

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

Институт энергетики и электротехники
(наименование института полностью)
Кафедра «Промышленная электроника»
(наименование кафедры)
11.04.04 – Электроника и нанoeлектроника
(код и наименование направления подготовки, специальности)

Электронные приборы и устройства
(направленность (профиль)/специализация)

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ

на тему ТИРИСТОРНАЯ СИСТЕМА ПИТАНИЯ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВИБРАЦИОННОЙ УСТАНОВКИ С
ИЗМЕНЯЕМОЙ ЧАСТОТОЙ КОЛЕБАНИЙ

Студент	<u>П.П. Барбаков</u>	_____
	(И.О. Фамилия)	(личная подпись)
Научный	<u>А.В. Прядилов</u>	_____
руководитель	(И.О. Фамилия)	(личная подпись)
Консультанты	_____	_____
	(И.О. Фамилия)	(личная подпись)

Руководитель программы д.т.н., профессор В.В. Ивашин _____
(ученая степень, звание, И.О.Ф.) (личная подпись)

Допустить к защите

Заведующий кафедрой

«Промышленная электроника» к.т.н., доцент А.А. Шевцов _____
(ученая степень, звание, И.О.Ф.) (личная подпись)

« _____ » _____ 2017 г.

Тольятти 2017

Содержание

Введение.....	3
1. Состояние вопроса.....	10
1.1 Формулирование целей и задач проекта	10
1.2. Обзор вибрационных установок и систем их питания.....	10
1.3. Выводы по обзору	19
2. Магнитная система вибрационной установки.....	20
2.1. Конструкция магнитной системы.	20
2.2. Расчет магнитной системы в Elcut.	23
3. Система питания вибрационной установки.....	34
3.1. Структурная схема системы питания	34
3.2. Выбор, описание и расчет силовой схемы формирователя токов ..	37
3.3.Определение мощности потерь в вибраторе.....	52
3.4. Выбор, описание и расчет силовой схемы зарядного устройства ..	57
3.5. Выбор элементов силовой схемы системы питания	68
3.6. Структурная схема системы управления.....	73
4. Математическое моделирование	77
4.1. Математическая модель установки.....	77
4.2. Реализация математической модели и моделирование	81
Заключение	88
Список литературы	90

Введение

Различают несколько способов возбуждения сейсмических волн. Один из способов позволяющих вызвать колебания грунта заключается в использовании падающего груза. Груз массой 1-3 тонны поднимается на высоту 2-10 метра и оттуда осуществляет свободное падение. Таким образом, источником сейсмических волн является потенциальная энергия груза.

Наиболее устоявшимся является взрывной метод, в котором сейсмические волны возникают за счет взрывов в скважинах. Взрывчатым веществом обычно являются газ или тротил. Однако возникает необходимость постоянной доставки взрывчатого вещества на место производимых работ. Требуется специальное оборудование для бурения скважин, что определяет его низкую производительность. Этот метод требует повышенной осторожности и не позволяет проводить работы вблизи населенных пунктов, являясь не только опасным, но и разрушительным для окружающей среды.

Лучшими показателями с точки зрения геологической и экономической эффективности сейсморазведки обладают невзрывные методы.

Невзрывные сейсмоисточники бывают вибрационные и импульсные. Вибрационные подразделяются на вибраторы (непрерывного действия) и кодоимпульсные (дискретного действия).

В импульсном методе сейсмоисточник осуществляет кратковременные единичные воздействия на грунт. Сравнительно маломощные, по отношению с взрывами тротила, эти воздействия могут периодически повторяться. Накопление результатов отдельных воздействий и суммирование их при

обработке сейсмического материала позволяет получить сейсмограммы, не уступающие по качеству сейсмограммам, полученным с помощью взрыва.

В вибрационном методе сейсмоисточник возбуждает в грунте гармонические колебания, частота которых изменяется по известному закону. Для получения сейсмограмм в вибрационном методе зарегистрированные сейсмоприемниками сигналы подвергаются специальной математической обработке.

В кодоимпульсном методе сейсмоисточник генерирует единичные воздействия на грунт, которые чередуются в определенной последовательности (коде). По сравнению с импульсными источниками у кодоимпульсных большая производительность работ, а у вибраторов – намного упрощенные методы и время обработки сейсмограмм сокращено.

Важнейший элемент сейсмоисточника – возбудитель сейсмических колебаний, который определяет эксплуатационные и технические показатели сейсмоисточников. Среди разработанных возбудителей механических колебаний важное место занимают электромеханические преобразователи энергии (ЭМПЭ). К достоинствам электромеханических преобразователей можно отнести использование дешевого, доступного и легко управляемого вида энергии, простота конструкции, технологичность, высокие энергетические показатели, возможность регулирования рабочего процесса, удобства в эксплуатации. В сейсмоисточниках используются, как правило, импульсные двигатели возвратно-поступательного действия, требующие специальных систем питания.

Вибрационные сейсмоисточники, модель которого является предметом данной темы, создают гармоническое воздействие с частотой от 10 до 80 (иногда и выше, до сотен герц) с максимальным силовым усилием на грунт до 5 тонн-силы (иногда и более, до 50 тонн-силы). Преимущества вибрационных источников перед другими источниками сейсмических

сигналов в значительной степени определяются точностью работы системы управления вибраторов. Теоретическая и элементная базы на данный момент позволяют создавать системы управления с высокой точностью.

Наиболее известные схемотехнические решения промышленных резонансных вибраторов с электромагнитными возбудителями, используемые в промышленности, имеют ряд недостатков. Известно, что наибольшего эффекта вибрационного воздействия можно достичь на резонансной частоте. Объект вибрационного воздействия является частью системы и влияет на величину резонансной частоты. Однако заранее никто не знает параметров нагрузки, поэтому для достижения резонанса необходимо настраивать систему прямо на месте проведения работ. Обычно это достигается изменением податливости пружин, что увеличивает время подготовки вибраторов. Еще к ряду недостатков можно отнести недолговечность пружинной части и изменение податливости пружин со временем, что снижает эффективность и усложняют эксплуатацию вибраторов, а так же существенно ограничивают расширение области их применения. Это относится, например, к случаям, когда требуется синфазная работа нескольких вибраторов на общую нагрузку, или оперативное и независимое изменение амплитуды и частоты колебаний.

Одним из путей решения задачи является создание колебательной системы с регулируемой резонансной частотой путем применения в ней упругого элемента с управляемой жесткостью. Предложено использовать такой упругий элемент в виде герметичной камеры, давление и объем воздуха в которой изменяются от объема закаченного в нее масла. При практической реализации этого предложения возникали сложные задачи с системой обеспечения закона подачи масла в камеру.

Принципиально новым и более простым в технической реализации решением может быть применение упругого элемента с регулируемой жесткостью в виде магнитной пружины (МП) [38]. В энергию магнитного

поля упругого элемента полностью или частично периодически переходит кинетическая энергия. С помощью специальной системы питания (СП) в обмотках формируется ток необходимой формы. Таким образом происходит управляемый разворот по частоте в колебаниях вибратора.

В случае использования двухтактного электромагнитного привода возвратно-поступательного движения в качестве источника силы, он может взять на себя функции магнитной пружины, что позволит упростить конструкцию сейсмоисточника, сохранив ее эффективность. Разработка схемы питания и является темой данной работы.

Для описания работы рассмотрим конструктивную схему исследуемой вибронной установки, которая приведена на рис.1.1. Его плита-излучатель массой m_3 установлена на грунте, параметры которого s_3 и ξ_3 . s_3 (Сопротивление грунта) является эквивалентом диссипации (потерь) энергии, которая уходит на создание сейсмических волн и потерями на его неупругие деформации под излучающей плитой при перемещении. Податливость ξ_3 характеризуется упругими свойствами грунта. Пригруз опирается на плиту через податливость ξ_{2-3} . Назначение пригруза – поджатие плиты силой веса P_{2g} и обеспечение возможности безотрывного режима работы от поверхности. Масса m_2 в реальной конструкции является массой транспортного средства системы вибратора. Части, которые жестко связаны с индукторными частями двигателя, дают массу m_1 . Масса якоря двигателя входит в массу m_3 , так как он жестко соединен с плитой. Масса m_1 опирается на плиту через пружины ξ_{1-3} . С целью центрирования якорных и индукторных частей в них находятся подшипники скольжения. Потери в пружинах ξ_{1-3} и подшипниках при их работе указано на рис. 1.1 эквивалентной величиной s_{1-3} .

Упругость ξ_{2-3} обладает большой податливостью и используется для статического прижатия излучающей плиты. В результате, резонансная

частота для контура $\xi_{2-3} - m_2$ оказывается в несколько раз ниже рабочей частоты вибратора.

Работа сейсмоисточника заключается в следующем. От системы электропитания поочередно в верхнюю и нижнюю обмотки (рис.1.1) подают импульсы тока i_B и i_H , которые приводят к возникновению магнитных потоков Φ_B и Φ_H . При поочередном появлении потоков электромагнит создает знакопеременные силовые воздействия между индуктором и якорем, что вызывает их относительные колебания. Через жестко соединенную излучающую плиту якорь передает на грунт знакопеременные силовые воздействия, возбуждая сейсмические волны. Амплитуда и частота воздействий, а значит и возбуждаемых волн, определяется частотой и амплитудой токовых импульсов, которые формируются системой электропитания в обмотках электромагнита. Упругие элементы ξ_{1-3} (связывающие индуктор с излучающей плитой), компенсируют вес индуктора и жестко связанных с ним частей и практически не влияют на динамику работы сейсмоисточника, для этого необходимо, чтобы резонансная частота была несколько меньше минимальной рабочей частоты.

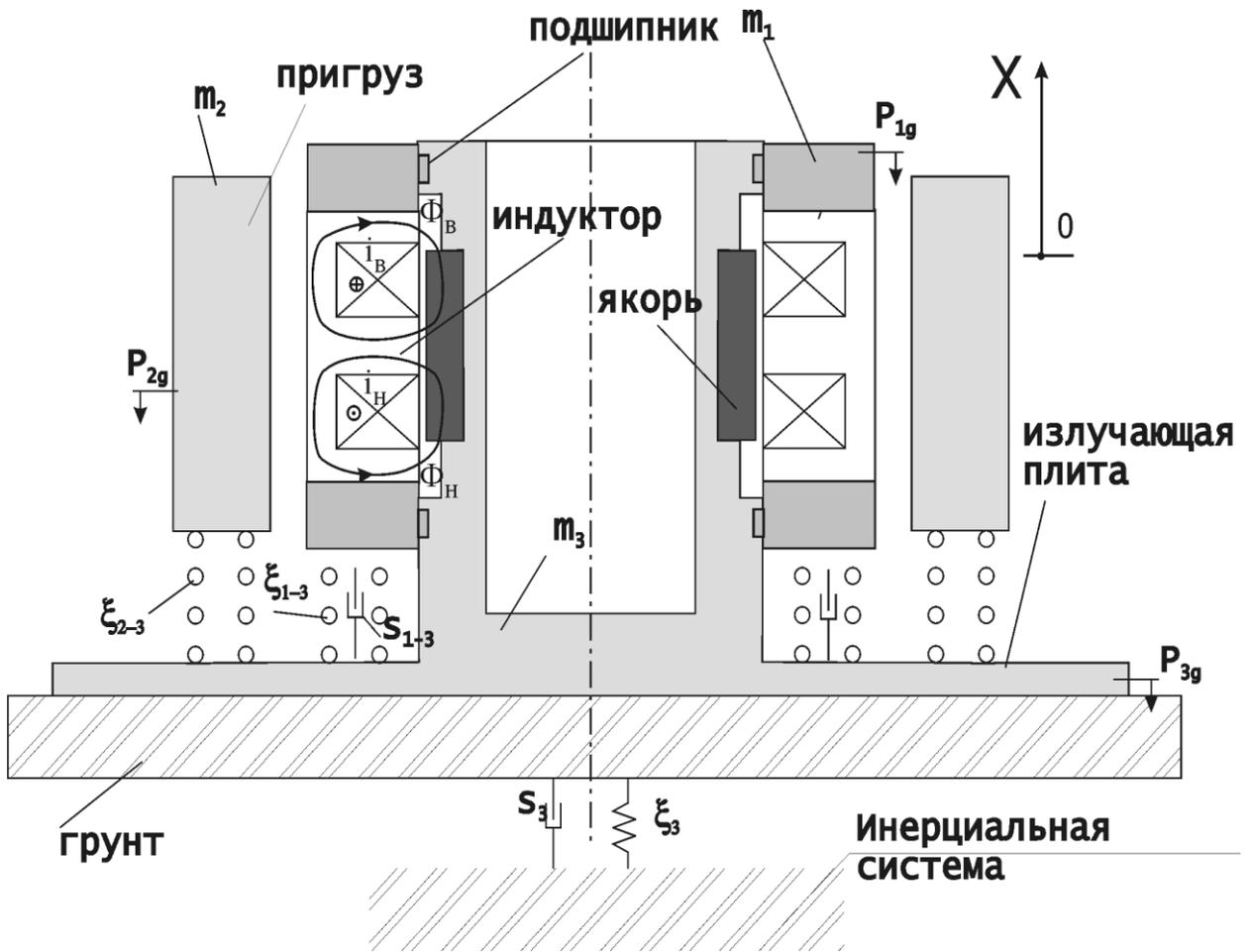


Рис.В.1. – Конструктивная схема вибрационной установки сейсмического назначения.

Интенсивное развитие сейсморазведки с применением невзрывных источников выдвинуло ряд исследовательских задач, решение которых необходимо для повышения эффективности сейсморазведки. Одной из перспективных проблем является динамический анализ взаимодействия источника и геологической среды, оценка энергетической эффективности источника с учетом типа полезных сейсмических волн.

Моделирование источник - геологическая среда затруднено в силу необходимости совместного расчета сложной контактной задачи колебаний заданной упругой среды и системы уравнений, описывающих источник. С целью упрощения теоретических расчетов и облегчения практического

использования результатов используется метод конечномерной аппроксимации, позволяющий для конкретной модели грунта в заданном частотном диапазоне ввести приближенную операторную связь между амплитудой усилия, прилагаемого к поверхности среды, и движением (перемещением, скоростью и т.д.) точек грунта. Это позволяет, без ограничений точности, описать системой обыкновенных дифференциальных уравнений систему источник – геологическая среда. Для получения математической модели, позволяющей рассчитать систему в динамике, можно воспользоваться методом электромеханических аналогий [9]. Однако геологическая среда представляет собой сложную систему с распределенными параметрами и не рассматривается в данной работе, но определение динамики работы сеймовибратора является не менее важной задачей, что и проделано в данной работе.

1. Состояние вопроса

1.1 Формулирование целей и задач проекта

Цель работы: разработка тиристорной системы питания электромагнитной вибрационной установки с изменяемой частотой колебаний.

Задачи работы:

1. Обзор существующих вибрационных установок и их систем питания.
2. Выбор, расчет и математическое моделирование магнитной системы установки.
3. Разработка силовой части системы электропитания и выбор элементов.
4. Математическое моделирование электрической, магнитной и механической систем вибрационной установки.
5. Написание публикации.

Объектом исследования является электромагнитная вибрационная установка с изменяемой частотой колебаний, а предметом исследования – ее магнитная система и система питания.

1.2. Обзор вибрационных установок и систем их питания

Интенсификация производственных процессов и повышение эффективности значительно связаны с автоматизацией и механизацией в промышленности. В основном повышение эффективности достигают

применением вибровоздействий. Сегодня для осуществления вибровоздействия широко используют в различных отраслях промышленности и сельского хозяйства вибраторы (вибрационные машины). Например, в вибрационных испытаниях, виброуплотнении, при транспортировке, дозировании сыпучих и вязких материалов [3-8].

Создание колебаний с изменяемой частотой связано с некоторыми проблемами, которые обусловлены принципами работы вибраторов и особенностями их технических конструкций.

Таким образом, вибраторы, работающие с изменяемой частотой, бывают следующих типов:

- а) механические (дебалансные),
- б) гидравлические,
- в) электрические (индукционно-динамические, электромагнитные и электродинамические).

Рассмотрим их более подробно.

Гидравлические вибраторы. Они создают усилие управляя жидкостями при помощи клапанов (золотников). Клапаном может управлять внешний электропривод (в электрогидравлических вибраторах) или сам вибровозбудитель соответственно положению его исполнительного органа. Специальный закон управления электромагнитных клапанов регулирует частоту и амплитуду силы в электрогидравлических вибраторах.

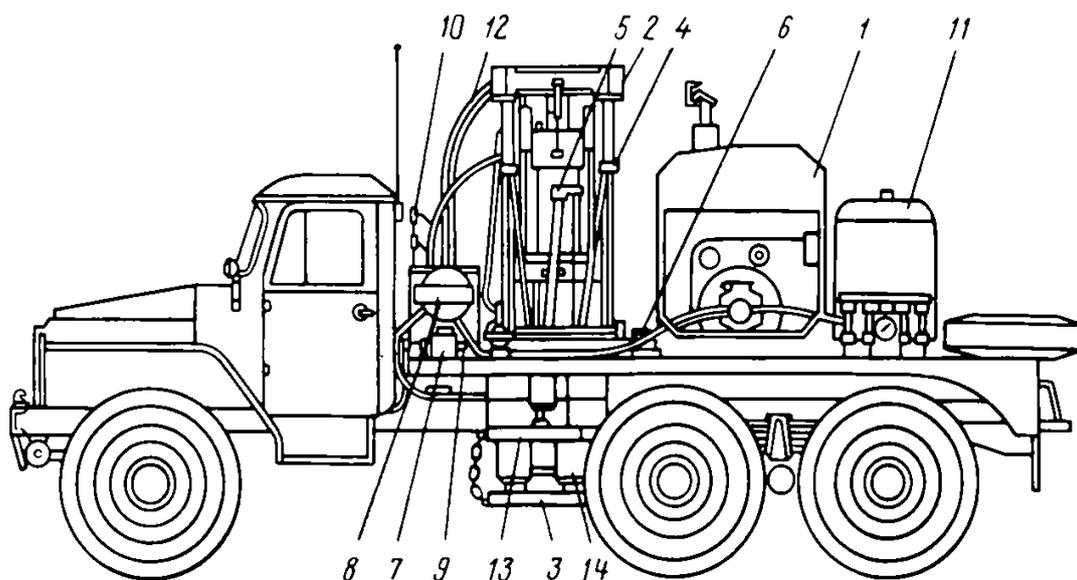
Гидравлические вибраторы в настоящее время являются самым распространенным типом вибраторов. Например, такие вибраторы отечественного и зарубежного производства (США, Канады, Франции) нашли большое применение в сейсморазведке. К примеру, электрогидравлический вибратор NOMAD 65 на усилия 65000 фунтов (~28 тонн силы (тс)), разработанный французской фирмой SERCEL, и отечественный сеймовибратор СВ-5-150 (рис.1.1а) [8]. Вибратор может

развивать усилие до 10 тс, а его транспортной базой является автомобиль с повышенной проходимостью УРАЛ-4320. Жидкость в гидросистеме нагнетается при помощи насоса 1РНАС-125/320 и приводится в движение. В соответствии с сигналом блока управления регулирование потоком жидкости осуществляется золотниковым электрогидравлическим преобразователем.

Сейсмические вибраторы должны создавать на излучающей плите колебания грунта с изменением частоты f при поддержании амплитуды силы P постоянной (рис.1.1б). Образуются волны, идущие вниз. Отражаясь от границ раздела сред они возвращаются на поверхность, где фиксируются сейсмоприемниками. В связи с этим после серии импульсов (5-10 секунд) необходимо выдержать паузу ориентировочно такой же длительности. Сигнал, задающий изменение частоты называют свип-сигналом.

Гидравлические вибраторы сложные и дорогие установки (их стоимость составляет сотни тысяч долларов США). Их изготовление требует использования специальных материалов и прецизионной обработки поверхностей, а обслуживание – привлечения высококвалифицированных специалистов. Невысокий КПД гидравлических вибраторов приводит к потреблению больших мощностей (100-200 кВт при усилиях 5-10 тс). Построение системы управления усложняется в связи с наличием в гидроприводе значительного количества нелинейных элементов, что обуславливает большую цену таких вибраторов.

Чтобы уйти от недостатков гидравлических сеймовибраторов многократно делались попытки разработки вибраторов других типов (механического и электрического).



1 – Насос; 2 - вибропривод; 3 - опорная плита;
 4 – фиксаторы; 5 – гидроцилиндр; 6 – насос; 7 – коллектор;
 8 – гидроневмоаккумуляторы; 9 – масляный распределитель; 10 – радиостанция и блок управления; 11 – бак с маслом; 12 – электрогидравлический преобразователь; 13 – плита; 14 – пневмоопоры.

Рис. 1.1а – Сейсмический гидравлический вибратор типа СВ-5-150.

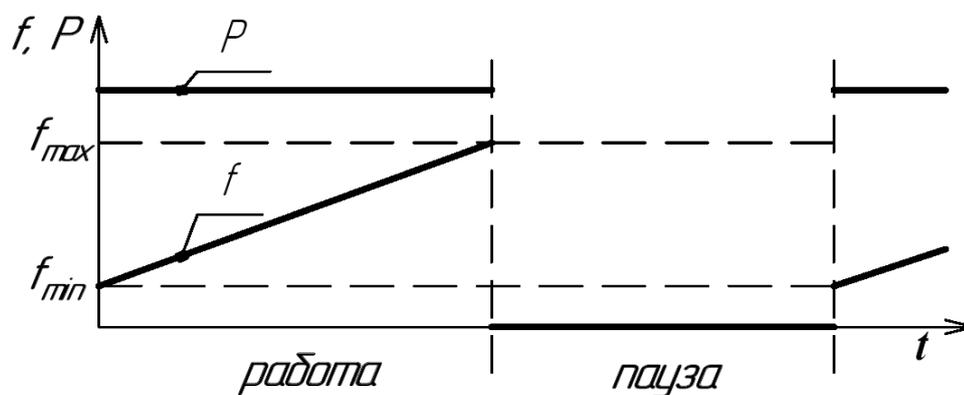


Рис. 1.1б – Необходимая временная зависимость силы и частоты.

Самым распространенным механическим вибратором является дебалансный. Он представляет из себя вращающийся эксцентрик-дебаланс, закрепленный на оси двигателя. При вращение с частотой f появляется сила:

$$P(t) = 4\pi^2 m \cdot e \cdot f^2 \cos(2\pi f \cdot t) \quad (1.1)$$

Достоинствами являются простота конструкции. Недостатком – сложность организации постоянной амплитуды силы на всем диапазоне частот.

Интересной попыткой было создание жидкостного дебаланса, реализованного в сейсмоисточнике «Вибролокатор» (рис. 1.2).

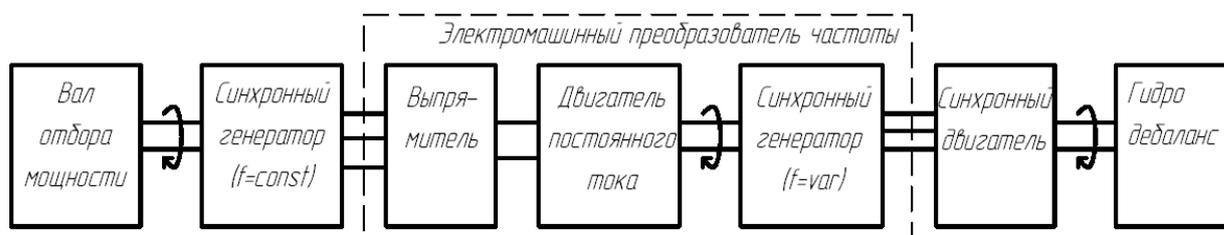


Рис. 1.2 - Структурная схема системы питания дебалансного виброкомплекса «Вибролокатор».

Изредка применяется способ изменения величины дебаланса, при котором груз состоит из двух масс (рис.1.3), закрепленных на одной оси под углом α друг к другу. Изменяя угол, изменяют суммарный эксцентриситет. Однако оказалось сложно менять угол во время работы.

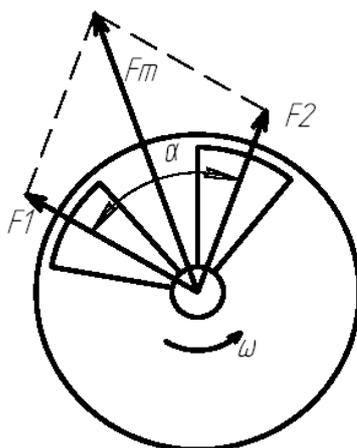


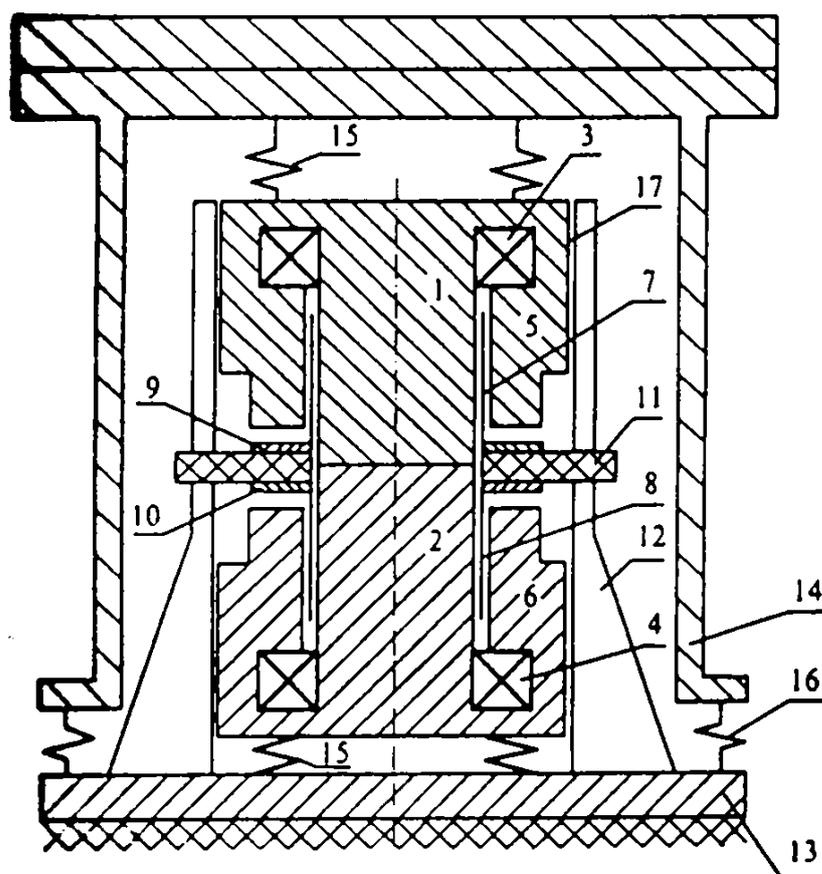
Рис. 1.3 – Двухмассовой дебаланс.

Все дебалансные вибраторы обладают недостатком, связанным со значительными нагрузками на подшипники.

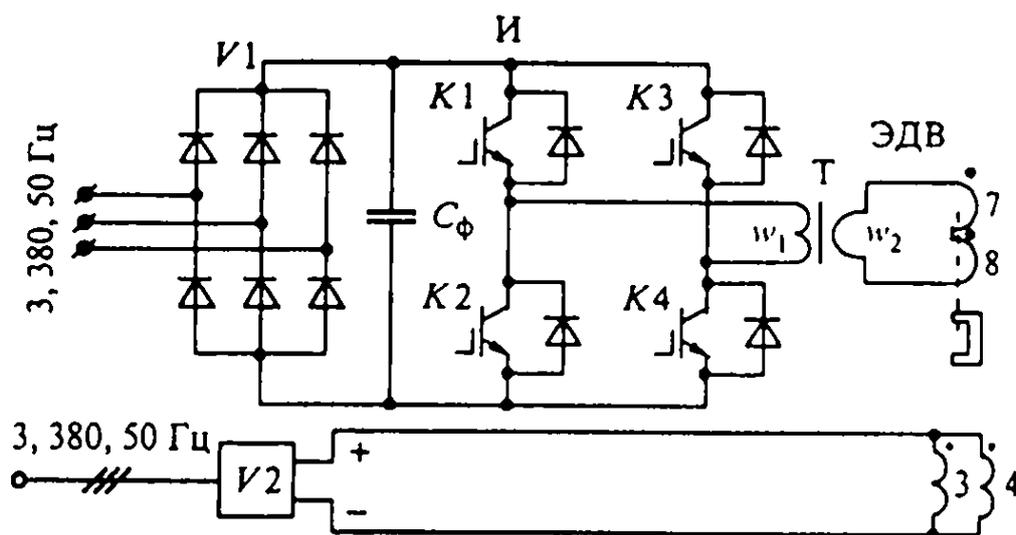
В электродинамическом вибраторе (рис.1.4а) подача тока на обмотки приводит к появлению силы Ампера, передаваемой на излучающую плиту. Для создания токов используется специальная система питания (рис.1.4б). К достоинствам таких вибраторов следует отнести хорошую управляемость формой, амплитудой и частотой силы. А к недостаткам – приложению усилия непосредственно к токопроводящей обмотке.

Существуют вибраторы индукционно-динамического типа. В них обмоткой генерируется импульсное магнитное поле, создающее ток в короткозамкнутом кольце и на него воздействует магнитное поле, его создающее. Для регулирования резонансных свойств системы могут использоваться гидropневматические пружины (рис. 1.5а), а для создания импульсных токов – специальная система питания (рис. 1.5б).

К недостаткам этого вибратора следует отнести сложность изменения жесткости гидropневматических пружин.

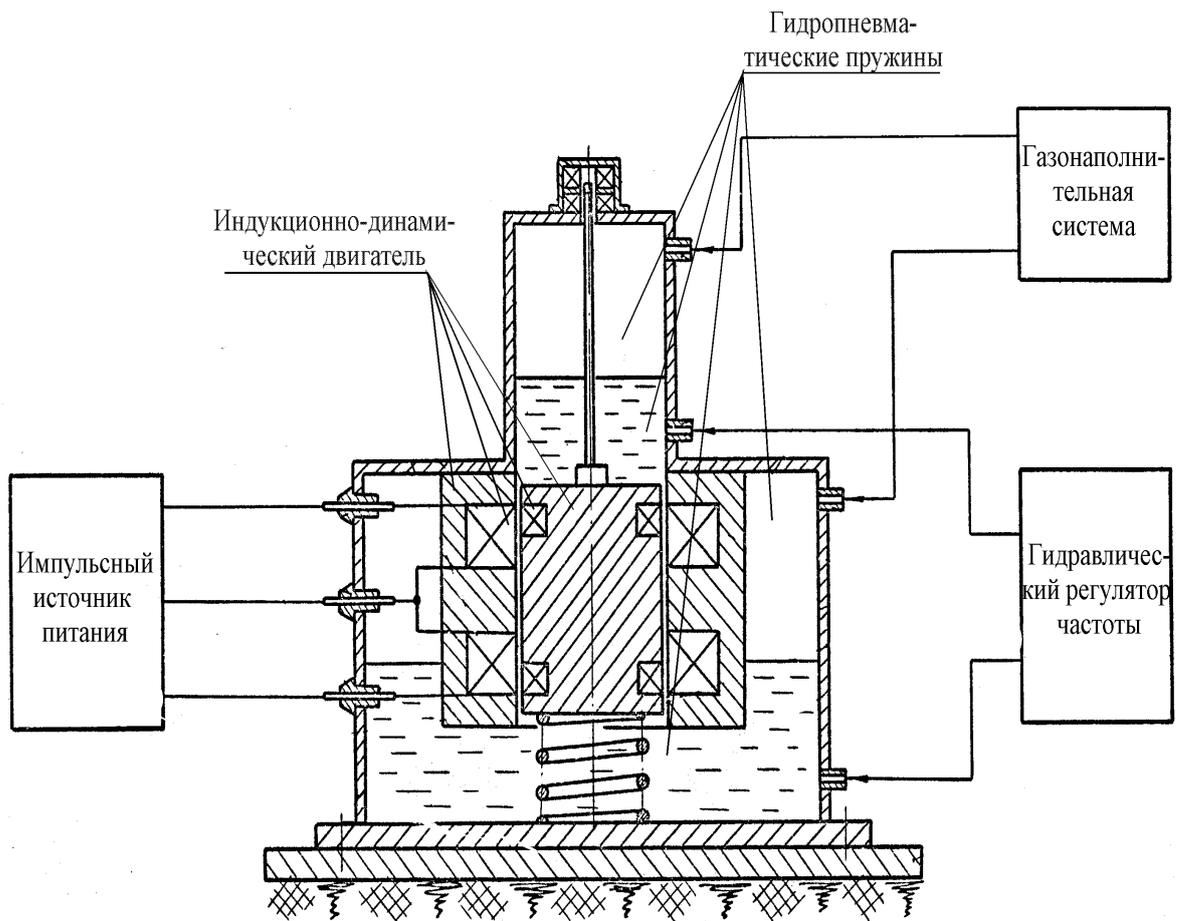


а) конструктивная схема

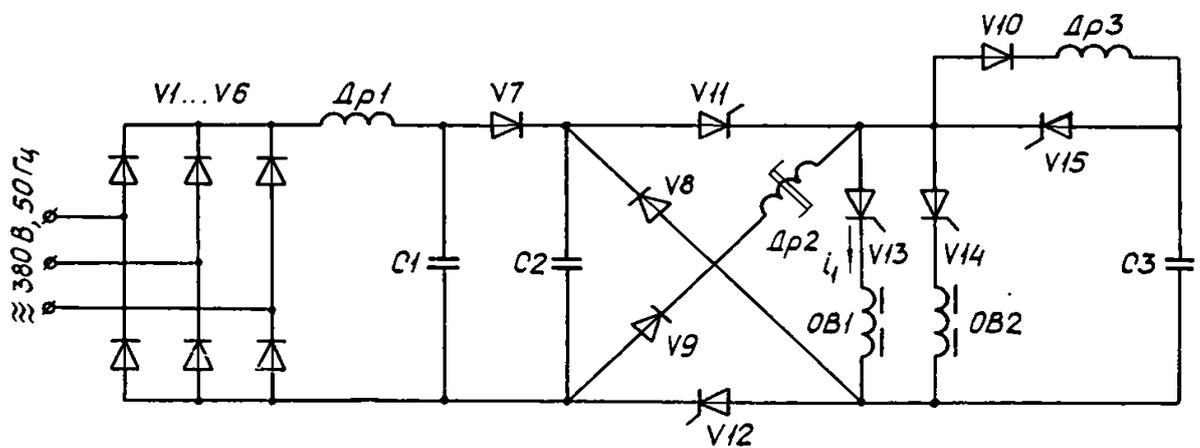


б) силовая электрическая схема

Рис. 1.4 – Электродинамический вибростоймоисточник.



а) конструктивная схема



б) импульсная система питания

Рис.1.5 – Вибратор индукционно-динамического типа с гидропневматическими пружинами.

1.2. Электромагнитный вибратор с изменяемой частотой колебаний

Существует возможность использования линейных электромагнитных приводов (рис. 1.6). Импульсная подача тока в обмотку (рис. 1.6а) или поочередная подача токов в верхнюю и нижнюю обмотки (рис. 1.6б) приводит к появлению колебаний. Частота колебаний будет совпадать с частотой подаваемых импульсов.

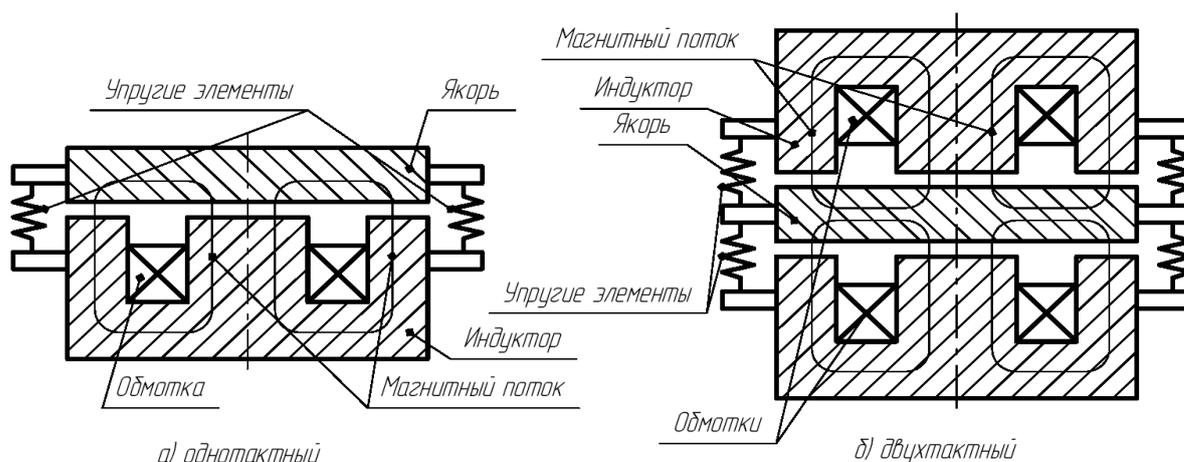
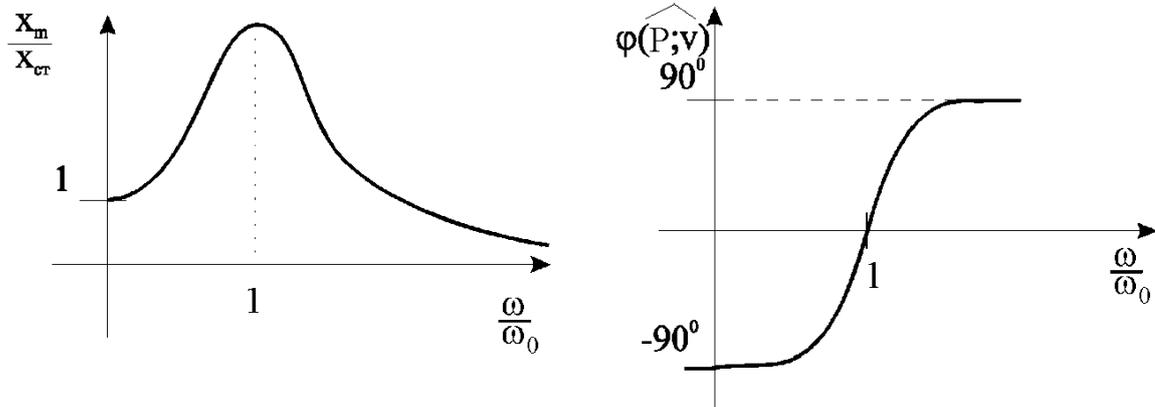


Рис. 1.6 – Электромагнитные вибраторы.

В большинстве случаев такие вибраторы предназначены для работы на резонансной частоте:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (1.2)$$

В результате получаем амплитудно–частотную характеристику (АЧХ) (рис.1.7а), на которой отчетливо видна сильная зависимость амплитуды от частоты колебаний. В связи с этим при необходимости стабилизации амплитуды и формы колебаний необходима разработка сложной системы питания с системой обратных связей.



а) Амплитудо-частотная

б) фазочастотная

Рис.1.7 Характеристики колебательного контура

1.3. Выводы по обзору

Несмотря на разнообразие вибрационных установок, задача создания вибратора, нормально работающего с изменением частоты остается актуальной.

2. Магнитная система вибрационной установки

2.1. Конструкция магнитной системы.

Эскиз магнитной системы вибрационной установки, разработанный в данной главе, представлен на рис.2.1. В конструкцию устройства входит якорь, пружины, индуктор, излучающая плита, пригруз индуктора, четыре обмотки, предназначенные для создания магнитного потока. Две обмотки соединены последовательно и одновременно создают магнитный поток, тянущий якорь вверх, а другие две, также объединенные последовательно, тянущие якорь вниз. Особенность конструкции состоит в том, что одна ячейка электромагнитной системы (рис.2.2) работает так, что может создавать силу направленную только в одну сторону. Конструкция также содержит немагнитные вставки, предназначенные для предотвращения протекания паразитных магнитных потоков.

Наличие двух зон энергопреобразования (рис.2.2) является результатом модернизации основной конструкции магнитной системы, отличающейся тем, что первоначальная конструкция содержала только одну зону энергопреобразования.

Расчет магнитной системы с целью уточнения выполнялся с помощью программного комплекса Elcut 5.1[10], используя метод конечных элементов. Комплекс Elcut разделяет расчетную область на тысячи конечных элементов (что обеспечивает достаточную точность). Магнитная система состоит из двух одинаковых секций. Произведем расчет одной секции.

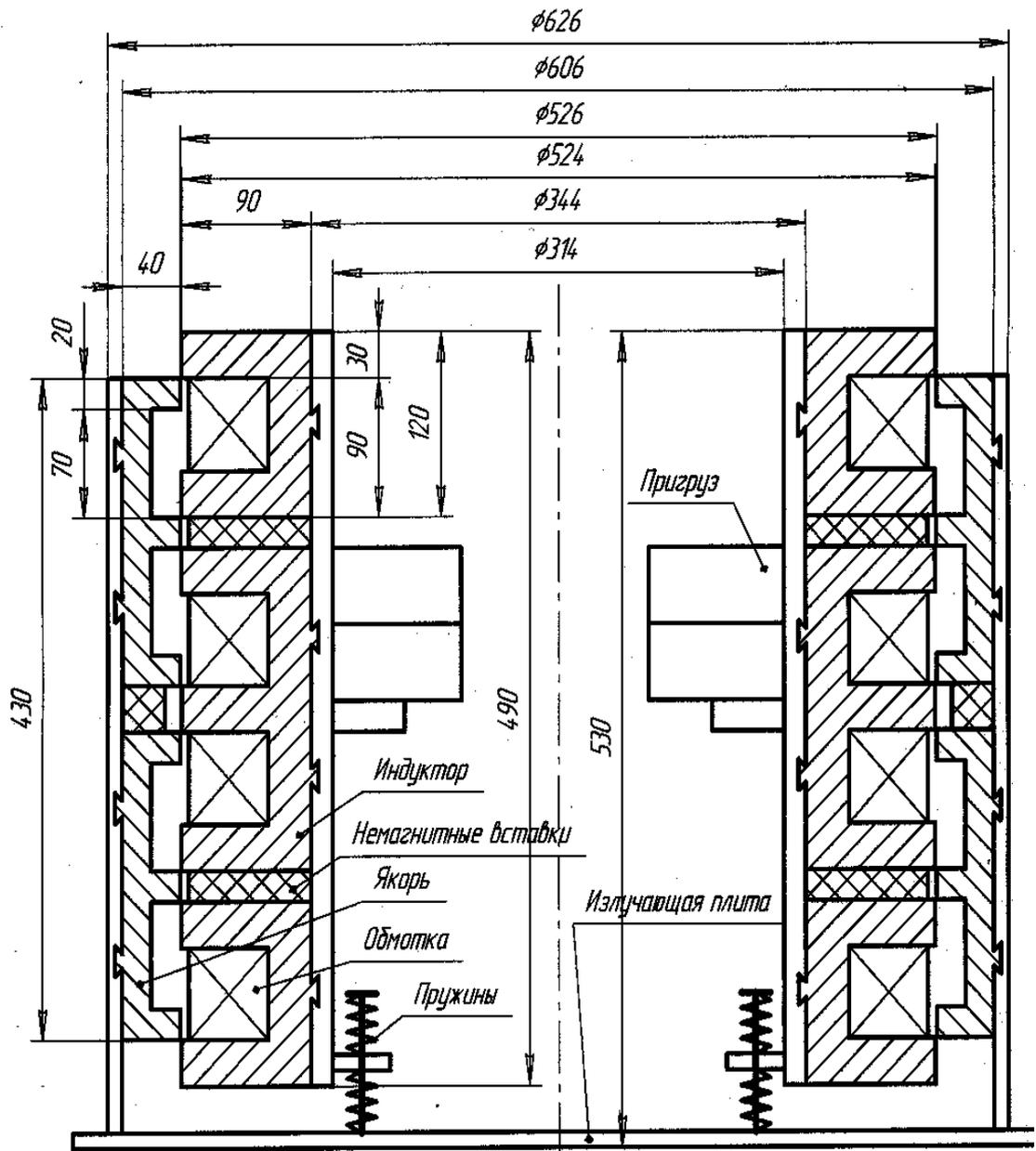


Рис. 2.1 – Эскиз конструкции магнитной системы вибрационной установки

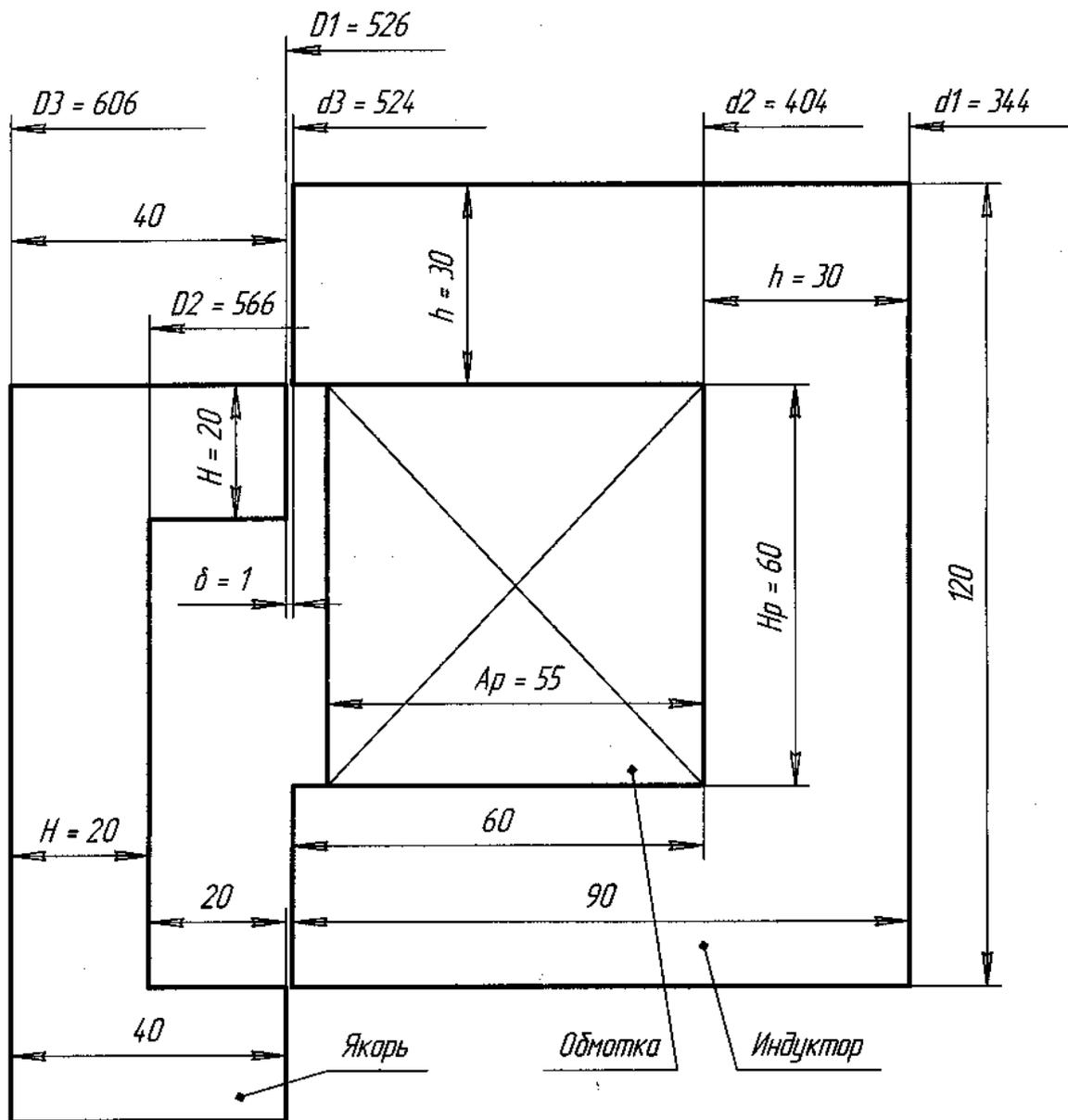


Рис.2.2. Эскиз секции электромагнитного преобразователя

2.2. Расчет магнитной системы в Elcut.

При помощи программного комплекса Elcut в соответствии с геометрией (рис.2.2.) была задана конструкция магнитной системы вибрационной установки и произведен ее расчет. В результате были получены такие величины:

F – намагничивающая сила;

W – энергия магнитного поля;

W_{co} – коэнергия;

$\Phi_{об}$ – магнитный поток, связанный с обмоткой;

$\Phi_{и}$ – магнитный поток, протекающий по индуктору;

$\Phi_{я}$ – магнитный поток, протекающий по якорю;

P – электромагнитная (пондеромоторная) сила.

Результаты расчета магнитной системы сеймовибратора из стали 2212 приведены в таблицах 2.1-2.7.

Таблица 2.1. - Результаты расчета магнитного поля для положения $x = -10$ мм.

F, кА	$\Phi_{об}$, Вб	$W_{со}$, Дж	$\Phi_{и}$, Вб	$\Phi_{я}$, Вб	W, Дж	P, Н
17,8	0.057	536.13	0.059	0.046	468	13898
0	0	0	0	0	0	0
1	0.003	1.74	0.004	0.003	1.74	54.17
2	0.007	6.98	0.007	0.006	6.98	216.62
3	0.01	15.7	0.011	0.008	15.69	487.2
5	0.017	43.59	0.018	0.014	43.53	1350.4
7	0.024	85.36	0.025	0.02	85.03	2634.4
10	0.035	173.75	0.036	0.028	171.77	5289.8
12	0.041	249.45	0.043	0.033	244.61	7481.3
15	0.05	386.9	0.053	0.041	369	11113
17	0.055	491.97	0.058	0.045	442.28	13187
20	0.06	662.84	0.063	0.049	528.17	15531
25	0.065	972.61	0.067	0.053	647.73	18550
30	0.07	1306.5	0.07	0.057	770.62	21302
40	0.077	2034.7	0.076	0.064	1027.3	26207
50	0.083	2829.1	0.08	0.068	1299.8	30480
70	0.093	4584.3	0.086	0.075	1903.2	37906
100	0.105	7547.7	0.093	0.082	2905.1	47505

Таблица 2.2. - Результаты расчета магнитного поля для положения $x = -5$ мм.

F, кА	$\Phi_{об}$, Вб	$W_{со}$, Дж	$\Phi_{и}$, Вб	$\Phi_{я}$, Вб	W, Дж	P, Н
1	0.004	2.10	0.004	0.004	2.10	103.06
2	0.008	8.41	0.009	0.007	8.41	412.02
3	0.013	18.92	0.013	0.011	18.9	925.36
5	0.021	52.51	0.022	0.018	52.26	2556.5
7	0.029	102.62	0.03	0.025	101.2	4906.3
10	0.041	207.6	0.042	0.034	199.94	9371.4
12	0.048	296.23	0.05	0.041	278.6	12659
15	0.056	452.21	0.058	0.047	384.9	16757
17	0.059	566.31	0.062	0.05	438.9	18684
20	0.063	748.12	0.065	0.054	505.12	20889
25	0.068	1072.3	0.069	0.058	616.63	24076
30	0.072	1419.5	0.072	0.062	731.81	26930
40	0.079	2171.3	0.077	0.067	974.63	31831
50	0.085	2986.1	0.081	0.071	1235	36008
70	0.095	4776.4	0.087	0.077	1820	43332
100	0.106	7783.6	0.093	0.084	2801	52470

Таблица 2.3. -Результаты расчета магнитного поля для положения $x=-2$ мм.

F, кА	Фоб, Вб	Wco, Дж	Фи, Вб	Фя, Вб	W, Дж	P, Н
17,8	0.062	675.53	0.064	0.054	432.62	23949
0	0	0	0	0	0	0
1	0.005	2.54	0.005	0.004	2.54	212.84
2	0.01	10.14	0.01	0.009	10.13	848.36
3	0.015	22.79	0.016	0.013	22.67	1881.5
5	0.025	62.89	0.025	0.022	61.27	4865
7	0.034	121.68	0.035	0.029	115.13	8534.9
10	0.046	241.72	0.048	0.04	218.05	14454
12	0.053	340.4	0.055	0.046	290.94	18048
15	0.059	506.96	0.061	0.051	373.86	21656
17	0.062	626.34	0.063	0.053	416.56	23345
20	0.065	814.23	0.066	0.056	477.21	25531
25	0.07	1147.4	0.07	0.061	583.06	28741
30	0.074	1503.2	0.073	0.064	693.14	31568
40	0.08	2268.8	0.077	0.069	925.74	36339
50	0.086	3095.2	0.081	0.073	1179.6	40419
70	0.096	4904.1	0.087	0.078	1751.9	47502
100	0.107	7936.2	0.093	0.085	2719.9	56211

Таблица 2.4.-Результаты расчета магнитного поля для положения $x=0$.

F, кА	Фоб, Вб	Wco, Дж	Фи, Вб	Фя, Вб	W, Дж	P, Н
17,8	0.064	724.76	0.065	0.056	407.69	26726
0	0	0	0	0	0	0
1	0.006	3.16	0.006	0.006	3.16	418.2
2	0.013	12.6	0.013	0.011	12.38	1628.1
3	0.018	28.02	0.019	0.016	26.77	3382
5	0.029	75.20	0.029	0.025	68.07	7516.5
7	0.038	141.89	0.039	0.033	123.08	11865
10	0.05	273.8	0.051	0.044	223.96	18216
12	0.055	378.92	0.057	0.048	284.93	21422
15	0.061	551.77	0.062	0.053	354.31	24604
17	0.063	674.39	0.064	0.055	392.5	26127
20	0.066	866.19	0.067	0.058	450.58	28291
25	0.07	1205.9	0.07	0.062	552.47	31409
30	0.075	1566.7	0.073	0.065	658.83	34171
40	0.081	2340.6	0.078	0.07	884.78	38816
50	0.087	3174.9	0.081	0.073	1134.5	42811
70	0.096	4996	0.088	0.079	1698.1	49591
100	0.108	8042.3	0.093	0.085	2657	57952

Таблица 2.5 - Результаты расчета магнитного поля для положения $x=2$.

F, кА	Фоб, Вб	Wco, Дж	Фи, Вб	Фя, Вб	W, Дж	P, Н
17,8	0.065	775.96	0.066	0.058	379.39	26549
0	0	0	0	0	0	0
1	0.008	4.12	0.008	0.008	4.11	499.61
2	0.016	16.3	0.016	0.015	15.51	1958.8
3	0.022	35.52	0.023	0.02	31.4	3980.5
5	0.033	91.19	0.034	0.03	73.82	8479
7	0.042	166.56	0.043	0.038	128.63	13018
10	0.053	310.47	0.055	0.047	221.7	19080
15	0.062	599.45	0.063	0.055	329.31	24517
17	0.064	724.64	0.065	0.057	364.83	25982
20	0.067	919.97	0.068	0.06	420.57	28041
25	0.072	1265.9	0.071	0.063	518.55	31113
30	0.076	1631.9	0.074	0.066	621.01	33752
40	0.082	2414.5	0.079	0.07	840.99	38206
50	0.087	3255.9	0.082	0.074	1086.3	42016
70	0.097	5088.6	0.087	0.079	1641.4	48550
100	0.108	8149.2	0.093	0.085	2591.4	56501

Таблица 2.6. -Результаты расчета магнитного поля для положения $x=5$ мм.

F, кА	Фоб, Вб	Wco, Дж	Фи, Вб	Фя, Вб	W, Дж	P, Н
17,8	0.067	847.25	0.067	0.06	340.14	23670
0	0	0	0	0	0	0
1	0.011	5.57	0.011	0.0104	5.55	482.64
2	0.021	21.96	0.021	0.02	20.49	1920.6
3	0.029	47.01	0.029	0.026	38.53	3924
5	0.04	115.57	0.04	0.036	82.25	8320.6
7	0.048	203.8	0.049	0.044	135.46	12665
10	0.057	363.13	0.058	0.052	207.62	17380
12	0.06	479.82	0.061	0.055	245.09	19442
15	0.064	665.41	0.065	0.058	293.34	21761
17	0.066	794.29	0.066	0.06	326.41	23137
20	0.069	996.08	0.069	0.062	378.96	25063
25	0.073	1350	0.072	0.065	471.03	27890
30	0.077	1722.9	0.074	0.068	567.92	30320
40	0.083	2517.2	0.078	0.071	779.71	34395
50	0.088	3369.1	0.082	0.074	1018.7	37973
70	0.097	5217.7	0.088	0.079	1561.7	44033
100	0.109	8295.6	0.094	0.085	2497.7	51550

Таблица 2.7.-Результаты расчета магнитного поля для положения $x=10\text{мм}$.

F, кА	$\Phi_{об}$, Вб	$W_{со}$, Дж	$\Phi_{и}$, Вб	$\Phi_{я}$, Вб	W, Дж	P, Н
17,8	0.07	944.84	0.069	0.063	288.98	18120
0	0	0	0	0	0	0
1	0.016	7.92	0.016	0.015	7.87	464.73
2	0.03	31.07	0.03	0.028	28.58	1826.4
3	0.038	65.36	0.038	0.036	49.48	3716.2
5	0.05	153.89	0.05	0.046	93.99	7703
7	0.056	259.86	0.057	0.052	132.93	10692
10	0.062	435.58	0.062	0.057	178.1	13449
15	0.067	754.6	0.067	0.061	246.3	16585
17	0.069	889.66	0.068	0.063	276.55	17693
20	0.071	1099.6	0.07	0.065	323.86	19215
25	0.075	1465.2	0.073	0.067	406.49	21414
30	0.079	1847.9	0.075	0.069	496.01	23313
40	0.084	2658.8	0.079	0.072	696.89	26747
50	0.09	3524.2	0.083	0.075	926.84	29826
70	0.098	5394.5	0.088	0.079	1450.8	35151
100	0.109	8500.1	0.0941	0.084	2368.5	41919

По данным табл.2.1-2.7 были построены зависимости:

- $\Phi(F)$ потока от намагничивающей силы для различных относительных положениях якоря x (рис.2.4);

- $P(F,x)$ зависимость силы P от относительного положения якоря x при различных значения намагничивающей силы (н.с.) F (рис.2.3);

- $P(x,F)$ зависимость силы P от намагничивающей силы F при заданных относительных смещениях якоря x (рис.2.5).

Картина магнитного поля для основной конструкции при $x=0$ и $F=17.8\text{кА}$ приведена на рис.2.6.

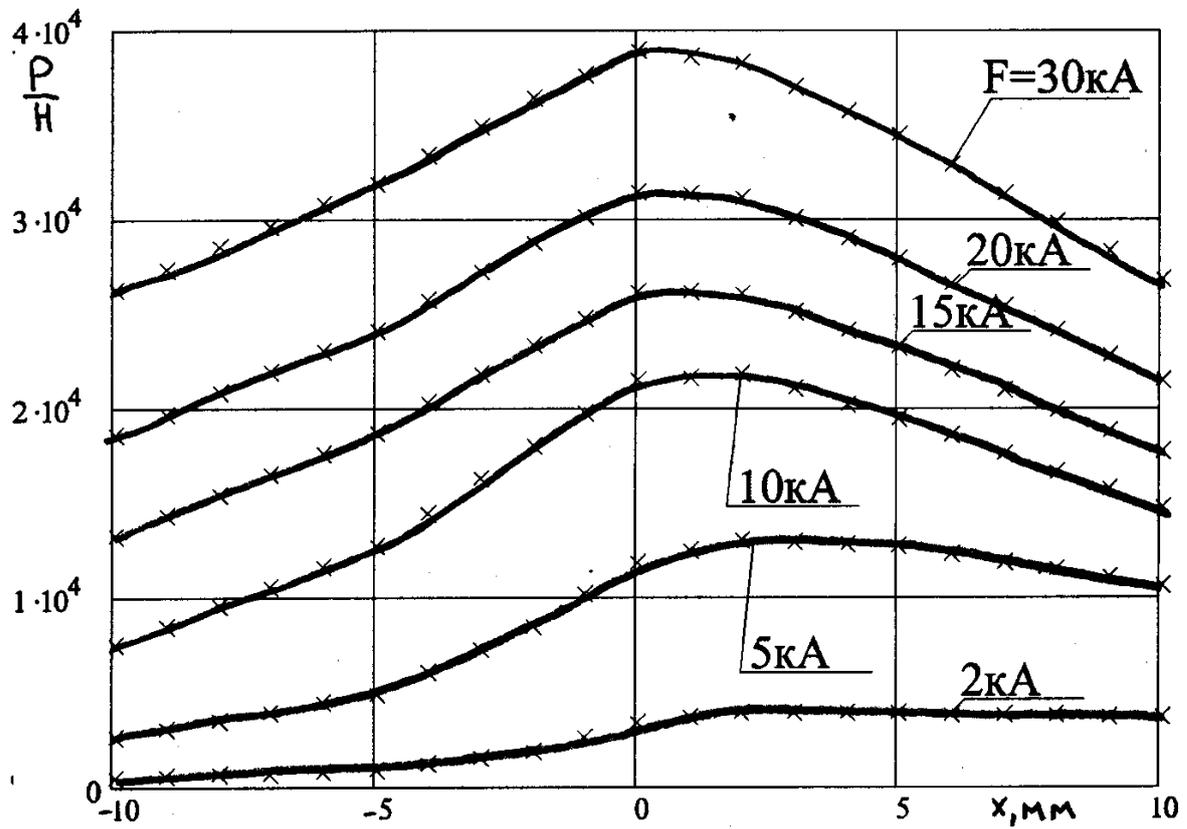


Рис.2.3. Зависимость силы P от намагничивающей силы F и положения x .

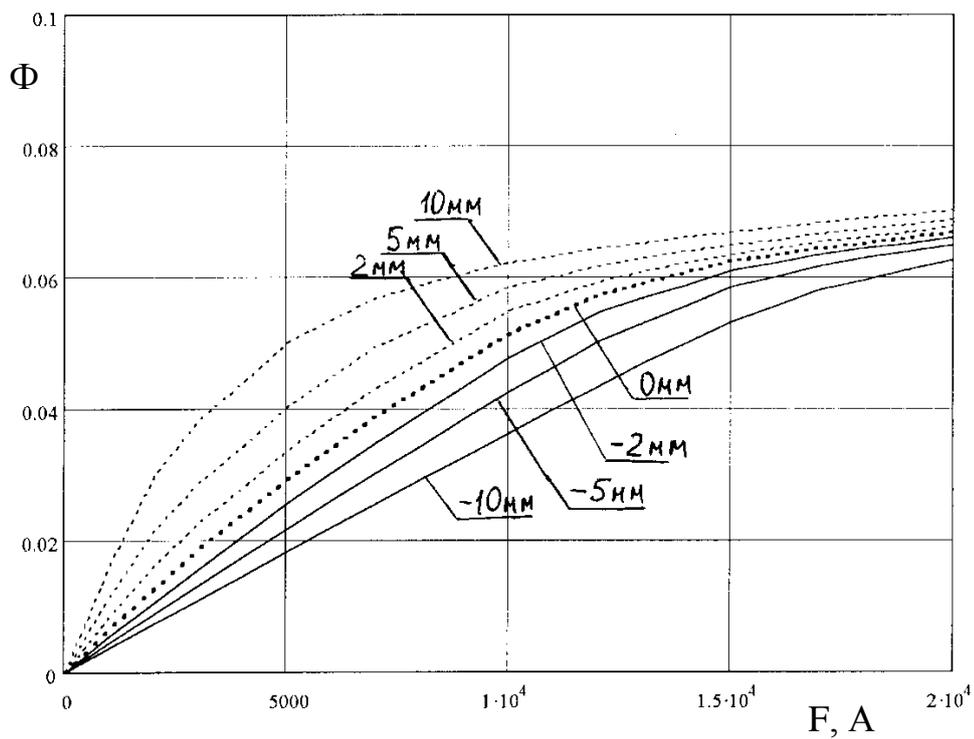


Рис.2.4. Магнитный поток $\Phi(F)$ в зависимости от намагничивающей силы и относительного положения якоря x .

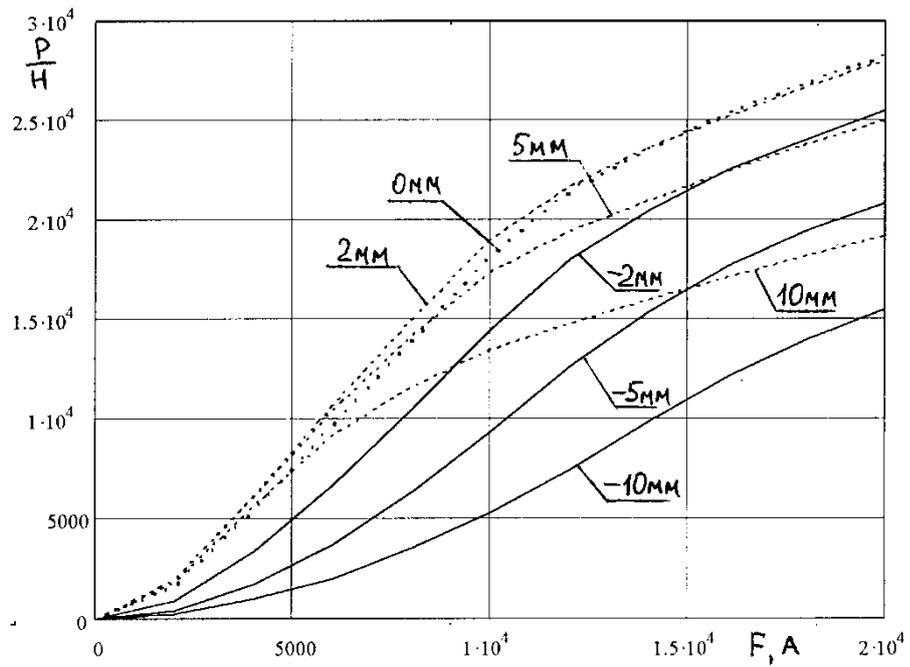


Рис.2.5. $P(x,F)$ зависимость силы P от намагничивающей силы F при заданных относительных смещениях якоря x

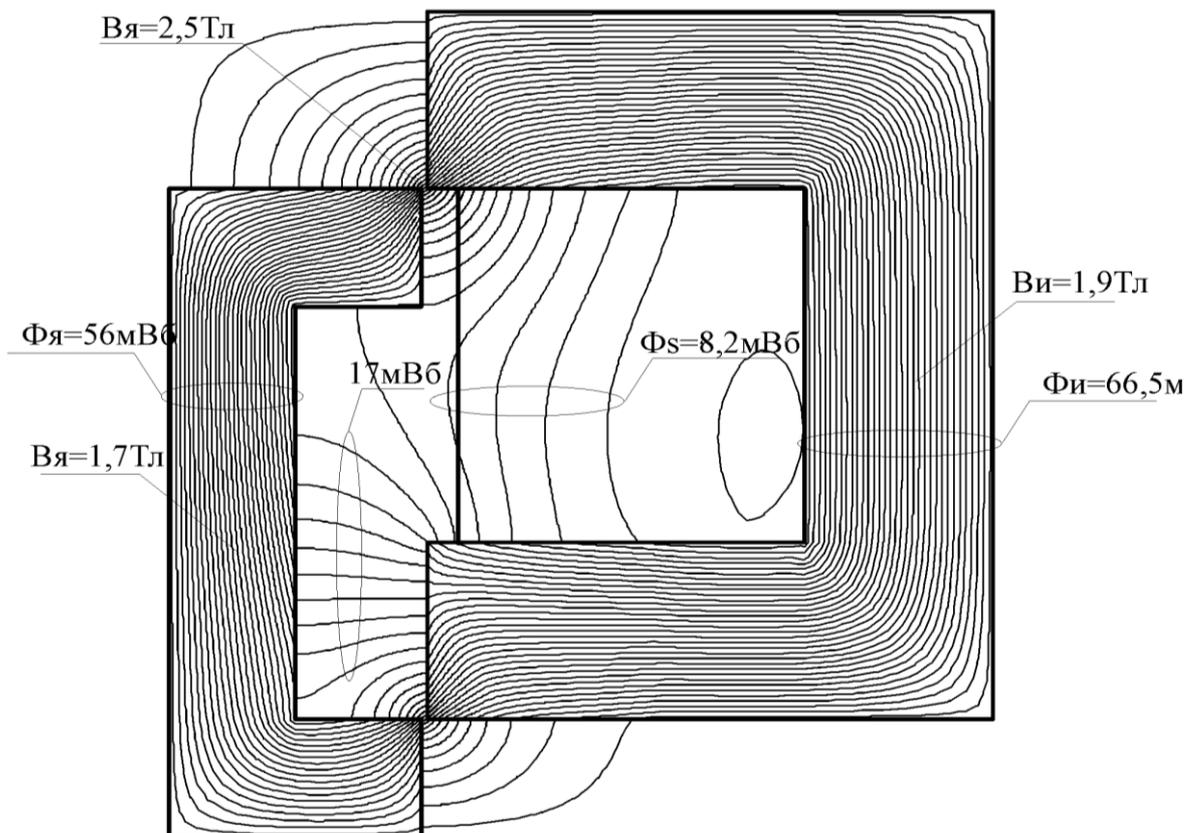


Рис.2.6. Картина магнитного поля в основной конструкции при $x=0$, $F=17,8\text{кА}$.

По рис.2.3 заметно, что максимум силы наблюдается при положениях якоря близких к $x=0$, также (табл.2.1-2.7) наблюдается наименьшая энергия для создания заданной электромагнитной силы. Таким образом, для минимизации установленной мощности схемы питания и эффективного использования электромагнита необходимо обеспечивать колебания в этой области. За начальное положение (при отсутствии электромагнитной силы) якоря относительно индуктора приняли $x=0$ (рис.2.2).

Зависимость $P(F,x)$ (рис.2.3) можно использовать для моделирования динамики работы вибратора. Она является функцией состояния электромагнитного привода, так как через параметр управления – н.с обмотки и механический параметр - положение x определяет основной электромеханический параметр – электромагнитную силу. Для использования зависимости $P(F,x)$ удобно аппроксимировать ее аналитическим выражением. Это было сделано методом наименьших квадратов для н.с. от 0 до 20 кА. В результате получили выражение

$$P(x,F) = (5,903 \cdot 10^6 \cdot x^2 + 25.071 \cdot 10^3 \cdot x + 1469) \cdot F \quad (2.1)$$

где x – положение якоря относительно индуктора, м;

F – намагничивающая сила, кА.

Зависимость $A(P)$ (табл.2.1-2.7) использовали для расчета системы питания, поскольку по ней определяли мощность, необходимую для возбуждения электромагнита и получения заданной силы P . При номинальной силе $P=25000\text{Н}$ энергия в магнитном поле равна $A=620\text{Дж}$.

Индуктивность системы при различных положениях якоря относительно индуктора определяется характеристиками намагничивания (рис.2.4). Все перечисленные характеристики позволяют произвести расчет обмотки намагничивания.

Согласно закону электромагнитной индукции

$$U = \frac{d\Psi}{dt} = w \frac{d\Phi}{dt} = w \left(G \frac{dF}{dt} + F \frac{dG}{dt} \right), \quad (2.2)$$

где Ψ - потокосцепление с обмоткой;

Φ - поток через магнитную систему;

G - эквивалентная проводимость системы;

F - намагничивающая сила;

w - число витков обмотки.

Вторым слагаемым пренебрегли, что указано ниже.

Умножим обе части равенства (2.2) на $i dt$ и произведем разложение

$$F^2 dG = \frac{F^2 dG}{2} + \frac{F^2 dG}{2} \quad \text{с заменой} \quad FGdF + \frac{F^2 dG}{2} = \frac{d(GF^2)}{2} :$$

$$\int U i dt = \int w i \left(G dF + F dG \right) = \int w \left(G dF + F^2 dG \right) = \int \left(\frac{d(GF^2)}{2} + \frac{F^2 dG}{2} \right). \quad (2.3)$$

Слева от равенства энергия, обмениваемая с емкостным накопителем.

Справа первый член суммы - энергия, которая накапливается в магнитном поле, второй - энергия, которая преобразуется в механическую. В нашем случае при амплитуде силы $P_m=25000\text{Н}$, начальном положении $x=0\text{мм}$ и амплитуде колебаний $x_m=8\text{мм}$ энергия в магнитном поле составляет $A=620\text{Дж}$ (табл.2.1-2.7), двух магнитов соответственно 1240Дж , а амплитудное значение механической энергии

$$A_m = \frac{P_m x_m}{2} = \frac{50000 \cdot 0,008}{2} = 200\text{Дж}. \quad (2.4)$$

Заметно, механическая энергия на порядок меньше, чем энергия запасаемая в поле. Следовательно, второй член в формуле (2.3) на порядок меньше, чем первый. Поэтому можно записать

$$U = wG \frac{dF}{dt}, \quad (2.5)$$

тогда расчетное число витков

$$w = U / \left(G \frac{dF}{dt} \right), \quad (2.6)$$

где $\frac{dF}{dt}$ - скорость нарастания н.с. в обмотке.

По условиям ТЗ максимальная частота следования импульсов преобразователя составляет $f_{\max}=80$ Гц, следовательно, при линейной зависимости силы от н.с. (рис.2.5) $F_m=17800$ А и синусоидальной заданной силе максимальная скорость нарастания н.с. будет равна

$$\frac{dF}{dt} = F_m \cdot \omega_{\max} = 17800 \cdot 2\pi \cdot 80 = 9 \text{ А / мкс} \quad (2.7)$$

Для определения проводимости брали начальный участок кривой намагничивания системы (рис.2.4).

$$G = \frac{\Phi}{F} = \frac{28.6 \cdot 10^{-3}}{5000} = 5,72 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \quad (2.8)$$

Ток последовательно протекает по двум обмоткам двух одинаковых секций, таким образом, расчетную проводимость увеличили вдвое:

$$G_2 = 2 \cdot G = 2 \cdot 5,72 \cdot 10^{-6} = 11,44 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \quad (2.9)$$

При заданном максимальном напряжении на обмотке в соответствии с условиями безопасности приняли $U=800$ В, тогда число витков

$$w = 800 / \left(1,44 \cdot 10^{-6} \cdot 9 \cdot 10^6 \right) \approx 7,7 \text{ витков} \quad (2.10)$$

Приняли число витков равным 6, чтобы уменьшить длительность фронта нарастания тока в обмотке установки.

Индуктивность нагрузки составила:

$$L = G_2 \cdot w^2 = 11,44 \cdot 10^{-6} \cdot 6^2 = 0.412 \text{ мГн} \quad (2.11)$$

Амплитудное значение тока через обмотку

$$I_m = \frac{F_m}{w} = \frac{17800}{6} = 2966 \text{ А} \quad (2.12)$$

Силовые приборы схемы питания должны быть рассчитаны на токи I_m .

Нашли напряжение, которое приходится на один виток при входном напряжении конденсаторной батареи (учитывая, что напряжение 800 В делится на 2 секции):

$$U_w = \frac{U}{w} = \frac{800/2}{6} = 66,7 \text{ В / вит} \quad (2.13)$$

Рассчитали площадь сечения одного витка

$$S_{\text{вви}} = \frac{S_n \cdot K_z}{w} = \frac{3300 \cdot 0,5}{12} = 137,5 \text{ мм}^2 \quad (2.14)$$

Сечение провода получилось большим и стандартный обмоточный провод такого сечения подобрать невозможно, поэтому намотку такой обмотки можно производить из медной фольги, обмотанной изоляцией.

Таким образом, произвели расчет магнитной системы вибрационной установки (табл.2.1-2.7), аппроксимировали зависимость $P(F,x)$ (2.1),необходимую для моделирования работы, рассчитали амплитудный ток в обмотке $I_m=2966\text{А}$ (2.12) и индуктивность нагрузки $L=0.412\text{мГн}$ (2.11).

3. Система питания вибрационной установки

3.1. Структурная схема системы питания

Задача системы электропитания – формирование в обмотках возбуждения электромеханического преобразователя таких импульсов тока, приводящих к возникновению магнитных потоков и необходимой переменной электромагнитной силы, которая передается через излучающую плиту на грунт. Амплитуда, частота и форма воздействий возбуждаемых сейсмических волн определяется амплитудой, частотой и формой формируемых токовых импульсов. Таким образом, для создания вибраций с изменяющейся амплитудой и частотой система питания должна обеспечивать формирование в обмотках импульсов тока заданной формы с изменяющейся амплитудой и частотой. Это стало возможно только в последнее время благодаря бурному развитию силовой полупроводниковой техники, в частности появившимся полностью управляемым силовым приборам.

Рассмотрим, какие элементы должна включать система питания. Электромагнитную часть вибрационной установки составляют две одинаковые секции. В каждой секции имеются по две одноименные обмотки возбуждения. При подаче тока в верхнюю секцию возникает электромагнитная сила, тянущая вверх якорь, который жестко соединен с излучающей плитой; а при подаче в нижнюю – электромагнитная сила, тянущая в низ. Одним из вариантов схемы питания обмоток является формирователь токов, который состоит из четырех одинаковых ячеек. Каждая ячейка работает на свою обмотку. Важно, чтобы обе секции электромагнита работали синхронно, поэтому их обмотки могут быть объединены последовательно или параллельно для подключения к одной ячейке. Подача тока в ячейки приводит к появлению сонаправленных сил.

Следовательно, для питания вибрационной установки необходимо только две ячейки, а не четыре. Ячейки таким образом должны будут обладать удвоенной мощностью. Из-за неодинаковости магнитных систем при параллельном соединении обмоток возможно неравномерное распределение тока и возникновение других эффектов. Поэтому обмотки были соединены последовательно. При последовательном соединении токи и намагничивающие силы в секциях будут совпадать, это обеспечит синхронность их работы.

Таким образом, основным элементом силовой части системы электропитания является формирователь токов, который состоит из двух ячеек. Он формирует поочередные импульсы тока в верхней и нижней секциях. В связи с тем, что установка потребляет большое количество мощности, система питания не должна загружать сеть реактивной мощностью. Этого можно добиться при помощи емкостного накопителя энергии (конденсаторной батареи). Каждая ячейка будет "закачивать" энергию из батареи в магнитное поле и "выкачивать" (рекуперировать) ее обратно.

Для зарядки конденсаторной батареи и восполнения потерь необходимо зарядное устройство (ЗУ), которое должно быть в трехфазном (380В, 50 Гц), а не однофазным. Выбор трехфазной сети обусловлен мощностью, потребляемой схемой (более 1кВт). Зарядное устройство должно обеспечивать необходимую мощность, то есть восполнять потери на конденсаторной батарее, не потребляя реактивной мощности из сети. Существует несколько отработанных схемотехнических решений зарядного устройства. Самой распространенной и подходящей для наших мощностей является схема, которая состоит из выпрямительного моста и преобразователя постоянного напряжения (ППН). Из соображений безопасности схема формирователя токов должна быть гальванически не

связана с питающей сетью (при питании от трехфазной сети). Этого можно достичь двумя способами:

1. Установив перед выпрямительным мостом гальваноразвязывающий трансформатор.

2. Используя ППН с гальвано развязкой цепей. Также в его состав входит трансформатор, но так как он работает на больших частотах (в пределах 1-40 кГц) будет иметь меньшие габариты, чем гальвано развязывающий трансформатор, поставленный перед выпрямительным мостом. ППН оказывается гальвано связанным с сетью, что затрудняет его разработку и наладку. В таком случае выбрали первый способ гальванической развязки.

Подключение зарядного устройства к конденсаторной батарее для восполнения потерь осуществляется через коммутатор тока, который во время формирования импульса тока отключает ППН от емкостного накопителя.

Подключение силовой части к сети произвели через автоматический выключатель.

Таким образом, была разработана блок-схема системы питания (рис.3.1.), которая включает в себя:

- входной автомат и трансформатор;
- выпрямитель;
- ППН;
- коммутатор тока;
- формирователь токов с накопительной конденсаторной батареей;
- систему управления.

Для лучшего понимания блок-схемы рассмотрим силовую схему системы питания (рис.3.6), детально разработанную в последующих главах. Выпрямитель выполнен по полумостовой схеме на диодах VD1-

VD6, на выходе которого стоит фильтр С1-С3. Преобразователь постоянного напряжения состоит из последовательно включенных понижающего и повышающего преобразователя напряжения на IGBT-транзисторах.

В качестве коммутаторов тока использовали оптотиристоры VU1 и VU2, которые подключают ППН к емкостному накопителю. Формирователи токов представляют собой схемы на тиристорах (VS1-VS4 и VS5,VS6,VS8,VS9), каждый из которых создает требуемую намагничивающую силу.

Система управления обеспечивает требуемый режим работы установки и вырабатывает сигналы защиты при аварийных ситуациях.

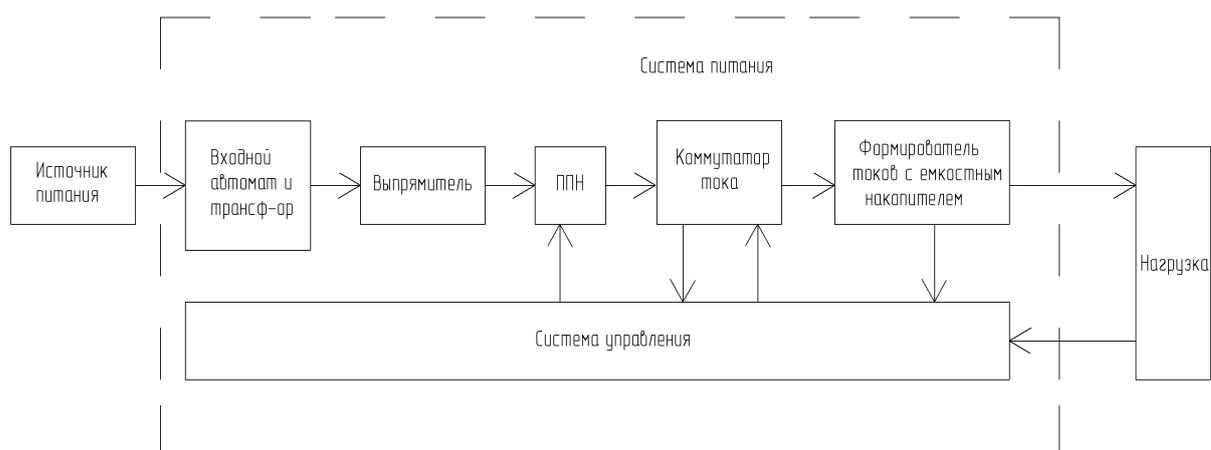


Рис. 3.1 – Блок – схема системы питания

3.2. Выбор, описание и расчет силовой схемы формирователя токов

Рассмотрим возможные варианты схем одной ячейки формирователя тока (рис.3.2). Из схемы, изображенной на рис.3.2а: на тиристоры VS1,VS2 подаются отпирающие импульсы, что приводит к разрядке конденсаторной батареи, заряженной до некоторого напряжения, на обмотку сейсмоисточника. Когда тиристоры закрывают при помощи узлов

принудительной коммутации, диоды открываются. Происходит рекуперация энергии запасенной в магнитном поле установки в емкостной накопитель. Если принудительно запирают тиристоры в определенные моменты времени, то можно формировать импульсы тока различной длительности. Данная схема имеет ряд недостатков. Один из них наличие активных потерь возникающих на полупроводниковых элементах, т.к. ток в любой момент времени проходит через два элемента схемы. При больших токах, как в нашем случае, потери составляют тысячи Ватт, что приводит к усложнению системы охлаждения. Другим недостатком схемы является отсутствие возможности изменять частоту следования импульсов тока без искажения первоначальной синусоидальной формы кривой тока. Еще один недостаток заключается в дополнении данной схемы узлами принудительной коммутации, для формирования импульсов тока различной длительности.

Другая схема, приведенная на рис.3.2б имеет преимущества по сравнению с предыдущей схемой. Работает схема следующим образом: подачей управляющего импульса на тиристор VS1 происходит коммутация конденсаторной батареи и обмотки сейсмоисточника. Схема содержит обмотки с взаимной индуктивностью, поэтому в момент принудительного записания тиристора VS1, ток перебрасывается в другую обмотку и происходит рекуперация энергии магнитного поля. К достоинствам такой схемы можно отнести прежде всего меньшее количество полупроводниковых приборов, что снижает стоимость установки. В данной схеме ток проходит всегда только через один полупроводник, а по одной обмотке проходит ток только половину периода. Это снижает активные потери на полупроводниковых элементах и упрощает систему охлаждения установки. Разрядка конденсаторной батареи осуществляется подачей управляющего импульса лишь на один прибор, поэтому и узел коммутации для перевода схемы в режим рекуперации тоже нужен один. Такая схема упрощает устройство управления, которое формирует управляющие импульсы. У этой

схемы есть недостаток: к диоду VD1 прикладывается двойное напряжение, что увеличивает его стоимость. Как видно из схемы рис.3.2б основным недостатком данной схемы является наличие двух обмоток. Масса устройства увеличивается и стоимость тоже.

Наличие двух одноименных обмоток у сейсмоисточника позволяет применить схему, приведенную на рис.3.2в. Работа схемы заключается в том, что разряжается конденсатор на одну обмотку, а заряжается током другой обмотки. Рассмотрим работу. При подаче управляющего импульса на тиристор VS1 начинает формироваться фронт импульса тока. Конденсатор, расположенный на рис.3.2в под индуктивностью L1, разряжается на обмотку L1, а другой конденсатор разряжается на обмотку L2. После запираания силового тиристора конденсатор, расположенный на рис.3.2в справа от индуктивности L1, заряжается током обмотки L1, а другой конденсатор – током обмотки L2. Однако каждая из обмоток должна создавать одинаковые намагничивающие силы для корректной работы установки. Для того, чтобы токи, создаваемые каждой из обмоток, были примерно равными необходимо согласованные параметры элементов схемы, что на практике осуществить сложно. У этой схемы через диод проходит ток равный сумме токов двух обмоток, что является отрицательным фактором этой схемы. Этот недостаток отсутствует в схеме, приведенной на рис.3.2г. Токи в схеме протекают следующим образом: верхний конденсатор разряжается на обмотку с индуктивностью L2, а нижний – на обмотку с индуктивностью L1. Когда запираются силовые тиристоры VS1, VS2, верхний конденсатор заряжается током обмотки L1, а нижний – током обмотки L2.

На схемах рис.3.2в,г к силовым полупроводниковым приборам прикладывается равное удвоенному значению напряжения на конденсаторной батарее. Этот факт делает схему установкой с напряжением более 1000В и к ней соответственно предъявляются большие требования по электробезопасности, чем установки с напряжением менее 1000В.

Регулировка амплитуды тока в схемах, приведенных на рис.3.2, осуществляется зарядкой конденсаторной батареи. Однако при изведении частоты следования импульсов необходимо автоматически изменять напряжение на конденсаторной батарее, чтобы амплитуда импульсов тока оставалась не изменой. Это усложняет систему управления для схемы формирователя токов.

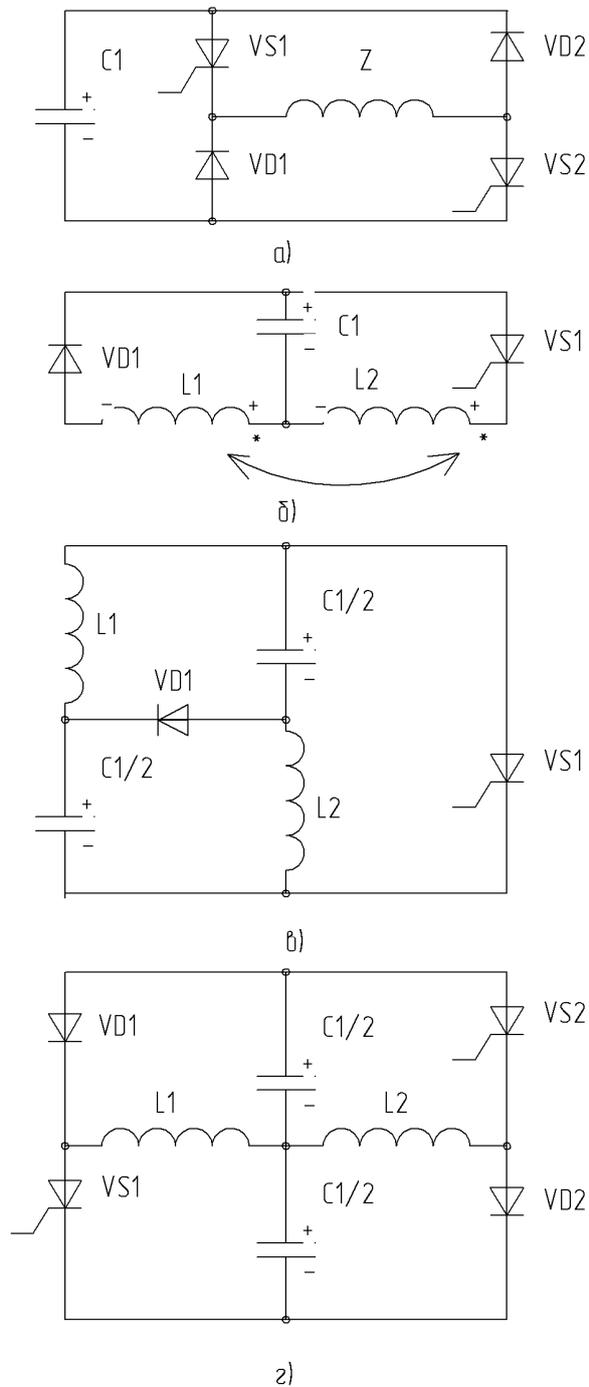
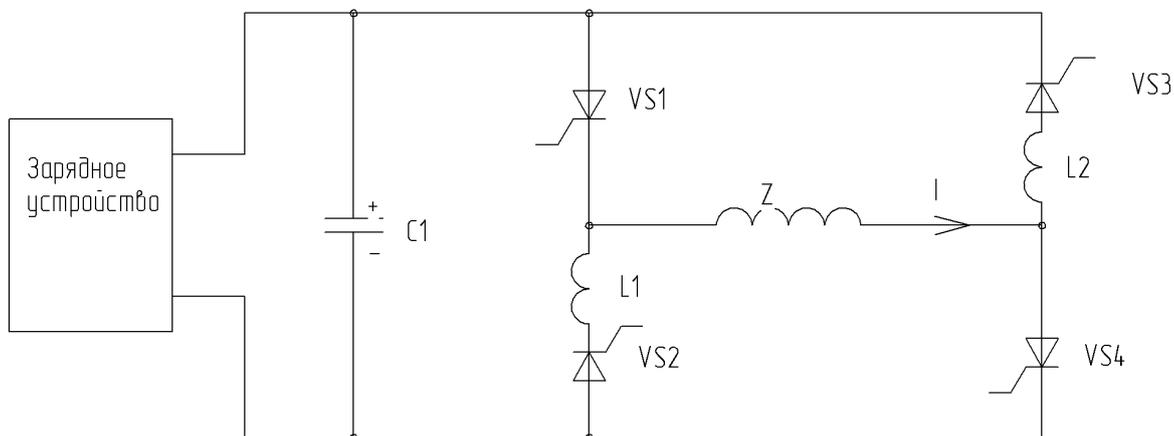
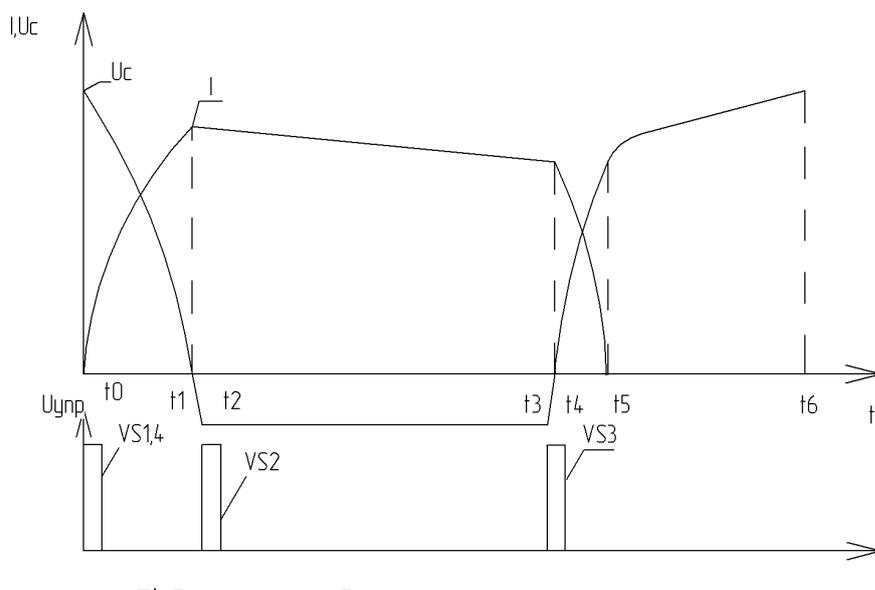


Рис. 3.2 – Схема одной ячейки формирователя токов.

Вариант схемы формирователя тока (одной его ячейки) на тиристорах, который не имеет недостатков, как в схемах на рис.3.2, изображен на рис.3.3а, а диаграммы ее работы на рис.3.3б. Рассмотрим работу данной схемы:



а) Схема для формирования импульсов тока на тиристорах



б) Временные диаграммы

Рис. 3.3 – Формирователь токов на тиристорах

t_0 : подача управляющих импульсов на тиристоры VS1, VS4.

t_0-t_1 : конденсатор разряжается по цепи C-VS1-Z-VS4-C, ток I возрастает.

t1: напряжение на конденсаторе становится равным нулю, ток через нагрузку близок к максимальному значению.

t1-t2: конденсатор заряжается обратной полярностью, ток через нагрузку уменьшается.

t2: подаем отпирающий сигнал на VS2, он открывается, к тиристоры VS1 прикладывается обратное напряжение, вследствие чего он закрывается.

t2-t3: ток протекает по цепи L1-VS2-Z-VS4-L1. При этом он постепенно уменьшается из-за наличия активных потерь в контуре.

t3: подаем отпирающий импульс на тиристор VS3. Ток протекает по цепи Z-L2-VS3-C-L1-VS2-Z. С конденсатора C обратное напряжение оказывается приложенным к VS4, вследствие чего он закрывается.

t3-t4: конденсатор C разряжается до нуля, VS4 закрывается.

t4-t5: конденсатор заряжается энергией, поступающей в него из индуктивной нагрузки, ток которой спадает до нуля.

t5-t6: конденсатор C заряжается до номинального напряжения зарядой схемой.

t6: процессы повторяются.

В описанной схеме возможна регулировка амплитуду тока (начальным напряжением конденсатора C). Возможна регулировка частоты (частотой управляющих импульсов). Форма фронта и спада импульсов тока задается конденсатором и нагрузкой и не может меняться в процессе работы. Возможно изменение длительности полки (t1-t3), изменяя момент открытия тиристора VS3.

Регулировать произвольно форму тока дают возможность схемы на полностью управляемых силовых приборах. Раньше такое решение было невозможно в связи с их отсутствием. Однако в настоящее время в связи с научно-техническим прогрессом и, в частности, с активным развитием полупроводниковой техники такие приборы (силовых IGBT транзисторы) появились. Для наших целей наиболее подходит схема однофазного полу

управляемого коммутатора тока (рис.3.4а). Формирователь токов имеет две одинаковые ячейки. Первая (1-й коммутатор) содержит транзисторы VT1.1 и VT1.2, диоды VD1.1 и VD1.2. Нагрузка Z1 – это две одноименные обмотки двух секций электромагнита, которые последовательно соединены.

Ток I1, создаваемый в нагрузке Z1, приводит к появлению силы, которая тянет якорь вибрационной установки в одну сторону, а ток I2, создаваемый в нагрузке Z2 – в другую.

Каждый коммутатор в определенный момент времени может находиться в одном из трех состояний (на примере первого коммутатора):

1. «накачка» - транзисторы VT1.1 и VT1.2 открыты, энергия из накопительного конденсатора Cн поступает в нагрузку Z1, ток I1 протекает по цепи +Cн – VT1.2 – Z1 - VT1.1 – Cн и быстро возрастает.

2. «полка» - один транзистор VT1.1 или VT1.2 открыт, а другой – закрыт; например VT1.1 открыт, а VT1.2 закрыт, тогда ток I1, протекая по цепи Z1 – VD1.1 – VT1.2 – Z2, медленно спадает из-за активных потерь в полупроводниковых приборах и обмотке.

3. «рекуперация» - транзисторы закрыты. Энергия из нагрузки Z1 рекуперирована в накопительный конденсатор, ток I1 в нагрузке Z1, протекая по цепи - Cн – VD1.2 – Z1 - VD1.1 – +Cн, быстро спадает.

Так, можно формировать токи необходимой формы, чередуя вышеописанные состояния. Токи по очереди формируются то в одной нагрузке Z1, то в другой - Z2, что приводит к появлению переменной силы. Данная схема дает возможность формировать токи в обеих нагрузках одновременно, однако появятся взаимокомпенсирующие силы, направленные в противоположные стороны.

Управление коммутатором для формирования токов можно осуществлять, следуя отработанному на практике алгоритму. Временные диаграммы токов изображены на рис.3.4б. К задачи формирователя токов относится поддержание токов, равными заданному значению Iз (с небольшой

погрешностью). Кривая I_3 – это заданный ток. ΔI – допустимая погрешность. $I_3 + \Delta I$ – верхний порог суммарного тока, то есть его максимально допустимое значение. $I_3 - \Delta I$ – нижний порог суммарного тока, его минимально допустимое значение. Во время работы первого коммутатора (формирования тока I_1) транзисторы второго коммутатора закрыты (ток $I_2 = 0$). А во время формирования тока I_2 (на рисунке он условно показан с отрицательным значением) закрыты транзисторы первого коммутатора.

Существует много возможных алгоритмов управления. Рассмотрим один из них на примере работы первого коммутатора:

1. Ток I_1 достигает значения $I_3 - \Delta I$, тогда коммутатор переходит в состояние «накачка»;
2. Ток I_1 достигает значения I_3 , коммутатор переходит в состояние «полка»;
3. Ток I_1 достигает значения $I_3 + \Delta I$, коммутатор переходит в состояние «рекуперация».

Когда ток достигает нижнего порога (кривая $I_3 - \Delta I$) в момент времени t_1 , коммутатор переходит в состояние «накачка» (оба транзистора первого канала открываются), ток быстро возрастает. Накачка продолжается до того момента, когда ток достигнет значения I_3 (момент t_2). Тогда один из транзисторов первого канала закрывается и коммутатор переходит из состояния «полка» (ток начинает медленно спадать). В t_3 вновь начинается состояние «накачка», а в t_4 – «полка». А в момент t_5 ток вновь равен заданному значению, однако с транзисторами ничего не происходит, т.к. коммутатор уже находится в состоянии «полка». В момент t_6 начинается рекуперация – ток быстро спадает. В t_7 вновь начинается «полка». В момент t_8 оба транзистора закрываются и остаются закрытыми в течении всего времени формирования тока I_2 .

Регулировать точность задания токов в обмотках можно, изменяя величину ΔI . Максимальное достижение точности обусловлено допустимой

частотой коммутации транзисторов и уровнем помех. На практике в НИЛ-6 ТГУ были выявлены следующие недостатки: высокая чувствительность силовых приборов к помехам при больших токах делает мало возможным применением данной схемы с достаточной точностью ΔI , а стоимость приборов на токи 2-3кА требует существенных материальных затрат.

Из вышеперечисленных схем, как уже было рассмотрено, схема изображенная на рис.3.3а была признана наиболее подходящей для использования в качестве формирователя токов. В своем составе эта схема содержит конденсаторную батарею, поэтому одной из величин, которую выбрали, было напряжение на накопительной конденсаторной батарее. Именно этот конденсатор будет подзаряжать повышающий преобразователь, а затем коммутатор будет подключать его к обмотке электромагнита, формируя магнитное поле.

Соответственно правилам эксплуатации электроустановок при расчете источников питания напряжение на элементах схемы не должно превышать 1000В. В таком случае для электроустановок предъявляются меньше требований к типу изоляции кабельных соединений, осуществляющих питание, полупроводниковым приборам (они дешевле, чем приборы с более высокими напряжениями), квалификации персонала.

Таким образом, напряжения в разрабатываемой схеме не должны превышать 1000В. Ближайшее напряжение силовых конденсаторов предлагаемых к продаже равно 1000 В, причем повторяющееся напряжение на них согласно требованиям не должно превышать 80% от классификационного, т.е. $1000 \cdot 0.8 = 800$ В. Поэтому выбираем рабочее напряжение 800В. Блок ППН имеет возможность регулировки напряжения, поэтому в последствии это напряжение может быть легко откорректировано.

Выбор емкостного накопителя осуществили на основе следующих рассуждений. Энергия, накопленная в конденсаторной батарее, преобразуется в энергию магнитного поля и частично в тепловую в виде

активных потерь на элементах схемы. Поэтому необходимо, чтобы конденсатор мог накапливать энергию большую, чем в магнитном поле для создания требуемой электромагнитной силы.

Таким образом, зная величину максимальной энергии, которая должна быть в конденсаторной батарее и, учитывая выбранное напряжение 800В, можно рассчитать емкость. Для рассчитываемой установки известно, что когда амплитуда силы $P=25000\text{Н}$, начальное положение $x=0\text{мм}$ и амплитуда колебаний 8мм, энергия в магнитном поле $A=620\text{Дж}$, соответственно у двух магнитов 1240Дж (табл.2.1-2.7). Тогда емкость будет равна

$$C = \frac{2(2A)K}{U^2} = \frac{2(2 \cdot 620) \cdot 1.2}{800^2} = 4650 \text{ мкФ} \quad (3.1)$$

где K – коэффициент учитывающий отклонение емкости от номинальной и потери при передачи энергии, 1.2.

В схеме (рис.3.3а), для которой произвели расчет, присутствуют дросселя $L1, L2$, ограничивающие скорость нарастания тока тиристоров $VS2, VS3$ при подачи на них управляющих импульсов.

Наиболее дешевыми силовыми тиристорами являются низкочастотные, у которых время восстановления запирающих свойств составляет 250мк. В течение этого времени (для надежности работы увеличенного в полтора раза), что соответствует временным интервал $t3-t4$ на рис.3.3б, к тиристорам, чтобы он закрылся, должно прикладываться обратное напряжение.

Определили до какого напряжения должен перезаряжаться конденсатор, чтобы на интервале $t3-t4$ (рис.3.3б) к тиристорам $VS4$ прикладывалось обратное напряжение. Участок кривой считали на интервале $t3-t4$ линейным, тогда

$$U_C = \frac{I \cdot \Delta t}{C} = \frac{2966 \cdot 375 \cdot 10^{-6}}{0.00465} = 240 \text{ В} \quad (3.2)$$

где I -максимальный ток на интервале $t3-t4$, 2966А;

Δt - интервал времени $t3-t4$, 0.375мс;

C – емкость накопительной батареи, 0.00465мкФ;

Рассчитали дросселя ограничивающие скорость нарастания тока в тиристорах VS2, VS3 (рис.3.3а). Для этого проанализировали процессы, происходящие в схеме рис.3.3а. После того, как ток в нагрузке возрастет до максимального значения и конденсатор перезарядится до напряжения 240В, откроется тиристор VS2 и ток из ветви с тиристором VS1 перейдет в ветвь с дросселем L1. Так как величина тока в ветвях схемы (рис.3.3а) с элементами С и Z меняется при максимальной частоте работы формирователя токов 80Гц в течении единиц мили секунд, а в ветви с тиристором VS2 скорость изменения тока около сотен Ампер в микро секунду, то можно считать, что токи в ветвях с С и Z постоянны. Тогда для простоты расчета принимаем нагрузку за источник тока, а заряженный конденсатор за источник напряжения. Напряжение на конденсаторе в момент времени t_3 прикладывается к дросселю L1, что приводит к возрастанию тока в этой ветви до значения равного току нагрузки. Так как в нагрузке ток приняли постоянным, то напряжение на дросселе L1 окажется равным нулю, когда ток из ветви с тиристором VS1 полностью перейдет в ветвь с VS2. В этот момент к тиристоры VS1 прикладывается обратное напряжение. Из справочника[11] определили скорость нарастания тока тиристора $dI_T/dt=200A/мкс$. Нашли индуктивность дросселя L1

$$L1=U/(dI_T/dt)=240/40 \cdot 10^6=6мкГн \quad (3.3)$$

где U-напряжение на конденсаторе в момент открытия VS2, 240В;

dI_T/dt – критическая скорость нарастания тока, уменьшенная в пять раз для надежности работы тиристора, 40А/мкс;

В качестве дросселя выбрали кольцевой сердечник[12], через который проходит провод. Альсифер- материал, из которого изготовлен сердечник, предназначен для работы на высоких частотах. Его параметры приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 - Параметры кольцевого магнитопровода

Типоразмер магнитопровода	Магнитные и геометрические параметры					
	μ_{\max}	H, А/м	B, Тл	l_c , мм	S_c , мм ²	$f_{кр}$, МГц
К55×32×8,2	15	4000	0,07	130	78,2	220

Нашли индуктивность кольцевого дросселя

$$L1=w^2G=w^2\mu\mu_0\frac{S_c}{l_c}=15\cdot4\cdot\pi\cdot10^{-7}\frac{78,2}{130}=11\text{мкГн} \quad (3.4)$$

где w – число витков дросселя, 1;

G – магнитная проводимость кольцевого сердечника;

l_c - длина магнитной линии, 130 мм;

S_c - площадь поперечного сечения магнитопровода, 78.2мм²;

μ_0 - магнитная постоянная, $4\cdot\pi\cdot10^{-7}$ Гн/м;

μ - магнитная проницаемость, 15;

Индуктивность L2 (рис.3.3а) приняли равной L1, т.к. переходные процессы в ветви с этой индуктивностью аналогичны.

Для проверки условий работы силовых элементов произвели расчет среднего тока через тиристор, имеющий максимальную нагрузку по току. Проанализировав процессы в схеме рис.3.3а по временным диаграммам рис.3.3б, можно сказать, что через тиристор VS4 протекает ток большее время (t_0-t_3), чем по остальным силовым приборам.

Произвели расчет среднего тока для VS4 со следующими допущениями: величиной индуктивности L1,L2 (рис.3.3а) пренебрегаем, т.к. она на порядок ниже, чем у нагрузки; участок кривой тока от момента t_2 до t_3 (рис.3.3б) принимаем прямоугольным с амплитудой равной максимальному значению тока на этом интервале; на интервале t_0-t_2 форма тока синусоидальная с незатухающей амплитудой, постоянной на всех частотах; форма кривой тока на интервале t_0-t_2 повторяет форму кривой тока на интервале t_3-t_5 .

Кривая тока на интервале t_0-t_2 (рис.3.3б) представляет собой синусоиду с амплитудным значением тока равным максимальному значению в схеме 2966А и частотой собственных колебаний ω . Так как формирователь токов представляет собой колебательный контур из конденсатора, индуктивности и сопротивления проводов, то частоту собственных колебаний схемы нашли по формуле

$$\omega = \sqrt{\frac{(2 \cdot R)^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{LC}} = \sqrt{\frac{(2 \cdot 0.00054)^2}{4 \cdot (0.412 \cdot 10^{-3})^2} - \frac{1}{0.412 \cdot 10^{-3} \cdot 0.00465}} = 722 \text{ рад}^{-1} \quad (3.5)$$

где R-активное сопротивление соединительных проводов обмоток, 1.08мОм;

L- индуктивность нагрузки, 0.412мГн;

C – емкость конденсаторной батареи, 4650мкФ;

Интервал времени t_0-t_2 (рис.3.3б) состоит из четверти периода синусоидальных колебаний (t_0-t_1) с $\omega=722$ рад и интервала (t_1-t_2) равного времени восстановления запирающих свойств тиристора VS4, т.е. $t_{п.в.}=0,375$ мкс. Нашли интеграл от тока на этом участке времени

$$S_{0-2} = \int 2966 \cdot \sin 722tdt = 4.1(-\cos 722t) + C \quad (3.6)$$

Заметим, что в момент времени $t=0$ интеграл должен быть равен нулю, а косинус единице, поэтому постоянная интегрирования равна множителю перед косинусом в формуле 3.6. Зная постоянную времени нашли интеграл от тока на интервале t_0-t_2 (рис.3.3б).

$$S_{0-2} = 4.1 \cdot (-\cos \omega \cdot (\frac{\pi}{2 \cdot \omega} + t_{п.в.})) + 4.1 = 4.1 \cdot (-\cos(\frac{\pi}{2} + 0.27)) + 4.1 = 5.19 \quad (3.7)$$

Ясно, что с увеличением частоты величина среднего тока на участке t_0-t_2 возрастает по линейному закону с тангенсом угла наклона равным S_{0-2} .

На участке t_2-t_3 (рис.3.3б) амплитуда прямоугольного участка зависит от частоты: на 20 Гц она равна 1600А и линейно возрастает до 2966 А на частоте 80Гц, т.е. функция амплитуды тока имеет вид $I_m=27.33 \cdot f+780$. Интеграл от тока на этом участке нашли, как произведение амплитуды импульса на интервал t_2-t_3

$$S_{2-3} = I_m \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f} - \frac{(2\Delta t + \frac{\pi}{\omega})}{\omega} \right) = (-0.139f^2 + 9.665f + 390)/f \quad (3.8)$$

где Δt - интервал времени соответствующий участку t_0-t_2 , 0.375мс;

С увеличением частоты интервал t_2-t_3 будет уменьшаться, что соответствует уменьшению среднего тока даже при возрастающей амплитуде прямоугольного импульса. Максимальное значение среднего тока будет при равенстве скорости возрастания среднего тока на интервале t_0-t_2 и скорости убывания среднего тока на интервале t_2-t_3 . Исходя из этих соображений, нашли частоту, на которой значение среднего тока максимально

$$\frac{d(f \cdot S_{0-2})}{dt} = 5,19 = - \frac{d(f \cdot S_{2-3})}{dt} = (0,278 \cdot f - 9,665) \quad (3.9)$$

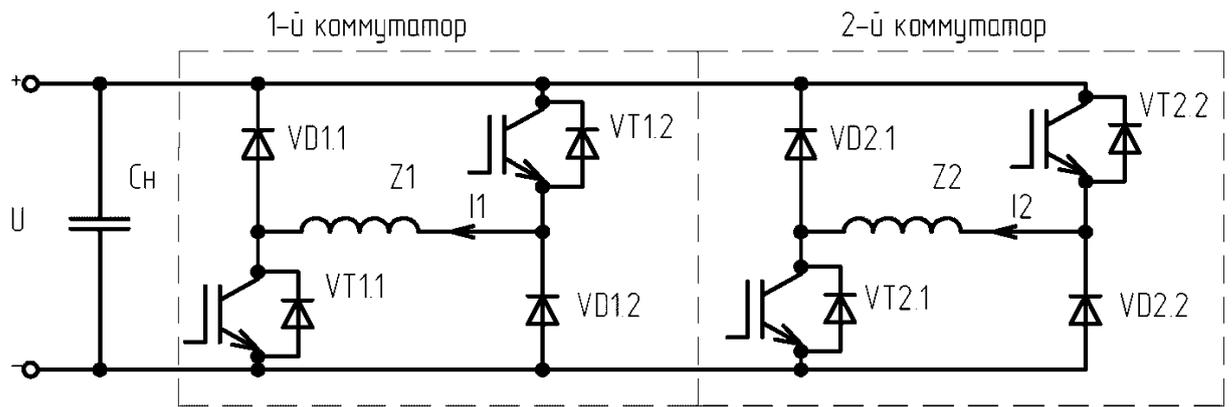
откуда

$$f = (5.19 + 9.665) / 0.278 = 53 \text{ Гц} \quad (3.10)$$

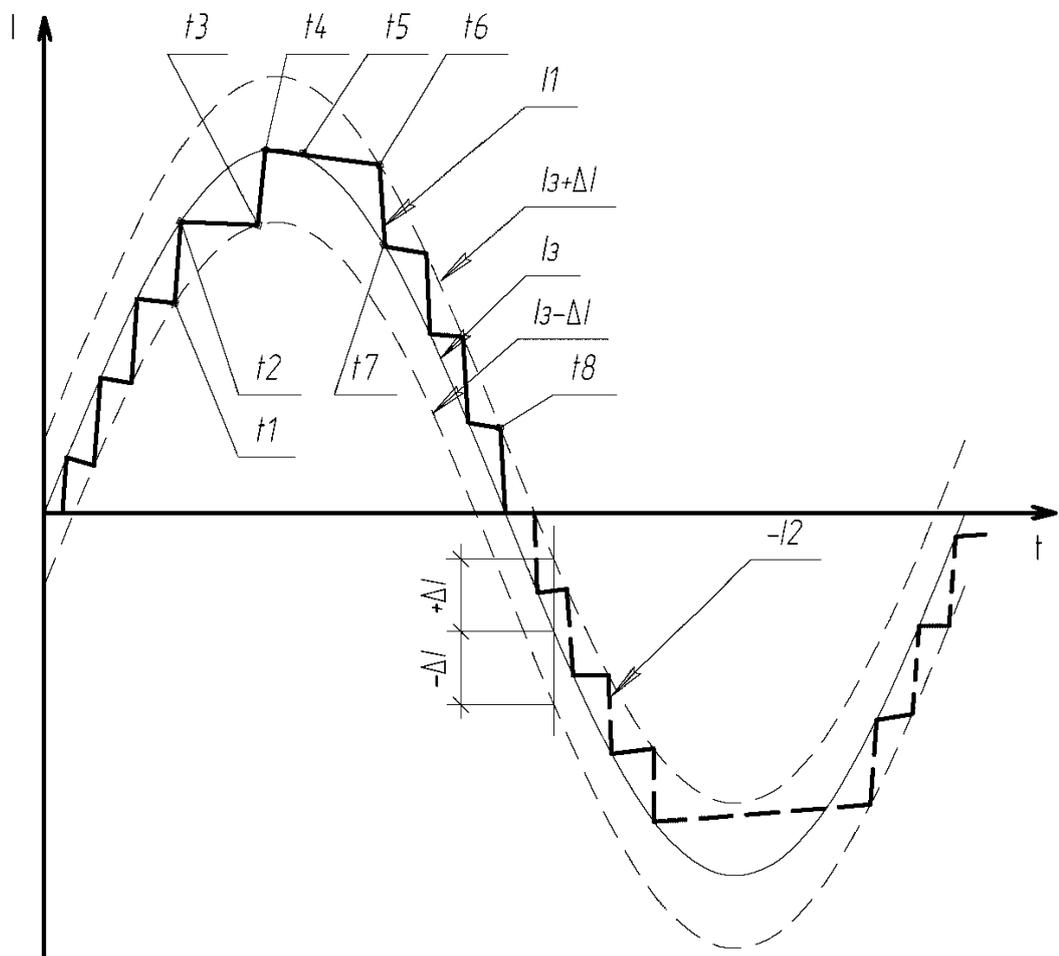
Нашли максимальное среднее значение тока тиристора VS4 (рис.3.3а)

$$I_{cp} = f \cdot S_{0-2} + f \cdot S_{2-3} = 53 \cdot 5.19 + (-0,139 \cdot 53^2 + 9,665 \cdot 53 + 390) = 787 \text{ А} \quad (3.11)$$

Таким образом, был произведен расчет всех элементов ячейки формирователя тока и определены величины, по которым произвели выбор силовых элементов: средний ток (3.11), максимально загруженного силового прибора VS4 (рис.3.3а) и максимальное напряжение на элементах схемы.



а) Силовая схема формирователя тока на транзисторах



б) диаграммы временных работ схемы

Рис.3.4. - Формирователь токов на транзисторах

3.3. Определение мощности потерь в вибраторе

Расчет мощности потерь осуществлялся для нескольких элементов конструкции сеймовибратора, на которых происходит выделение тепла. Это активные потери в обмотках и магнитопроводов сеймовибратора, на силовых элементах формирователя тока и потери универсального преобразователя постоянного напряжения.

3.3.1. Определили массы конструктивных частей магнитного преобразователя (рис.2.2).

3.3.1.1. Рассчитали объем обмотки

$$V_{\text{обм}} = n \cdot \frac{\pi(D^2 - d^2)h}{4} = 4 \cdot \frac{\pi(514^2 - 404^2)60}{4} = 19 \cdot 10^6 \text{ мм}^3 = 19 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3, \quad (3.12)$$

где (рис.2.2):

D- внешний диаметр обмотки, 514мм;

d –внутренний диаметр обмотки, 404мм;

n=4 - число обмоток;

h - высота обмотки, 60мм.

3.3.1.2. Определили массу меди обмотки

$$m_{\text{cu}} = \gamma_{\text{cu}} V_{\text{обм}} k_{\text{з.обм.}} = 8900 \cdot 19 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 = 84,5 \text{ кг}, \quad (3.13)$$

где γ_{cu} - плотность меди, 8900кг/м³.

$k_{\text{з.обм.}}$ - коэффициент заполнения паза медью, 0.5;

3.3.1.3. Нашли массу обмотки с учетом изоляции

$$m = m_{\text{cu}} k_{\text{об}} = 84,5 \cdot 1,1 = 93 \text{ кг}, \quad (3.14)$$

где $k_{\text{об}}$ - коэффициент, который учитывает увеличение массы обмотки за счет наличия изоляции, 1.1.

3.3.1.4. Рассчитали объем магнитопроводов

$$V = (S_{\text{я}} N_{\text{я}} + S_{\text{п}} N_{\text{п}}) \Delta \cdot n = (0,003 \cdot 3305 + 0,0072 \cdot 2161) \cdot 0,5 \cdot 4 = 5,1 \cdot 10^{-2} \text{ м}^3 \quad (3.15)$$

где $S_{\text{я}}$ - площадь пластин якоря, 0.003м²;

$S_{и}$ – площадь пластин индуктора, 0.0072 м^2 ;

$N_{я}$ – число пластин якоря, 3305;

$N_{и}$ - число пластин индуктора, 2161;

Δ - толщина пластины, 0.5мм.

3.3.1.5 Нашли массу магнитопроводов

$$m_{м} = \gamma_{Fe} V = 7800 \cdot 5,1 \cdot 10^{-2} = 400 \text{ кг} . \quad (3.16)$$

где γ_{Fe} - плотность магнитопровода, 7800 кг/м^3 .

3.3.1.6. Массу преобразователя определили по формуле

$$M = m_{м} + m = 400 + 93 = 493 \text{ кг} . \quad (3.17)$$

3.3.2. Определили активные мощности потерь в обмотках, магнитопроводовибрационной установки и на силовых элементах

3.3.2.1. Плотность тока и потери в меди всех обмоток

Рассчитали коэффициент формы импульсов тока K через среднюю мощность $P_{ср}$ выделяющуюся на активном сопротивлении при частоте $f=80 \text{ Гц}$

$$P_{ср} = (Q_{RC} + Q_{RП}) \cdot 2 \cdot f = (20,4 + 18,5) \cdot 2 \cdot 80 = 6200 \text{ Вт} \quad (3.18)$$

где $Q_{RП}$, Q_{RC} - энергия выделяющаяся на сопротивлении обмотки при формировании соответственно прямоугольного и синусоидального участков кривой тока (формулы 3.34 и 3.36), $18,5 \text{ Дж}$ и $20,4 \text{ Дж}$.

$$K = I_{м} / \sqrt{\frac{P_{ср}}{R}} = 2966 / \sqrt{\frac{6200}{1,08 \cdot 10^{-3}}} = 1,2 \quad (3.19)$$

где $I_{м}$ - амплитудное значение тока на частоте $f=80 \text{ Гц}$, 2966 А .

Тогда плотность тока рассчитали по формуле

$$j = \frac{Fm}{K \sqrt{Q} \cdot S_{п} \cdot K_{зобм}} = \frac{Fm}{K \sqrt{Q} \cdot h \cdot A_{р} \cdot K_{зобм}} = \frac{17800}{1,2 \sqrt{2} \cdot 3300 \cdot 0,5} = 6,35 \text{ А/мм}^2 \quad (3.20)$$

где Fm - максимальное значение намагничивающей силы, 17800 А ;

Q - скважность импульса тока, 2 ;

$A_{р}$ - ширина паза (рис.2.2), 55 мм .

$S_{п}$ - площадь паза, 3300 мм^2 .

$$P_{Cu} = V_{обм} \cdot k_{з.обм} \rho_{Cu} j^2 = 19 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 \cdot 0,017 \cdot 10^{-6} \cdot (6,35 \cdot 10^6)^2 = 6500 \text{ Вт} \quad (3.21)$$

где ρ_{cu} - удельное электрическое сопротивление меди, $0,017 \cdot 10^{-6}$;

j - плотность тока в обмотке, $6,35 \text{ А/мм}^2$.

3.3.2.2. Рассчитали сопротивление обмотки

$$R = R_{w=1} w^2 = \rho_{Cu} \frac{\pi(D+d)}{2K_3 S_n} w^2 = 0,017 \cdot 10^{-6} \frac{\pi(514+404) \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,5 \cdot 3300 \cdot 10^{-6}} 6^2 = 5,4 \cdot 10^{-4} \text{ Ом} \quad (3.22)$$

где w -число витков обмотки, 6.

3.3.2.3. Определили потери в магнитопроводах.

$$P_{Fe} = m_m \cdot p_{y\partial} = 400 \cdot 4 = 1600 \text{ Вт}, \quad (3.23)$$

где $p_{уд}$ - удельные массовые потери в стали 2212 на частоте 50 Гц, 4Вт/кг.

3.3.2.4. Определили потери на силовых элементах формирователя тока, считая, что при формировании импульса тока открыты всегда два мощных тиристора

$$P_{VS} = 2U_{VS} I_{cpm} = 2 \cdot 1,5 \cdot 2212 = 6636 \text{ Вт} \quad (3.24)$$

где I_{cp} - средний ток при F_m по формуле (3.31); 2212А.

U_{VS} - напряжение на тиристорах в открытом состоянии, 1.5В.

3.3.2.5. Нашли суммарную мощность потерь в магнитном преобразователе

$$P_M = P_{Cu} + P_{Fe} = 6500 + 1600 \approx 8100 \text{ Вт}. \quad (3.25)$$

3.3.3. Нашли потери в схеме зарядного устройства. Потери в ППН оценили исходя из того, что обычно КПД таких схем составляет около $\eta = 0,95-0,98$ [13], тогда мощность потерь от суммарной

$$P_{ППН} = (P_M + P_{VS}) \cdot (1 - \eta) = (8100 + 6636) \cdot (1 - 0,98) = 270 \text{ Вт} \quad (3.26)$$

где η - приняли, 0.98.

Нашли суммарную мощность потерь в магнитном преобразователе с учетом схемы питания

$$P = P_M + P_{VS} + P_{ППН} = 8100 + 6636 + 270 = 15006 \text{ Вт} \quad (3.27)$$

3.3.4. Ориентировочную оценку перегрева обмотки в процессе работы произвели, допустив, что вся энергия, выделяемая в результате протекания тока, направлена на адиабатический нагрев меди обмотки.

Энергия, которая выделяется в медном проводнике обмотки объемом V_{Cu} с удельным сопротивлением ρ при протекании по нему тока плотностью j за время t :

$$A = j^2 \cdot \rho \cdot V_{Cu} \cdot t \quad (3.28)$$

Выделение этой энергии вызовет нагрев проводника на температуру ΔT .

$$A = C_{Cu} \cdot \gamma \cdot V_{Cu} \cdot \Delta T, \quad (3.29)$$

где C_{Cu} – удельная теплоемкость меди, $390 \text{ Дж}/(\text{кг} \cdot \text{К})$;

γ – плотность меди, $8.93 \cdot 10^3 \text{ кг}/\text{м}^3$;

Объединяя (3.28), (3.29) выразили ΔT .

$$\Delta T = \frac{j^2 \cdot \rho \cdot t}{C_{Cu} \cdot \gamma} = \frac{(6.35 \cdot 10^6)^2 \cdot 1.75 \cdot 10^{-8} \cdot 6}{390 \cdot 8.93 \cdot 10^3} = 1,2 \text{ } ^\circ\text{C}, \quad (3.30)$$

где t – время действия пакета импульсов для одной обмотки, бс.

Следовательно, температура меди провода увеличивается на $1,2 \text{ } ^\circ\text{C}$ за период действия одного пакета импульсов. А при допустимом превышении температуры на уровне $60 \text{ } ^\circ\text{C}$ установка может работать с максимальными токами и без отдачи тепла от обмотки 50 циклов по 12 секунд, т.е. 10 минут. Так как в реальных условиях существует теплопередача от обмотки в магнитопроводы и окружающую среду, и не требуется работа с максимальными токами, установка может работать непрерывно намного дольше.

Активные потери рассчитали для обмоток сейсмовибратора и для силовых элементов. Расчет мощности производили приняв импульс тока состоящий из двух участков: прямоугольного на t_1 - t_4 (рис.3.3б) и синусоидального, который представляет собой два участка t_0 - t_1 и t_4 - t_5 объединенных в полуволну. Считали, что наибольшие активные потери в

проводах и силовых приборах происходят на минимальной частоте $f=20\text{Гц}$ работы схемы, т.к. площадь под кривой тока максимальна.

Рассчитали мощность выделяемую на силовых приборах, учитывая формулы среднего тока 4.6, 4.7 и что на всем интервале формирования тока открыты два тиристора.

$$P_{vs}=2U_{VS}I_{cp}=2 \cdot U_{VS} \cdot (f \cdot 2 \cdot S_{0-1} + f \cdot S_{2-3}) = 1,5 \cdot (20 \cdot (4,1 - 4,1 \cos \pi) - 0,139 \cdot 20^2 + 9,665 \cdot 20 + 390) = 2075 \text{Вт} \quad (3.31)$$

где f - минимальная частота работы схемы, 20Гц .

U_{VS} - напряжение на силовом приборе в открытом состоянии, $1,5\text{В}$.

Нашли количество энергии перешедшей в тепло

$$Q_{vs}=P_{vs} \cdot 0,5 \cdot f^{-1} = 2075 \cdot 0,5 \cdot 20^{-1} = 51,9 \text{Дж} \quad (3.32)$$

Рассчитали мощность, выделяющуюся на активном сопротивлении обмоток, во время формирования прямоугольного участка тока, принимая во внимание, что амплитуда тока зависит от частоты

$$P_{RП} = I_m^2 \cdot R = (27,33 \cdot f + 780) \cdot R = (27,33 \cdot 20 + 780)^2 \cdot 0,54 \cdot 10^{-3} = 950 \text{Вт} \quad (3.33)$$

где R - активное сопротивление обмоток сейсмодвижителя, $0,54\text{мОм}$.

Рассчитали количество энергии выделившейся на активном сопротивлении

$$Q_{RП} = P_{RП} \cdot (0,5 \cdot f^{-1} - t_1) = P_{RП} \cdot (0,5 \cdot f^{-1} - \frac{\pi}{\omega}) = 950 \cdot (0,5 \cdot 20^{-1} - 4,3 \cdot 10^{-3}) = 19,6 \text{Дж} \quad (3.34)$$

где t_1 - время формирования синусоидального участка кривой тока, $4,3\text{мс}$.

Рассчитали мощность, выделяющуюся на активном сопротивлении обмоток, во время формирования синусоидального участка тока, принимая во внимание, что действующее значение тока в $\sqrt{2}$ меньше, амплитудного

$$P_{RC} = \left(\frac{I_m}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot R = \left(\frac{27,33 \cdot f + 780}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot R = \left(\frac{27,33 \cdot 20 + 780}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot 0,54 \cdot 10^{-3} = 475 \text{Вт} \quad (3.35)$$

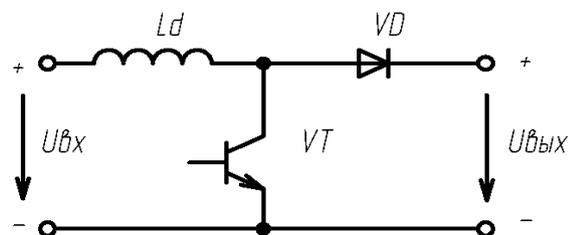
Определили количество энергии выделившейся на активном сопротивлении

$$Q_{RC} = P_{RП} \cdot t_1 = 475 \cdot 4,3 \cdot 10^{-3} = 2 \text{Дж} \quad (3.36)$$

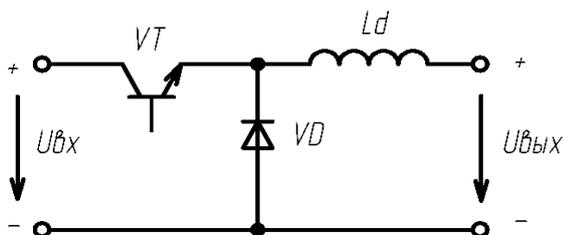
3.4. Выбор, описание и расчет силовой схемы зарядного устройства

Схема зарядного устройства предназначена для заряда поочередно двух конденсаторных батарей, питается от источника 380В, 50Гц и структурно состоит из входного автомата, выпрямительного моста и преобразователя постоянного напряжения (ППН). В функции зарядного устройства входит отключение емкостного накопителя от сети в экстренной ситуации.

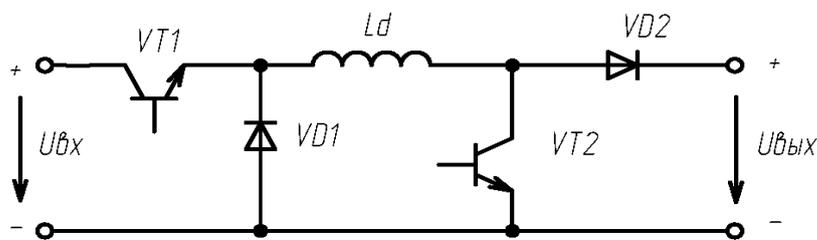
Возможные схемы преобразователей постоянного напряжения приведены на рис.3.5. Использование ППН понижающего типа (рис.3.5б) опасно, так как дорогостоящая конденсаторная батарея и формирователь тока при выходе транзистора из строя могут быть повреждены; потребляемый ток от источника питания является прерывистым, это неблагоприятно влияет на сеть.



а) повышающий преобразователь



б) понижающий преобразователь



в) Универсальный (понижающе-повышающий) преобразователь

Рис.3.5 - Основные типы ППН

Повышающий ППН (рис.3.5а) потребляет непрерывный ток от источника, значит выход из строя его транзистора не будет приводить к повреждению конденсатной батареи и формирователя тока. Но его работа требует предварительного заряда емкостного накопителя до напряжения источника питания.

Однако если использовать комбинированную схему (рис.3.5в), из повышающего и понижающего ППН, способную работать как в понижающем, так и в повышающем режимах, можно устранить недостатки каждой схемы[14,15]. Исходя из вышесказанного, выбрали универсальный ППН, состоящий из повышающего и понижающего ППН (рис.3.5в), а для

гальваноразвязки был использован трансформатор, установленный перед выпрямителем. Принципиальная схема системы питания изображена на рис.3.6.

Для расчета элементов ППН определили мощность, на которую он должен быть рассчитан из следующих соображений. После каждого формирования импульса тока часть энергии уходит в тепло и механическую энергию. ППН должен за время равное половине периода работы формирователя тока подзарядить конденсатор до первоначального значения. Определили энергию потерь, по которой и рассчитали мощность ППН.

Для этого нашли активные потери в обмотках сейсмодвибратора и на силовых элементах. Расчет мощности потерь производили приняв импульс тока состоящий из двух участков: прямоугольного на t_1-t_4 (рис.3.3б) и синусоидального, который представляет собой два участка t_0-t_1 и t_4-t_5 объединенных в полуволну. Считали, что наибольшие активные потери в проводах и силовых приборах происходят на максимальной частоте $f=80$ Гц работы схемы, т.к. на этой частоте ток в обмотках максимален, а время для передачи энергии минимально.

Рассчитали мощность, выделяющуюся на силовых приборах, учитывая формулы (3.7), (3.8) для среднего тока и следующие условия: средний ток брали за пол периода; на всем интервале формирования тока открыты два тиристора.

$$P_{vs}=2U_{VS}I_{cp}=2 \cdot U_{VS} \cdot (2 \cdot f \cdot 2 \cdot S_{0-2} + 2 \cdot f \cdot S_{2-3}) = 2 \cdot 1,5 \cdot (2 \cdot 80 \cdot (5,19 \cdot 2 - 0,139 \cdot 80^2 + 9,665 \cdot 80 + 390)) = 2 \cdot 1,5 \cdot 2212 = 6636 \text{ Вт} \quad (3.31)$$

где f - максимальная частота работы схемы, 80Гц.

U_{VS} - напряжение на силовом приборе в открытом состоянии, 1.5В.

I_{cp} - средний ток за пол периода работы формирователя тока, 2212А.

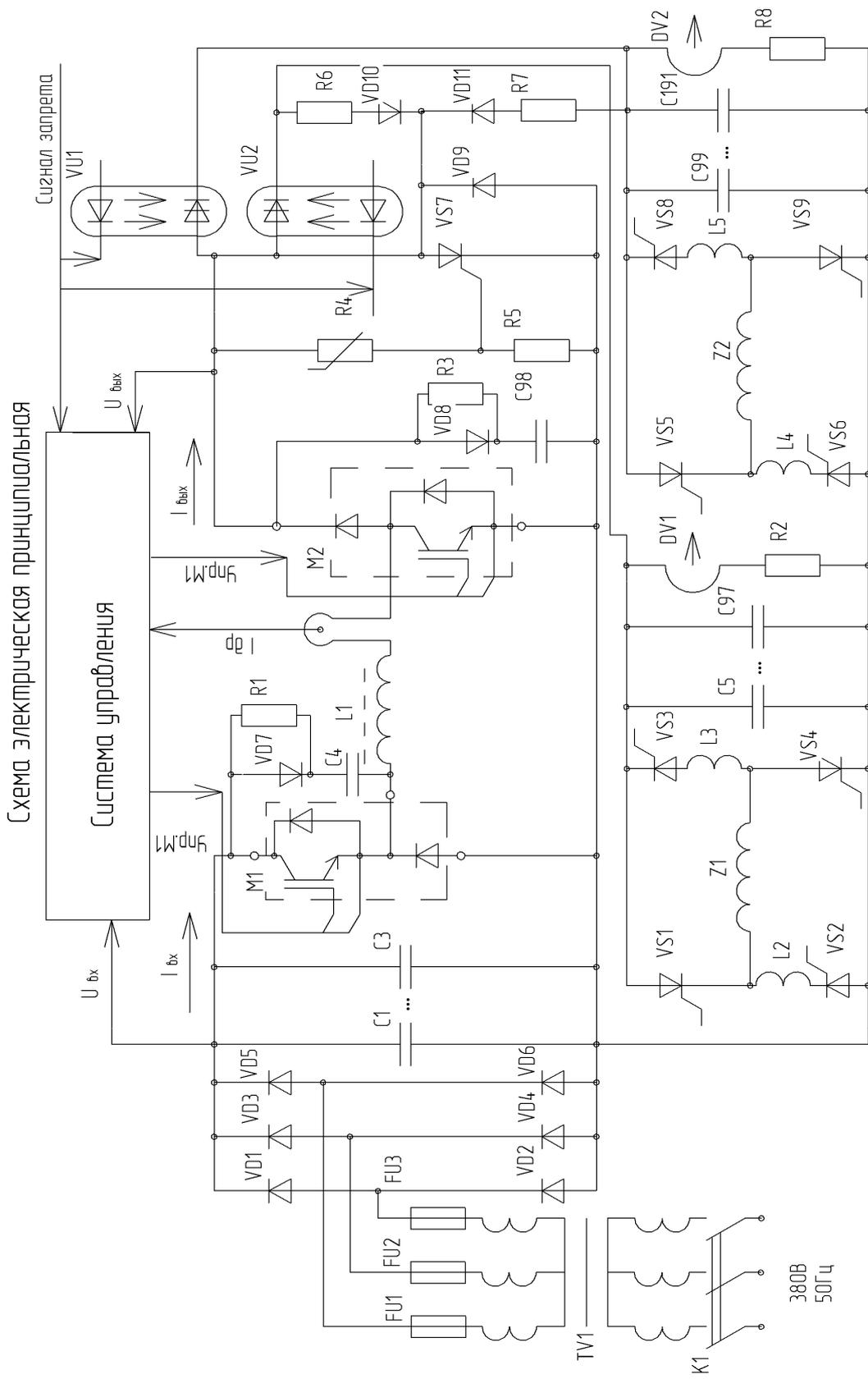


Рис.3.6.

Рис. 3.6 – Электрическая принципиальная схема силовой части системы питания вибрационной установки.

Нашли количество энергии перешедшей в тепло

$$Q_{vs}=P_{vs}\cdot 0,5\cdot f^{-1}=6636\cdot 0,5\cdot 80^{-1}=41,4\text{Дж} \quad (3.32)$$

Рассчитали мощность, выделяющуюся на активном сопротивлении обмоток, во время формирования прямоугольного участка тока, принимая во внимание, что амплитуда тока максимальна и равна действующему значению

$$P_{RП}=I_m^2\cdot R1=(2966)^2\cdot 1.08\cdot 10^{-3}=9500\text{Вт} \quad (3.33)$$

где R1-активное сопротивление двух последовательно включенных обмоток (3.22), 1.08мОм;

I_m -максимальное значение тока, 2966А.

Рассчитали количество энергии выделившейся на активном сопротивлении

$$Q_{RП}=P_{RП}\cdot (0,5\cdot f^{-1}-t1)=P_{RП}\cdot (0,5\cdot f^{-1}-\frac{\pi}{\omega})=9500\cdot (0,5\cdot 80^{-1}-4,3\cdot 10^{-3})=18,5\text{Дж} \quad (3.34)$$

где t1- время формирования синусоидального участка кривой тока, 4.3мс.

Рассчитали мощность, выделяющуюся на активном сопротивлении обмоток, во время формирования синусоидального участка тока, принимая во внимание, что действующее значение тока в $\sqrt{2}$ меньше, амплитудного

$$P_{RC}=(\frac{I_m}{\sqrt{2}})^2\cdot R1=(\frac{2966}{\sqrt{2}})^2\cdot 1.08\cdot 10^{-3}=4750\text{Вт} \quad (3.35)$$

Определили количество энергии выделившейся на активном сопротивлении

$$Q_{RC}=P_{RC}\cdot t1=4750\cdot 4,3\cdot 10^{-3}=20,4\text{Дж} \quad (3.36)$$

Посчитали мощность, на которую должен быть рассчитан ППН, из расчета, что суммарная энергия потерь должна быть передана за время равное половине периода максимальной частоты вибрационной установки

$$P_{ППН}=(Q_{vs}+Q_{RП}+Q_{RC})\cdot 2\cdot f=(41,4+18,5+20,4)\cdot 2\cdot 80=12848\text{Вт} \quad (3.37)$$

где f – максимальная частота работы вибрационной установки, 80Гц.

В качестве исходных данных для расчета ППН приняли среднюю потребляемую мощность нагрузкой несколько больше рассчитанной, учитывая потери в магнитопроводе (3.23) – 14,5кВт, величина постоянного выходного напряжения выпрямителя 500В, пульсации входного тока $\delta=50\%$, частота коммутации ключа $f=10\text{кГц}$.

Расчет ППН, который заключался в определении основных параметров – токов, протекающих через элементы, напряжений на них, произвели для работы в повышающем режиме, т.к. при этом режиме силовые элементы максимально загружены. По параметрам повышающего преобразователя выбрали также элементы для понижающей части ППН.

Рассчитали средний входной ток, равный среднему току через дроссель

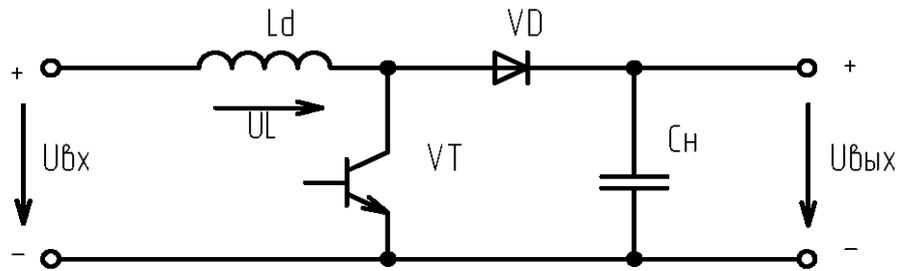
$$I_{CP} = I_{cpLd} = \frac{P_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{14500}{500} = 29 \text{ A} . \quad (3.38)$$

где $P_{\text{вых}}$ - мощность преобразователя постоянного напряжения, 14500Вт;
 $U_{\text{вых}}$ -напряжение выпрямителя, 500В.

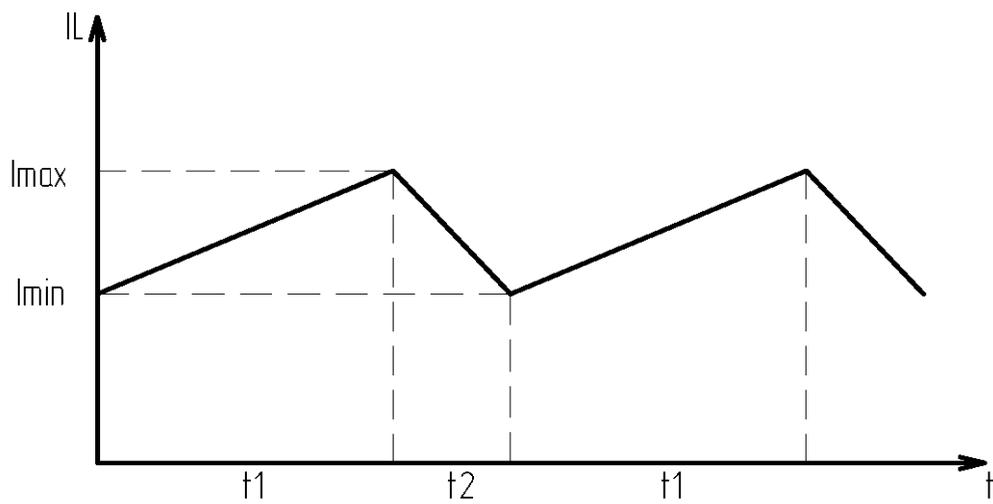
Размах пульсаций тока дросселя в абсолютных величинах

$$\Delta I = \delta \cdot I_{cpLd} = 0,5 \cdot 29 = 14,5 \text{ A} . \quad (3.39)$$

Работа ППН (рис.3.7а) в повышающем режиме (транзистор VT1 постоянно открыт рис.3.5в) происходит в два этапа (рис.3.7б). В течении интервала t_1 транзистор VT открыт, ток протекает следующим образом: $+U_{\text{вх}} - L_d - VT - U_{\text{вх}}$ и возрастает (накапливается энергия в дросселе, к нему приложено напряжение $U_{Ld}=+U_{\text{вх}}$), диод VD закрыт. В течении второго t_2 транзистор VT закрыт, ток протекает по цепи $+U_{\text{вх}} - L_d - VD - C_H - U_{\text{вх}}$ и уменьшается (накопленная в дросселе энергия и энергия из сети сбрасывается в нагрузку, к дросселю приложено напряжение $U_{Ld}=U_{\text{вх}}-U_{\text{вых}}$).



а) Упрощенная силовая схема повышающего преобразователя



б) Ток дросселя повышающего преобразователя

Рис.3.7. – Повышающий ППН

За время t_1 ток увеличивается до значения I_{\max} , а за время t_2 спадает до I_{\min} . Поскольку среднее значение тока через I_{\max} , I_{\min} :

$$I_{\text{cp}} = (I_{\max} + I_{\min}) / 2, \quad (3.40)$$

а размах пульсаций

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min}. \quad (3.41)$$

Тогда I_{\max} , I_{\min} через ΔI :

$$I_{\max} = I_{\text{cp}} + \Delta I / 2 = 29 + 14,5 / 2 = 36,25 \text{ A}, \quad (3.42)$$

$$I_{\min} = I_{\text{cp}} - \Delta I / 2 = 29 - 14,5 / 2 = 21,75 \text{ A}. \quad (3.43)$$

Предполагая, что к дросселю на первом этапе прикладывается постоянное напряжение $U_{d_{вх}}$, нарастание тока можно довольно точно описать уравнением

$$U_{Ld} = U_{d_{вх}} = L_d \cdot dI/dt \quad (3.44)$$

Зная это напряжение, и то, что ток при этом возрастает линейным образом, заменили дифференциалы конечными приращениями:

$$U_{d_{вх}} = L_d \cdot \Delta I / t_1 \Rightarrow t_1 = L_d \cdot \Delta I / U_{d_{вх}} \quad (3.45)$$

Предполагая, что на втором этапе выходное напряжение за его время изменяется довольно мало, а изменение тока ΔI осталось прежним ввиду рассмотрения установившегося режима, напряжение на дросселе

$$U_{Ld} = U_{d_{вых}} - U_{d_{вх}} = L_d \cdot \Delta I / t_2 \quad (3.46)$$

Выражаем из (3.44) t_2

$$t_2 = L_d \cdot \Delta I / (U_{d_{вых}} - U_{d_{вх}}) \quad (3.47)$$

Тогда из зависимости частоты работы ППН $f = 1/(t_1 + t_2)$ значение индуктивности L_1 (рис.3.6), необходимой для получения средней частоты работы ППН $f = 10 \text{ кГц}$:

$$L_1 = \frac{1}{f \left(\frac{\Delta I}{U_{вх}} + \frac{\Delta I}{U_{вых} - U_{вх}} \right)} = \frac{1}{10000 \left(\frac{14,5}{500} + \frac{14,5}{800 - 500} \right)} = 1,3 \text{ мГн} \quad (3.48)$$

тогда по 3.45 и 3.47 находим t_1 и t_2 :

$$U_{d_{вх}} = L_d \cdot \Delta I / t_1 \Rightarrow t_1 = L_d \cdot \Delta I / U_{d_{вх}} = 0,0013 \cdot 14,5 / 500 = 37 \text{ мкс}$$

$$t_2 = L_d \cdot \Delta I / (U_{d_{вых}} - U_{d_{вх}}) = 0,0013 \cdot 14,5 / (800 - 500) = 63 \text{ мкс.}$$

Максимально запасаемая энергия в дросселе

$$W_L = \frac{LI_{\max}^2}{2} = \frac{0,0013 \cdot 36,25^2}{2} = 0,854 \text{ Дж.} \quad (3.49)$$

Для того, чтобы уменьшить габариты дросселя, уменьшая объем меди, в конструкции используется сердечник. Материалом Сердечника изготовлен из высокочастотного аморфного железа. Вместе с уменьшением габаритов, применение железа позволяет экранировать излучаемое им электромагнитное поле, воздействующее как на схему управления, так и на внешние электронные устройства и приводящее к сбоям в работе устройства.

При проектировании дросселя в наличии были четыре типонаминала колец аморфного железа “Гаммамет”

ГМ54ДС350-80x40x20; ГМ54ДС250-80x40x20; ГМ54ДС140-80x40x20; ГМ54ДС90- 80x40x20; с длиной средней линии

$$l_{cp} = \pi \frac{d+D}{2} = \pi \frac{40+80}{2} = 0,188.м \quad (3.50)$$

и максимальной индукцией насыщения $B_m=0,8Тл$. Для выбора того или иного типонаминала сердечника необходимо подсчитать общее количество колец и витков обмотки необходимое для накопления дросселем заданной энергии.

По закону полного тока и связи индукции B и напряженности магнитного поля H для кольцевого магнитопровода

$$\begin{cases} \oint H \cdot l_{cp} = F; \\ \mu\mu_0 H = B. \end{cases} \Rightarrow \frac{B}{\mu\mu_0} l_{cp} = F, \quad (3.51)$$

где F – намагничивающая сила, μ – абсолютная магнитная проницаемость, μ_0 – относительная магнитная проницаемость.

Выражая F через витки w и ток i дросселя, для максимальных величин

$$\frac{B_m}{\mu\mu_0} l_{cp} = F_m = I_m w \Rightarrow w = \frac{B_m}{\mu\mu_0 I_m} l_{cp}. \quad (3.52)$$

Получили формулу, определяющую число витков, необходимое для запасаания дросселем максимальной энергии при токе I_m .

Из формул энергии магнитного поля для дросселя и закона Ома для магнитной цепи

$$\begin{cases} W = \frac{GF^2}{2} \\ F = \frac{\Phi}{G} \end{cases} \Rightarrow W = \frac{\Phi^2}{2G}, \quad (3.53)$$

где Φ – поток, G – проводимость магнитной цепи.

Считая магнитное поле в магнитопроводе равномерным, а также равномерно распределенный по объему зазор, поток и проводимость потока по магнитопроводу

$$\Phi = B \cdot S; G = \mu\mu_0 \frac{S}{l_{cp}}, \quad (3.54)$$

объединяя 3.53 и 3.54 энергия поля дросселя

$$W = \frac{B^2 S^2}{2\mu\mu_0 S} l_{cp} = \frac{B^2 S}{2\mu\mu_0} l_{cp} \Rightarrow S = \frac{2\mu\mu_0 W}{B^2 l_{cp}}. \quad (3.55)$$

Таким образом, получили формулу, определяющую суммарную площадь сечения дросселя по стали. Отсюда число колец данного типоразмера

$$N = \frac{S}{S_0}, \quad (3.56)$$

где S_0 – площадь сечения одного кольца, $2,8 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$.

На основании полученных формул и имеющихся в распоряжении магнитопроводов рассчитали дроссель на установочный ток системы защиты с индуктивностью полученной из (3.48) $L=0,0013 \text{ Гн}$ и максимальной энергией при работе в линейном режиме $W_L=0.854 \text{ Дж}$.

Для магнитопровода типа ГМ54ДС350 размерами 80x40x20 число витков и число колец по формулам (3.56,3.52)

$$N = \frac{2\mu\mu_0 W_L}{B_m^2 l_{cp} S_0} = \frac{2 \cdot 350 \cdot \mu_0 \cdot 0,548}{0,8^2 \cdot 0,188 \cdot 2,8 \cdot 10^{-4}} = 14,3; \quad (3.57)$$

$$w = \frac{B_m}{\mu\mu_0 I_m} l_{cp} = \frac{0,8}{350 \mu_0 \cdot 23,43} \cdot 0,188 = 14,59$$

Рассчитанный дроссель имеет параметры $I_m=36,25 \text{ А}$, $L1=1,3 \text{ мГн}$.

В таблице 3.2 приведены параметры дросселя, выполненные на марках других сталей.

Таблица 3.2 – Возможные варианты исполнения дросселей.

Марки стали	Число витков, w	Число колец, N
ГМ54ДС140 80x40x20	24	9
ГМ54ДС90 80x40x20	37	6
ГМ54ДС45 80x40x20	73	3

Как можно увидеть из таблицы 3.2 (с точки зрения затрат на материалы), выгоднее собирать дроссель на магнитопроводе ГМ54ДС90. Выбрали дроссель с числом колец 6 и числом витков 37.

Рассчитали защитные цепочки для транзисторов в схеме преобразователя постоянного напряжения С4,VD7,R1 и С98,VD8,R3(рис.3.6).

Рассчитали ёмкость:

$$C4 = \frac{I_{MAX}}{\frac{dU}{dt}} = \frac{23.43}{200/0,1 \cdot 10^{-6}} = 10нФ, \quad (3.58)$$

где $\frac{dU}{dt}$ - такая скорость нарастания напряжения, при которой напряжение на транзисторе за t_f , изменится только на 200В,1333В/мкс.

Выбрали С4 и С98 конденсатор К78-2-6,8нФ на 1000В [16,17].

При выборе диодов VD7,VD8 (рис.3.6) учли, чтобы они могли кратковременно выдерживать ток не менее, чем в 10 раз больший номинального:

$$I = \frac{I_{max}}{10} = \frac{23.43}{10} = 2,34A \quad (3.59)$$

По полученным в результате расчёта данным (3.59) выбрали диод 1N5408[16,17] (3А, 1000В).

Резистор выбираем учитывая, что амплитудный ток разряда через него должен быть не более $I_{max}/2$, а конденсатор С4 или С98 (рис.3.7) в RC-цепочке за время открытого состояния транзистора успевала разрядиться. Найдём сопротивление резистора R1 и R3:

$$R1 = \frac{U}{I_{max}} = \frac{2 \cdot 800}{29} = 44 Ом \quad (3.60)$$

Найдём время, за которое напряжение на конденсаторе уменьшится в 54,6 раз, т.е. 4τ :

$$4\tau = 4R \cdot C = 4 \cdot 44 \cdot 0,068 \cdot 10^{-6} = 12мкс \quad (3.61)$$

Рассчитанное время меньше времени открытого состояния транзистора.

Мощность, выделяемая на резисторе R1, R3:

$$P = \frac{C \cdot U^2}{2} \cdot f = \frac{6,8 \cdot 10^{-9} \cdot 800^2}{2} \cdot 10^4 = 21.7 Вт \quad (3.62)$$

Выбираем в качестве резисторов R1,R3(рис.3.6): ПЭВ-25-470м±10%[16,17].

Для фильтрации высокочастотной составляющей тока, потребляемой ППН, использовали конденсаторы C1,C2,C3 (рис.3.6) (три конденсатора в одном корпусе) марки КБГ-МП 3×1мкФ±20%, Ur=600В[16,17].

Для защиты схемы от короткого замыкания (К.З.) на входе выпрямителя ставим предохранители FU1,2,3. Для их выбора рассчитаем среднее значение тока, протекающего через них через них:

$$I = \frac{P}{U_{\text{вых.}} \cdot \frac{2}{3}} = \frac{14500}{800 \cdot \frac{2}{3}} = 27 \text{ A} \quad (3.63)$$

Выбираем предохранители марки ВПЗБ-1В (25А,380В).

Выбор диодов VD1-VD6 (рис.3.6), образующих выпрямитель, производили по максимальному обратному напряжению, прикладываемому к диодам $U_{\text{обр}}=537\text{В}$ и по среднему току. Средний ток через дроссель L1 (рис.3.6) $I_{\text{cp}}=29\text{А}$ (3.38), тогда средний ток через диоды будет равен

$$I_{\text{CPVD}}= I_{\text{cp}}/3=29/3=9,6\text{А} \quad (3.64)$$

Выбрали диоды марки Д212-16 [16,17], способные выдерживать средний ток $I_{\text{CP}}=16\text{А}$ и обратное напряжение $U_{\text{обр}}=700\text{В}$.

Автоматический выключатель выбрали S213-35А, 380В

3.5. Выбор элементов силовой схемы системы питания

Выбор силовых приборов для формирователя токов и зарядного устройства производился по следующим параметрам:

- а) V_{DRM} -допустимое импульсное напряжение в закрытом состоянии;
- б) V_{RRM} - допустимое импульсное обратное напряжение;
- в) $I_{\text{T(AV)}}$ - максимальный средний ток;
- г) I_{FRMS} - максимальный действующий ток;

- д) V_{TO} - пороговое напряжение;
- е) dv_D/dt , di_T/dt - соответственно критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии и тока в открытом состоянии;
- ж) t_q - время выключения;
- з) V_{GT}, I_{GT} -соответственно постоянное напряжение и ток отпираия;
- и) I_C, i_{CM} -постоянный и импульсный ток коллектора;
- к) t_f, t_{off} - соответственно время спада и время выключения;
- л) V_{CES}, V_{CEsat} - напряжение коллектор-эмиттер и напряжение насыщения;
- м) R_{th} -тепловое сопротивление.

Максимальное повторяющееся напряжение на коммутирующих приборах VS1-VS9, M1, M2, VD7-VD9 (рис.3.6) (согласно требованиям заводов – изготовителей) должно быть на 20% меньше от их паспортного значения. Значение рабочего напряжения на тиристорах, транзисторах и диодах выбрано $U_{сн}=800В$, следовательно классификационное напряжение должно составлять не менее $U=800/0.8=1000В$. Для надежной работы силовых приборов выбирали на напряжение 1200В.

Для фильтрации высокочастотной составляющей тока, потребляемой ППН, выбрали конденсаторы C1, C2, C3 (рис.3.6) (три конденсатора в одном корпусе) марки КБГ-МП $3 \times 1\text{мкФ} \pm 20\%$ [16,17], $U_p=700В$.

В преобразователе постоянного напряжения (рис.3.6) использовали два IGBT-транзисторных модуля M1 и M2. Когда ППН работает в понижающем режиме и напряжение на конденсаторной батарее равно нулю, транзистор в модуле M1 имеет максимальную загрузку по току, как и у транзистора в модуле M2 в повышающем режиме работы. Поэтому выбор M1 осуществлялся по параметрам рассчитанным для M2. Модули выбирали по следующим рассчитанным параметрам: максимальный ток через силовые приборы $I_{max}=36,25А$ (3.42), максимальное прикладываемое напряжение

$U_{обр}=800В$. Однако модули М1 и М2 имеют различную конфигурацию (рис.3.6). Учитывая, что через силовые приборы проходит ток несколько больший I_{max} в момент разряда защитных цепочек (R1,VD7,C4 и VD8,R3,C98), в качестве М2 выбрали модуль типа МДТКИ-50-12, а в качестве М1 – модуль типа МТКИД-50-12 [21]. Параметры модулей приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3. - Основные параметры IGBT модулей

Тип модуля	Обозначения параметров и их величины					
	$V_{CES}, В$	$I_C, А$	$t_f, мкс$	$i_{CM}, А$	$t_{off}, мкс$	$V_{CEsat}, В$
МДТКИ-50-12, МТКИД-50-12	1200	50	0.1	100	0,5	2.5

Диоды VD7,VD8 выбирали по максимальному току $I_{max}=36,25А$ (3.42), проходящему через них в момент закрытия М1 и М2 и по максимальному обратному напряжению 800В. Наиболее подходящими оказались диоды типа Д212-40 [16,17] на максимальный средний ток $I_{F(AV)}=40А$ и на максимальное обратное напряжение $U=1200В$.

Выбрали оптотиристоры VU1, VU2 (рис.3.6) по максимальному току зарядки конденсаторных батарей $I_{max}=36,25 А$ (3.42) и максимальному обратному напряжению на них $U_{обр}=800В$. Подходящими являются оптотиристоры типа ТО232-40] на максимальный средний ток $I_{cp}=40А$ и на максимальное обратное напряжение 1200В.

В формирователе токов использовали мощные силовые тиристоры VS1-VS6, VS8, VS9 (рис.3.6). Максимальный средний ток через тиристоры $I_{cpmax}=787А$ (3.11). Максимальное обратное напряжение прикладываемое к ним 800В. Для надежной работы силовых приборов выбрали тиристоры с запасом по среднему току типа Т253-1250 параметры которых приведены в таблице 3.4.

Таблица 3.4 - Основные параметры силовых тиристоров

Тип тиристоров	Обозначения параметров и их величины							
	V_{DRM} , V_{RRM} , В	V_{GT} ,В	I_{GT} ,А	$I_{T(AV)}$, А	I_{TRMS} , А	t_q ,мкс	v_D/dt , В/мкс	i_D/dt , В/мкс
T253-1250	1200	3.5	0.3	1250	28000	250	1200	200

В процессе работы схемы формирователя токов тиристоры должны охлаждаться: определили мощность выделяющуюся на тиристорах

$$P=I_{cpm}U_{VD}=789 \cdot 1.5=1183\text{Вт} \quad (3.65)$$

где U_{VD} – напряжение на переходе прибора в открытом состоянии, 1.5В;

I_{cpm} - максимальный средний ток через тиристоры, 789А.

Выбрали воздушные охладители на тиристоры типа ДЖИЦ.648474.001 [11], способные отводить выделяемую мощность 1200Вт при скорости охлаждения 6м/с. Параметры охладителя приведены в таблице 3.5.

Таблица 3.5. - Параметры охладителя на силовые тиристоры

Тип охладителя	Обозначения параметров и их величины				
	Масса	$R_{th}(V=0\text{м/с})$	$R_{th}(V=6\text{м/с})$	$P(V=0\text{м/с})$	$P(V=6\text{м/с})$
ДЖИЦ.648474.001	8,5кг	0,2°C/Вт	0,053°C/Вт	275Вт	1100Вт

Согласно формуле (3.1) емкость конденсаторной батареи равна 4650мкФ. Чтобы создать такую величину емкости использовали конденсаторы типа К75-17-50мкФ [18] на 1000В, включенные параллельно (93 штуки).

В схеме (рис.3.6) присутствует независимая защитная цепь от перенапряжения, которая включает в себя следующие элементы: R4,R5,VS7, VD10,VD11.

Выбрали силовой тиристор VS7 типа T232-50 [11,19], параметры которого приведены в таблице 3.6.

Таблица 3.6 - Основные параметры силовых тиристоров

Тип тиристоров	Обозначения параметров и их величины							
	V_{DRM} , V_{RRM} , В	V_{GT} ,В	I_{GT} ,А	$I_{T(AV)}$, А	I_{TRMS} , А	t_q ,мкс	v_D/dt , В/мкс	i_D/dt , В/мкс
T232-50	1200	4	0.1	50	78,5	63	1000	125

В качестве элементов R4 выбрали варистор типа СН1-1-1 [16], у которых при напряжении 820В ток равен 10мА. Рассчитали величину сопротивления R5, чтобы при напряжении на выходе ППН $U_{II}=820В$, напряжение на R5 равнялось $U_{R5}=3,5В$

$$R5 = \frac{U_{R7}}{I_C} = \frac{3,5}{0,01} = 350 \text{ Ом} , \quad (3.66)$$

где I_C - ток через R4, 10мА.

Нашли мощность выделяющуюся на R5

$$P_{R8} = I_C^2 \cdot R5 = 0,01^2 \cdot 350 = 0,035 \text{ Вт} \quad (3.67)$$

В качестве R5 выбрали сопротивление типа МЛТ-0.5-360 Ом[16].

При отпирании VS7 ток, проходящий через него не должен превышать $I_{T(AV)}=50А$ (табл.3.6). Ток через VS7 складывается из максимального тока ППН $I_{max}=36.25А$ (3.42) и тока разряда емкостного накопителя. Нашли сопротивление R6 с учетом вышесказанного

$$R6 = U / (I_{T(AV)} - I_{max}) = 800 / (50 - 36.25) = 58 \text{ Ом} , \quad (3.68)$$

где U- максимальное напряжение на накопительной конденсаторной батарее, 800В.

Необходимо учесть, что вся запасенная энергия в конденсаторной батарее ($A=1240$ Дж формула (3.1)) должна преобразоваться в тепловую на резисторе R6. В лаборатории НИЛ-6 ТГУ экспериментально было определено, что при разряде конденсаторной батареи с энергией $A1=100$ Дж на сопротивление мощностью $P1=2$ Вт, резистор разогревается до 80°C и не

сгорает. Выбрали резистор R6, предположив, что зависимость между мощностью резистора и энергии выделяющейся на нем (нагрев до 80°C) линейна, т.е. для выделения энергии A=1240Дж мощность резистора будет равна

$$P = \frac{A \cdot P1}{A1} = \frac{1240 \cdot 2}{100} = 24,8 \text{ Вт} \quad (3.69)$$

Выбрали в качестве R6, R7 сопротивления типа ПЭВ-25-65 Ом[16,17]. В качестве VD10,VD11 диоды типа Д232-50 [16,17] на максимальный средний ток 50А и напряжение 1000В.

Мощный диод VD9 шунтирует (и тем самым защищает) диоды модуля M2 (рис.3.6) в случае, если выходит из строя тиристор оптрона VU1 или VU2, а напряжение накопителя меняет знак($U_C = -240\text{В}$ (3.2)).

Выбрали мощный диод типа Д133-1000[16,17] на напряжение 1200В и рассчитанный на кратковременно ударный ток $I_{FSM} = 16000\text{А}$ в течении 10 мс.

В схеме (рис.3.6) присутствует датчик тока. Выбрали его типа LA55-Р [20] на ток $I_{вх} = \pm 50\text{А}$ и выходной величиной тока $I_{ввых} = 50\text{мА}$.

Датчики напряжения DV1,DV2 выбрали типа LV25-Р[20] с входным током $I_{вх} = 10\text{мА}$ и выходным сигналом $I_{ввых} = 10\text{мА}$. Для создания требуемого входного тока рассчитали ограничивающие сопротивления R2,R8

$$R2 = R8 = U / I_{вч} = 800 / 0.01 = 80000 \text{ Ом} \quad , \quad (3.70)$$

где U – напряжение на накопительных конденсаторных батареи, 800В.

Нашли мощность выделяющуюся на R2,R8

$$P_{R8} = I_{вх}^2 R2 = 0.01^2 \cdot 80000 = 8\text{Вт} \quad (3.71)$$

Выбрали в качестве R2, R8 сопротивления типа ПЭВ-10-82кОм [16].

3.6. Структурная схема системы управления

Система управления (рис.3.8) предназначена для управления силовой частью сейсмовибратора. Рассмотрим назначение и принцип работы каждого блока:

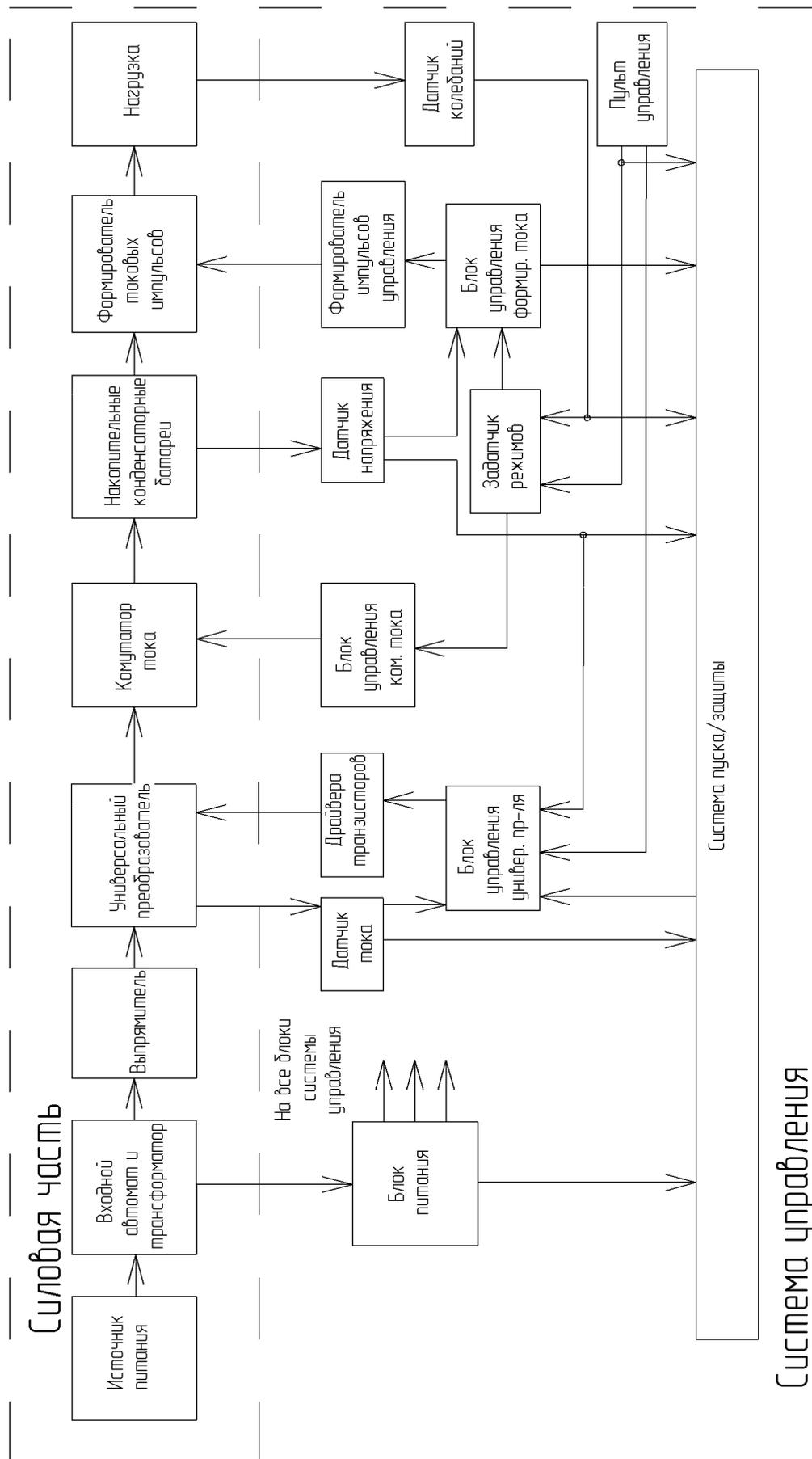


Рис. 3.8 – Структурная схема системы управления

а) Блок питания осуществляет питание системы управления.

б) Блок управления универсальным преобразователем управляет работой ППН и задает режим его работы: понижающий режим, если напряжение на накопительной конденсаторной батарее меньше выпрямленного и повышающий режим при напряжении на емкостном накопителе больше, чем выходное значение напряжения выпрямителя.

в) Информация о токе дросселя и напряжении на накопительной конденсаторной батарее передается на блок управления универсальным преобразователем с помощью датчика обратной связи (датчик О.С.).

г) Драйвера транзисторов используются для гальванической развязки и управления транзисторами. Так же осуществляют защиту транзистора от превышения тока, измеряя $U_{кэ}$ транзистора в открытом состоянии и закрывая транзистор в случае превышения тока.

д) Блок управления коммутатором тока формирует управляющие импульсы для оптотиристоров, тем самым, подключая ППН к конденсаторной батарее.

е) Блок управления формирователем тока (БУФТ) осуществляет выработку моментов подачи импульсов для формирователя импульсов управления

ж) Формирователь импульсов управления вырабатывает по сигналу БУФТ управляющие импульсы требуемой мощности для тиристоров в формирователе токовых импульсов.

з) Датчик колебаний нужен, чтобы знать характер движения якоря: скорость перемещения и величину отклонения. Вырабатывает сигнал о превышении допустимого перемещения якоря относительно индуктора.

и) Задатчик режимов определяет режим работы коммутатора тока: с постоянной амплитудой и частотой токовых импульсов или с изменяющейся частотой и амплитудой импульсов тока по определенному закону.

к) Пульт управления служит для управления всей системой оператором.

л) Система пуска/защиты контролирует все приходящие сигналы, обрабатывает их и в случае превышения установленных допусков выключает систему. Система пуска / защит обеспечивает:

- защиту от превышения допустимого входного тока универсального ППН;

- защиту от превышения напряжения на накопительных конденсаторах;

- обработку сигналов срабатывания внутренних защит, поступающих с драйверов транзисторов ППН и о превышении допустимого перемещения якоря относительно индуктора;

- контроль напряжения питания системы управления;

- запоминание и индикацию первой по времени сработавшей защиты, в т.ч. сработавшей внутренней защиты драйверов.

4. Математическое моделирование

4.1. Математическая модель установки

Проведем математическое моделирование работы вибрационной установки и его системы питания. При составлении математической модели воспользуемся схемами замещения и математическими моделями, разработанными в НИЛ-6 ТГУ.

Интенсивное развитие средств проектирования позволяет решать ряд исследовательских задач на ЭВМ, которые необходимы для повышения эффективности сейсморазведки. В данной работе произведен анализ динамики работы сеймовибратора при использовании формирователя токов на тиристорах, что имеет немаловажное значение при принятии решения об применении исследуемого объекта на практике.

Теоретическое исследование динамики работы электромагнитной сейсмического вибрационной установки включает в себя написание математической модели, на основании которой можно получить необходимые данные о его работе. Одним из методов получения этой модели является метод электромеханических аналогий [9]. Он позволяет в силу аналогичности процессов, происходящих в механических и электрических системах получить электрическую схему-аналог, описываемую по форме такой же системой дифференциальных уравнений, что и механическая система.

Рассмотрим конструктивную схему сеймовибратора (рис.В.1) в упрощенном виде (рис.4.1). Излучающая плита, якорь и колебательные массы грунта, связанные с плитой, объединены в блок с сосредоточенной массой m_3 . Этот блок давит на поверхность грунта с податливостью ξ_3 , характеризующей упругие свойства грунта. Сопротивление s_3 , определяет потери на неупругие деформации грунта под излучающей плитой при ее перемещении и потери на излучение сейсмических волн. Прижим к грунту и

обеспечение безотрывной работы вибрационной установки осуществляет прижимное устройство, состоящее из упругого элемента с податливостью ξ_2 и установленного на ней пригруза массой m_2 . Потери на взаимные колебания масс m_1 и m_3 (в подшипниковых узлах) характеризуются сопротивлением s_{1-3} . В качестве источника знакопеременной силы P_{\sim} используем электромагнитный линейный двигатель, управляемый током i . Масса m_1 присоединена к массе m_3 через упругий элемент ξ_{1-3} . Поскольку постоянные силы (силы веса) не влияют на динамику работы, то их можно исключить из дальнейшего анализа.

По методике [9] от конструктивной схемы (рис.4.1) перешли к механической цепи (рис.4.2). Далее, по системе аналогий сила-напряжение получили электрическую цепь – аналог (рис.4.3). Переход к электрической принципиальной схеме-аналогу от механической цепи осуществляли последовательной заменой механических элементов на электрические.

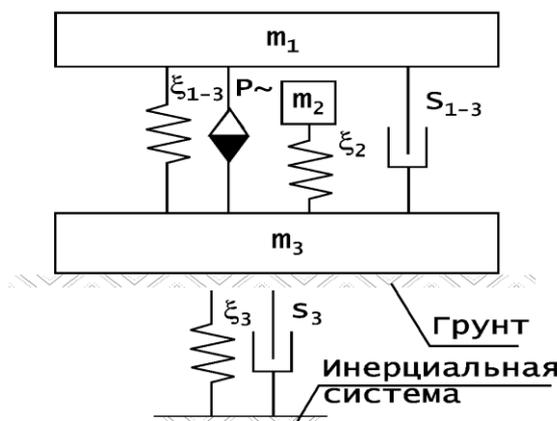


Рис.4.1 – Упрощенная конструктивная схема вибрационной установки.

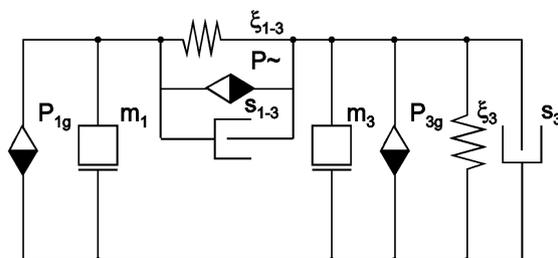


Рис.4.2.-Механическая цепь вибрационной установки.

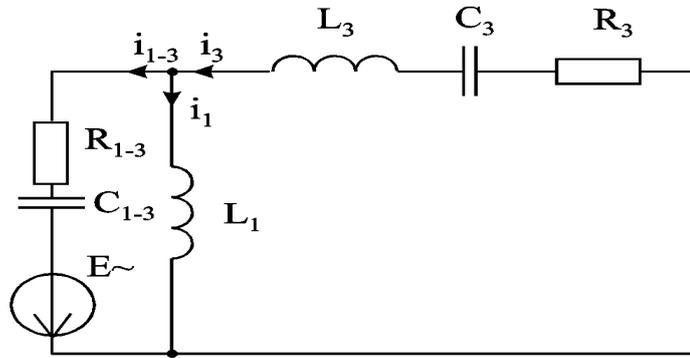


Рис.4.3- Схема-аналог замещения механической части

Применяя известные методы расчета электрических цепей, составили систему дифференциальных уравнений, описывающих работу схемы (рис.4.3) при помощи переменных состояния – токов через индуктивности и напряжений на емкостях:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_3}{dt} = \frac{1}{L_3} \left((R_3 + R_{1-3})i_3 + R_{1-3}i_1 - U_3 - U_{1-3} + E \right); \\ \frac{dU_3}{dt} = \frac{1}{C_3} i_3; \\ \frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L_1} \left(R_{1-3}i_3 - R_{1-3}i_1 + U_{1-3} - E \right); \\ \frac{dU_{1-3}}{dt} = \frac{1}{C_{1-3}} (i_3 - i_1), \end{array} \right. \quad (4.1)$$

Применяя обратный переход к механическим параметрам, получили систему дифференциальных уравнений, описывающих работу вибратора:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dv_3}{dt} = \frac{1}{m_3} \left((\mu_3 + \mu_{1-3})v_3 + \mu_{1-3}v_1 - P_{\xi_3} - P_{\xi_{1-3}} + P \right); \\ \frac{dP_{\xi_3}}{dt} = \frac{1}{\xi_3} v_3; \\ \frac{dv_1}{dt} = \frac{1}{m_1} \left(\mu_{1-3}v_3 - \mu_{1-3}v_1 + P_{\xi_{1-3}} - P \right); \\ \frac{dP_{\xi_{1-3}}}{dt} = \frac{1}{\xi_{1-3}} (v_3 - v_1), \end{array} \right. \quad (4.2)$$

где v_3 и v_1 – соответственно скорости якоря и индуктора;

μ_{1-3} и μ_3 - соответственно коэффициенты трения подшипниковых узлов и сопротивление грунта;

ξ_3 и ξ_{1-3} – податливости грунта и пружины между якорем и индуктором;

P_{ξ_3} и $P_{\xi_{1-3}}$ - силы возникающие в пружине с ξ_3 и ξ_{1-3} соответственно;

$P\sim$ - возбуждающая колебания сила.

В качестве источника силы используется двухтактный электромагнитный привод возвратно-поступательного движения. Характер силы, определяется магнитными параметрами сейсмодвибратора и формой тока, создаваемого формирователем тока. Зависимость силы имеет вид (2.1)

$$P(x,F) = (5,903 \cdot 10^6 \cdot x^2 + 25,071 \cdot 10^3 \cdot x + 1469) \cdot F$$

где x - положение якоря относительно индуктора, м;

F – намагничивающая сила, А.

Анализ работы сейсмодвибратора производили для режима х.х. Параметры механической цепи сейсмодвибратора и нагрузки в режиме холостого хода (х.х.) имеют следующие значения: режиму х.х. соответствует нагрузка с большой сосредоточенной массой в силу чего m_3 выбирали на 1-2 порядка больше m_1 (приняли $m_3=2000\text{кг}$); $m_1=493\text{кг}$; $\mu_{1-3}=9000\text{кг/с}$; $\xi_{1-3}=7,7 \cdot 10^{-7} \text{ м/н}$; $\xi_3=7,7 \cdot 10^{-9} \text{ м/н}$; $\mu_3=130000\text{кг/с}$.

Описание работы формирователя токов произвели по методу припасовывания, согласно которому весь период работы схемы разбивается на отдельные интервалы линейности, каждый из которых описывается системой линейных дифференциальных уравнений. Припасовывание заключается в простой стыковке полученных численных решений. Причем значение переменных состояния полученных в конце n -ного интервала используются, как начальные значения этих же переменных состояния для $n+1$ интервала.

Написали уравнения состояния для трех участков формируемого импульса тока (рис.3.3б):

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = (u_c - iR)/L \\ \frac{du_c}{dt} = -\frac{i}{C} \end{cases} \quad \text{интервал } (t_0 - t_1)$$

$$\frac{di}{dt} = -\frac{i}{R} \quad \text{интервал } (t_2 - t_3) \quad (4.3)$$

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = -(u_c + iR)/L \\ \frac{du_c}{dt} = \frac{i}{C} \end{cases} \quad \text{интервал } (t_3 - t_5)$$

где R – сопротивление двух последовательно включенных обмоток (3.22), 1.08мОм;

C – емкость накопительной конденсаторной батареи (3.1), 4650икФ;

L – индуктивность обмоток (2.11), 0,412мГн;

4.2. Реализация математической модели и моделирование

Математическое моделирование осуществлялось в прикладном пакете Simulink программы MATLAB. Simulink имеет графический интерфейс, где задание математической модели в нем сводится к ее компоновке из уже имеющихся функциональных блоков (например, интеграторов, сумматоров).

Графическое изображение программы моделирования формирователя тока представлено на рисунке 4.4. Программа состоит из нескольких частей (B1,B2,B3,B4,B5,B6) разделенных по аналогичности выполняемых действий:

- B1 – часть программы, предназначенная для численного решения дифференциальных уравнений (д.у.). Она включает в себя блоки задания функций F_{cn} и F_{cn1} , в которых находится вся система дифференциальных (4.3) уравнений, моделирующих работу схемы формирователя токов. Результатом интегрирования блока F_{cn} является значение тока в обмотках сейсмодвибратора, а результатом интегрирования блока F_{cn1} – напряжение на

накопительных конденсаторных батареях. Выбор того или иного д.у. в Fcn и Fcn1 осуществляется с помощью двух вспомогательных переменных s и p. В зависимости от комбинации s и p, принимающих значения нуля или единицы, происходит расчет того или иного участка импульса тока. Переменная s равна единице от момента начала формирования импульса тока до момента, когда напряжение на конденсаторной батарее достигнет значения $U_c = -240\text{В}$ (момент t_2 рис.3.3б). Переменная p имитирует сигнал управляющего импульса для тиристора VS3 и равна единице на интервале $t_3 - t_5$ (рис.3.3б).

Интегратор, стоящий после блока Fcn1, записывает начальное значение напряжения на конденсаторе перед каждым новым импульсом тока. Напряжение, записываемое в интегратор, задается с помощью блока Ramp1 и линейно возрастает.

Вспомогательная переменная s1 равна единице при напряжении на конденсаторной батарее меньше, чем $U_c = -240\text{В}$. По фронту данной переменной происходит запоминание значения (Integrator8) длительности части импульса тока $t_0 - t_2$ (рис.3.3б) и запоминание длительности всего импульса тока в этот момент времени (Integrator7).

Таким образом, данная часть программы формирует однополярные импульсы тока с линейно возрастающей частотой и амплитудой тока.

-B2 – содержит вспомогательные переменные g и s2. Переменная g равна единице при значении тока меньше нуля, но так как при равенстве данной переменной единице начинает формироваться новый импульс тока и его значение начинает нарастать, то переменная g практически сразу оказывается равной нулю. Переменная s2 равна единице при значении тока меньше одной сотой ампера, что необходимо для запоминания некоторых значений по фронту этого импульса (например, значение интеграла от тока или от мощности) перед самым окончанием импульса тока. Таким образом, переменные g и s2 вырабатывают кратковременные единичные импульсы, по

которым происходит соответственно смена решаемых д.у. и запоминание величин перед формированием нового импульса тока.

- В3 – задает длительность импульса тока. Так как регулировка ширины импульса осуществляется изменением длительности интервала t_2-t_3 (рис.3.3б), то данный блок рассчитывает это значение. Значение длительности переднего фронта импульса тока (t_1-t_2 рис.3.3б) запоминается интегратором (Integrator8), в этот же момент происходит запоминание длительности всего импульса тока (Integrator7). Значение сигнала с Integrator8 вычитается из значения на Integrator7, получая, тем самым значение длительности участка t_2-t_3 (рис.3.3б). В этот же момент происходит запуск секундомера на Integrator11 и величина на его выходе вычитается из значения интервала t_2-t_3 , когда эти величины оказываются равными у переменной p вырабатывается единица, что соответствует подачи управляющего импульса на тиристор VS3(рис.3.3б). Вспомогательная переменная p_1 имеет аналогичную роль с s_2 , т.е. значение единицы возникает за доли микросекунд до появления единицы у переменной p . По фронту p_1 запоминается значение интеграла от тока через максимально загруженный тиристор VS4, чтобы рассчитать среднее значение тока через него. Переменная k имеет значение удвоенной частоты следования импульсов тока и необходима для расчета средней мощности за половину периода работы формирователя тока.

- В4 – часть программы, осуществляющая расчет среднего значения тока, среднего значения тока через максимально загруженный тиристор VS3(рис.3.3б) и мощности выделяющейся на двух тиристорах за половину периода работы формирователя тока. Интеграл от тока (Integrator3) умножается на значение частоты. По фронту импульса s_2 значение среднего тока запоминается в Integrator2, а по фронту импульса p_1 – значение среднего тока через тиристор VS3 в Integrator4. В Integrator5 запоминается значение среднего тока за половину периода следования импульсов одного

формирователь токов. Величина среднего тока за половину периода умножается на напряжение на тиристорах в открытом состоянии, что дает значение мощности выделяющейся на тиристорах (переменная Pvs).

-B5 – рассчитывает среднюю мощность выделяющуюся в обмотках за полпериода следования импульсов тока и суммирует все потери в установке. Блок задания функции Fcn4 содержит формулу мощности и интегрируется (Integrator12). Значение интеграла от мощности на обмотках умноженное на переменную k и запоминается в Integrator15. Мощность активных потерь в магнитопроводе задается константой (constant3) 1600Вт. Суммарную мощность потерь можно наблюдать на Scope13.

-B6 – часть программы, которая переводит однополярные импульсы подпрограммы B1 в двуполярные путем умножения тока на ± 1 (Product). Значение единицы меняется J-K триггером по фронту переменной g.

Графическое изображение программы моделирования механической части сейсмодвигателя представлено на рисунке 4.5. Программа предназначена для численного решения дифференциальных уравнений (д.у.). Она включает в себя блоки задания функций Fcn и Fcn4, в которых находится вся система дифференциальных (4.2) уравнений, моделирующих работу схемы. Результатом интегрирования блока Fcn является значение скорости индуктора относительно земли, результатом интегрирования блока Fcn1 – скорости якоря относительно земли, Fcn2- перемещение якоря относительно индуктора отнесенное к податливости ξ_{1-3} , Fcn3- перемещение якоря относительно земли отнесенное к податливости ξ_3 . Программа моделирования механической системы сейсмодвигателя включает в качестве подпрограммы модель формирователя тока рис.4.4(Subsystem).

Таким образом математическая модель сейсмодвигателя (рис.4.4 и рис.4.5) позволяют получить следующие данные: средний ток (рис.4.6) через максимально загруженный тиристор VS4(рис.3.3а); мощность потерь выделяющуюся на силовых тиристорах формирователя тока, на активном

сопротивлении обмоток формирователя тока и суммарную мощность потерь в установке (рис.4.7). А также график положения якоря относительно индуктора, тока в обмотках сейсмовибратора и напряжения на конденсаторных батареях (рис.4.8).

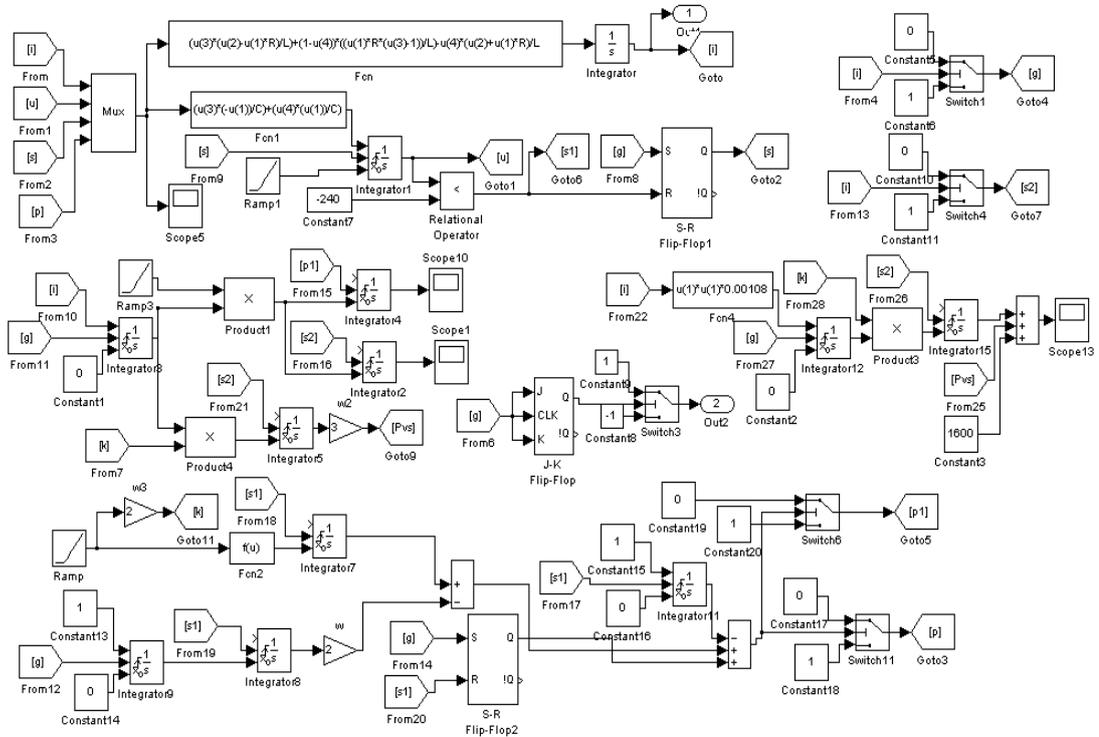


Рис.4.4. - Математическая модель формирователя тока

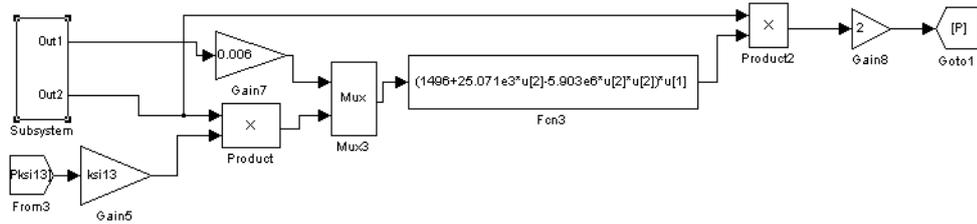
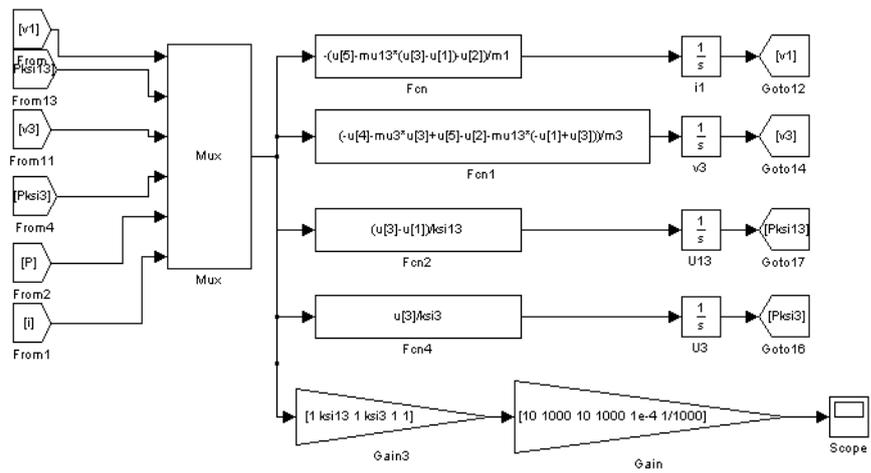


Рис.4.5 -Математическая модель механической части сейсмовибратора

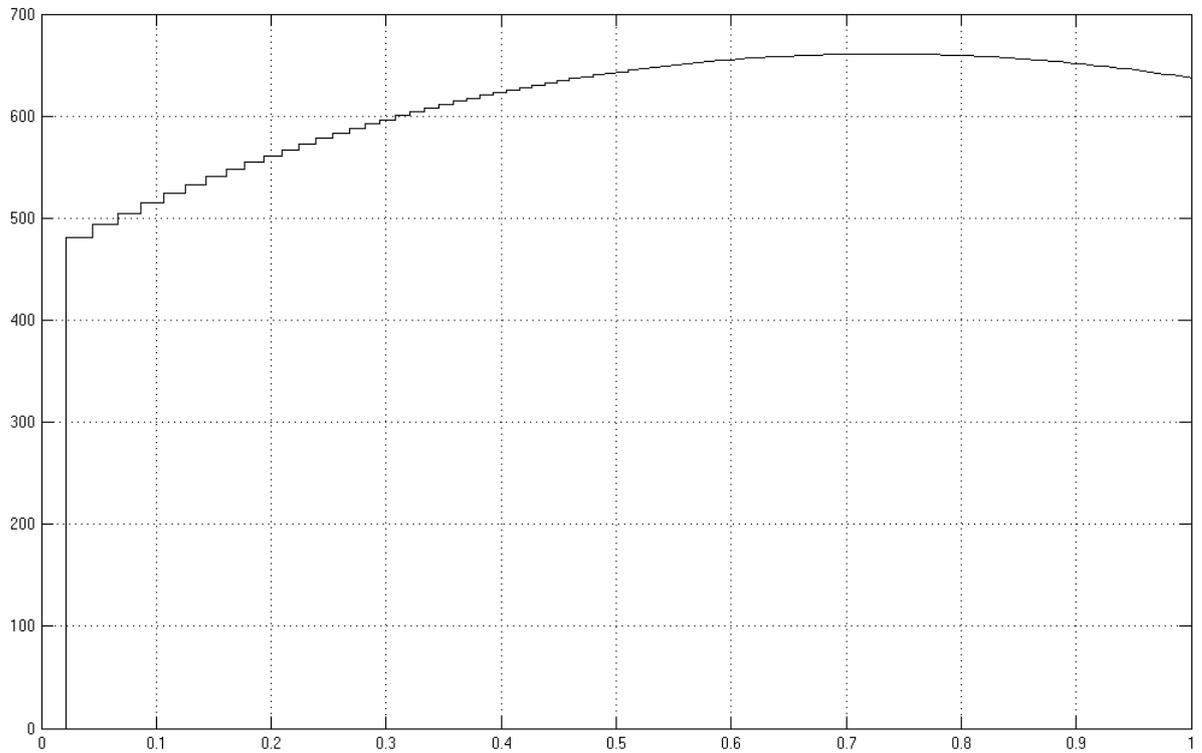


Рис.4.6 -Средний ток через максимально загруженный тиристор

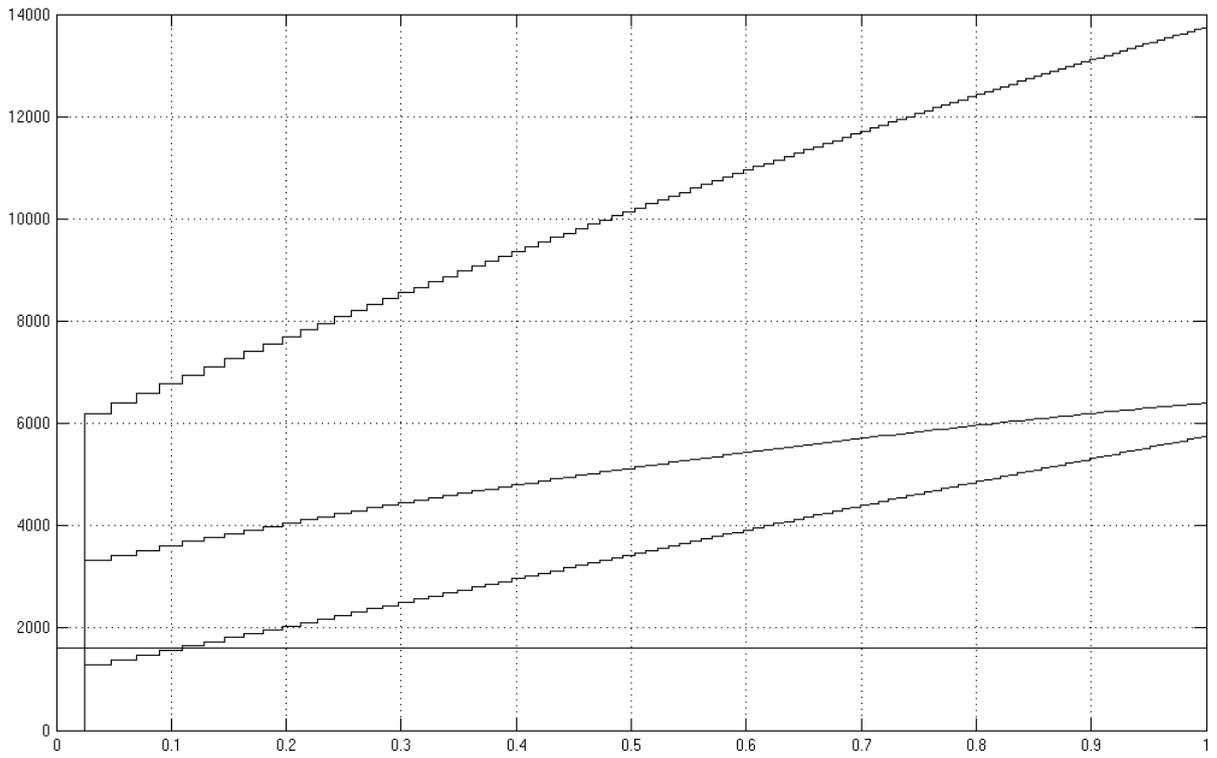


Рис.4.7 - Мощность потерь в установке.

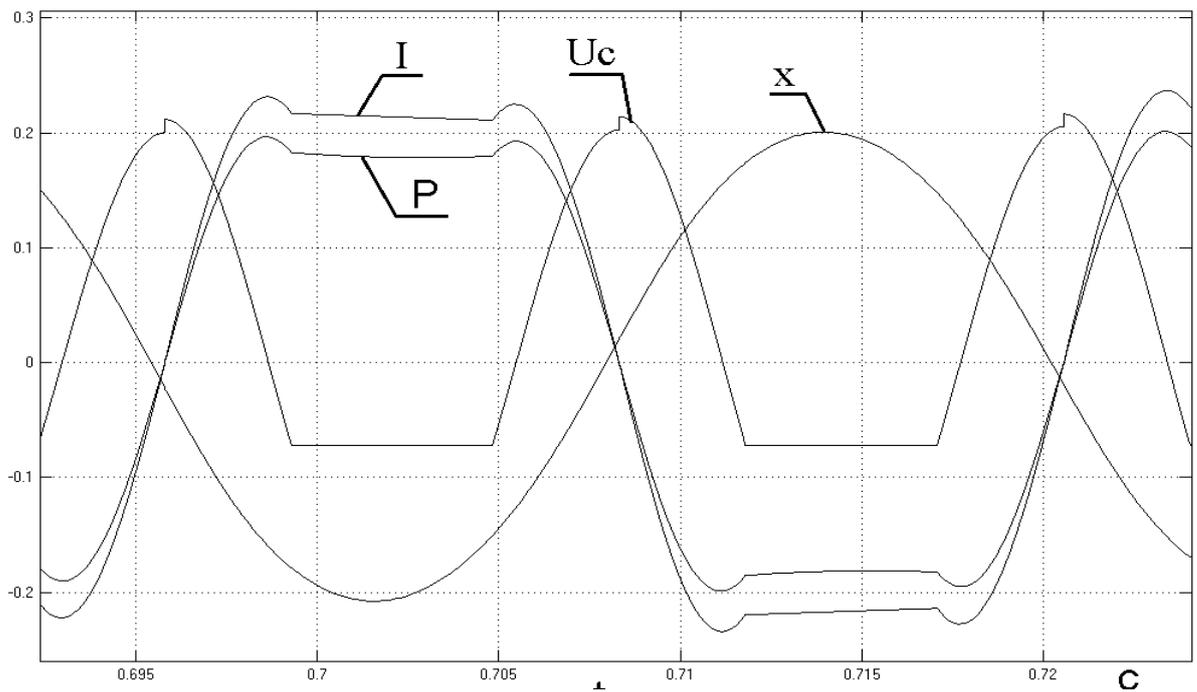


Рис.4.8 - Результаты математического моделирования

Заключение

В данной работе была разработана система питания для электромагнитной вибрационной установки с регулируемой частотой. В результате чего был произведён расчет магнитной системы, выбор и расчет системы питания для электромагнитного вибрационной установки с регулируемой частотой, расчет мощности потерь установки. А так же проведено математическое моделирование.

В первой главе рассмотрено состояние вопроса, сформулированы цели и задачи работы, произведен обзор существующих вибрационных установок и их систем питания.

Во второй главе описана геометрия, осуществлен расчет и математическое моделирование (в программе Elcut) магнитной системы вибрационной установки. Произведен расчет мощности потерь в установке.

В третьей главе разработана и рассчитана силовая часть системы питания электромагнитной вибрационной установки с изменяемой частотой колебаний. Использование в системе питания тиристоров, современных IGBT транзисторов и реализация системой управления эффективных алгоритмов работы позволит обеспечить хорошую управляемость и стабильную работу установки при формировании им усилий необходимой формы, амплитуды и частоты.

В четвертой главе произведено математическое моделирование работы системы питания установки совместно с ее магнитной и механической системой.

Полученные результаты подтверждают возможность создания системы питания, где используется формирователь токов, построенный на силовых тиристорах. Таким образом, данная система питания имеет меньшую стоимость, чем аналогичная схема питания, разработанная в НИЛ-6 ТГУ, на полностью управляемых силовых приборах – IGBT-транзисторах.

В результате расчета параметров, по которым выбирали силовые тиристоры в формирователе токов, выяснилось, что при аналитическом расчете среднего тока через максимально загруженный тиристор с применением различных допущений, получены следующие результаты: средний ток имеет максимальное значение 787А на частоте $f=53$ Гц. А результаты расчета в математической модели среднего тока показали, что максимальный средний ток равен 698А на частоте $f=68$ Гц. Таким образом математическое моделирование позволяет получить более точный расчет параметров схемы, учитывающий все особенности формы тока, которые аналитически трудно произвести.

Результаты работы опубликованы на конференциях «Студенческие Дни науки в ТГУ» (Тольятти, 1-25 апреля 2016 года) [1] и конференции «Энергоэффективность и энергобезопасность производственных процессов» (Тольятти, 2016 год) [2].

Список литературы

1. А.В. Прядилов, П.П. Барбаков, Д.М. Киряков. Схемотехнические решения устройств заряда конденсаторов большой емкости // «Студенческие Дни науки в ТГУ» научно-практическая конференция (Тольятти, 1-25 апреля 2016 года) : сборник студенческих работ / отв. за вып. С.Х.Петерайтис. – Тольятти: Изд-во ТГУ, 2016. С.119-120
2. А.В. Прядилов, П.П. Барбаков, Д.М. Киряков. Система заряда емкостного накопителя, работающего в режиме с полным разрядом // Энергоэффективность и энергобезопасность производственных процессов. IV Всероссийская научно-техническая конференция студентов, магистрантов, аспирантов: сборник трудов. Ответственный за выпуск: В.В. Вахнина. 2016. С. 370-372.
3. Баранов, В.Н. Электрогидравлические и гидравлические вибрационные механизмы / В.Н. Баранов, Ю.Е. Захаров. - М.: Машиностроение, 1966. - 243 с.
4. Варсанофьев, В.Д. Гидравлические вибраторы / В.Д. Варсанофьев, О.В.Кузнецов - Л.:Машиностроение /Ленинградское отделение/,1979. - 144 с.
5. Вибрационные машины в строительстве и производстве строительных материалов: справочник / под ред. д-ра техн. наук В.А. Баумана - М.: Машиностроение, 1970. - 548 с.
6. Генкин, М.Л. Электродинамические вибраторы / М.Л. Генкин, А.И. Русаков, В.В. Яблонский - М.: Машиностроение, 1975. - 94 с.
7. SERSEL объявляет о вездеходном вибраторе нового поколения NOMAD 65. // Приборы и системы разведочной геофизики №01(03)/2003, ежеквартальное официальное издание саратовского евро-азиатского геофизического общества.
8. Теория и практика наземной сейсморазведки/ под ред. М.Б. Шнеерсона.- М.: ОАО “Издательство “Недра ”, 1998.-527с.

9. В. В. Ивашин Электромеханические аналогии. Учебное пособие. – Куйбышев, КуАИ, 1983, 70 с.
10. Смирнов .К.Н. Elcut. Справочник – СПб: Питер, 2003. 386с.
11. Воронин, П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение/ П.А. Воронин. - М.:Издательский дом “Додека-XXI”, 2001. – 384 с.
12. Кузнечиков С.Ю. Магнитопроводы из композиционных магнитомягких порошковых материалов.// Электротехника 1994г. №8, С.54
13. Б.Ю. Семенов / Силовая электроника для любителей и профессионалов. изд-во «Солон-Р», М. – 2001.
14. Пат. 2254662 Преобразователь постоянного напряжения / Кудинов А.К.; заявл.29.12.03, опубл. 20.06.05, Бюл №17.
15. Кудинов, А.К. Мощный транзисторный преобразователь для заряда емкостного накопителя энергии / А.К. Кудинов, А.В. Прядилов, К.Х. Узбеков // Наука – производству. - 2004. - №4(72). - С.54-56.
16. Каталог электронных компонентов Платан. [Электронный ресурс]. URL: <http://www.platan.ru> (дата обращения: 01.05.2017)
17. Каталог электронных компонентов Чип и дип. [Электронный ресурс]. URL: <http://www.chip-dip.ru> (дата обращения: 01.05.2017)
18. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: Справочник /В.П. Берзан, Б.Ю. Геликман, М.Н. Гураевский и др.: Под ред. Г.С. Кучинского. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 656 с., ил.
19. Аксенов А.И., Нефедов А.В. Отечественные полупроводниковые приборы. Справочное пособие., М.: СОЛОН., 1999 г.
20. Изолированные датчики тока и напряжения фирмы LEM. характеристики, применение, расчеты. [Электронный ресурс]. URL: <http://www.lem.com> (дата обращения: 01.05.2017).
21. Дискретные приборы. Каталог. Саранск 2000. [Электронный ресурс]. URL: www/rectifier.moris.ru (дата обращения: 01.05.2017).

22. Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники: учеб.пособ./ Зиновьев, Г.С. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. - 664с.
23. Кныш, В.А. Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов. – Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1981. – 160с., ил.
24. Северенс, Р. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания / Северенс Р., Блум Г. – М.: Энергоатомиздат, 1988. –294 с: ил.
25. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. – М.: Высш. Школа, 1982. 496 с.
26. Мощные полупроводниковые приборы: Диоды: Справочник / Б.А. Бородин, Б.В. Кондратьев, В.М. Ломакин и др.; Под ред. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1985. – 400 с.
27. Резисторы: справочник / Ю. Н. Андреев, А. И. Антонян, Д. М. Иванов и др.; Под ред. И. И. Четверткова. – М.: Энергоатомиздат, 1981. – 352 с.
28. Силовые полупроводниковые приборы. Пер. с англ. Под ред. В.В. Токарева. Первое издание. – Воронеж: «Элист», 1995 г. – 664 с.
29. Справочник разработчика и конструктора РЭА. Элементная база/ Масленников М.Ю., Соболев Е.А., Соколов Г.В. и др.; Под ред. Масленникова М.Ю. М.: Радио и связь, 1996.
30. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с., ил.
31. Транзисторы малой мощности: Справочник/Под ред. А. В. Голомедова.- М.: Радио и связь, 1989.
32. Трансформаторы и преобразователи «Электроагрегат». Каталог. – Санкт Петербург.: Электроагрегат, 2003 г. 38 с.

33. Миловзоров О. В. Электроника : учеб. для вузов / О. В. Миловзоров, И. Г. Панков. - Изд. 4-е, стер. ; Гриф МО. - М. :Высш. шк., 2008. - 288 с.
34. Ямпурин Н. П. Электроника: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / Н. П. Ямпурин, А. В. Баранова, В. И. Обухов. - М. : Академия, 2011.
35. Андреев Ю.Р., Антонян А.И., Иванов Д.М. и др. Резисторы: Справочник. - М.: Энергоиздат, 1981.
36. Болотовский Ю. И., Таназлы Г. И., Вашкевич Е. И., Никитин А.В. Разработка систем заряда емкостных накопителей энергии. Часть 1 // Силовая электроника. 2009. №2
37. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Т.т. 1-2. - М., Мир, 1998.
38. Позднов М.В. “Магнитная пружина”- элемент перестраиваемых по частоте резонансных колебательных систем // Вестник молодых ученых: серия технические науки, №7 .-2000г., издательство СПбГТУ, С.38-45.
39. Мощные полупроводниковые приборы. Транзисторы: Справочник Б.А. Бородин, В.М. Ломакин, В.В. Мокряков и др.; Под ред. А.В. Голомедова.-М.: Радио и связь, 1985.-.560с., ил.
40. Мощные полупроводниковые приборы. Диоды: Под ред. Н.В. Ефимова, Т.В. Жукова.-М.; Энергоиздат, 1987.-562с.: ил.
41. Масленников М. Ю., Соболев Е. А., Соколов Г.В. Справочник разработчика и конструктора РЭА. Элементная база.
42. Дьяконов В.С. Simulink 4. Специальный справочник. – СПб: Питер, 2002.-528с.
43. Теория и практика вибросейсмического зондирования земной коры: сб. науч. Тр./АН СССР, сиб. отд-ние, ин-т геологии геофизики [Ред. кол.: И. С. Чичин, А. И. Бочанов и др.] – Новосибирск: ИГиГ 1988, 159с.

44. Яблонский А.А. и Норейко С.С. Курс теории колебаний. Учеб. пособие для студентов вузов. Изд.3-е, М., «Высш.школа», 1975, 248 с.
45. Теория и практика вибрационного возбуждения и регистрации сейсмических волн. сб. научн. Тр./АН СССР, Сиб. отд-ние. Институт геологии и геофизики. Ред. кол.: И. С. Чичин, А. И. Бочанов и др. – Новосибирск: ИГиГ1987, 173с.
46. Резисторы: (справочник)/ Ю.Н. Андреев, А.И. Антонян и др.; Под редакцией И.И. Четвертакова.-М.; Энергоиздат, 1981.-352с., ил.
47. Смирнов В.П., ОАО «Енисейгеофизика», г. Минусинск. Электромагнитные источники сейсмических колебаний ряда «Енисей СЭИ, КЭМ» // ж. «Приборы и системы разведочной геофизики», №01(03), 2003г.
48. Шнеерсон М.Б., Майоров В.В. Наземная невзрывная сейсморазведка.- М.: Недра, 1988.-237с.
49. В.В. Ивашин, М.В. Позднов. К вопросу об энергопреобразовании в электромагнитном вибраторе.// Прогрессивные техпроцессы в машиностроении: Труды всероссийской конф. с междунар. участием: Тольятти, ТГУ, 2002.-С.120-125.
50. Каталог International Rectifier. [Электронный ресурс]. URL: www.irf.com (дата обращения: 01.05.2017).