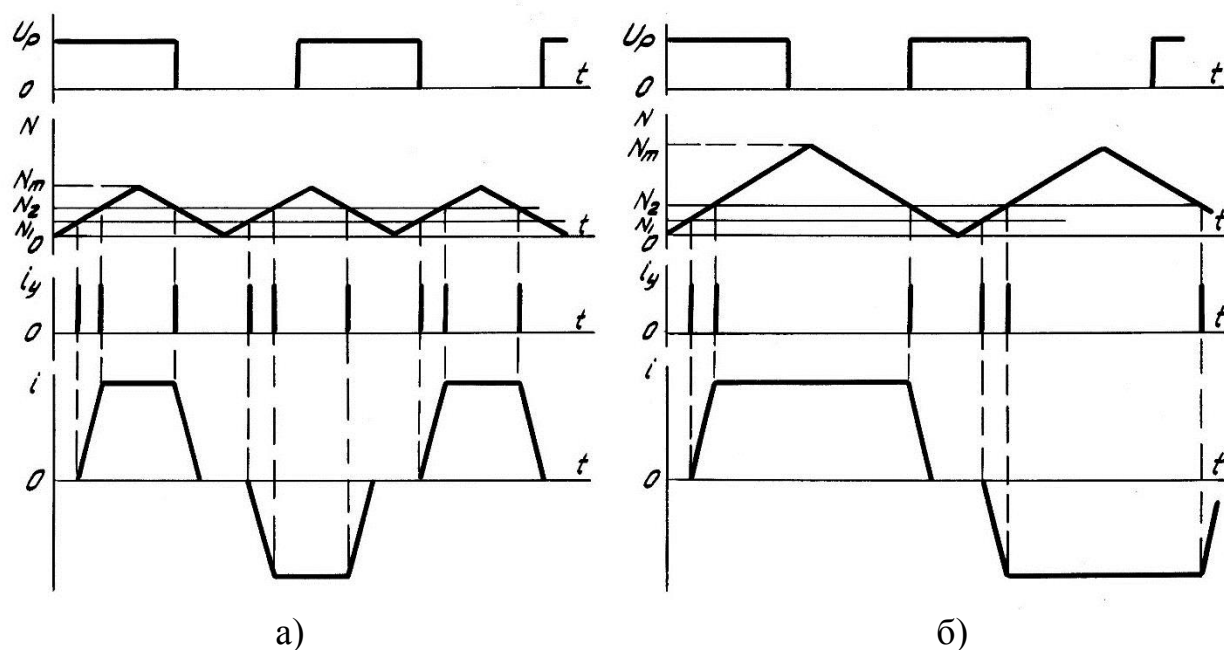


Рис. 3.37 – Влияние предустановки N_m

Длительность τ_4 определяется временем обратного счёта РС от N_m до N_2 . Если скорости прямого и обратного счёта одинаковы, то $\tau_4 = \tau_3$. Если же частоту тактовых импульсов на этапах прямого и обратного счёта сделать

разной, то этим также можно добиться регулирования фазы. Из рис. 3.38 видно, что уменьшение скорости обратного счёта РС приводит к отставанию фазы первой гармоники тока, а увеличение скорости обратного счёта – к опережению фазы. Данному способу регулирования фазы присущи те же недостатки, что и способу регулирования скважности рабочего сигнала.

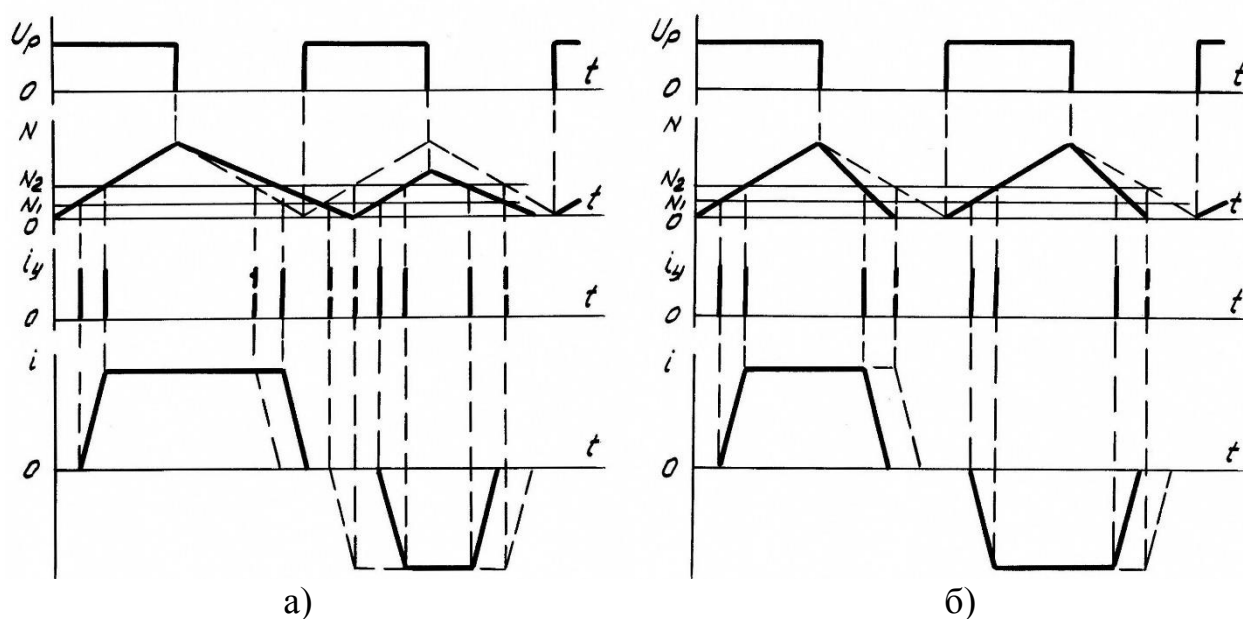


Рис. 3.38 – Регулирование фазы: а) – уменьшением скорости обратного счёта, б) – увеличением скорости обратного счёта

Длительность τ_5 определяется скоростью процесса рекуперации энергии из магнитного поля рабочего зазора ЭДВ в конденсатор генератора тока. Она аппаратно не регулируется.

Длительность τ_6 так же, как и τ_1 , не может быть меньше некоторой минимальной величины, при которой обеспечивается надежное выключение тиристорov VS5 ÷ VS8 генератора тока. Строго говоря, полное время, предоставляемое тиристорам VS5 ÷ VS8 на восстановление их запирающих свойств, составляет $\tau_1 + \tau_6$. Поэтому регулирование длительности τ_6 с целью коррекции фазы нецелесообразно.

Еще одним временным параметром, изменение которого можно использовать для коррекции фазы, является интервал T_3 между началом

эталонного сигнала ГСР и началом импульса рабочего сигнала u_p (см. рис. 3.33). Для его регулирования блок W_4 (см. рис. 3.32) должен представлять собой устройство управляемой задержки, причём изменение T_3 должно быть связано с сигналом ε рассогласования фазы. Разность фаз между опорным сигналом и первой гармоникой тока подвижной обмотки ЭДВ связана с задержкой T_3 соотношением:

$$\Delta\varepsilon = 2\pi fT_3, \quad (3.37)$$

где f - частота опорного сигнала.

Если величину T_3 изменять по закону:

$$T_3 = T_{30} + \Delta T_3(\varepsilon), \quad (3.38)$$

где $T_{30} = \text{const}$, то можно получить практически любой фазовый сдвиг в пределах $\pm\pi$.

3.4.3 Исследование разомкнутой системы вибратора

Математическая модель виброисточника, представленная в разделе 3.4.1, была реализована на ЭВМ, что позволило провести численный анализ его работы как с системой фазовой коррекции, так и без неё. Расчеты проводились при следующих значениях параметров ЭДВ: $m_1 = 150$ кг, $m_2 = 1200$ кг, $\xi_1 = 10^{-6}$ м/Н, $s_1 = 0$. Параметры грунта были получены из соотношений, приведённых в [32, 33], и составили: $m_T = 85$ кг, $s_T = 1,25 \cdot 10^5$ кг/с, $\xi_T = 1,15 \cdot 10^{-8}$ м/Н.

Численные исследования работы ЭДВ без системы фазовой коррекции были проведены с целью изучения зависимостей его выходных характеристик от частоты вибрации. Их результаты представлены на рис. 3.39. Они получены при неизменной на всех частотах амплитуде электродинамической силы, равной 20000 Н.

Фаза первой гармоники скорости излучающей плиты (см. рис. 3.39а) изменяется в широких пределах. На частоте около 100 Гц наблюдается резонанс; в дорезонансной области фаза является опережающей, а в зарезонансной – отстающей. Наибольшая скорость изменения фазы

наблюдается в области резонанса; это означает, что данный диапазон частот предъявляет наиболее жёсткие требования к системе фазовой коррекции.

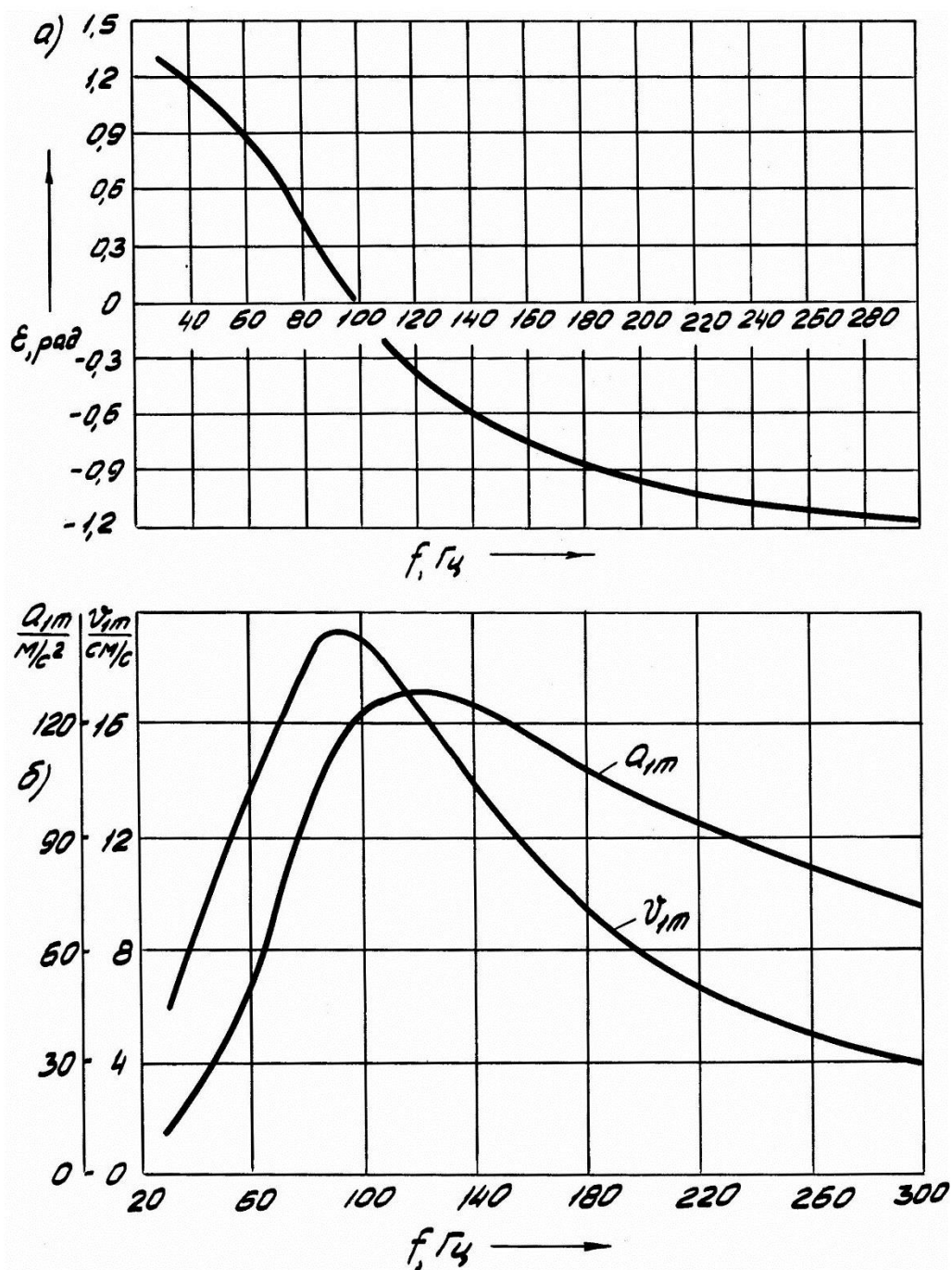


Рис. 3.39 – Характеристики разомкнутой системы вибратора

Графики зависимостей амплитуд первых гармоник скорости и ускорения излучающей плиты от частоты (рис. 3.39,б) имеют ярко выраженный резонансный характер. Поддержание амплитуд виброскорости

или виброускорения постоянными при неизменной амплитуде электродинамической силы невозможно. Улучшения частотных характеристик вибратора можно добиться путём регулирования амплитуды импульсов тока в подвижной обмотке ЭДВ, что требует усовершенствования схемы ГТ1.

3.4.4 Исследование процессов в замкнутой системе вибратора

Данное исследование было выполнено на ЭВМ, причём разработанная модель позволяла сравнительно просто изменять вид обратной связи (по скорости или по ускорению), управляющее воздействие $G(\varepsilon)$, а также способ компенсации фазового рассогласования. Для изучения эффективности работы системы фазовой коррекции был выбран режим пуска вибратора, в самом начале которого в системе существует большое фазовое рассогласование.

На рис. 3.40 приведены временные диаграммы опорного сигнала и скорости излучающей плиты в процессе пуска.

Из них хорошо видно, что при пуске без системы фазовой коррекции (рис. 3.40б) переходный процесс заканчивается тем, что между опорным сигналом и скоростью излучающей плиты устанавливается фазовый сдвиг ε . При пуске с системой фазовой коррекции (рис. 3.40в) происходит постепенное уменьшение фазового рассогласования и в установившемся режиме разность фаз между скоростью излучающей плиты и опорным сигналом практически отсутствует.

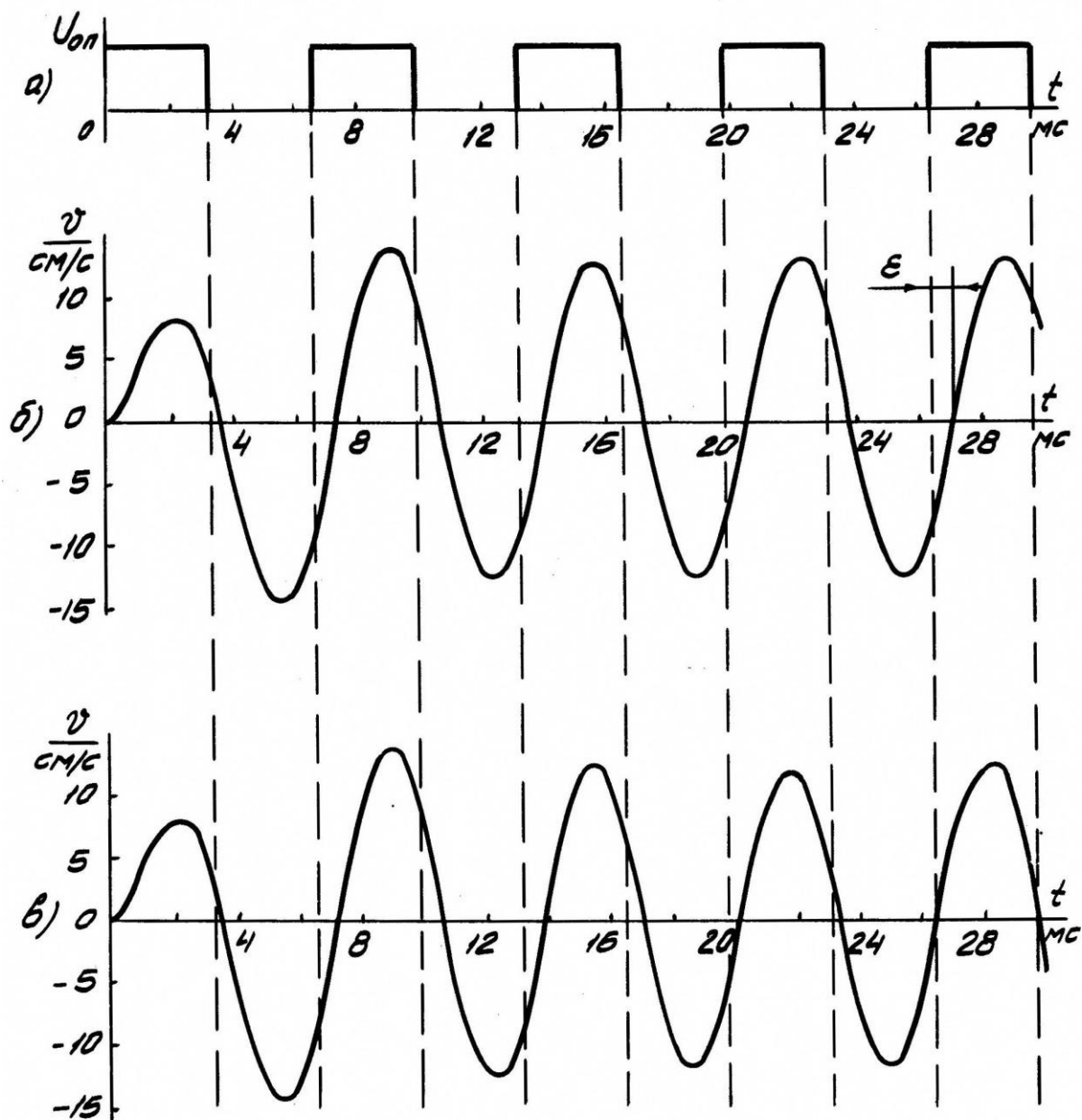


Рис. 3.40 – Диаграмма пуска ЭДВ: а) – опорный сигнал; б) – скорость излучающей плиты разомкнутой системы; в) – скорость излучающей плиты замкнутой системы

Эффективность работы системы фазовой коррекции сильно зависит от закона $G(\varepsilon)$, определяющего связь управляющего воздействия на БУ с разностью фаз ε . На рис. 3.41 приведены результаты, полученные при исследовании пуска ЭДВ с системой фазовой коррекции по скорости излучающей плиты. Способ компенсации фазового рассогласования – изменение предустановки числа N_m реверсивного счетчика. На осях абсцисс

графиков рис. 3.41 указан номер периода опорного сигнала, отсчитываемый от начала пуска, а на осях ординат – разность фаз ε в градусах, измеряемая один раз в конце периода опорного сигнала.

Кривая 1 на рис. 3.41а получена при $G(\varepsilon) = \varepsilon$, а кривая 2 – при $G(\varepsilon) = 0,5\varepsilon$. Они свидетельствуют о том, что при неправильном выборе управляющего воздействия система фазовой коррекции ЭДВ может быть неустойчивой. Кривая 3 на рис. 3.41б, полученная при $G(\varepsilon) = 0,25\varepsilon$, дает пример устойчивой системы фазовой коррекции.

Однако устойчивость – это не единственное требование к системе; она должна также обеспечивать необходимое качество слежения за фазой, что означает как можно более быструю ликвидацию фазового рассогласования с перерегулированием (наибольшим отклонением) фазы в допустимых пределах. Повышения качества системы фазовой коррекции можно добиться подбором оптимального закона $G(\varepsilon)$. Кривая 4 на рис. 3.41б получена при управляющем воздействии, описываемом уравнением:

$$G(\varepsilon) = \begin{cases} [0,2(|\varepsilon| - 0,04) + 0,01] \text{sign}(\varepsilon), & \text{при } |\varepsilon| \geq 0,04; \\ 0,25\varepsilon, & \text{при } |\varepsilon| < 0,04. \end{cases} \quad (3.39)$$

Она отличается от кривой 3 тем, что имеет меньшую величину максимального перерегулирования и быстрее достигает установившегося фазового рассогласования.

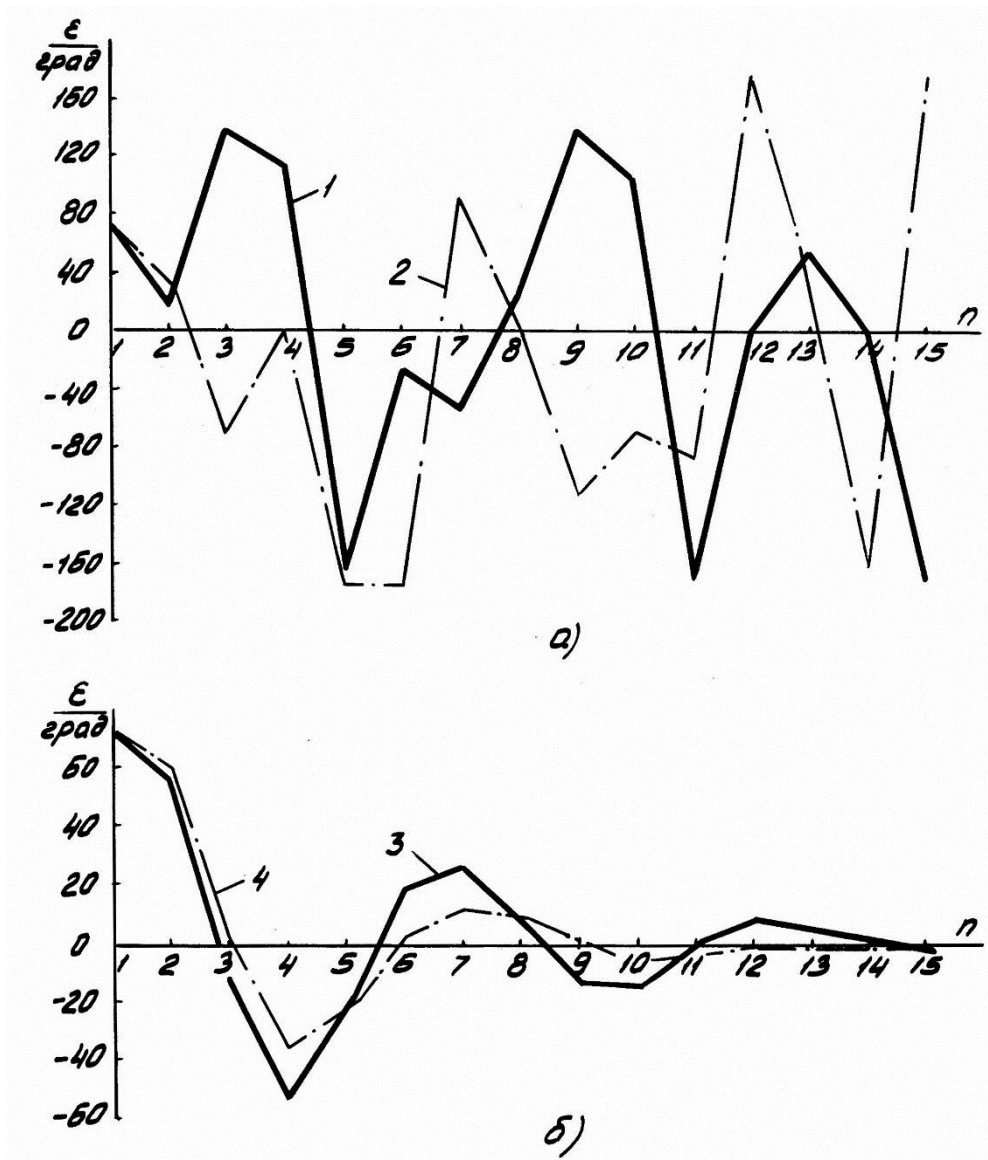


Рис. 3.41 – Работа системы фазовой коррекции (пояснения в тексте)

На рис. 3.42а приведены результаты, полученные при исследовании пуска ЭДВ с обратной связью по скорости и с компенсацией фазового рассогласования путем управления задержкой между эталонным сигналом ГСР и рабочим сигналом u_p . Кривая 1 соответствует $G(\varepsilon) = 0,25\varepsilon$, а кривая 2 – $G(\varepsilon) = 0,5\varepsilon$. Сравнение графиков на рис. 3.41 и 3.42а показывает, что способ компенсации фазового рассогласования путем управления предустановкой N_m менее эффективен. Следовательно, правильный выбор способа компенсации фазового рассогласования – это важный фактор повышения качества системы фазовой коррекции.

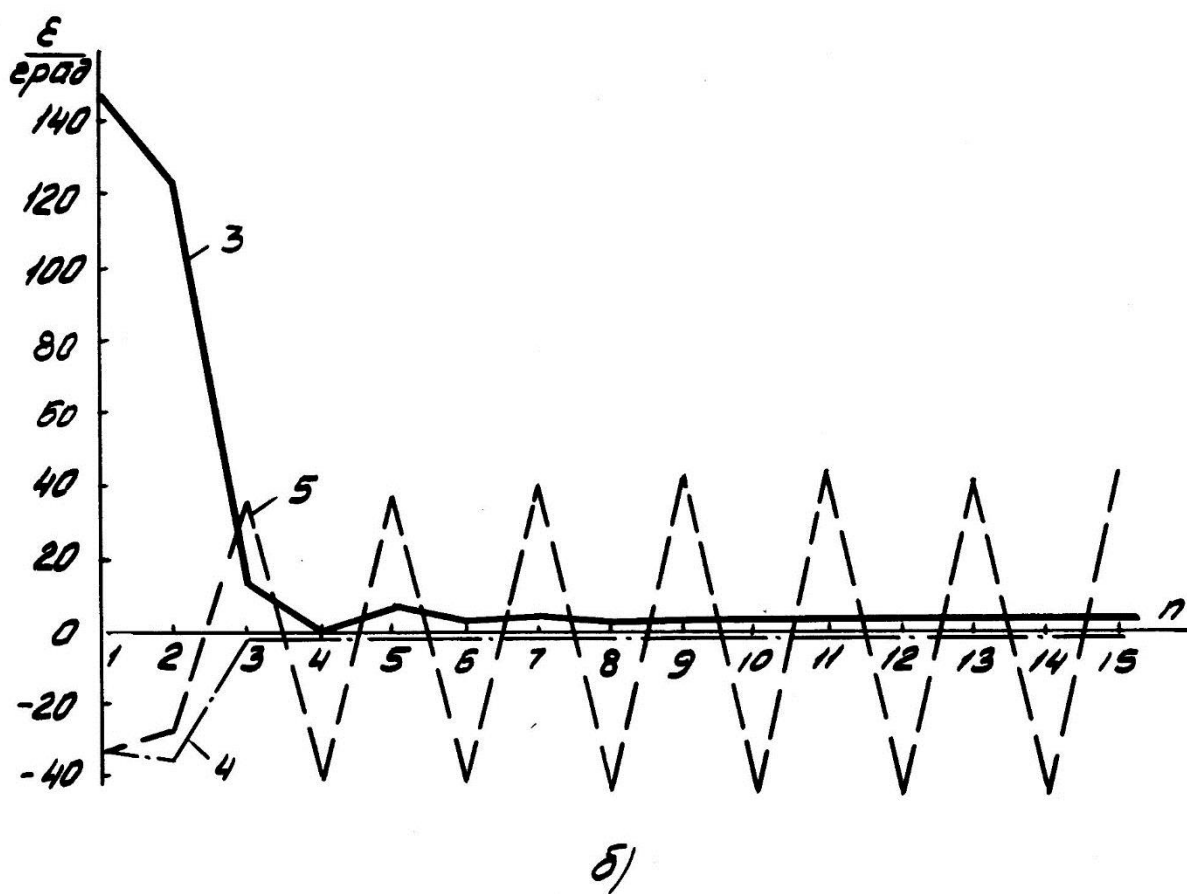
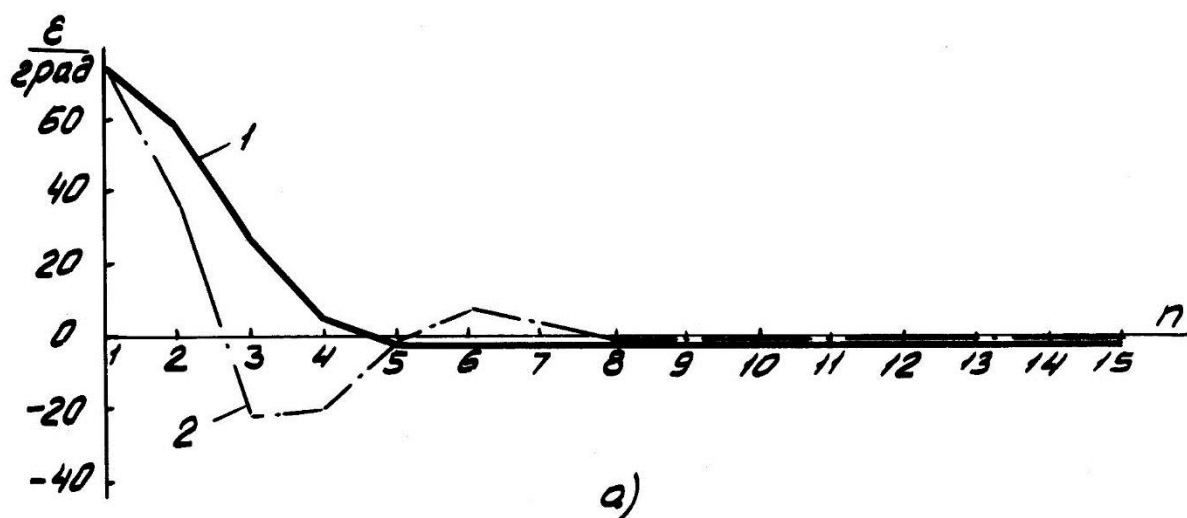


Рис. 3.42 – Исследование системы фазовой коррекции путем управления задержкой между эталонным сигналом ГСР и рабочим сигналом u_p

Графики на рис. 3.42б иллюстрируют работу системы фазовой коррекции с обратной связью по ускорению излучающей плиты. Способ компенсации рассогласования – управление задержкой между сигналом ГСР и рабочим сигналом. Управляющие воздействия: $G(\epsilon) = 0,25\epsilon$ – кривые 3 и 4,

$G(\varepsilon) = 0,5\varepsilon$ – кривая 5. Кривые 3 и 4 отличаются друг от друга тем, что первая получена для случая, когда первый импульс электродинамической силы, действующей на подвижную обмотку ЭДВ, направлен вниз, а вторая – вверх.

Сравнение графиков на рис. 3.42а и 3.42б свидетельствует о том, что использование обратной связи по ускорению делает систему фазовой коррекции более эффективной. Направление первого воздействия почти не сказывается на времени ликвидации начального фазового рассогласования, хотя сама величина этого рассогласования различна. Неудачный выбор управляющего воздействия в системе с обратной связью по ускорению может привести к незатухающим колебаниям фазы.

Для проверки точности работы системы фазовой коррекции был проведён расчёт сейсмического сеанса ЭДВ в диапазоне частот 30 ... 300 Гц со скоростью развёртки 10 Гц/с. На рис. 3.43 приведены графики зависимости разности фаз от частоты на различных участках диапазона. Из них видно, что фазовое рассогласование нигде не превосходит допустимого предела $\pm 10^\circ$. Исключение составляет начальный участок на частоте 30 Гц, когда происходит пуск вибратора.

Существенное влияние на точность работы системы фазовой коррекции может оказывать частота тактового сигнала, поступающего на реверсивный счётчик БУ с ГСР. Графики рис. 3.43 получены при разных значениях тактовой частоты: на нижних частотах (рис. 3.43а) она равнялась 11 кГц, на средних частотах (рис. 3.43б) – 45 кГц и на верхних частотах (рис. 3.43в) – 110 кГц. Хорошо видно, что повышение тактовой частоты увеличивает точность поддержания фазы.

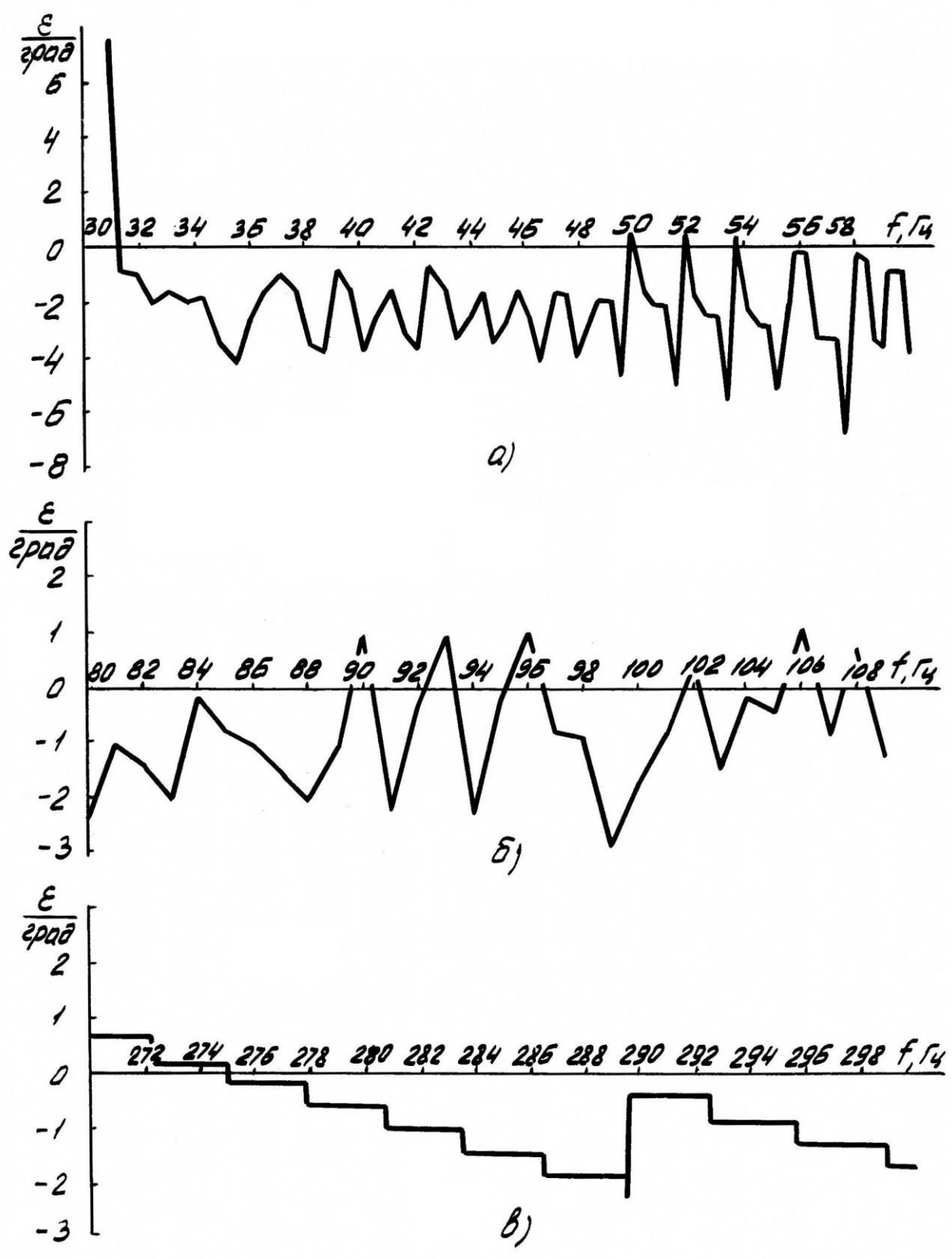


Рис. 3.43 – К исследованию системы фазовой коррекции

Выводы.

В результате исследования электродинамического вибратора с системой фазовой коррекции получены следующие результаты:

- разработана и реализована на ЭВМ математическая модель виброисточника, включающая в себя математические модели электромеханической системы ЭДВ-грунт, генератора тока подвижной обмотки ЭДВ, блока управления, датчика обратной связи и датчика фазы;
- проведён анализ временных параметров импульса тока, который позволил найти ряд способов компенсации фазового рассогласования;
- выполнено численное исследование процессов в разомкнутой системе виброисточника; показано, что в рабочем диапазоне частот фаза выходного сигнала ЭДВ может изменяться в широких пределах, что она может быть как отстающей, так и опережающей фазу опорного сигнала и что наиболее сложным участком для работы системы фазовой коррекции может оказаться диапазон околорезонансных частот;
- выполнено численное исследование процессов в замкнутой системе виброисточника в режимах его пуска на постоянной частоте и разворота частоты от 30 до 300 Гц;
- установлено, что существенное влияние на точность и качество работы системы фазовой коррекции оказывают вид обратной связи, закон $G(\varepsilon)$ управляющего воздействия, способ компенсации фазового рассогласования и частота тактового сигнала, поступающего с ГСР в блок управления;
- эффективность работы системы фазовой коррекции с обратной связью по ускорению излучающей плиты выше, чем с обратной связью по скорости; правда, этот вывод получен без учёта реальных свойств датчиков ускорения и скорости;

- возможна оптимизация управляющего воздействия $G(\varepsilon)$, при котором улучшается работа системы фазовой коррекции;
- из исследованных способов компенсации фазового рассогласования более эффективен способ управления задержкой между эталонным сигналом, вырабатываемым ГСР, и рабочим сигналом u_p , управляющим работой реверсивного счётчика БУ;
- с увеличением частоты тактового сигнала точность работы системы фазовой коррекции повышается.

Проведённые исследования также показали, что разработанный и реализованный в настоящее время блок управления ЭДВ может послужить хорошей основой для системы фазовой коррекции.

Заключение

В данной работе основное внимание было уделено исследованию комплекса вопросов, связанных с созданием электродинамического преобразователя для вибрационного сейсмоисточника. К наиболее важным из них относятся: оптимальный выбор параметров зоны энергопреобразования, исследование электромеханического преобразования энергии, исследование зависимости КПД энергопреобразования от формы импульса тока в обмотке якоря.

Выявленные зависимости позволяют сделать следующие выводы:

1. Наиболее выгодным с энергетической точки зрения является режим работы ЭДП с минимальной нагрузкой, который получается при свободном разгоне импульсной обмотки. При этом ток в ИО можно поддерживать вплоть до полного вылета ее из зазора. Для этого режима целесообразно в качестве материала для ИО использовать металлы с меньшим произведением ($\gamma\rho$). Например, алюминиевая ИО в этом случае будет экономичнее медной.

2. При работе на упругую и на упругую с трением нагрузку, длительность импульса тока в ИО имеет оптимум с точки зрения получения максимального КПД. В большинстве случаев оптимальное время оказывается меньше времени вылета ИО из зазора.

3. Целесообразно использование генераторов тока для ИО с возможностью рекуперации энергии. Для них характерны достаточно крутые фронты и спады генерируемых импульсов. Форма импульсов не оказывает существенного влияния на КПД энергопреобразования.

4. КПД ЭДП будет тем выше, чем больше будет индукция магнитного поля в рабочем зазоре. КПД увеличивается также при увеличении отношения массы ИО к массе нагрузки. Другими словами, при работе на одинаковую нагрузку у большего по габаритам ЭДП будет и больший КПД.

5. Индукция в рабочем воздушном зазоре ЭДП распределена неравномерно и пульсирует с частотой питающего обмотку якоря тока.

Максимальная пульсация индукции наблюдается на краях полюсов. Максимальное значение индукции определяется совокупным действием обеих обмоток: якоря и индуктора, и может быть достигнуто при различных соотношениях их намагничивающих сил. Это соотношение имеет оптимум с точки зрения получения максимальной силы.

6. Развиваемое ЭДП усилие пропорционально произведению Dab , а потребляемая обмоткой якоря реактивная энергия пропорциональна произведению Dab^3 . Поэтому для ее снижения при сохранении заданного значения силы целесообразно уменьшать высоту полюсов b , увеличивая диаметр зазора D .

Также разработана схема питания обмотки якоря. Кроме разработки силовой части схемы, обеспечивающей перестройку частоты в заданных пределах, разработан блок управления и выявлены возможные пути реализации системы фазовой коррекции.

Для получения рабочей частоты не меньшей 300 Гц ёмкость конденсатора коммутирующего моста не должна превышать 210 мкФ, а для того, чтобы наибольшее напряжение заряда конденсатора не превышало 800В, ёмкость не должна быть меньше 150 мкФ. Предельный уровень напряжения обусловлен с одной стороны требованиями безопасной эксплуатации ГТ, а с другой – предельным классом выпускаемых промышленностью быстродействующих тиристоров.

В результате исследования электродинамического вибратора с системой фазовой коррекции получены следующие результаты:

1. Разработана и реализована на ЭВМ математическая модель виброисточника, включающая в себя математические модели электромеханической системы ЭДВ-грунт, генератора тока подвижной обмотки ЭДВ, блока управления, датчика обратной связи и датчика фазы.

2. Проведён анализ временных параметров импульса тока, который позволил найти ряд способов компенсации фазового рассогласования.

3. Выполнено численное исследование процессов в разомкнутой системе виброисточника; показано, что в рабочем диапазоне частот фаза выходного сигнала ЭДВ может изменяться в широких пределах, что она может быть как отстающей, так и опережающей фазу опорного сигнала и что наиболее сложным участком для работы системы фазовой коррекции может оказаться диапазон околорезонансных частот.

4. Выполнено численное исследование процессов в замкнутой системе виброисточника в режимах его пуска на постоянной частоте и разворота частоты от 30 до 300 Гц.

5. Установлено, что существенное влияние на точность и качество работы системы фазовой коррекции оказывают вид обратной связи, закон $G(\varepsilon)$ управляющего воздействия, способ компенсации фазового рассогласования и частота тактового сигнала, поступающего с ГСР в блок управления.

6. Эффективность работы системы фазовой коррекции с обратной связью по ускорению излучающей плиты выше, чем с обратной связью по скорости; правда, этот вывод получен без учёта реальных свойств датчиков ускорения и скорости.

7. Возможна оптимизация управляющего воздействия $G(\varepsilon)$, при котором улучшается работа системы фазовой коррекции.

8. Из исследованных способов компенсации фазового рассогласования более эффективен способ управления задержкой между эталонным сигналом, вырабатываемым ГСР, и рабочим сигналом u_p , управляющим работой реверсивного счётчика БУ.

9. С увеличением частоты тактового сигнала точность работы системы фазовой коррекции повышается.

Список используемых источников

1. А.с. 1105842, СССР, МПК G01V 1/14. Электродинамический источник сейсмических импульсов / Ю.А. Бару, М.И. Жучков, И.П. Лобас и С.Г. Осятинский (СССР) № 2783921/18-25; заявл. 22.06.79; опубл.: 30.07.84, Бюл. № 28.
2. А. с. 1484249, СССР, МПК H02M 3/135. Устройство для питания импульсного электромеханического преобразователя энергии источника сейсмических сигналов / Ивашин В.В., Бердников С.В. д.с.п.
3. А. с. 1508784, СССР, МПК G01V 1/143. Источник сейсмических волн / В.В. Ивашин, Н.А. Иванников, С.А. Симкин и А.К. Кудинов (СССР); Тольятт. политехн. ин-т; № 4352256/31-25; заявл. 30.12.87; д. с. п.
4. А. с. 1746342, СССР, МПК G01V 1/053. Источник сейсмических сигналов. / С.А. Симкин и А.К. Кудинов (СССР); Тольятт. политехн. ин-т; № 4841467/25; заявл. 22.06.90; опубл.: 07.07.92, Бюл. № 25.
5. Аветисян Д.А. Основы автоматизированного проектирования электромеханических преобразователей / Д.А. Аветисян. -М.: Высш. шк., 1988.-271 с.
6. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. – изд. 13-е. – М.: Наука, 1986. – 544 с.
7. Вентильные преобразователи переменной структуры / В.Е. Тонкаль. -К.: Наук. думка, 1990.-332 с.
8. Ветюков М. М., Ходжаев К. Ш. Возбуждение ударных колебаний электромагнитами. – Изв. АН СССР – МТТ, 1976, № 4, с 71 – 78
9. Вибрации в технике: Справочник. В 6-ти т. / Ред. совет: В. Н. Челомей (пред.). – М.: Машиностроение, 1981.– Т. 4. Вибрационные процессы и машины / Под ред. Э. Э. Лавендела. 1981. - 509 с.
10. Генкин М.Л. Электродинамические вибраторы. / М. Д. Генкин, А. М. Русаков, В. В. Яблонский. - Москва : Машиностроение, 1975. - 94 с. : ил.

11. Гликман О. Г. Сейсморазведка (физические основы) [Электронный ресурс] // НТФ "ГЕОФИЗПРОГНОЗ" 20 августа 2012, Санкт-Петербург. URL: <https://newgeophys.spb.ru/ru/article/seysmorazvedka/> (дата обращения: 17.06.2021).

12. Гуревич И. И. Сейсморазведка. Издание третье, переработанное и дополненное М., «Недра», 1975. 408с.

13. Ивашин В. В. К вопросу оптимизации геометрических соотношений зоны преобразования энергии электродинамического преобразователя / В.В. Ивашин, А.К. Кудинов; Тольят. политехнич. ин-т. – Тольятти, 1991. - 10 с.: ил.- Рус.- Деп. в Информэлектро 09.01.92, № 3-эт92; опубл. в Библиогр. указат. ВИНТИ «Депонированные научные работы», 1992 г., № 8, с. 70

14. Исследование и расчет электромеханических преобразователей энергии / [Редкол.: И.П. Копылов (гл. ред.) и др.]. -М.: МЭИ, 1989.-141 с.

15. Исследование и расчет электромеханических преобразователей энергии. Вып. 656 / Труды МЭИ. Каф. электромеханики. -М.: Логос, 1992.-80 с.

16. Кудинов, А.К. Анализ электромагнитных процессов тиристорного преобразователя напряжения / Кудинов А.К., Узбеков К.Х. // Наука – производству. №4(72), 2004. - с. 51-54.

17. Кудинов А. К. Влияние режимов работы на КПД электродинамического преобразователя энергии / А.К. Кудинов; Тольят. политехнич. ин-т. – Тольятти, 1991. - 17 с.: ил.- Библиогр.: 2 назв. - Рус.- Деп. в Информэлектро 09.01.92, № 2-эт92; опубл. в Библиогр. указат. ВИНТИ «Депонированные научные работы», 1992 г., № 8, с. 70

18. Кудинов, А.К. Мощный транзисторный преобразователь для заряда емкостного накопителя энергии / Кудинов А.К., Узбеков К.Х., Прядилов А.В. // Наука – производству. №4(72), 2004. - с. 54-56.

19. Методические рекомендации к технической инструкции по наземной сейсморазведке при проведении работ на нефть и газ. [Электронный ресурс] // Министерство природных ресурсов России. 2002.

URL: <https://www.geokniga.org/bookfiles/geokniga-metodicheskie-rekomendacii-po-nazemnoj-sejsmorazvedke-pri-provedenii-rabot-.pdf> (дата обращения: 17.06.2021).

20. Мирошниченко Л.Н. Резонансные зарядные устройства генераторов импульсных токов / Л.Н. Мирошниченко. -К.: Наук. думка, 1990.-116 с.

21. Моделирование силовых вентильных преобразователей : Сб. науч. тр. / [Редкол.: И.В.Волков (отв.ред.) и др.]. -К.: ИЭД, 1989.-200 с.

22. Мощные транзисторные устройства повышенной частоты/ А.А. Алексанян, Р.Х. Вальян и др. – Л.: Энергоатомиздат, 1989. – 176с.

23. Пат. 2028646, Российская Федерация, МПК⁶ G01V 1/02. Источник сейсмических волн / Ивашин В.В.; Симкин С.А.; Кудинов А.К.; Тольятт. политехн. ин-т. - № 4939488/25; заявл. 29.05.91; опубл. 09.05.95, Бюл. № 4.

24. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники. – М.: Высшая школа, 1980. – 424 с.

25. Сейсмический вибратор (сейсмовибратор) СВ-5-150 [Электронный ресурс] // TESTMACHINES.RU© E-mail: info@testmachines.ru URL: <http://www.testmachines.ru/evolution/sv-5-150.html> (дата обращения: 17.06.2021).

26. Силовая электроника / Ф. Чайл, И. Герман и др. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 384 с.

27. Симкин С.А. Исследование динамики особенностей проектирования автоколебательного вибратора с индукционно-динамическим двигателем для вибрационной сейсморазведки: дис. ... канд. техн. наук. : 05.09.03. - Тольятти, 1982. - 260 с. : ил.

28. Теоретические основы электротехники: В 3-х т. Учебник для вузов. Том 1. – 4-е изд. / К. С. Демирчян, Л. Р. Нейман, Н. В. Коровкин, В. Л. Чечурин. – СПб.: Питер, 2003. – 463 с.: ил.

29. Теория автоматического управления / Под ред. А.В.Нетушила. – М.: Высшая школа, 1976. – 400 с.

30. Хемминг Р.В. Цифровые фильтры. – М.: Сов. радио, 1960. – 224 с.

31. Ходжаев К. Ш. Синтез электромагнитов, предназначенных для возбуждения вибраций. – Электричество, 1975, № 6, с 63 – 68
32. Чичинин И.С. Вибрационное излучение сейсмических волн. / И. С. Чичинин. - М. : Недра, 1984. - 224 с. : ил.
33. Чичинин И.С. О методике испытаний невзрывных источников сейсмических сигналов. – В кн.: Вибрационная сейсморазведка на продольных и поперечных волнах. – Новосибирск, 1975, с. 118-133.
34. Шмитц, Норберт Л. Введение в электромеханику [Текст] / Н. Л. Шмитц, Д. В. Новотный ; Перевод с англ. В. Я. Беспалова. - Москва : Энергия, 1969. - 336 с. : ил.
35. Электромеханические преобразователи энергии : Сб. науч. тр./ [Редкол.: И.М. Постников (отв. ред.) и др.]. - Киев: Наук. думка, 1986.-151 с.
36. Harris C. M., Crede C. E., Shock and Vibration Handbook, Vol. 2, McGraw-Hill Book Co, 1961, p. 25.24-25.30.
37. Junkichi Inone, Yoshiaki Araki, Yukimasa Okada. On the Selfsynchronization of Mechanical Vibrators (part 4, A Number of Unbalanced Rotors Arranged in Space). Transact of the Japan Society of Mechanical Engrs., 1975, 41, No. 350.
38. Redford A. H., Boothroyd G., Vibratory feeding. The Institution of Mechanical Engineers. 1968. Proceedings 1967–68. Vol. 182, Part 1. Number 6, p. 135–152.
39. Redford A. H. The efficient use of orienting systems «Automat. Prod.» – 74. Conf., Manchester, 1974 «Carlton». 1974. A1/1–A1/10.
40. Sperling L. Beitrag zur allgemeinen Theorie der Selbstsynchronisation umlaufender Unwuchtmassen in Nichtresonanzfall. Wissenschaftliche Zeitschrift der Techn. Hochschule Otto von Guericke Magdeburg, 11(1967), Heft 1.
41. Unholtz K. Vibrating Testing Machines. – In the book «Shock and Vibration Handbook». Ed. by C. M Harris and C. E. Crede. Vol. 2, New York – Toronto – London, McGraw-Hill Book Co, 1961, p. 25.1 – 25.74.