

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

Институт энергетики и электротехники
(институт)

Кафедра «Промышленная электроника»

11.03.04 Электроника и нанoeлектроника
(код и наименование направления подготовки, специальности)

Промышленная электроника
направленность (профиль)

БАКАЛАВРСКАЯ РАБОТА

на тему Генератор импульсов тока для индукционного нагрева

Студент(ка)	<u>В.В. Половников</u> (И.О. Фамилия)	_____	(личная подпись)
Руководитель	<u>М.В. Позднов</u> (И.О. Фамилия)	_____	(личная подпись)
Консультанты	_____	_____	(личная подпись)
	_____	_____	(личная подпись)

Допустить к защите

Заведующий кафедрой к.т.н., доцент А.А. Шевцов _____
(ученая степень, звание, И.О. Фамилия) (личная подпись)
« _____ » _____ 20 _____ Г.

Тольятти 2016

Аннотация

Данная работа посвящена разработке генератора импульсов тока (ГИТ) для индукционного нагрева.

Целью данной работы является уменьшение влияния добротности колебательного контура индуктора на параметры индукционного нагрева при помощи разработки нерезонансного генератора импульсов тока.

Для достижения поставленной цели в работе поставлены и решены следующие задачи: анализ существующих схемотехнических решений резонансных и нерезонансных генераторов импульсов тока для индукционного нагрева, а так же выбор наиболее подходящей; расчет параметров индукционного нагрева а так же статических регулировочных характеристик; расчет силовой схемы ГИТ и выбор ее элементов; разработка математической модели ГИТ и теоретическое исследование его работы разработка и расчет системы управления ГИТ; разработка печатной платы системы управления.

Пояснительная записка содержит 78 листов, 37 рисунков, 9 таблиц.

Содержание

Аннотация	2
Содержание.....	3
Введение	4
1. Обзор схемотехнических решений ГИТ.....	7
2. Выбор и описание схемы ГИТ	31
3 Математическое моделирование и расчет характеристик ГИТ.....	34
3.1 Математическое моделирование ГИТ	34
3.2 Расчет индуктора.....	38
3.3 Расчет параметров колебательного и подзарядного контуров. ...	39
3.4. Расчет статических регулировочных характеристик.....	48
3.4 Параметры для выбора элементов схемы	51
4. Выбор элементов ГИТ и разработка его конструкции	52
4.1.Расчет силовой схемы.....	52
4.2. Разработка системы управления.....	58
4.3. Расчет системы управления.....	61
5. Проектирование печатной платы системы управления.....	69
Заключение	75
Список использованных источников	76

Введение

Научно-технический прогресс на рубеже 20 – 21 веков неразрывно связан с развитием высоких технологий, одной из которых является электро-технология. Она позволила применять новые технологические процессы, такие, как: индукционный нагрев, ионное азотирование, упрочнение режущего инструмента методом конденсаторной и ионной бомбардировки, воздействие лазерным лучом, контактная сварка и другие. Кроме того, что большинство этих процессов позволяет получать изделия с уникальными свойствами, они относятся и к числу энергосберегающих.

На многих предприятиях широко используется индукционный нагрев, который применяется в установках для нагрева металлов и сплавов выше температуры их расплавления и перегрева металлов до температуры разливки (плавка черных и цветных металлов и сплавов); для подогрева жидкого металла до температуры разливки, выравнивания его состава и поддержания его температуры; для нагрева деталей до температуры термообработки (поверхностная закалка) или для горячей деформации металлов, то есть до температуры, меньше, чем температура расплавления металлов. Таким образом суммарная мощность установок для индукционного нагрева металлов постоянно возрастает.

В этих условиях с особой остротой встает вопрос о надежности проектирования индукционных нагревательных установок и о сокращении их экспериментальных доводок, поскольку современные нагреватели представляют собой сложные и дорогостоящие агрегаты. Прежде всего это касается самого индуктора, определяющего собой размеры и конструктивный облик нагревателя.

Установка для индукционного нагрева металлов состоит обычно из следующих основных элементов:

- 1) генератор ламповый, машинный или статический (преобразователь с ключевыми приборами) высокой частоты;
- 2) индуктор, представляющий собой спираль нужной формы поперечного сечения, или провод какой-либо формы в зависимости от типа нагреваемого объекта;
- 3) конденсаторная батарея, компенсирующая низкий коэффициент мощности индуктора.

Чаще всего в установках для поверхностной закалки индуктор подключается к генератору через понижающий трансформатор. Нагреватели с многovitковыми индукторами обычно подключаются к генератору без трансформатора.

В ряде случаев для нагрева используется промышленная частота, и тогда генератор отсутствует. При питании однофазной нагрузки вместо генератора устанавливается устройство, преобразующее трехфазную систему в однофазную, которое обеспечивает симметричную нагрузку сети.

Нагреваемая деталь помещается внутри индуктора или около него. Переменное магнитное поле индуктора вызывает появление индуктированного тока в детали, в результате чего она нагревается.

Существуют два основных способа нагрева.

Способ одновременного нагрева. Индуктор охватывает всю поверхность детали, подлежащей термообработке, причем нагрев ее во всех точках происходит одновременно. Температура поверхности и ее распределение по глубине зависят от времени нагрева t_k и энергии, переданной в деталь за это время.

Устройства для сквозного нагрева, работающие таким образом, обычно называют нагревателями периодического действия.

Способ непрерывно-последовательного нагрева. Узкий индуктор передвигается вдоль нагреваемой детали. При поверхностной закалке из индуктора или специального приспособления, расположенного около него, на нагретую поверхность детали выпускается охлаждающая ее вода. В этом случае глубина закалки и температура поверхности определяются скоростью движения индуктора, его шириной и мощностью, выделяющейся в нагреваемой детали. Непрерывно-последовательный способ широко применяется для сквозного нагрева мерных заготовок, штанг и труб.

Устройства, работающие таким образом, называются нагревателями методического действия.

Метод индукционного нагрева основан на использовании следующих законов и явлений:

- 1) закон электромагнитной индукции;
- 2) поверхностный эффект;
- 3) эффект близости;
- 4) изменение свойств стали в процессе нагрева;

5) кольцевой эффект.

В настоящее время в абсолютном большинстве случаев применяются статические генераторы, т.е. генераторы с использованием ключевых приборов (чаще всего тиристоров). Большинство таких генераторов являются резонансными, создающими токи с формой, близкой к синусоидальной. Такой режим работы наиболее выгоден с энергетической точки зрения. Однако величины создаваемых токов, напряжений и, соответственно, мощности, передаваемой в нагрузку (нагреваемую деталь) сильно зависят от добротности колебательного контура индуктора и могут меняться в процессе нагрева заготовки. В данной работе предлагается использование генератора импульсов тока, параметры работы которого не будут столь сильно зависеть от добротности контура.

Итак, целью данной работы является уменьшение влияния добротности колебательного контура индуктора на параметры индукционного нагрева при помощи разработки нерезонансного генератора импульсов тока.

Для достижения поставленной цели в работе поставлены и решены следующие задачи:

1. Анализ существующих схемотехнических решений резонансных и нерезонансных генераторов импульсов тока для индукционного нагрева, а так же выбор наиболее подходящей.
2. Расчет параметров индукционного нагрева а так же статических регулировочных характеристик.
3. Расчет силовой схемы ГИТ и выбор ее элементов.
4. Разработка математической модели ГИТ и теоретическое исследование его работы.
5. Разработка и расчет системы управления ГИТ.
6. Разработка печатной платы системы управления.

1. Обзор схемотехнических решений ГИТ

В связи с быстрым развитием электротехники появился широкий спектр устройств, для питания и управления которыми необходимы определенные параметры питающего переменного напряжения. Задачу этого преобразования решают различные виды преобразователей. В общем случае преобразователь имеет два звена: звено выпрямления и звено инвертирования. Так, для преобразования частоты колебаний питающего напряжения, преобразования постоянного напряжения одного уровня в другой используется широкая группа преобразователей – инверторов.

Инверторы бывают двух типов: автономные (работают на нагрузку, не связанную с сетью) и ведомые сетью (работают на нагрузку, связанную с сетью). Устройства, преобразующие постоянный ток в переменный с неизменной или регулируемой частотой и работающие на автономную нагрузку, называют автономными инверторами. Главное же отличие ведомых инверторов от автономных инверторов состоит в том, что они работают на сеть переменного тока, хотя также преобразуют постоянный ток в переменный. Инверторы, ведомые сетью, не требуют специальной коммутационной аппаратуры (коммутирующих элементов), присущих конструкциям автономных инверторов.

Нагрузкой автономного инвертора может быть единичный потребитель (асинхронный двигатель, электрическая установка) или разветвленная сеть потребителей (несколько нагрузок, работающих по своему графику).

К основным областям применения автономных инверторов относят:

- питание устройств, где единственным источником энергии служит аккумуляторная батарея (резервное питание);
- электропривод с синхронными и асинхронными двигателями, где инвертор используется в качестве источника регулируемых напряжения и частоты;
- электротермия для получения переменного тока повышенной частоты (плавка металла, нагрев и закалка изделий);
- устройства для получения переменного тока необходимой частоты от постоянных устройств (термо- и фотоэлектрические генераторы).

Основой автономного инвертора является вентильное переключающее устройство, которое может выполняться по однофазным и трехфазным

схемам. По схемотехническому исполнению автономные инверторы делятся на мостовые, полумостовые и инверторы со средней точкой (с нулевым выводом). Ключами в автономных инверторах служат транзисторы и одно- или двухоперационные тиристоры. При использовании однооперационных тиристоров схему дополняют элементами, предназначенными для коммутации тиристоров, например, конденсаторами. Конденсаторы могут также применяться для формирования кривой выходного напряжения инвертора и определять характер процессов, протекающих в схеме. По функциям конденсатора, применяемого в схеме, и типу источника питания, автономные инверторы подразделяют на автономные инверторы напряжения (АИН), автономные инверторы тока (АИТ) и автономные резонансные инверторы (АИР).

АИН питается от генератора напряжения, то есть имеет очень малое внутреннее сопротивление. Он выполняется на любом типе приборов. Конденсатор применяется в схемах на однооперационных тиристорах для их коммутации.

Источник питания для АИТ работает в режиме источника тока. В схемах АИТ на вход нужно ставить дроссель. Конденсатор, подключенный параллельно нагрузке, осуществляет формирование кривой выходного напряжения и коммутацию ранее проводивших приборов. АИТ выполняется в основном на однооперационных тиристорах.

АИР же по своим свойствам, в зависимости от соотношения параметров и схемы, могут быть близки либо к инверторам тока, либо к инверторам напряжения. АИР с питанием от источника тока называются инверторами с закрытым входом, а питающиеся от источников напряжения – с открытым входом. В первом случае источник питания обладает высоким сопротивлением для переменной составляющей входного тока, а во втором – малым сопротивлением. В АИР нагрузка включается вместе с резонансным колебательным контуром. Конденсатор контура может включаться параллельно нагрузке или последовательно с ней. В зависимости от этого различают параллельные и последовательные АИР.

АИН и АИТ имеют кривые напряжения и тока с формой, отличной от синусоиды, поэтому коэффициент искажения и коэффициент мощности установки будут ниже, чем в АИР.

С увеличением частоты колебаний появляются ограничения в использовании АИН, так как для организации искусственной коммутации при использовании однооперационных тиристорov требуется время, которое является при прочих равных условиях величиной постоянной. В АИТ роль аппаратуры искусственной коммутации выполняет конденсатор, включенный параллельно нагрузке, следовательно и АИТ присущ тот же недостаток. Этих недостатков лишена схема АИР, так как коммутации здесь происходят естественным образом, кроме того, с помощью схемотехнических решений можно время токовых пауз в тиристорах (время восстановления запирающих свойств тиристорov) использовать для продолжения формирования кривых тока и напряжения в нагрузке, тем самым повышая предельную частоту одноячейкового инвертора в два раза.

Таким образом, для индукционной установки предпочтительнее в качестве источника питания использовать АИР.

Автономные резонансные инверторы предназначены для преобразования постоянного напряжения в переменное напряжение повышенной частоты (от 500 – 1000 Гц до 5 – 10 кГц), а также используются для преобразования постоянного напряжения одной величины в постоянное напряжение другой величины. Одной из основных областей применения таких преобразователей является электротермия (индукционная плавка металла, индукционный нагрев и закалка изделий).

АИР обычно выполняют однофазными [2] (преимущественно по мостовой схеме) с использованием однооперационных тиристорov. Процессы, протекающие в АИР, характеризуются резонансным перезарядом конденсатора в цепи с индуктивностью, в которую может входить индуктивность нагрузки, в связи с чем ток в цепи нагрузки приближается по форме к синусоиде. Помимо формирования кривой тока (напряжения) нагрузки конденсаторы здесь осуществляют операцию запираения тиристорov.

К наиболее простым одноячейковым схемам с закрытым входом относится схема, приведенная на рис. 1.1.

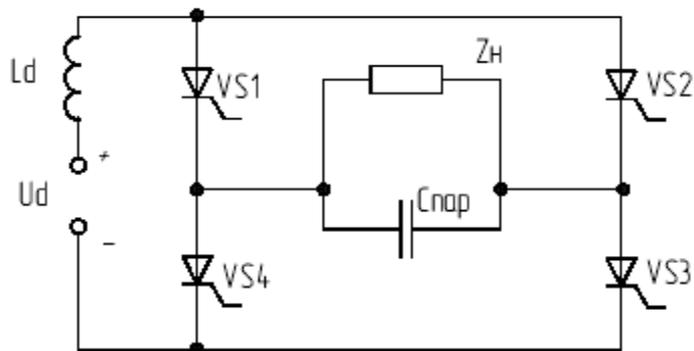


Рис. 1.1. - Простейший инвертор с закрытым входом

У этой схемы есть некоторые недостатки, которые исправляются путем применения более сложных схем, использующих последовательное и параллельное соединение данных ячеек.

В последовательных АИР коммутирующая емкость подключена последовательно с нагрузкой, через которую она периодически перезаряжается. Существует большое количество разновидностей последовательных АИР. Рассмотрим основные из них [2]. Нулевая схема последовательного АИР приведена на рис. 1.2, а; полумостовые с разделенной и неразделенной коммутирующей емкостью на рис. 1.2, б, в; несимметричная на рис. 1.2, г; мостовая на рис. 1.2, д.

Данные схемы являются одноячейковыми с открытым входом. Во всех этих схемах тиристоры с нечетными и четными номерами отпираются поочередно. Если принять во всех схемах допущения: потери в элементах схемы, сопротивление входного источника напряжения, время включения и обратный ток тиристоров равны нулю; в нулевой схеме применен идеальный трансформатор с коэффициентом трансформации равным единице; в полумостовой схеме с неразделенной коммутирующей емкостью емкость C_{ϕ} равна бесконечности, то все рассмотренные инверторы в интервалах проводимости тиристоров сводятся к общей схеме замещения, изображенной на рис. 1.2, е. В ней последовательный колебательный контур с вносимым сопротивлением r_n присоединен к источнику постоянного напряжения U_o' . Для мостовой и нулевой схем $U_o' = U_d$, для полумостовой и несимметричной $U_o' = 0,5U_d$.

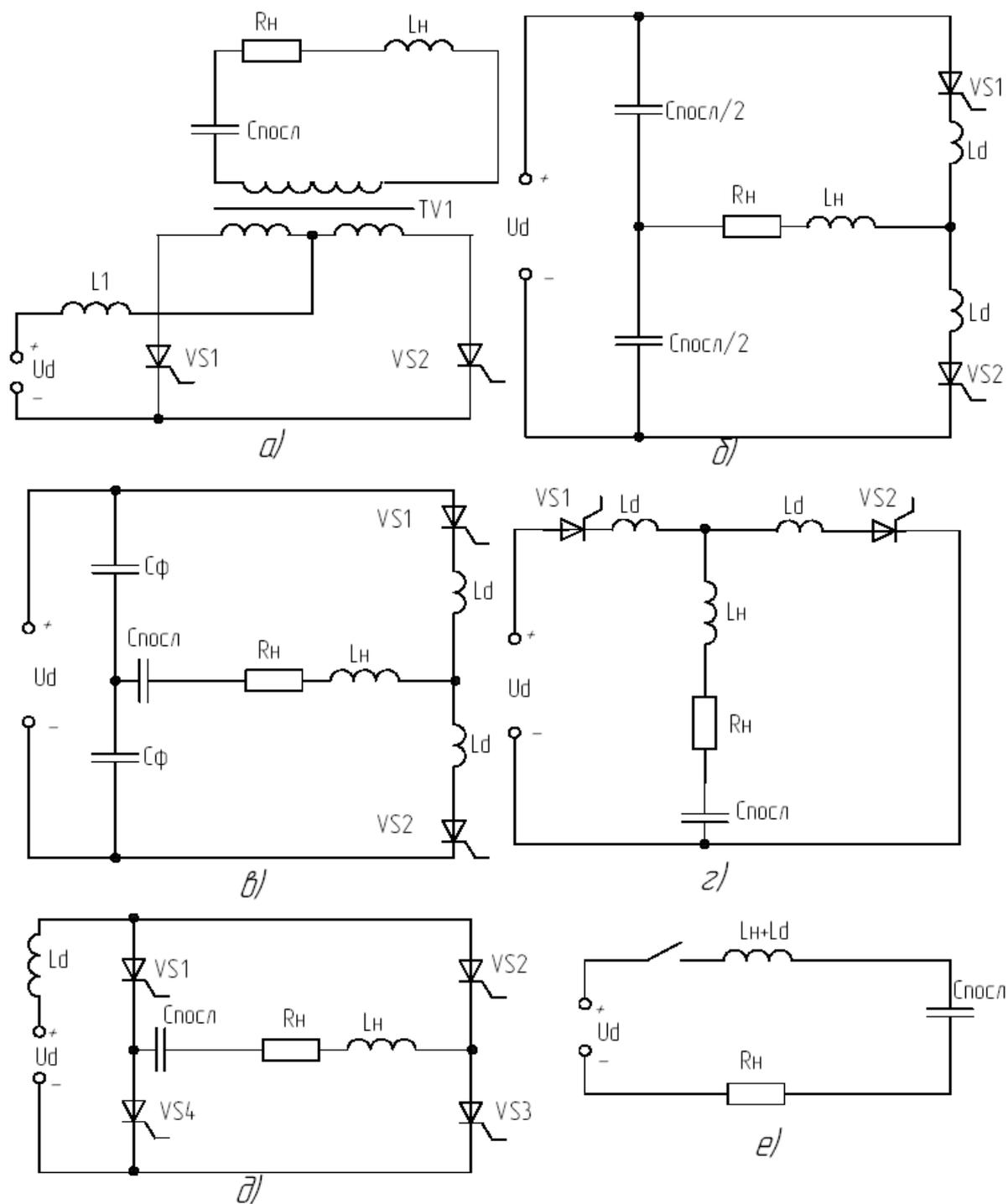


Рис. 1.2 - Типовые принципиальные схемы последовательных АИР.

В полумостовой схеме $U_o' = 0,5U_d$ потому, что напряжение резонансного контура подается с емкостного делителя на два контура, образованных емкостями $C_{\text{посл}}/2$ или C_{ϕ} ; в несимметричной схеме соотношение то же из-за того, что источник U_d подключается к колебательному контуру на протяжении полупериода и следовательно его среднее напряжение составляет половину от U_d .

Параметры элементов колебательного контура подбираются обычно таким образом, чтобы его собственная частота

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{(L_d + L_n)C_{\text{посл}}} - \frac{r_n^2}{4(L_d + L_n)^2}} \quad (1.1)$$

была несколько выше, чем частота управления ω , благодаря чему достигается режим естественного выключения вентиля. В этом режиме ток нагрузки получается прерывистым.

Временные диаграммы, иллюстрирующие работу одноячейковых последовательных инверторов, приведены на рис. 1.3. Здесь приведены следующие кривые: кривая тока нагрузки i_n (а); кривая входного тока i_d для мостовой и нулевой (б), полумостовой (в) и несимметричной (г) схем; кривые переменной составляющей напряжения на коммутирующем конденсаторе $U_{\text{Спер}}$ (д) и анодного напряжения u_a одного из вентилях (е). В мостовой, нулевой и полумостовой схемах одному периоду тока нагрузки i_n соответствует два импульса входного тока i_d , а в несимметричной схеме – один, так как в этой схеме в интервалах разряда конденсатора ток нагрузки i_n не проходит во входную цепь.

Во всех рассматриваемых схемах, кроме полумостовой, входной ток является одновременно током нагрузки:

$$i_d = |i_n| \quad (1.2)$$

В полумостовой схеме ток нагрузки представляет собой сумму токов двух конденсаторов одинаковой емкости, включенных в плечи полумоста. Ввиду того, что напряжение на входе лишено переменной составляющей, мгновенные значения переменных составляющих напряжения на этих конденсаторах одинаковы, а значит одинаковы и токи. Отсюда следует, что

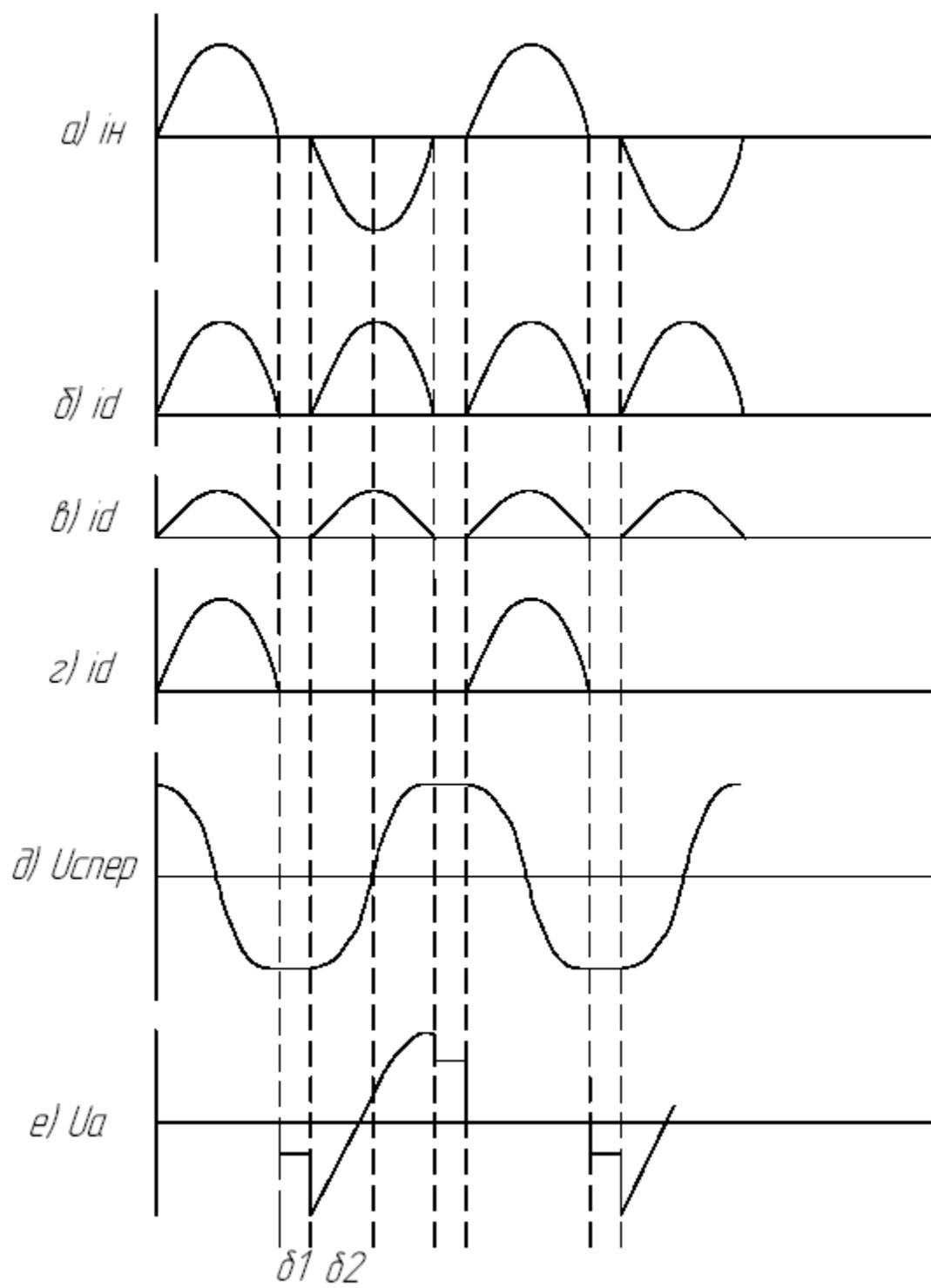


Рис. 1.3 - Временные диаграммы работы последовательных АИР.

ток нагрузки поровну распределяется между емкостными плечами полумоста, и потому ток каждого плеча в любой момент времени равняется половине тока нагрузки:

$$i_d = 0,5 | i_n | . \quad (1.3)$$

Напряжение на тиристорах в моменты токовых пауз равно половине разности между U_d и напряжением на конденсаторе $C_{\text{посл}}$, и для нормальной работы инвертора должно быть величиной отрицательной (интервал δ_1). Это время дается тиристорам инвертора на восстановление запирающих свойств, хотя это время состоит не только из интервала δ_1 , в него так же входит интервал δ_2 – время разряда конденсатора в момент проводимости следующей пары тиристоров, то есть $\delta = \delta_1 + \delta_2$ (см. рис. 1.3, е).

Параллельные АИР выполняются по схеме, изображенной на рис. 1.4, а. В ней индуктивность L_d и конденсатор C рассчитывают так, чтобы при отпирании тиристоров процесс перезаряда конденсатора так же, как и в последовательных АИР, имел колебательный характер и заканчивался в течение полупериода. В результате ток инвертора i_n и входной ток i_d получается прерывистым. Если паузы между окончанием протекания тока через одну пару тиристоров и моментом отпирания тиристоров следующей пары малы или равны нулю, то напряжение на нагрузке близко к синусоиде.

Отличия в работе параллельного АИР от последовательного видны на диаграммах, которые изображены на рис. 1.4, б-е. Здесь представлены следующие кривые: импульсы управления (б); кривая токов диагоналей моста (суммы токов коммутирующего конденсатора и нагрузки) (в); кривая напряжения на нагрузке (г); кривая напряжений на тиристорах VS1 и VS3 (д); кривая напряжения на индуктивности L_d (е). За счет частичного разряда емкости на нагрузку в моменты токовых пауз $t_2 - t_3$ тиристоров АИР, сдвиг фаз между напряжением нагрузки и током диагонали моста меньше 90 градусов и сильно зависит от параметров нагрузки. Параметры элементов инвертора подбираются так, чтобы напряжение u_n в течение всего интервала $t_2 - t_3$ превышало U_d , тем самым добиваются, чтобы напряжение на тиристорах VS1 и VS3 в течение всего данного интервала сохранялось отрицательным, то

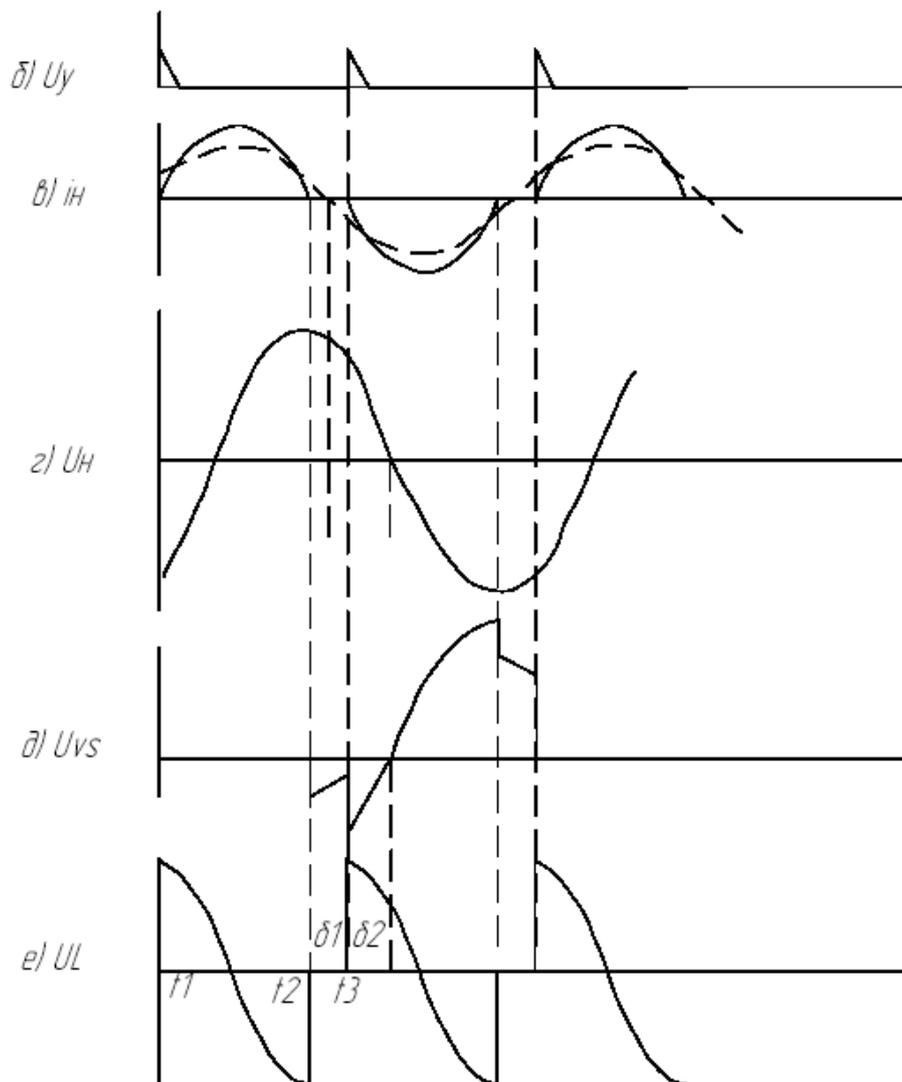
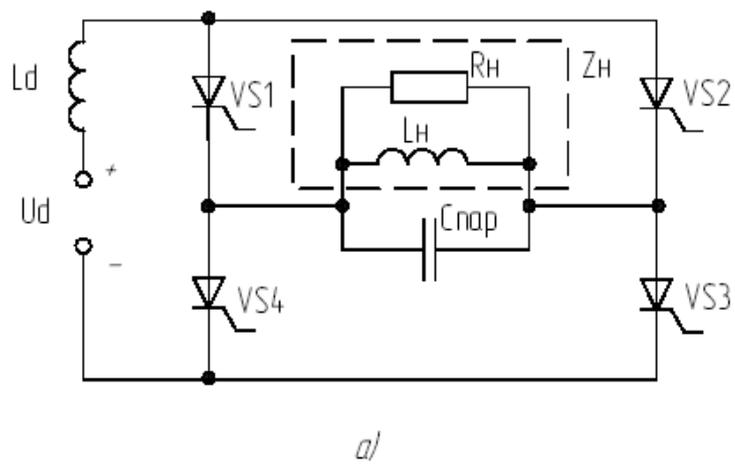


Рис. 1.4. - Принципиальная схема параллельного АИР и временные диаграммы его работы.

есть на интервале δ_1 напряжение не переходило ось t , в противном случае тиристорам будет предоставлено время на запираение не $\delta = \delta_1 + \delta_2$, а $t < \delta_1$, что приведет к срыву инвертирования. По сравнению с последовательным АИР параллельный позволяет без дополнительных устройств (трансформатора, автотрансформатора) получить более высокие напряжения на нагрузке при том же входном напряжении и той же частоте. Недостатком параллельного АИР является уменьшение угла запираения δ , поэтому для инвертора предпочтительнее является нагрузка с мало изменяющимися параметрами, иначе необходимо использовать частотное регулирование.

В рассмотренных ранее схемах АИР условия для запираения проводивших тиристоров создаются на этапах токовых пауз в кривой $i_n(t)$, с увеличением частоты относительная продолжительность токовых пауз возрастает и они занимают значительную часть периода кривой $i_n(t)$. С ростом частоты мощность, отдаваемая в нагрузку, уменьшается, а форма кривой $i_n(t)$ существенно отличается от синусоиды.

Резонансным инверторам свойственен недостаток, заключающийся в том, что напряжения на элементах схемы за счет эффекта «накопления» могут в несколько раз превышать напряжение питания. Одним из способов ограничения напряжения на элементах АИР является включение обратных или встречных диодов. Этот вариант схемы подходит и при формировании импульсов достаточно высокой частоты. При применении обычных схем соотношение между временем работы тиристора и временем восстановления его запирающих свойств резко уменьшается, что приводит к искажению выходных кривых тока и напряжения, а так же уменьшает коэффициент мощности устройства. Обратные диоды возвращают энергию, накопленную в конденсаторе на этапе проводимости тиристоров, в источник питания или другой накопитель энергии.

На рис. 1.5, а приведена наиболее простая схема одноячейковых АИР с закрытым входом, которая подобна схеме на рис. 1.1, а, дополнительно содержащая обратный диод. При наличии обратного диода VD1 конденсатор перезаряжается во время работы VS1 и VD1, а дозаряжается до $U_c = U_{\max}$ (рис. 1.5, б-д) во время токовой паузы индуктивности L.

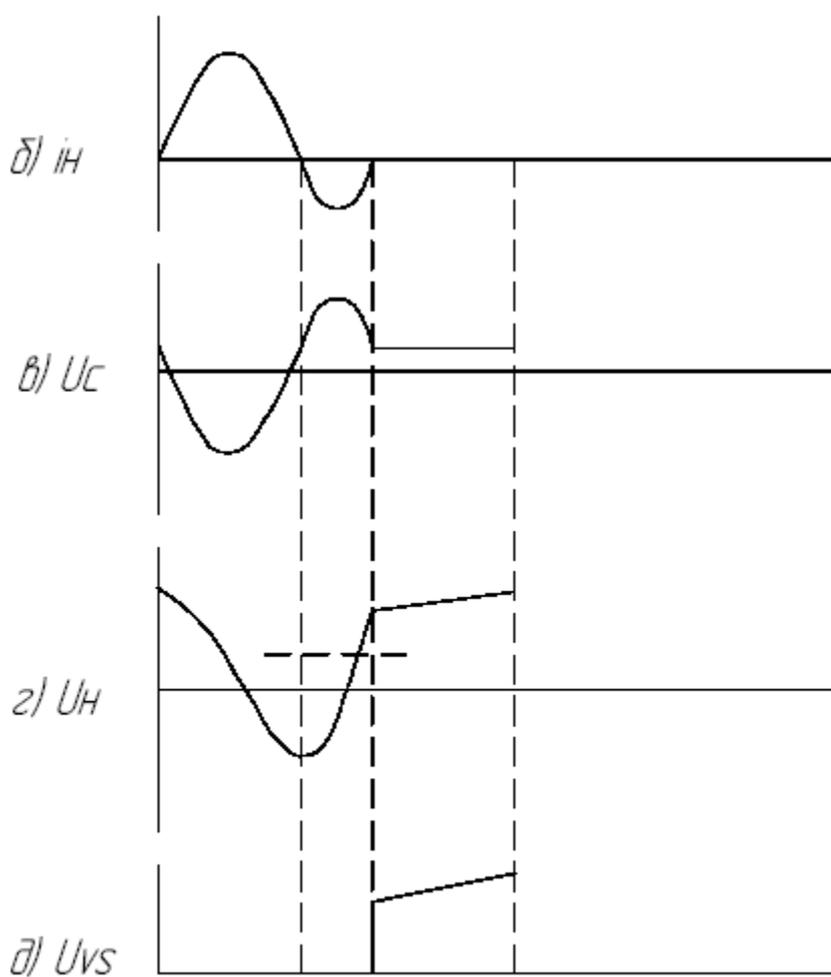
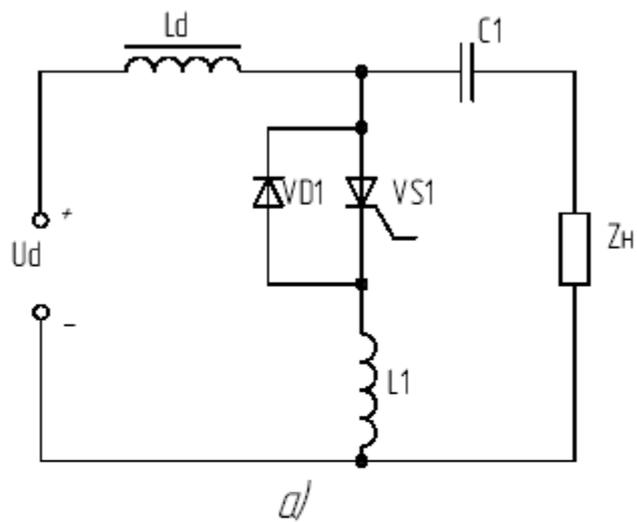


Рис. 1.5 - Принципиальная схема и временные диаграммы работы однофазного АИР с обратным диодом

Напряжение на тиристоре U_{VS1} в течение времени проводимости диода равно напряжению падения на открытом диоде и отрицательно для тиристора, поэтому угол запираения δ определяется углом проводимости VD1. При изменении сопротивления R_H угол запираения и амплитудное значение напряжения мало изменяются из-за слабого влияния на собственную частоту контура (при достаточно высокой добротности колебательного контура). Инвертор неработоспособен в режиме холостого хода, но работоспособен при $R_H \rightarrow 0$. Для получения близкого к синусоиде тока нагрузки нужно, чтобы $\omega = \omega_0$, при этом напряжение на конденсаторе и вентиле во много превышает напряжение источника.

Схема мостового последовательного АИР с обратными диодами приведена на рис. 1.6. Дроссель L вводят в схему при малой величине L_H , когда конденсатор $C_{пар}$ может отсутствовать, или при большой величине L_H , когда компенсирующий конденсатор $C_{пар}$ используется.

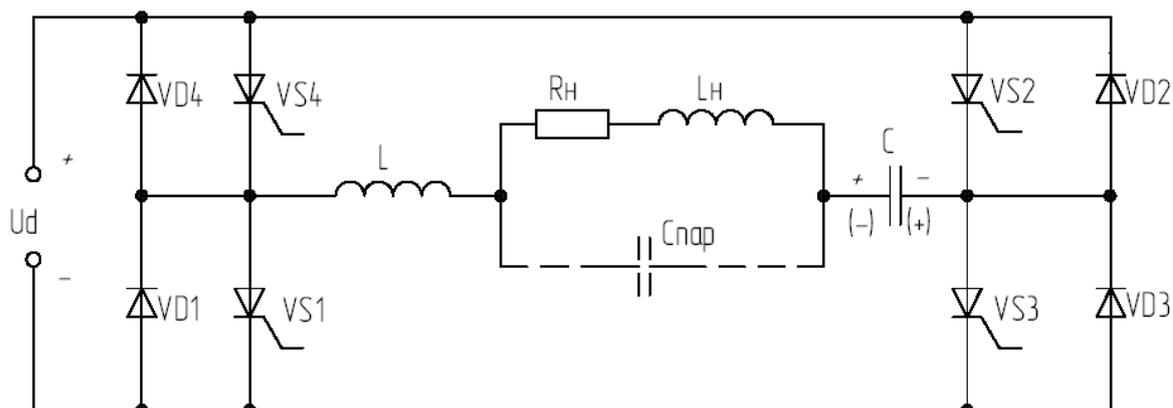


Рис. 1.6. - Принципиальная схема последовательного АИР с обратными диодами.

Особенность процессов, протекающих в схеме, заключается в том, что каждый такт отпираения накрест расположенных тиристоров сопровождается формированием двух полувольт кривой тока нагрузки. Первая полуволна обуславливается колебательным характером процесса перезарядки конденсатора от источника питания через открытые тиристоры, а вторая – процессом обратного перезаряда конденсатора через шунтирующие их обратные диоды. За время формирования второй полуволны тока нагрузки создаются условия для восстановления запирающих свойств проводивших

тиристоров: к тиристорам прикладывается обратное напряжение, равное падению напряжения на обратных диодах от протекания через них тока перезаряжающегося конденсатора (тока нагрузки).

В инверторе возможны два режима работы: прерывистого тока нагрузки и непрерывного тока. Временные диаграммы, характеризующие процессы в инверторе в режиме прерывистого тока в нагрузке, приведены на рис. 1.7, а-е.

Режиму прерывистого тока отвечает соотношение частот $f_0 > 2f$, где f_0 – собственная резонансная частота выходной цепи, а f – выходная частота инвертора. С отпиранием в момент времени t_0 тиристоров VS3, VS4 (рис. 1.7, а, б) создается контур колебательного перезаряда конденсатора С в цепи с источником питания, нагрузкой Z_n и дросселем L. В этой цепи на интервале $t_0 - t_1$ формируется полуволна тока i_n (рис. 1.7, б). К моменту времени t_1 ток i_n и токи тиристоров VS3, VS4 (рис. 1.7, г) уменьшаются до нуля. За счет наличия в цепи перезаряда источника питания напряжение на конденсаторе в момент времени t_1 (рис. 1.7, г) превышает напряжение U_d (полярность напряжения на конденсаторе без скобок). Вследствие этого с момента времени t_1 наступает второй полупериод колебательного (обратного) перезаряда конденсатора по цепи с диодами VD3, VD4. Процесс продолжается на интервале $t_1 - t_2$ (рис. 1.7, б), в течение которого энергия, накопленная в конденсаторе, отдается в цепь источника питания и нагрузки. К тиристорам VS3, VS4 (рис. 1.7, е) прикладывается обратное напряжение, равное падению напряжения на диодах VD3, VD4 ($0,8 - 1,2$ В) от протекания через них тока нагрузки (рис. 1.7, д). К моменту времени t_2 ток i_n уменьшается до нуля, диоды VD3, VD4 закрываются. Напряжение на конденсаторе снижается до уровня $U_c < U_d$ (рис. 1.7, в) и остается неизменным до отпирания очередной пары тиристоров. На интервале $t_2 - t_3$ ток $i_n = 0$ (рис. 1.7, б) и к тиристорам VS3, VS4 прикладывается напряжение в прямом направлении, равное полуразности напряжений источника питания и конденсатора (рис. 1.7, е).

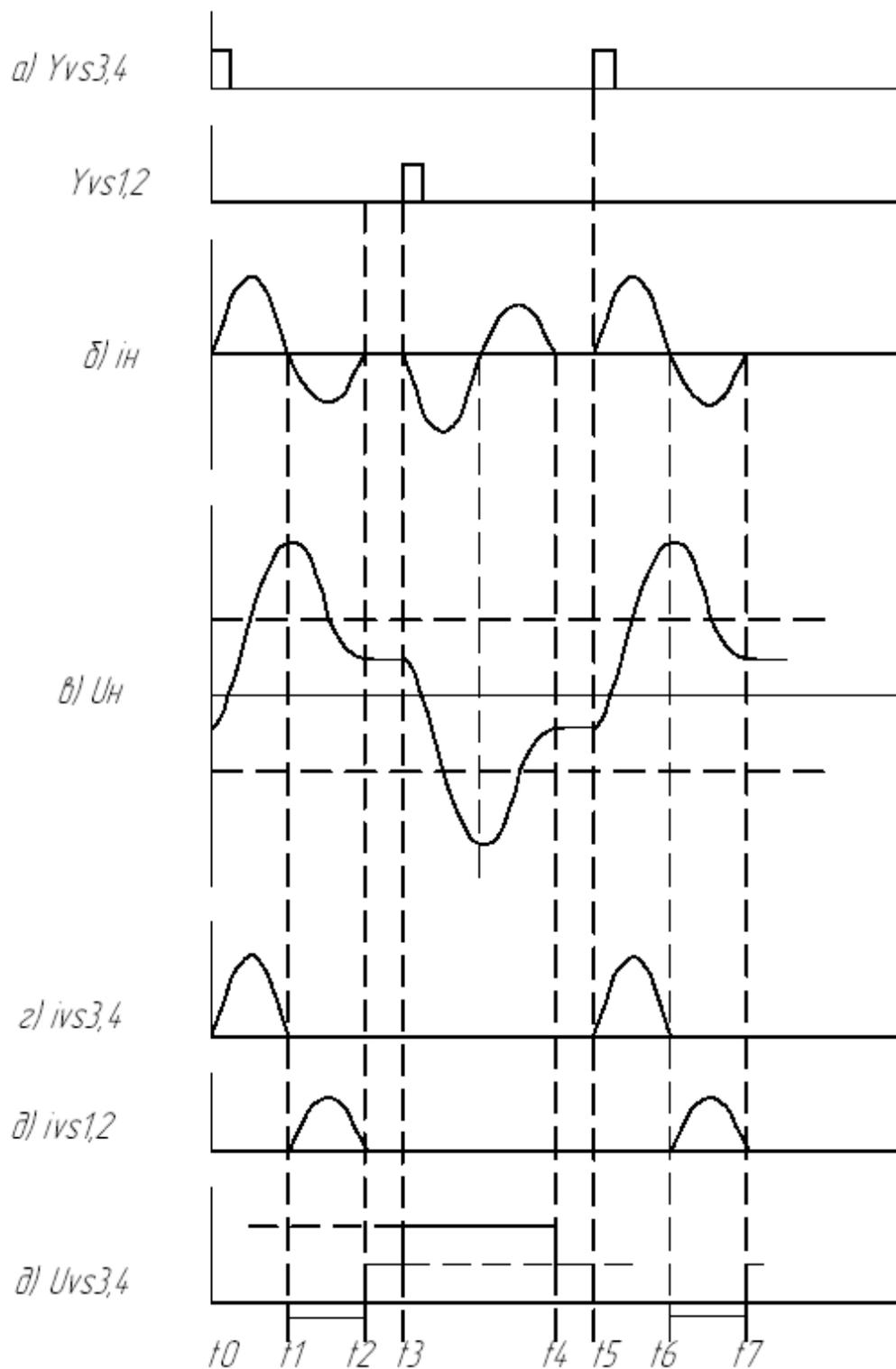


Рис. 1.7. - Временные диаграммы работы последовательного АИР с обратными диодами в режиме прерывистого тока нагрузки.

В момент времени t_3 отпираются тиристоры VS1, VS2 и происходят аналогичные процессы перезаряда конденсатора: на интервале $t_3 - t_4$ – с проводящими тиристорами VS1, VS2, на интервале $t_4 - t_5$ – с проводящими диодами VD1, VD2. При этом к тиристорам VS3, VS4 прикладывается напряжение U_d в прямом направлении. Далее процессы в схеме повторяются.

Временные диаграммы, характеризующие процессы в инверторе в режиме непрерывного тока нагрузки, приведены на рис. 1.8, а-е. Режиму непрерывного тока соответствует соотношение собственной резонансной частоты выходной цепи и частоты следования управляющих импульсов, при котором $f_0 < 2f$ или $T_0 > T/2$. Очередное отпирание тиристоров осуществляется здесь до завершения перезаряда конденсатора в цепи с обратными диодами, в связи с чем кривые тока нагрузки и напряжения на конденсаторе приближаются по форме к синусоиде (рис. 1.8, а-в). Необходимое условие для запираания тиристоров по окончании их интервала проводимости создаются в процессе формирования кривой тока нагрузки, когда проводят ток обратные диоды (рис. 1.8, б, д, е).

Благодаря близкой к синусоиде форме кривой тока $i_n(t)$, а также лучшему использованию тиристоров по току режим непрерывного тока нагрузки нашел преимущественное применение на практике.

Существуют различные модификации АИР с диодами обратного тока, например, на рис. 1.9 изображен АИР, у которого в диагональ моста включена активно-индуктивная нагрузка и параллельно ей последовательный колебательный контур L_k - C_k . В таком инверторе в режиме непрерывного тока тиристоров напряжение имеет прямоугольную форму. Ввиду стабильности выходного напряжения этот инвертор рекомендуется применять в электротермических установках с повышенными требованиями. Так же этот инвертор удобно использовать в «трансформаторе постоянного тока», состоящем из инвертора и выпрямителя. Благодаря прямоугольной форме выходного напряжения инвертора требования к фильтру на выходе выпрямителя «трансформатора постоянного тока» заметно облегчаются.

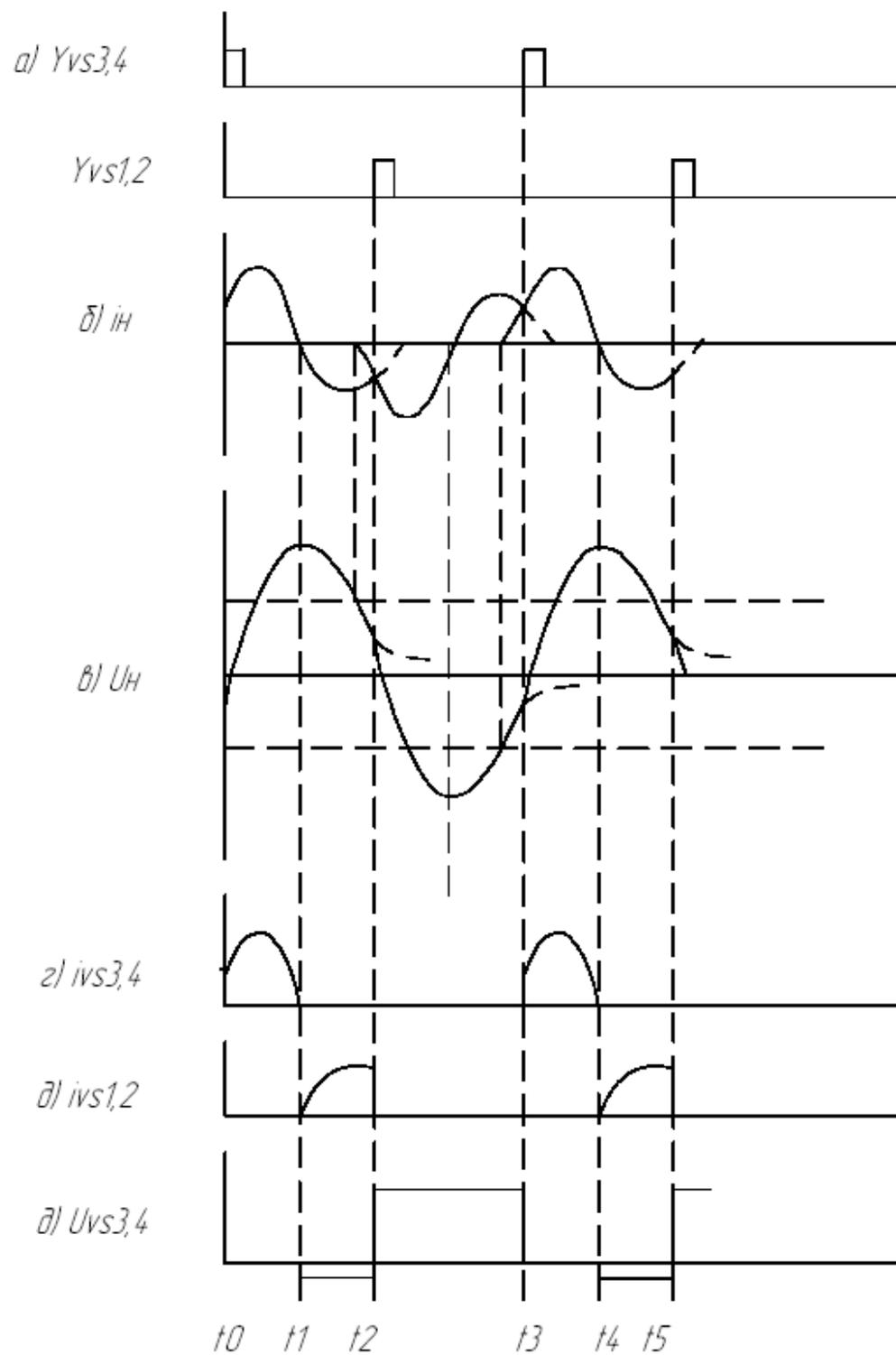


Рис. 1.8. - Временные диаграммы работы последовательного АИР с обратными диодами в режиме непрерывного тока нагрузки.

Основным преимуществом инверторов с открытым входом и диодами встречного тока является малое по сравнению с другими инверторами напряжение на тиристорах, которое в мостовой схеме не может превышать напряжения источника питания U_d . Однако по сравнению с бездиодными инверторами в АИР с обратными диодами наблюдается высокая скорость нарастания анодного напряжения и в режиме непрерывного тока высокая скорость нарастания тока.

Ограничение в использовании резонансных инверторов по частоте обусловлено увеличением потерь в тиристорах при их переключениях, а также конечным временем выключения тиристоров. Одним из эффективных путей повышения рабочей частоты является работа инвертора в режиме, когда за период подачи управляющих импульсов получается двойная частота тока нагрузки. Такой режим работы характерен для АИР с удвоением частоты.

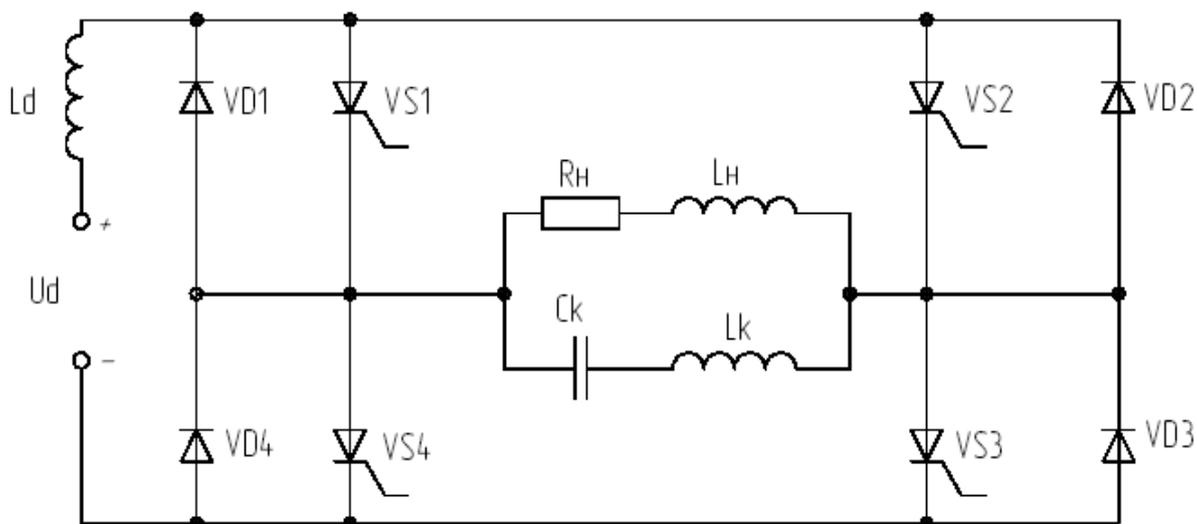
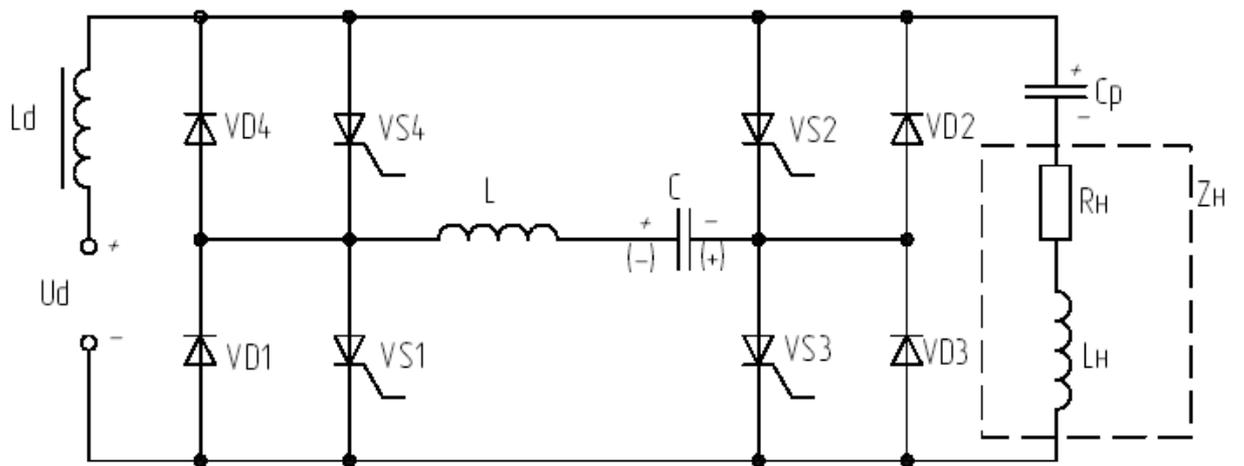


Рис. 1.9 - Принципиальная схема параллельного АИР с обратными диодами.

Схема инвертора с удвоением частоты приведена на рис. 1.10а. В нее входит инверторный мост на тиристорах VS1 – VS4 и диодах VD1 – VD4 с конденсатором С и дросселем L, включенным в диагонали моста. Активно-индуктивная нагрузка Z_n подключена параллельно другой диагонали инверторного моста через разделительный конденсатор C_p . Емкости конденсаторов С и C_p равны (хотя иногда принимают $C > C_p$). В цепи постоянного тока инвертора расположен сглаживающий дроссель L_d , индуктивность которого превышает индуктивности L и L_n . Процессы в схеме поясняют временные диаграммы, приведенные на рис. 1.10, б-д. Работа схемы основана на поочередном отпирании накрест лежащих тиристоров VS1, VS2 и VS3, VS4 и подключении ими конденсатора С и дросселя L параллельно выходной цепи инвертора. Ток в нагрузке i_n (рис. 1.10, д) представляет собой разность тока источника питания i_d и тока перезаряда конденсаторов С и C_p в контуре с открытыми тиристорами инвертора.

Первый этап работы (интервал $t_0 - t_1$) сопровождается протеканием тока колебательного контура через тиристоры VS1, VS2 (рис. 1.10, в), на втором, после изменения направления тока i_n , – через шунтирующие их диоды VD1, VD2. Ввиду отдачи энергии конденсаторов в цепь нагрузки процесс перезаряда носит затухающий характер. Этим объясняется уменьшение амплитуды тока i_n на этапе его протекания через обратные диоды. На интервале $t_1 - t_2$ создаются условия, необходимые для запираания ранее проводивших тиристоров VS1, VS2. К ним прикладывается обратное напряжение, равное падению напряжения на диодах VD1, VD2. На интервале $t_2 - t_3$ (рис. 1.10, в) тиристоры инвертора заперты. Ток нагрузки на этом интервале определяется током i_d заряда конденсатора C_p (рис. 1.10, д).

С момента времени t_3 формирование очередной полуволны тока i_n обусловлено отпиранием тиристоров VS3, VS4 и связано с аналогичным процессом перезаряда конденсаторов С и C_p . Полярность напряжения на конденсаторе С перед перезарядом указана на рис. 1.10, а в скобках. В дальнейшем процессы в схеме повторяются. Рассмотренный режим работы



a)

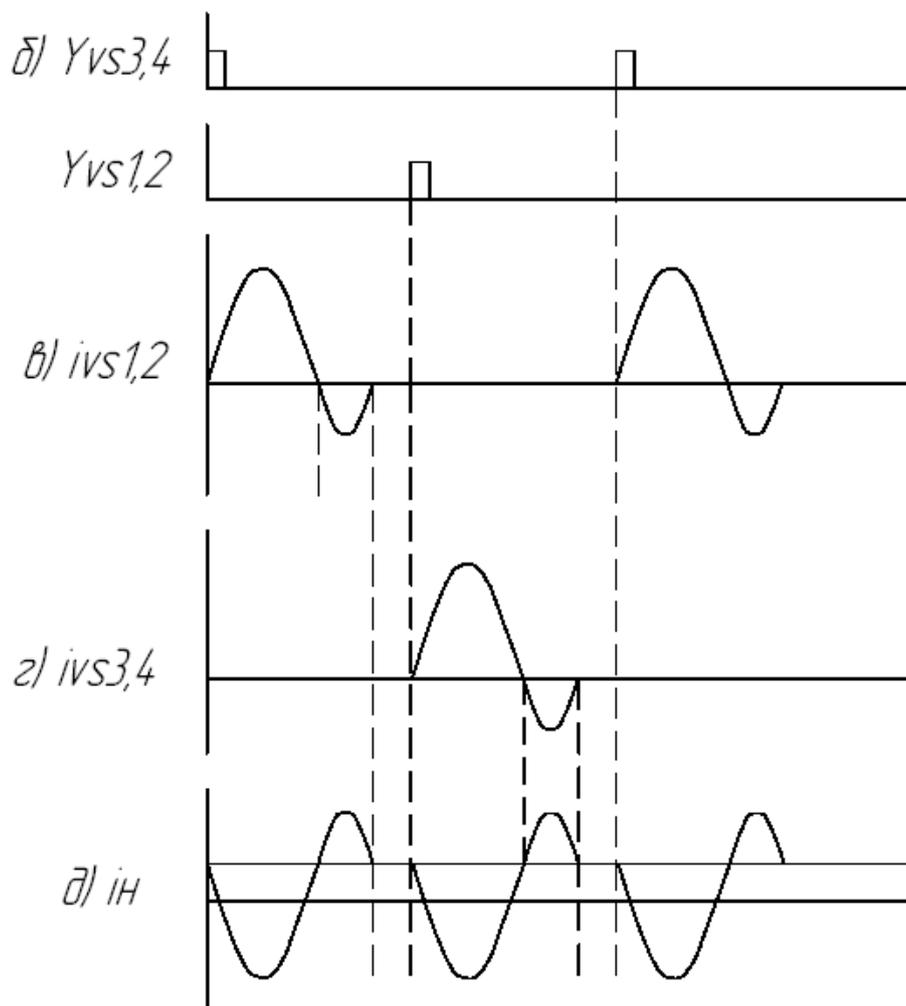


Рис.1.10 - Принципиальная схема временные диаграммы работы АИР с удвоением частоты.

инвертора характеризуется наличием интервалов паузы t_{π} (рис. 1.10, д) в токе контура С-L.

Для приближения к синусоиде кривой тока i_{π} элементы контура подбирают с таким расчетом, чтобы $t_{\pi} = 0$. К недостаткам схемы следует отнести то, что обратное напряжение на тиристорах в этапы восстановления мало (единицы вольт).

Для создания импульсов тока могут быть применены ГИТ, изначально предназначенные для других устройств.

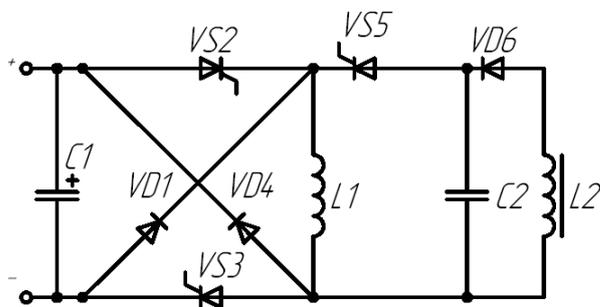
Например, ГИТ от системы питания импульсного двигателя [6] (рис. 1.11) или его модификация с форсированным возбуждением и гашением электромагнитного поля (рис.1.12).

В патентах Ивашина В.В. и Чернявского Н.И. [28, 29] описаны схемы ГИТ (рис. 1.13).

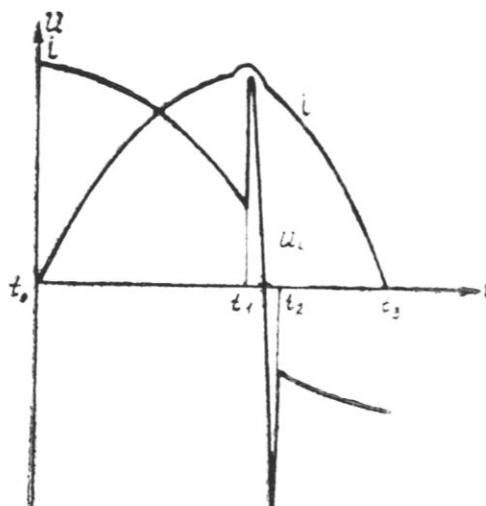
В патенте [30] – схема рис.1.14.

В работе [31] применена импульсная система питания индукционно-динамического вибратора (рис.1.15). В работе Кушнарера В.В. применена схема рис. 1.16.

Создание импульсов тока возможно так же при помощи схемы рис. 1.17.



а) система питания импульсного двигателя



б) осциллограммы напряжения на обмотке индуктора и напряжения в ней

Рис. 1.11. - ГИТ импульсного двигателя

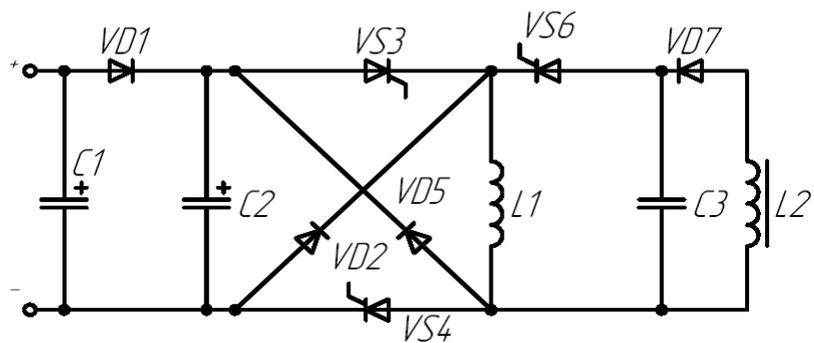
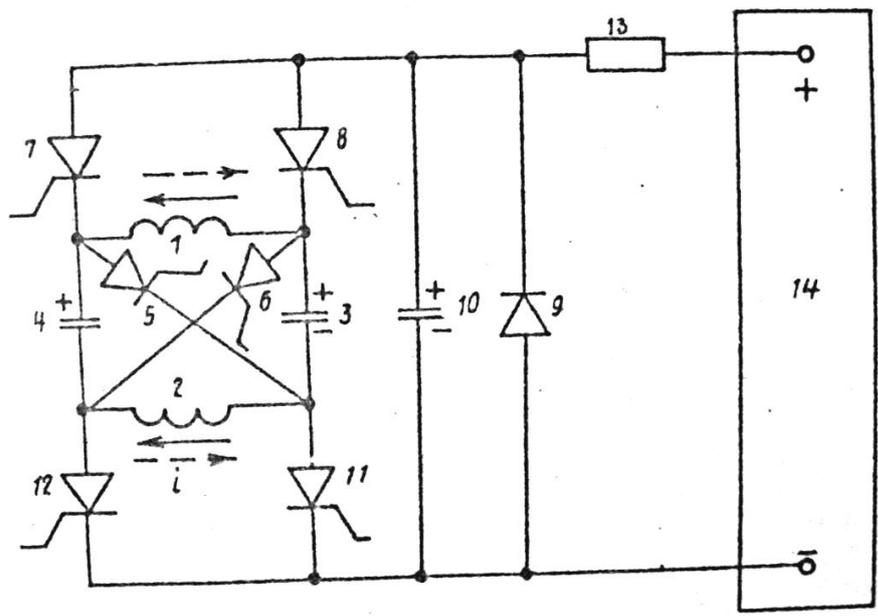
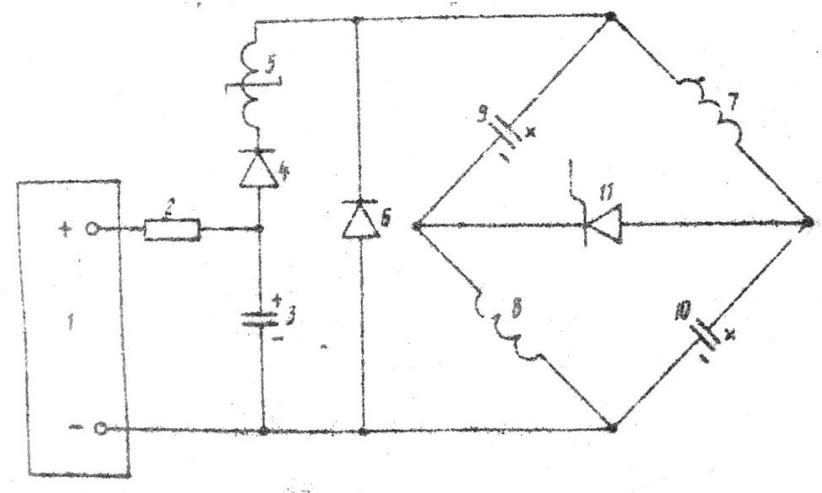


Рис. 1.12. - ГИТ импульсного двигателя с форсированным возбуждением и гашением электромагнитного поля

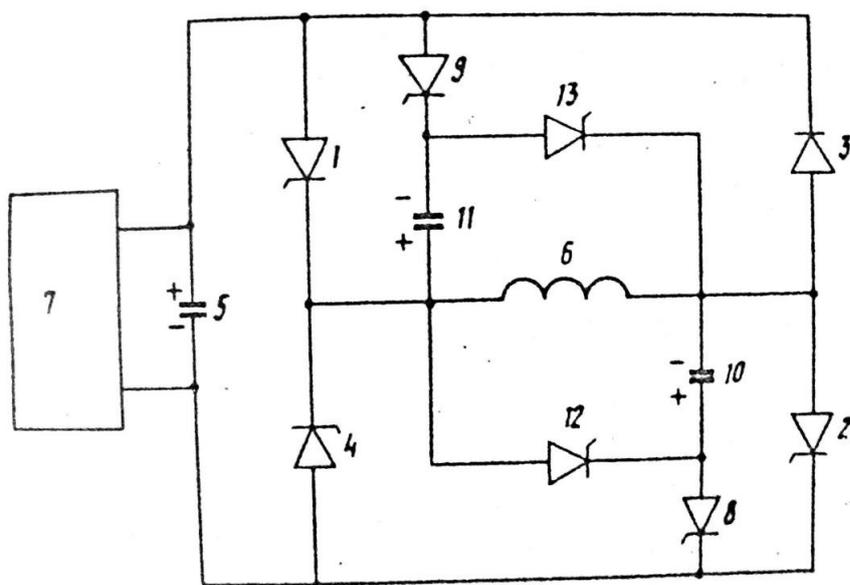


a)

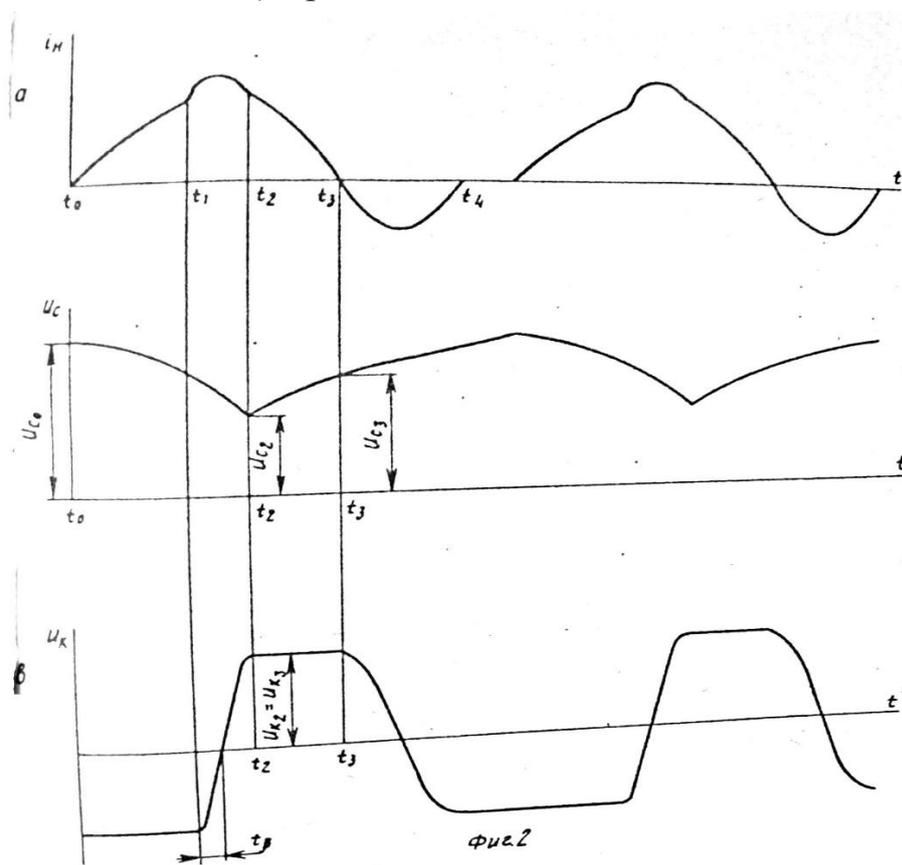


б)

Рис.1.13. - Генераторы импульсов тока



а) Принципиальная схема



б) Временные диаграммы

Рис.1.14. - Генератор импульсов тока

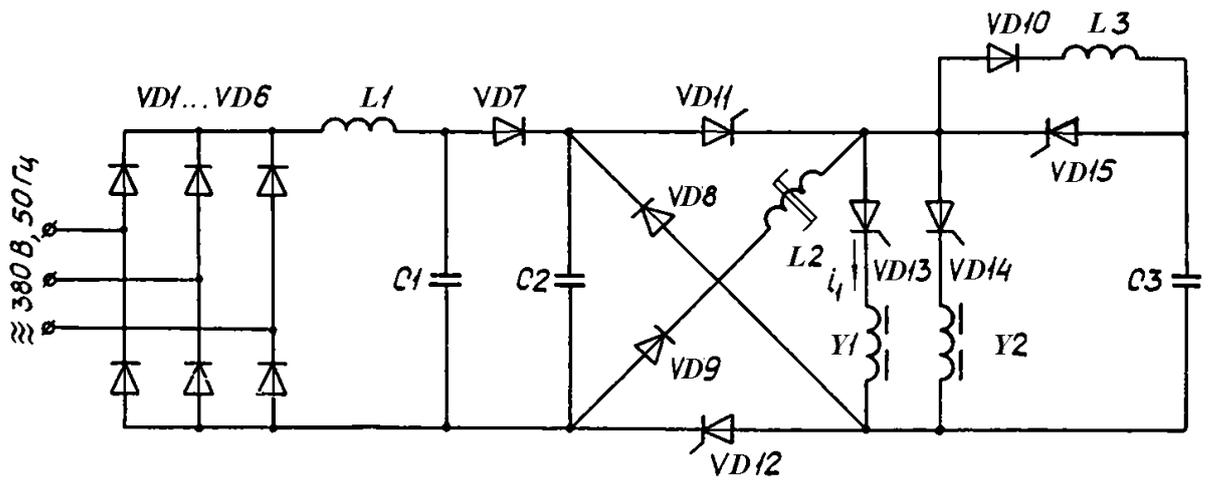


Рис.1.15. - Импульсная система питания индукционно-динамического вибратора.

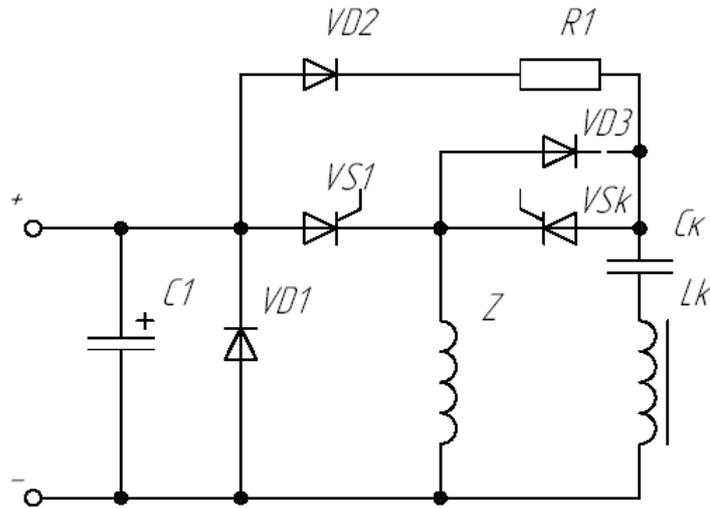


Рис. 1.16 - Генератор импульсов тока.

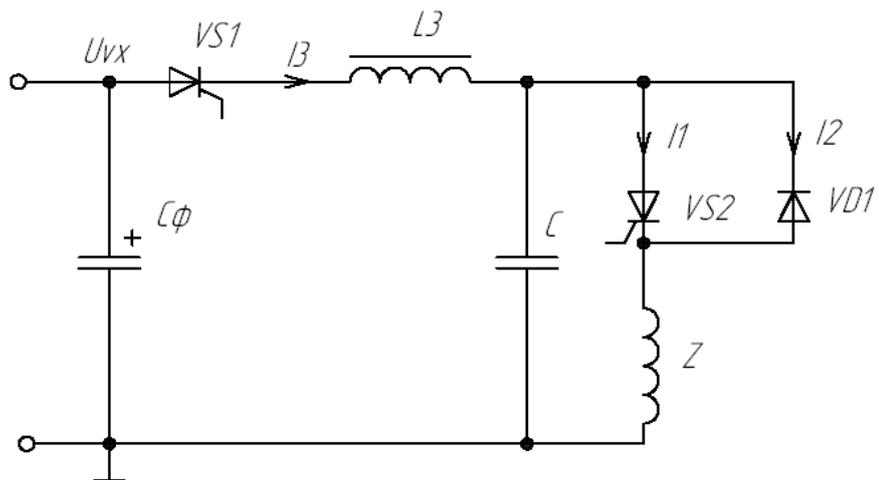


Рис. 1.17 - Генератор импульсов тока.

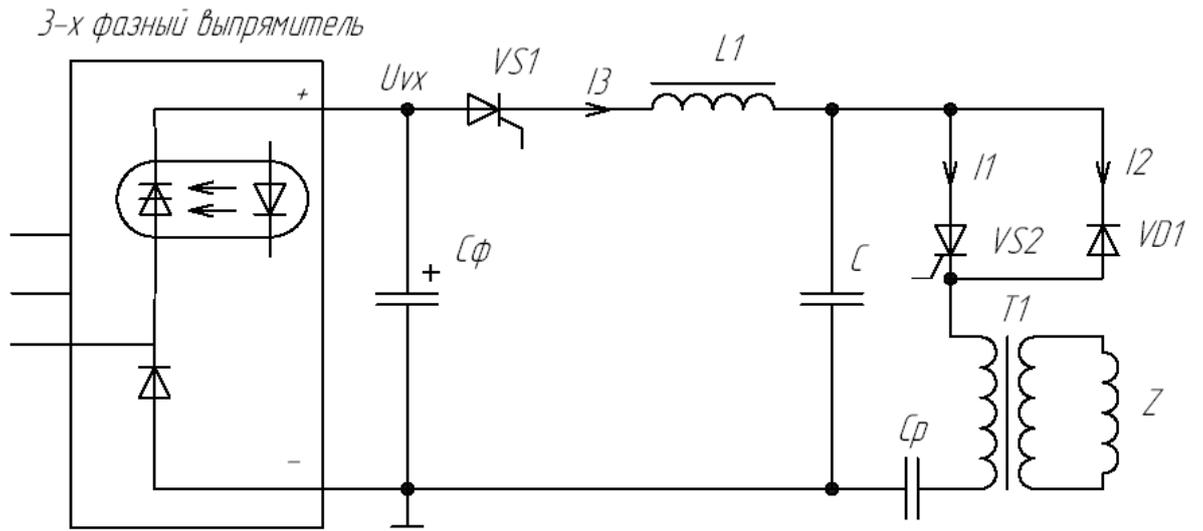
2. Выбор и описание схемы ГИТ

Генератор импульсов токов предназначен для формирования импульсов тока в индукторе, приводящих к индукционному нагреву заготовки. Наиболее подходящий из рассмотренных в главе 1 схем была признана схема ГИТ построенная по рис.1.17 и изображенная на рис.2.1. Ее отличительной особенностью является удобство управления тиристорами (необходимо поочередно формировать управляющие импульсы на два тиристора).

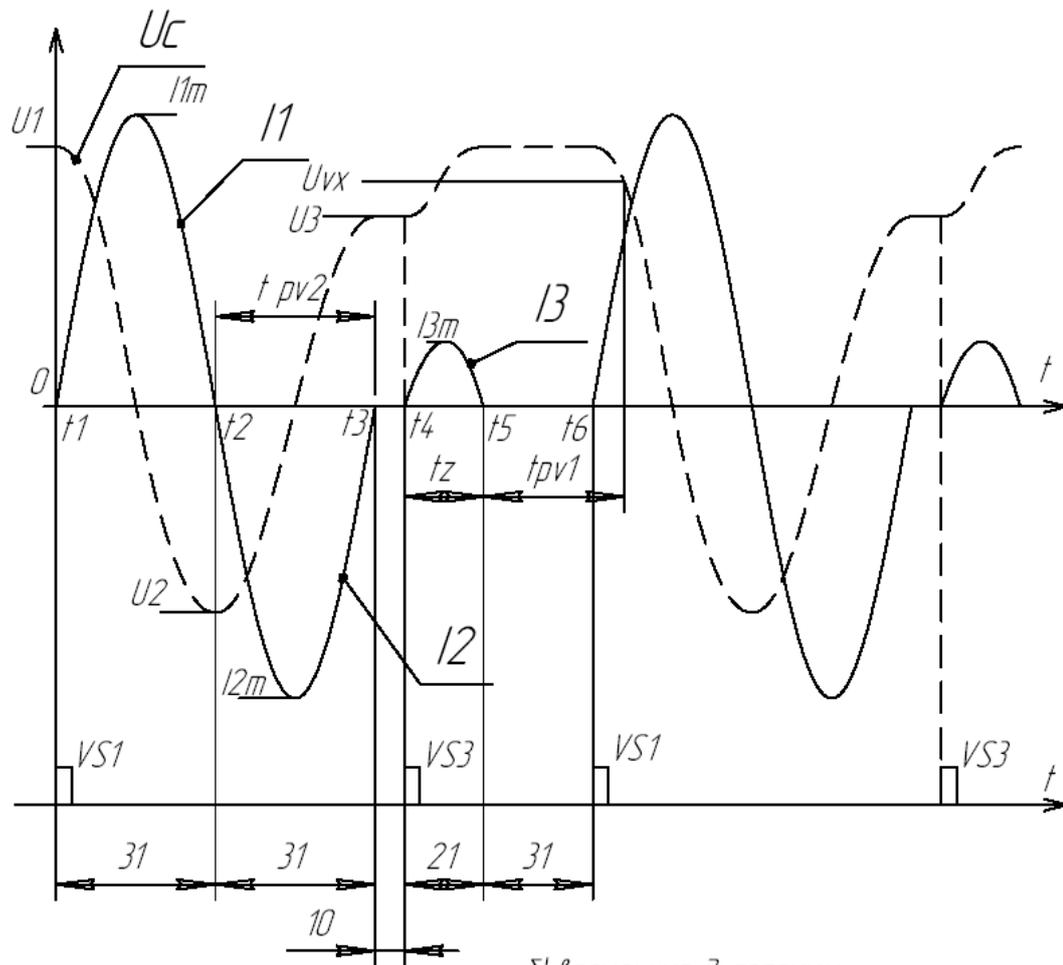
Формирование импульсов тока в индукторе производится за счет разряда на него предварительно заряженного конденсатора C . Наиболее простой вариант системы перезаряда предполагает наличие тиристора и диода включенных между собой встречно-параллельно. Для восполнения порции электрической энергии, уходящей в индуктор и на потери при перезаряде конденсатора, необходима система заряда емкостного накопителя. Она должна преобразовывать сетевое напряжение переменного тока в постоянное напряжение нужного уровня для заряда емкостного накопителя C_f . В тактах работы систем заряда должна восполнять потери энергии заряда конденсатора. В качестве системы заряд выбрали трехфазный управляемый выпрямитель, работа которого предполагается в неуправляемом режиме, т.е. с нулевым углом управления. Функцией такого выпрямителя будет обеспечение дополнительной защиты преобразователя в аварийных ситуациях. При возникновении такой ситуации будут убраны импульсы управления с тиристоров выпрямителя и он отключит систему от сети.

Как это будет показано в главе 3, для гальвано развязки и согласования ГИТ и нагрузки (индуктора) необходимо применение согласующего трансформатора $T1$. Для устранения возможной постоянной составляющей тока первичной обмотки трансформатора $T1$ использовали разделительную емкость C_p , емкость которого много больше емкости C и поэтому он не влияет на переменную составляющую тока.

Временные диаграммы токов обмоток, напряжения конденсатора C и импульсов управления тиристорами силовой схемы представлены на рис.2.1б.



а) электрическая принципиальная схема



б) временные диаграммы

Рис. 2.1 - Генератор импульсов тока.

Токи I_1 и I_2 трансформируются в индуктор, вызывая нагрев заготовки, а зарядный ток I_3 восполняет потери в конденсаторе C .

Предположим, что до момента времени t_1 все тиристоры закрыты, конденсатор C_3 заряжен до определенного значения U_1 (см. рис.2.1б). В момент времени t_1 подается управляющий импульс на тиристор VS_1 . При этом начинает протекать ток I_1 по цепи: $C - VS_2 - T_1 - C_p - C$. Этот процесс носит колебательный характер, в результате чего конденсатор C перезаряжается до напряжения обратной полярности и величины U_2 , меньшей чем U_1 . Процесс перезаряда C заканчивается в момент времени t_2 , когда ток I_1 достигает нулевого значения и тиристор VS_2 закрывается. На восстановление запирающих свойств тиристорам отводится интервал времени t_{PV2} .

В момент времени t_2 открывается диод VD_1 и начинает протекать ток i_2 по цепи: $C - VD_1 - T_1 - C_p - C$. Конденсатор C перезаряжается до напряжения прямой полярности и величины U_3 , меньшей, чем U_2 . Процесс перезаряда конденсатора заканчивается в момент времени t_3 , когда ток I_2 достигает нулевого значения и диод закрывается. В процессе прохождения тока по индуктору теряется часть энергии конденсатора C , из-за чего уровень напряжения U_3 меньше U_1 . Для компенсации этих потерь в момент t_4 подается управляющий импульс на зарядный тиристор VS_1 , и I_3 протекает по цепи: $C_f - VS_1 - L_1 - C - C_f$. Фильтрующий конденсатор C_f необходим для зарядки конденсатора C . Конденсатор C дозаряжается от значения U_3 до первоначального значения U_1 . Благодаря зарядному дросселю L_1 процесс дозаряда имеет колебательный характер, по окончании которого напряжение на конденсаторе C_3 превышает напряжение емкостного накопителя C_f и к тиристорам VS_1 прикладывается обратное напряжение, определяемое их разностью. При этом тиристор VS_1 закрывается и восстанавливает запирающие свойства с момента времени t_5 в течении интервала времени t_{PV1} . Начиная с момента t_6 все процессы в схеме повторяются.

Временные интервалы, обозначены в мкс снизу рис.2.1б соответствуют работе схемы на наибольшей частоте 8 кГц.

3 Математическое моделирование и расчет характеристик ГИТ

3.1 Математическое моделирование ГИТ

Используя современные математические пакеты предназначенные специально для расчета электронных схем, можно достаточно точно описывать процессы происходящие в исследуемой схеме и получать и анализировать их характеристики. К числу наиболее известных таких пакетов можно отнести Microcap, WinBench, Matlab. Все они обладают разными возможностями по обработке результатов, сложности математической модели используемых элементов рассчитываемых схем и быстродействием обсчета схем.

Для расчета представленной системы ГИТ будем использовать находящуюся в нашем распоряжении систему MatLab. Вообще говоря, эта система представляет грандиозный по своим вычислительным масштабам и возможностям систему, позволяющую не только моделировать, но и в режиме реального времени управлять автоматическими системами разного типа. Для расчета (моделирования) схем используем входящий в ее состав пакет динамического моделирования Simulink.

Расчет электрической схемы в этом пакете сводится к следующим основным операциям:

- описание (подготовка) принципиальной схемы из элементов содержащихся в библиотеке;
- описание (если необходимо) вычислительных блоков для получения дополнительных выходных величин (например, среднего, действующего значений) ;
- определение выходных величин необходимых для дальнейшей обработки.

По принципиальной схеме ГИТ была составлена расчетная цепь в пакете Simulink приведенная на рисунке 3.1.

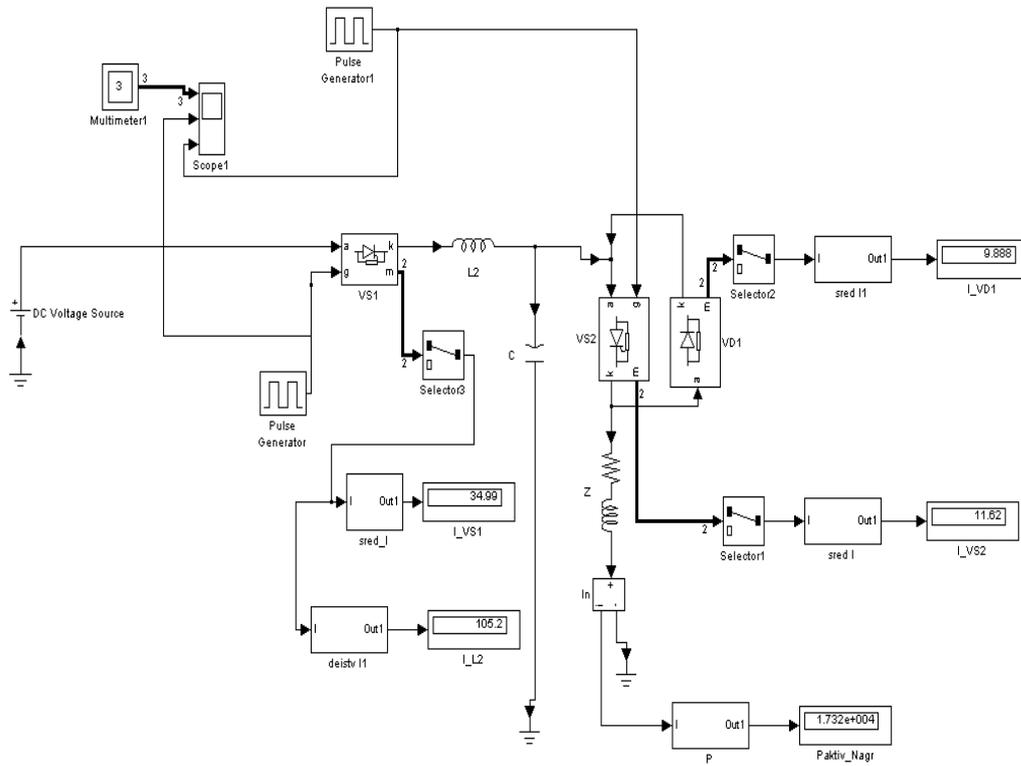


Рис. 3.1. - Расчетная цепь ГИТ.

Основные элементы этой модели имеют следующие параметры:

1. Входной источник постоянного напряжения равное 514В, соответствующее среднему напряжению на выходе трехфазного мостового выпрямителя.
2. Подкачивающая входная индуктивность – индуктивность 2,86 мкГн.
3. Входной тиристор – пороговое напряжение 1 В, динамическое сопротивление 1у-3 Ом, время выключения 12 мкс, ток удержания 0,1А.
4. Емкость колебательного контура 14,17 мкФ
5. Обратный диод – пороговое напряжение 0,7 В, динамическое сопротивление 1е-3 Ом.
6. Тиристор нагрузки – пороговое напряжение 1 В, динамическое сопротивление 1е-3 Ом, время выключения 20 мкс и ток удержания 0,1 А.
7. Индуктор - активное сопротивление и индуктивность. Параметры этого элемента необходимо получить в результате расчета индуктора (см. 3.2.).
8. Генераторы импульсов управления – частота коммутации Гц (задается при моделировании в зависимости от режима), задержка подачи импульсов на входной тиристор 51мкс .

Параметры приведенных элементов выбирались исходя из дальнейших, приведенных в данном разделе оценок и расчетов.

Для определения параметров по которым необходимо выбирать тиристоры, диод, дроссели в расчетную схему введены подсистемы, позволяющие определять средние и действующие значения токов соответствующих цепей. Внутренне содержание этих блоков приведены на рисунке 3.2 и 3.3. Они по известным формулам, например, для среднего значения, которое вычисляется :

$$i = 1/t \int_0^t i(t) dt$$

в два этапа подсчитывает, сначала интегральное значение тока $i(t)$, затем производит деление его на текущее значение времени t подсчета, аналогично для действующего значения подсчитывается интеграл квадрата тока и после деления на текущее время производится извлечение корня.

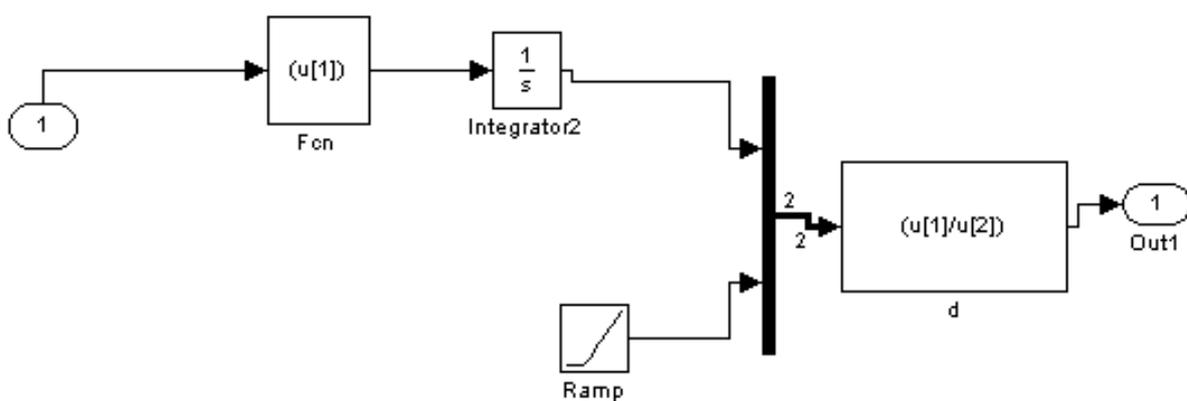


Рис. 3.2. - Расчетная цепь подсистемы вычисления среднего значения тока.

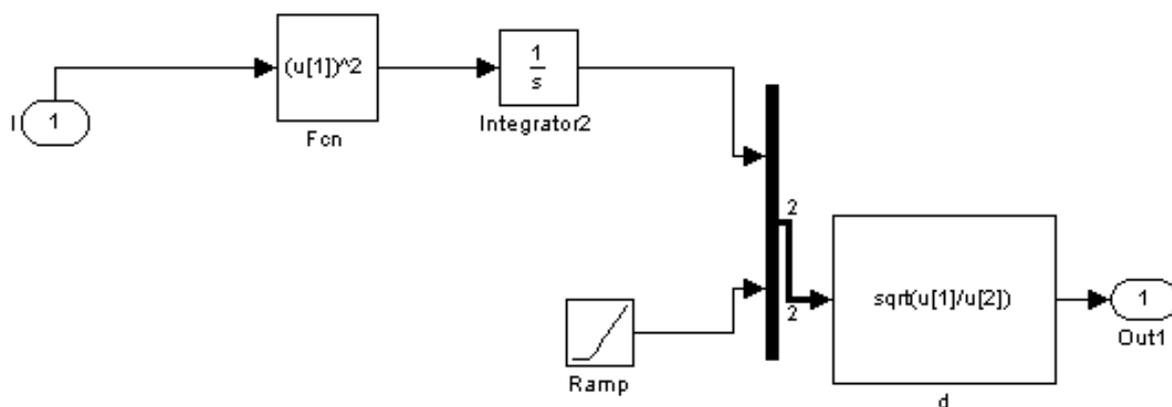


Рис. 3.3. - Расчетная цепь подсистемы вычисления действующего значения тока.

Выходные величины, подсчитанные после моделирования процессов схемы, передаются либо на виртуальные осциллографы, позволяющие анализировать выходные величины во времени, либо на индикаторы выходной величины, что относится к средним и действующим значениям, по которым в числовом виде считываются данные значения.

Моделирование схемы ГИТ невозможно без численных значений электрических параметров: индуктивности и активного сопротивления индуктора в процессе нагрева. Поскольку по техническому заданию эти величины не были предоставлены, а задана лишь средняя мощность выделяемая в заготовке и максимальная частота напряжения (тока) в нагрузке, то некоторые величины для расчета индуктора необходимо доопределить самостоятельно в пункте 3.2.

3.2 Расчет индуктора

3.2.1 Исходными данными для расчета индуктора обычно служат: форма заготовки и ее параметры. Поскольку она не задана, то выбираем ее цилиндрической формы, т.к. для этого случая методики расчета нагрева хорошо известны [32].

Заготовка описывается двумя геометрическими параметрами: диаметр D_2 , длина a_2 . Существенным является еще один параметр - вид нагрева поверхностный или глубинный. Полагаем, что заготовка подвергается глубинному нагреву для дальнейшей пластической деформации (штамповке).

Весь цикл нагрева заготовки в индукторе можно разбить на четыре этапа :

1. Холодный режим-начало нагрева; заготовка полностью ферромагнитна, удельное сопротивление равно исходному и постоянно по всему сечению. Магнитная проницаемость в любой точке сечения определяется кривой намагничивания.

2. Первый промежуточный режим; температура поверхности $650-700^{\circ}\text{C}$, заготовка ферромагнитна, удельное сопротивление $6 \cdot 10^{-7}$ Ом·м. Эта стадия нагрева отличается от первой зависимостью удельного сопротивления от координаты в различных точках сечения нагреваемого объекта, т.к. функцией координаты является температура. По результатам ряда расчетов, а также экспериментальным данным этот режим соответствует времени нагрева $t \approx 0,12 t_k$, где t_k - полное время нагрева.

3. Второй промежуточный режим, соответствующий прогреву заготовки на глубину $x_k=0,5\Delta_k$, где Δ_k -глубина проникновения тока и наступает в момент $t\approx t_k\cdot 0,22$.

4. Горячий режим, при котором $x_k>\Delta_k$, который достигается в момент времени $t\approx t_k\cdot 0,3$ и продолжается до окончания нагрева. Поверхностный слой толщины x_k прогрет выше точки магнитных превращений. Остальное сечение имеет более низкую температуру, постепенно спадающую по мере удаления то поверхности к оси. Переменными являются удельное сопротивление и магнитная проницаемость, причем последняя изменяется почти скачком на границе слоя толщиной x_k .

Как показывает опыт, в режиме с постоянным действующим напряжением на заготовке в процессе нагрева, обычно принимающимся при сквозном нагреве отношение мощности в горячем режиме $P_{2г}$ к средней, за весь цикл нагрева мощности $P_{2ср}$ колеблется в узких пределах и составляет примерно 0,72. Поэтому приняв по техническому заданию мощность равную средней за весь цикл нагрева можно сразу рассчитать мощность в горячем режиме, режиме наиболее продолжительном по времени нагрева, чем остальные.

3.2.2 Определение электрических параметров индуктора.

Предварительно определим параметры нагрева заготовки и затем произведем последовательно расчет горячего, холодного и промежуточного режимов.

Поскольку параметры заготовки неизвестны заранее произведем расчет, таким образом, чтобы в конце расчета горячего режима получить среднюю мощность равную 10кВт. При этом надо также учитывать, что на частоте технического задания 8кГц – максимальной частоте нагрев оставался сквозным, а не поверхностным.

Проделав заранее этот расчет нашли параметры заготовки:

$a_2=60\text{мм}$, $D_2=30\text{мм}$.

Диапазон рекомендуемых частот для сквозного нагрева:

$f>3/D_2^2$, т.е. $f>3333$ Гц, сверху ограничивается $f<9/D_2^2$, т.е. $f<10000$ Гц.

3.2.2.1 Масса заготовки

$$G = \frac{\pi \cdot D_2^2}{4} a_2 \gamma = \frac{\pi \cdot (30 \cdot 10^{-3})^2}{4} 60 \cdot 10^{-3} \cdot 7800 = 0,33 \text{ кг}, \quad (3.1)$$

где γ -плотность стали (7800 кг/м³).

3.2.2.2 Горячая глубина проникновения тока

$$\Delta_k = \frac{0,5}{\sqrt{f}} = \frac{0,5}{\sqrt{8000}} = 0,00559 \text{ м} \quad (3.2)$$

3.2.2.3 Расчетная глубина проникновения

$$\xi = \Delta_k = 0,00559 \text{ м.} \quad (3.3)$$

3.2.2.4 Расчетный диаметр заготовки

$$D_2' = D_2 - \xi = 30 \cdot 10^{-3} - 5,59 \cdot 10^{-3} = 24 \cdot 10^{-3} \text{ м.} \quad (3.4)$$

3.2.2.5 Время нагрева [32, стр.44]

$$t_k \approx 5,9 \cdot 10^4 \cdot D_2'^2 = 3,7 \cdot 10^4 \cdot (24 \cdot 10^{-3})^2 = 35 \text{ с.} \quad (3.5)$$

3.2.2.6 Полезная мощность

$$P_T = 8,4 \cdot 10^5 \cdot G / t_k = 8,4 \cdot 10^5 \cdot 0,331 / 35 = 7,9 \text{ кВт.} \quad (3.6)$$

3.2.2.7 Удельная полезная мощность

$$P_0 = \frac{P_T}{\pi \cdot D_2 \cdot a_2} = \frac{7900}{\pi \cdot 30 \cdot 10^{-3} \cdot 60 \cdot 10^{-3}} = 1,398 \cdot 10^6 \text{ Вт/м}^2. \quad (3.7)$$

3.2.2.8 Диаметр индуктора

$$D_1 = (1,5-2,5)D_2 = 1,430 \cdot 10^{-3} = 0,042 \text{ м.} \quad (3.8)$$

3.2.2.9 Длина индуктора

$$a_1 = a_2 + (1-1,5)D_1 = 60 \cdot 10^{-3} + 0,042 = 0,102 \text{ м.} \quad (3.9)$$

3.2.2.10 Коэффициент m_2

$$m_2 = D_2 / (\sqrt{2} \Delta_k) = 30 \cdot 10^{-3} / (\sqrt{2} \cdot 0,00559) = 3,8. \quad (3.10)$$

3.2.2.11 Активное и внутреннее реактивное сопротивления цилиндра

$$r_2 = \pi \rho_2 m_2^2 A / a_2 = \pi \cdot 10^{-6} \cdot 3,8^2 \cdot 0,3 / 150 \cdot 10^{-3} = 2,262 \cdot 10^{-4} \text{ Ом,} \quad (3.11)$$

$$x_{2m} = r_2 B / A = 2,262 \cdot 10^{-5} \cdot 0,38 / 0,3 = 2,865 \cdot 10^{-4} \text{ Ом,} \quad (3.12)$$

где $A=0,3$ $B=0,38$ коэффициенты из табл.11-1 [32], $\rho_2=10^6$ Ом.

3.2.2.12 Реактивное сопротивление

$$x_0 = x_{10} k_1 a_1 / (a_1 - a_2 k_1) = x_{10} k_1 a_1 / (a_1 - a_2 k_1) = 5,58 \cdot 10^{-4} \cdot 0,848 \cdot 0,102 / (0,102 - 0,06 \cdot 0,848) = 1,45 \cdot 10^{-3} \text{ Ом,} \quad (3.13)$$

где $x_{10} = \omega \pi^2 D_1^2 \cdot 10^{-7} / a_1 = 2 \pi \cdot 8000 \pi^2 \cdot 0,042^2 \cdot 10^{-7} / 0,102 = 8,58 \cdot 10^{-4} \text{ Ом,}$

коэффициент - $k_1 = f(D_1/a_1) = f(0,042/0,102) = f(0,412) = 0,848$ из рис.5-6 [32].

3.2.2.13 Реактивность рассеяния индуктора

$$x_s = \omega \pi^2 (D_1^2 - D_2^2) 10^{-7} / a_2 = 2 \pi \cdot 8000 \pi^2 (0,042^2 - 0,03^2) 10^{-7} / 60 \cdot 10^{-3} = 7,14 \cdot 10^{-4} \text{ Ом.} \quad (3.14)$$

3.2.2.14 Коэффициент приведения активного сопротивления цилиндра

$$c = \frac{1}{\left(\frac{r_2}{x_0}\right)^2 + \left(1 + \frac{x_s + x_{2m}}{x_0}\right)^2} = \frac{1}{\left(\frac{2,26 \cdot 10^{-4}}{1,45 \cdot 10^{-3}}\right)^2 + \left(1 + \frac{7,14 \cdot 10^{-4} + 0,000286}{1,45 \cdot 10^{-3}}\right)^2} = 0,347. \quad (3.15)$$

3.2.2.15 Приведенное активное сопротивление цилиндра

$$r_2' = cr_2 = 0,347 \cdot 2,26 \cdot 10^{-4} = 7,86 \cdot 10^{-5} \text{ Ом}. \quad (3.16)$$

3.2.2.16 Приведенное реактивное сопротивление

$$x_2' = c \left[x_s + x_{2m} + \frac{x_s^2 + x_{2m}^2 + r_2^2}{x_0} \right] =$$

$$= 0,347 \left[7,14 \cdot 10^{-4} + 2,86 \cdot 10^{-4} + \frac{(7,14 \cdot 10^{-4} + 2,86 \cdot 10^{-4})^2 + (2,26 \cdot 10^{-4})^2}{1,45 \cdot 10^{-3}} \right] = 6,0 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}. \quad (3.17)$$

3.2.2.17 Толщина индуцирующего провода выбирается по возможности близкой к оптимальной, равной $d_1 \approx 1,6 \Delta_1$

где $\Delta_1 = 0,07 / \sqrt{f} = 7,83 \cdot 10^{-4}$ м, принимаем $d_1 = 1,6 \cdot 7,83 \cdot 10^{-4} = 1,5 \cdot 10^{-3}$ м.

3.2.2.18 Активное и внутреннее реактивное сопротивления индуцирующего провода

$$r_1 = r_{1n} \cdot k_r = 2,067 \cdot 10^{-5} \cdot 1,9 = 3,93 \cdot 10^{-5} \text{ Ом}, \quad x_{1m} = r_{1n} \cdot k_x = 2,067 \cdot 10^{-5} \cdot 1,9 = 3,93 \cdot 10^{-5} \text{ Ом}, \quad (3.18)$$

где сопротивление проводника толщиной d_1 постоянному току $r_{1n} = \pi r_1 D_1' / (a_1 d_1 g) = \pi \cdot 2 \cdot 10^{-8} \cdot 0,043 / (0,102 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,85) = 2,067 \cdot 10^{-5} \text{ Ом},$

$D_1' = D_1 + \Delta_1 = 0,042 + 7,83 \cdot 10^{-4} = 0,043$ м-расчетный диаметр индуктора,

k_r, k_x - коэффициенты увеличения активного сопротивления и изменения внутреннего реактивного сопротивления из рис.5-9 [32].

3.2.2.19 Эквивалентные активное, реактивное и полное сопротивления индуктора

$$\left. \begin{aligned} r_3 &= r_1 + r_2' = 3,927 \cdot 10^{-5} + 7,86 \cdot 10^{-5} = 1,179 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}, \\ x_3 &= x_{1m} + x_2' = 3,927 \cdot 10^{-5} + 6,0 \cdot 10^{-4} = 6,39 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}, \\ z_3 &= \sqrt{x_3^2 + r_3^2} = \sqrt{(1,18 \cdot 10^{-4})^2 + (6,39 \cdot 10^{-5})^2} = 6,50 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}. \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$

3.2.2.20 Коэффициент полезного действия индуктора(электрический)

$$\eta_n = r_2' / r_3 = 7,86 \cdot 10^{-5} / 1,18 \cdot 10^{-4} = 0,667. \quad (3.20)$$

3.2.2.21 Коэффициент мощности

$$\cos \varphi_n = r_3 / z_3 = 1,179 \cdot 10^{-4} / 6,5 \cdot 10^{-4} = 0,181 \quad (3.21)$$

3.2.2.22 Полезная средняя мощность

$$P_T = p_0 \pi D_2 a_2 = 1,398 \cdot 10^6 \pi \cdot 30 \cdot 10^{-3} \cdot 0,06 = 7,905 \cdot 10^3 \text{ Вт.} \quad (3.22)$$

3.2.2.23 Тепловые потери через изолирующий цилиндр

$$\Delta P_T = 3,74 \cdot 10^3 a_1 / \lg(D_1 / D_2) = 3,74 \cdot 10^3 \cdot 0,102 / \lg(0,042 / 0,03) = 2611 \text{ Вт.} \quad (3.23)$$

3.2.2.24 Полная средняя мощность в заготовке

$$P_{2cp} = P_T + \Delta P_T = 7905 + 2611 = 10520 \text{ Вт.} \quad (3.24)$$

3.2.3 Расчет горячего режима.

3.2.3.1 Мощность, передаваемая в заготовку в горячем режиме и удельная мощность

$$P_{2r} = 0,72 P_{2cp} = 0,72 \cdot 10520 = 7571 \text{ Вт,} \quad (3.25)$$

$$p_{04} = P_{2r} / (\pi D_2 a_2) = 7571 / (\pi \cdot 0,03 \cdot 0,06) = 1,34 \cdot 10^6 \text{ Вт/м}^2. \quad (3.26)$$

3.2.3.2 Ток в индукторе

$$I_u = \sqrt{\frac{P_{2r}}{r_2}} = \sqrt{\frac{7571}{7,86 \cdot 10^{-5}}} = 9814 \text{ А.} \quad (3.27)$$

3.2.3.3 Плотность тока в индукторе

$$\delta_u \approx \frac{I_u}{a_1 \Delta_1 g} = \frac{9814}{0,102 \cdot 7,84 \cdot 10^{-4} \cdot 0,85} = 144 \cdot 10^6 \text{ А/м}^2. \quad (3.28)$$

3.2.3.4 Базовое напряжение на индукторе

$$U_n = I_u \cdot z_3 = 9814 \cdot 6,5 \cdot 10^{-4} = 6,38 \text{ В.} \quad (3.29)$$

3.2.3.5 Термический и полный к.п.д. индуктора

$$\left. \begin{aligned} \eta_t &= \frac{P_{2r} - \Delta P_T}{P_{2r}} = \frac{7571 - 2611}{7571} = 0,752; \\ \eta &= \eta_u \cdot \eta_t = 0,667 \cdot 0,752 = 0,5 \end{aligned} \right\} \quad (3.30)$$

3.2.3.6 Полная мощность подводимая к индуктору

$$P_u = \frac{P_{2r}}{\eta_u} = \frac{7571}{0,667} = 1,14 \cdot 10^4 \text{ Вт.} \quad (3.31)$$

3.2.4 Расчет холодного режима.

3.2.4.1 Относительная магнитная проницаемость

Расчет этого режима делается методом последовательных приближений, изменяя коэффициент k в ф-ле (3.32) необходимо добиться чтобы U_n было равно базовому напряжению (ф-ла 3.29) на индукторе (горячий режим).

Коэффициент с учетом заранее просчитанных вариантов сразу выбран из условия равенства этих напряжений.

$$\text{Принимаем } p_{01}=k p_{04}=1,575 \cdot 1,339 \cdot 10^6=2,11 \cdot 10^6 \text{ Вт/м}^2 \quad (3.32)$$

⇓

$$P_{2x}=P_{2r} \cdot k=7571 \cdot 1,575=11920 \text{ Вт}, \quad (3.33)$$

где $k=1,575$.

$$H_e^2 \sqrt{\mu}=3,67 \cdot 10^2 \frac{p_{01}}{\sqrt{\rho_2 f}}=3,67 \cdot 10^2 \frac{2,11 \cdot 10^6}{\sqrt{2 \cdot 10^{-7} \cdot 8000}}=1,935 \cdot 10^{10}, \quad (3.34)$$

где $\rho_2=2 \cdot 10^{-7}$ Ом·м.

Из рис.3-5 [32] находим $\mu_e=30,5$ магнитная проницаемость.

3.2.4.2 Глубина проникновения тока

$$\Delta_2=503 \sqrt{\frac{\rho_2}{\mu_e f}}=503 \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-7}}{30,5 \cdot 8000}}=4,55 \cdot 10^{-4} \text{ м}. \quad (3.35)$$

3.2.4.3 Активное и внутреннее реактивное сопротивления заготовки

$$r_2=\pi D_2/a_2 \cdot 1,37 \rho_2/\Delta_2=\pi \cdot 30 \cdot 10^{-3}/(60 \cdot 10^{-3}) \cdot 1,37 \cdot 2 \cdot 10^{-7}/(4,55 \cdot 10^{-4})=9,46 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}, \quad (3.36)$$

$$x_{2m}=r_2/1,37=9,46 \cdot 10^{-4}/1,37=6,90 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}. \quad (3.37)$$

3.2.4.4 Коэффициент приведения активного сопротивления цилиндра по ф-ле 3.15

$$c=\frac{1}{\left(\frac{r_2}{x_0}\right)^2 + \left(1 + \frac{x_s + x_{2m}}{x_0}\right)^2} = \frac{1}{\left(\frac{9,46 \cdot 10^{-4}}{1,452 \cdot 10^{-4}}\right)^2 + \left(1 + \frac{7,14 \cdot 10^{-4} + 6,90 \cdot 10^{-4}}{1,452 \cdot 10^{-4}}\right)^2} = 0,233. \quad (3.38)$$

3.2.4.5 Приведенное активное сопротивление цилиндра по ф-ле 3.16

$$r_2' = 0,233 \cdot 9,46 \cdot 10^{-4} = 2,20 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}. \quad (3.39)$$

3.2.4.6 Приведенное реактивное сопротивление по ф-ле 3.17

$$x_2' = 0,233 \left[7,144 \cdot 10^{-4} + 6,9 \cdot 10^{-4} + \frac{\sqrt{(1,144 \cdot 10^{-4} + 6,9 \cdot 10^{-4})^2 + (9,46 \cdot 10^{-4})^2}}{1,452 \cdot 10^{-3}} \right] = 7,87 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}. \quad (3.40)$$

3.2.4.7 Эквивалентные активное, реактивное и полное сопротивления индуктора по ф-ле 3.19

$$\left. \begin{aligned} r_s &= 3,93 \cdot 10^{-5} + 2,20 \cdot 10^{-4} = 2,60 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}, \\ x_s &= 3,93 \cdot 10^{-5} + 7,87 \cdot 10^{-4} = 5,02 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}, \\ z_s &= \sqrt{(5,02 \cdot 10^{-4})^2 + (2,60 \cdot 10^{-4})^2} = 8,26 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}. \end{aligned} \right\} \quad (3.41)$$

3.2.4.8 Ток в индукторе

$$I_u = \sqrt{\frac{k \cdot P_{2z}}{r_2}} = \sqrt{\frac{1,58 \cdot 7571}{2,20 \cdot 10^{-4}}} = 7358 \text{ А.} \quad (3.42)$$

3.2.4.9 Напряжение на индукторе по ф-ле 3.29

$$U_{и} = I_{и} z_{з} = 7358 \cdot 8,26 \cdot 10^{-4} = 6,37 \text{ В.} \quad (3.43)$$

3.2.4.10 Коэффициент полезного действия индуктора по ф-ле 3.20

$$\eta_{и} = 2,02 \cdot 10^{-4} / 2,595 \cdot 10^{-4} = 0,85. \quad (3.44)$$

3.2.4.11 Мощность, подведенная к индуктору

$$P_{и} = P_{2г} k / \eta_{и} = 7571 \cdot 1,58 / 0,85 = 14050 \text{ Вт.} \quad (3.45)$$

3.2.4.12 Коэффициент мощности по ф-ле 3.21

$$\cos \varphi_{и} = 2,595 \cdot 10^{-4} / 8,6 \cdot 10^{-4} = 0,85. \quad (3.46)$$

3.2.5 Расчет первого промежуточного режима.

Расчет этого режима проводится аналогично предыдущему с разницей лишь в удельном сопротивлении $\rho_2 = 6 \cdot 10^{-7} \text{ Ом}\cdot\text{м}$.

3.2.5.1 Относительная магнитная проницаемость

$$\text{Принимаем по 3.32, 3.33 } p_{01} = k p_{04} = 1,1 \cdot 1,34 \cdot 10^6 = 1,47 \cdot 10^6 \text{ Вт/м}^2, \quad (3.47)$$

↓

$$P_{п1} = P_{2г} k = 7571 \cdot 1,1 = 8328 \text{ Вт,} \quad (3.48)$$

где $k = 1,1$,

$$H_e^2 \sqrt{\mu} = 3,67 \cdot 10^2 \frac{P_{01}}{\sqrt{\rho_2 f}} = 3,67 \cdot 10^2 \frac{1,47 \cdot 10^6}{\sqrt{6 \cdot 10^{-7} \cdot 8000}} = 7,8 \cdot 10^9, \quad (3.49)$$

Из рис.3-5 [32] находим $\mu_e = 48,8$.

3.2.5.2 Глубина проникновения тока

$$\Delta_2 = 503 \sqrt{\frac{\rho_2}{\mu_e f}} = 503 \sqrt{\frac{6 \cdot 10^{-7}}{48,8 \cdot 8000}} = 6,24 \cdot 10^{-4} \text{ м,} \quad (3.50)$$

3.2.5.3 Активное и внутреннее реактивное сопротивления заготовки по ф-ле 3.36 и 3.37

$$r_2 = \pi \cdot 30 \cdot 10^{-3} / (60 \cdot 10^{-3}) \cdot 1,37 \cdot 6 \cdot 10^{-7} / (6,24 \cdot 10^{-4}) = 2,07 \cdot 10^{-3} \text{ Ом,} \quad (3.51)$$

$$x_{2m} = 2,07 \cdot 10^{-3} / 1,37 = 1,51 \cdot 10^{-3} \text{ Ом.} \quad (3.52)$$

3.2.5.4 Коэффициент приведения активного сопротивления цилиндра по ф-ле 3.15

$$c = \frac{1}{\left(\frac{r_2}{x_0}\right)^2 + \left(1 + \frac{x_s + x_{2m}}{x_0}\right)^2} = \frac{1}{\left(\frac{2,07 \cdot 10^{-3}}{1,45 \cdot 10^{-3}}\right)^2 + \left(1 + \frac{7,144 \cdot 10^{-4} + 1,511 \cdot 10^{-3}}{1,45 \cdot 10^{-3}}\right)^2} = 0,118. \quad (3.53)$$

3.2.5.5 Приведенное активное сопротивление цилиндра по ф-ле 3.16

$$r_2 = 0,118 \cdot 2,07 \cdot 10^{-3} = 2,45 \cdot 10^{-4} \text{ Ом.} \quad (3.54)$$

3.2.5.6 Приведенное реактивное сопротивление по ф-ле 2.17

$$x_2 = 0,118 \left[7,144 \cdot 10^{-4} + 1,511 \cdot 10^{-3} + \frac{(1,144 \cdot 10^{-4} + 1,511 \cdot 10^{-3})^2 + (2,07 \cdot 10^{-3})^2}{1,45 \cdot 10^{-3}} \right] = 1,02 \cdot 10^{-3} \text{ Ом.} \quad (3.55)$$

3.2.5.7 Эквивалентные активное, реактивное и полное сопротивления индуктора по ф-ле 3.19

$$\left. \begin{aligned} r_3 &= 3,972 \cdot 10^{-5} + 2,45 \cdot 10^{-4} = 2,84 \cdot 10^{-4} \text{ Ом,} \\ x_3 &= 3,93 \cdot 10^{-5} + 1,02 \cdot 10^{-3} = 1,056 \cdot 10^{-3} \text{ Ом,} \\ z_3 &= \sqrt{(2,84 \cdot 10^{-4})^2 + (1,056 \cdot 10^{-3})^2} = 1,094 \cdot 10^{-3} \text{ Ом} \end{aligned} \right\} \quad (3.56)$$

3.2.5.8 Ток в индукторе по ф-ле 3.42

$$I_u = \sqrt{\frac{1,1 \cdot 7571}{2,45 \cdot 10^{-4}}} = 5829 \text{ А.} \quad (3.57)$$

3.2.5.9 Напряжение на индукторе по ф-ле 3.29

$$U_{и} = 5829 \cdot 1,094 \cdot 10^{-3} = 6,37 \text{ В.} \quad (3.58)$$

3.2.5.10 Коэффициент полезного действия индуктора по ф-ле 3.16

$$\eta_{и} = 2,45 \cdot 10^{-4} / 2,84 \cdot 10^{-4} = 0,86. \quad (3.59)$$

3.2.5.11 Мощность, подведенная к индуктору по ф-ле 3.45

$$P_{и} = 7571 \cdot 1,1 / 0,86 = 9662 \text{ Вт.} \quad (3.60)$$

3.2.5.12 Коэффициент мощности по ф-ле 3.21

$$\cos \varphi_{и} = 2,844 \cdot 10^{-4} / 1,094 \cdot 10^{-3} = 0,26. \quad (3.61)$$

3.2.6 Число витков индуктора. Выбор этого параметра определяется следующим соображениями. Он должен как можно больше, т.к. при этом уменьшается токовая нагрузка вентилей и с другой стороны как можно меньше, т.к. при этом уменьшается действующие и амплитудные значения напряжения на элементах схемы и конструктивно индуктор становится проще. Поэтому оценим максимальное его значение. Максимальное теоретически возможное действующее значение напряжения найдем при допущениях:

- отсутствия паузы тока в индукторе при работе подкачивающей индуктивности и входного вентиля VS1;
- отсутствия затухания тока в индукторе за период формирования тока;
- абсолютно сглаженном напряжении фильтра и равном среднему напряжению мостового выпрямителя.

Принимая все это получим, что максимальное действующее напряжения на индукторе равно:

$$U_{\partial} = \frac{2.34U_{\phi}}{\sqrt{2}} = \frac{2.34 \cdot 220}{\sqrt{2}} = 364 \text{ В.} \quad (3.62)$$

Тогда с учетом виткового напряжения $U_u = 6,37 \text{ В}$, максимально возможное число витков должно быть

$$w < U_{\partial} / U_u = 57. \quad (3.63)$$

С другой стороны по конструктивным особенностям при длине индуктора $a_1 = 0,102 \text{ м}$, толщине стенок $d_1 = 0,0015 \text{ м}$, размером на ширину канала под охлаждение с зазором между трубками равным $l = 0,005 \text{ м}$, число витков не должно превышать

$$w < a_1 / (2d_1 + l) = 0.102 / (0.003 + 0.005) = 12.75. \quad (3.64)$$

Как видно эти условия пересекаются, следовательно число витков должно быть не более 12, выбираем $w = 12$.

3.2.7 Параметры нагрузки в процессе нагрева в соответствии с выбранным числом витков пересчитываются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} r &= r_0 \cdot w^2 \\ x &= x_0 \cdot w^2 \end{aligned} \right\} \quad (3.65)$$

Для всех режимов они сведены в таблицу 3.1

Таблица 3.1 - Параметры индуктора

Этап нагрева	Активное сопротивление, Ом	Реактивное сопротивление, Ом	Мощность подводимая к индуктору, кВт
Холодный	0,037	0,119	7,57
Промежуточный	0,041	0,152	14,05
Горячий	0,017	0,092	9,66

3.3 Расчет параметров колебательного и подзарядного контуров.

Типичные диаграммы токов преобразователя представлены на рис. 3.3.

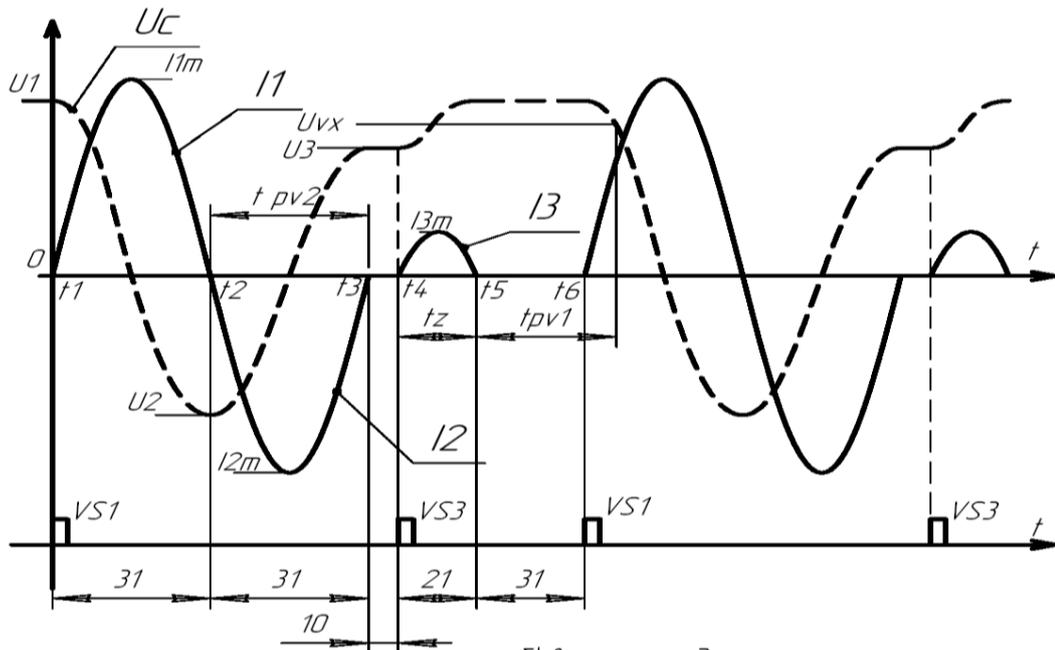


Рис. 3.3 – Диаграммы токов преобразователя.

После протекания тока по цепи нагрузка L_n и емкости C , сначала через тиристор VS_2 (интервал t_1-t_2 , ток I_1), потом через диод VD_1 (интервал t_2-t_3 , ток I_2) на тиристор VS_1 , подают импульс управления. Он открывается и по цепи $C_1 - VS_1 - L_1 - C_2$, протекает (интервал t_4-t_5) импульс подзарядного тока I_3 дозаряжающий емкость C_2 до установившегося значения, тем самым осуществляя компенсацию потерь за такт колебаний в разрядном контуре от источника с C_1 . Далее (на интервале t_5-t_6) тиристор VS_1 восстанавливает запирающие свойства, ток в цепях не течет. Тиристор VS_2 восстанавливает свои запирающие свойства в момент проводимости диода VD_1 . Таким образом, на предварительном этапе выбора параметров элементов исходя из реальных значений времени восстановления тиристоров $12-32\mu\text{с}$ по времени на предельной частоте 8кГц эти этапы можно расписать так:

$$t_2-t_1=31\mu\text{с}; t_3-t_2=31\mu\text{с}; t_4-t_3=10\mu\text{с}; t_4-t_5=21\mu\text{с}, t_5-t_6=31\mu\text{с}.$$

Тогда из заданных временных интервалов:

- емкость C выбирается по формуле

$$2\pi f = \frac{1}{\sqrt{L_n C_2}} \Rightarrow C_2 = \frac{1}{\pi^2 f^2 L_n} = \frac{1}{\pi^2 \cdot 8000^2 \cdot 3.025 \cdot 10^{-6}} = 3.43 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}, \quad (3.66)$$

где $L_n = X_n / 6,28f$ индуктивность нагрузки (в горячем наиболее продолжительном режиме X_n из таблицы 3.1);

f – частота коммутации.

- подкачивающая индуктивность L1 выбирается по формуле

$$\frac{2\pi}{T} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_2}} \Rightarrow L_1 = \left(\frac{2\pi}{t} \right)^{-2} \frac{1}{C_2} = \left(\frac{2\pi}{20 \cdot 10^{-6}} \right)^{-2} \frac{1}{3.43 \cdot 10^{-6}} = 1.18 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}, (3.67)$$

где T - период коммутации;

t – интервал t4-t3.

3.4. Расчет статических регулировочных характеристик

Как было отмечено выше, методика расчета индуктора строится на режиме постоянства действующего напряжения на индукторе, однако в методике также считается, что форма и частота колебаний остаются постоянными на протяжении всего нагрева детали. В предложенной силовой схеме во время работы схемы изменяются как форма напряжения на индукторе, так и частота. Методики расчета индуктора на несинусоидальные колебания обнаружены не были и для того, чтобы приблизиться к реализации рассчитанных режимов в качестве стабилизируемого параметра предлагается использовать энергетический параметр - активную мощность, выделяемую в индукторе (см. таблицу 3.1).

Поскольку выбранная частота коммутаций (максимально заданная по техническому заданию) являлась расчетной для определения параметров индуктора, то необходимо на частоте коммутаций как можно близкой к ней обеспечить выделение заданных по таблице 3.1. активных мощностей. Если произвести расчет схемы в горячем, наиболее по времени продолжительном режиме на частоте 8 кГц с параметрами схемы определенными выше, то активная мощность в нагрузке составит P=18,5 кВт, что в 1,91 больше, чем необходимо. Для уменьшения мощности необходимо понизить на индукторе напряжение с помощью согласующего трансформатора. Выбор его коэффициента трансформации является задачей решаемой методом последовательных приближений:

- задаем коэффициент трансформации $n=U_1/U_{и}$;
- пересчитываем параметры индуктора на первичную сторону по формулам

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= r \cdot n^2 \\ x_1 &= x_s \cdot n^2 \end{aligned} \right\} (3.68)$$

- по формулам (3.96) и (3.97) пересчитываем параметры элементов колебательного контура;
- на частоте $f=8$ кГц определяем активную мощность в нагрузке;
- если мощность меньше $P=9,66$ кВт, то уменьшаем коэффициент n и повторяем действия по предыдущим пунктам. Получив диапазон n который захватывает с заданной точностью P , определяем ближайшее целое значение n с точностью до единиц.

В таблицу 3.2 сведены значения мощности при заданном коэффициенте трансформации n , на частоте 8 кГц при расчете с параметрами горячего режима.

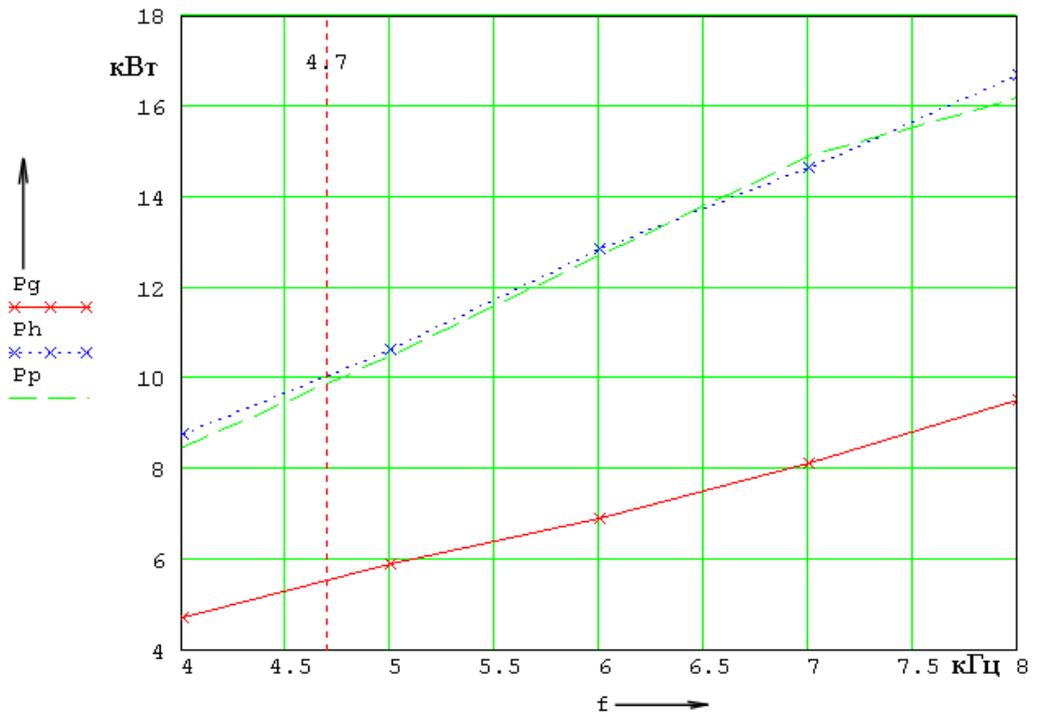
Таблица 3.2 - Зависимость активной мощности от коэффициента трансформации.

Коэффициент трансформации, n	1	2	3
Активная мощность, кВт	18,5	9,5	4

Таким образом наиболее близким к расчетному является коэффициент трансформации $n=2$.

Для всех режимов нагрева рассчитаем последовательно зависимости активной мощности в индукторе при изменении частоты коммутаций (рисунок 3.4). При этом параметры подкачивающей индуктивности и емкости взяты из формул (3.96) и (3.97) $C=3,43$ мкФ, $L1=1,18$ мкГн.

По графикам видно, что за время нагрева диапазон изменения частоты коммутаций преобразователя составляет от 4,7 кГц до 8 кГц. Эти частоты должна обеспечивать система управления преобразователем.



P_g , P_h , P_p - активные мощности в горячем, холодном, промежуточном режимах.

Рис. 3.4 - Статические управляющие характеристики ГИТ.

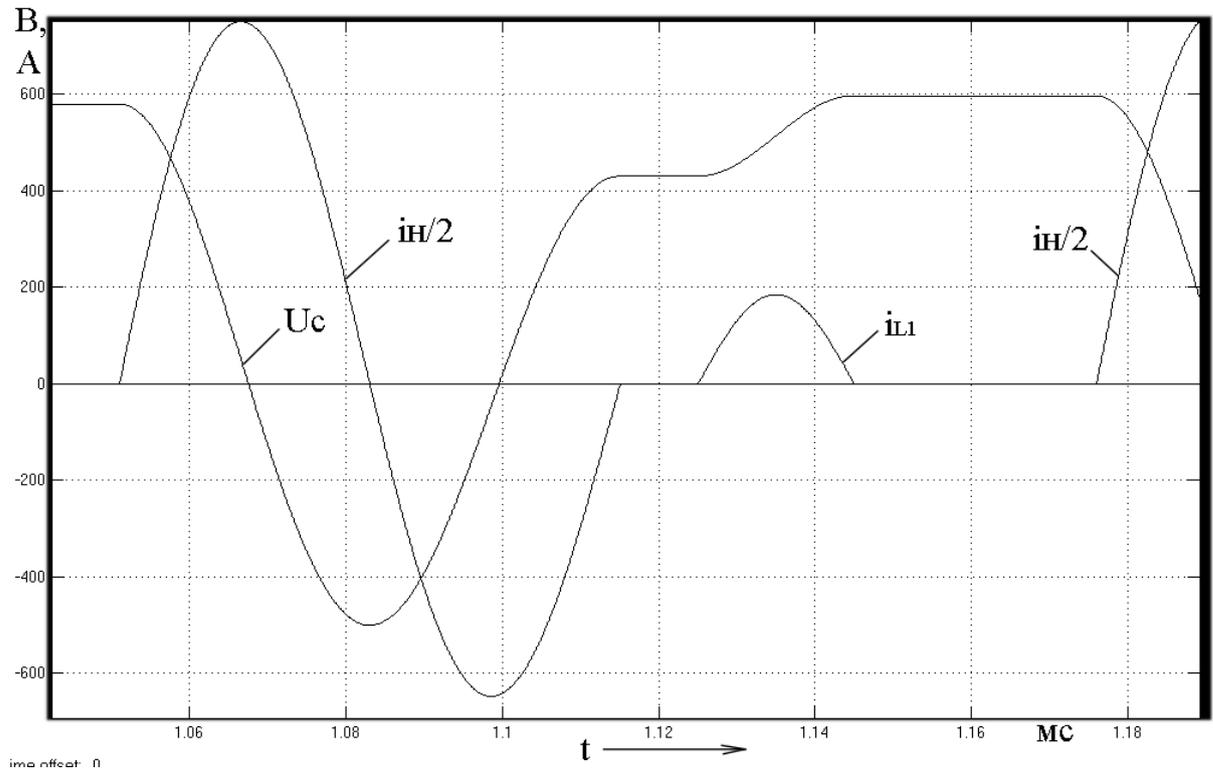


Рис. 3.5. - Динамические характеристики ГИТ в горячем режиме на частоте $f=8\text{кГц}$.

3.4 Параметры для выбора элементов схемы

Рассчитанные в горячем режиме временные характеристики преобразователя: i_n – ток нагрузки, U_c - напряжение на колебательном конденсаторе, i_{L1} - ток через тиристор VS1, на частоте коммутации $f=8\text{кГц}$ изображены на рисунке 3.5.

Для дальнейшего выбора элементов схемы в холодном, промежуточном и горячем режимах были просчитаны средние значения токов вентилях схемы и действующее значение входного тока ГИТ, максимальные значения напряжений. Во всех режимах частоты коммутаций были выбраны в соответствии с графиками по рисунку 3.5 исходя из условия получения мощности равной 10кВт, соответственно для горячего – 8кГц, промежуточного и холодного режимов - 4,7 кГц и 4,8 кГц. Результаты расчетов сведены в таблицу 3.3.

Таблица 3.3

Параметры элементов схемы в разных режимах.

Режим нагрева	$i_{cp.VS1}$, А	$i_{m.VS1}$, А	$i_{cp.VD1}$, А	$i_{cp.VS2}$, А	$i_{m.VS2}$, А	i_{L1} , А	U_{cm} , В	$U_{m.VS1}$, В	$U_{m.VS2}$, В	$U_{m.VD1}$, В
Холодный	21,5	243	62,3	84,3	905	82,5	740	1066	740	740
Проме- жуточный	21,3	240	62,4	82,4	873	82,8	734	1070	734	734
Горячий	20,1	132	110,2	127,7	730	64,2	620	1054	620	620

Параметры входящие в таблицу:

$i_{cp.VS1}$ – среднее значение тока тиристора VS1,

$i_{cp.VD1}$ – среднее значение тока диода VD1,

$i_{cp.VS2}$ – среднее значение тока тиристора VS2,

i_{L1} – действующее значение тока индуктивности L1,

U_{cm} - амплитуда напряжения на конденсаторе,

$U_{m.VS1}$ – амплитуда напряжения на тиристоре VS1,

$U_{m.VS2}$ – амплитуда напряжения на тиристоре VS2,

$U_{m.VD1}$ – амплитуда напряжения на диоде VD1.

4. Выбор элементов ГИТ и разработка его конструкции

4.1. Расчет силовой схемы

Разработанная силовая схема изображена на рис.4.1.

Для обеспечения работы системы управления необходимо контролировать ток дросселя L1. Для получения его значения было решено использовать датчик тока DA, установленный в цепь дросселя L1. Исходя из амплитудного значения тока $I_3=243$ А, полученного в главе 3, выбрали датчик тока DA типа LT300-S. [23] со следующими параметрами:

средний входной ток, А	± 300 ;
точность, %	0.5
выходной сигнал, мА	150
коэффициент преобразования	1/2000
рабочая частота, кГц	150
напряжение питания, В	$\pm 12..18$
рабочий диапазон температур	$-25..+70$ С

Выбранный датчик работает с использованием эффекта Холла, что дает возможность измерять постоянные и переменные составляющие величины тока с осуществлением гальваноразвязки.

Рассчитали зарядный дроссель L1.

Исходными данными для расчета являются амплитудное значение тока через дроссель $I_m=243$ А и необходимая индуктивность дросселя $L1=1.18$ мГн.

Для уменьшения габаритов дросселя за счет уменьшения объема меди в конструкции используется сердечник. Материалом сердечника является высокочастотное аморфное железо. Наряду с уменьшением габаритов, применение железа в сравнении с воздушным дросселем 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 качестве сердечника подобрали аморфного железа ГМ54ДС100 - К54х28х10

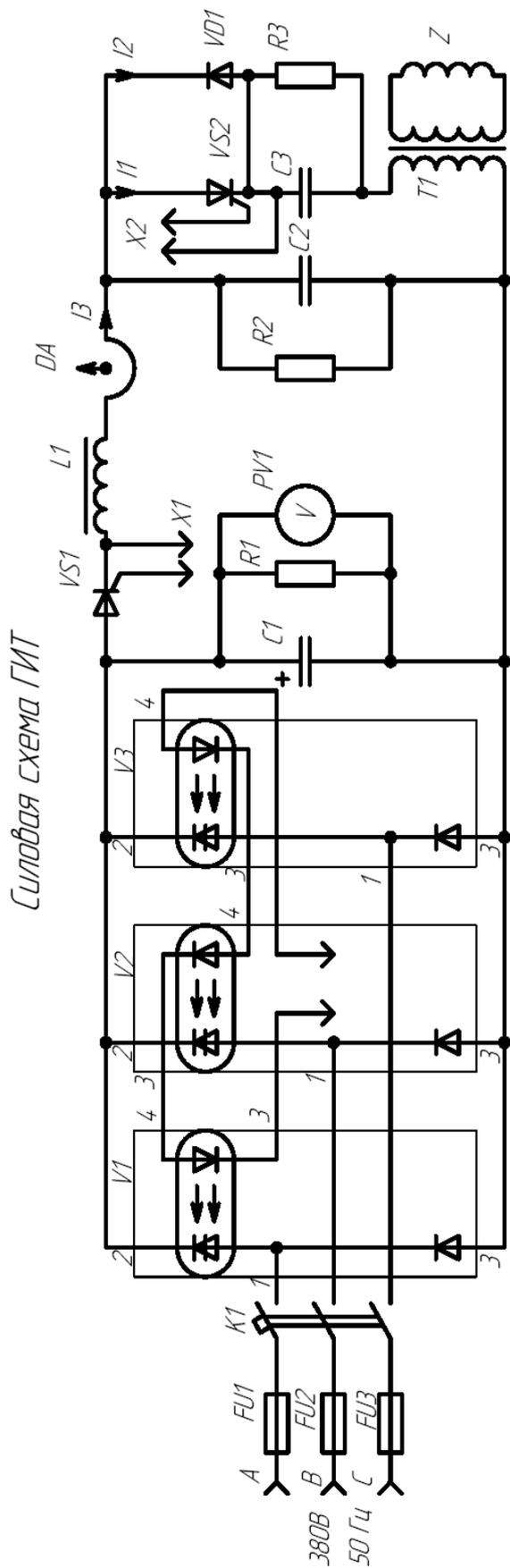


Рис. 4.1.1. - Силовая схема ГИТ

производства фирмы “Гаммамет” с максимальной индукцией насыщения

$$B_m = 0,8 \text{ Тл и площадью сечения } S = 1,3 \text{ см}^2.$$

С длиной средней линии

$$l_{cc} = \pi \frac{d+D}{2} = \pi \frac{0.054+0.028}{2} = 0,129 \text{ м}$$

По закону полного тока и связи индукции В и напряженности магнитного поля Н для кольцевого магнитопровода

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

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

$$\frac{B_m}{\mu\mu_0} l_{cp} = F_m = I_m w \Rightarrow w = \frac{B_m}{\mu\mu_0 I_m} l_{cp}. \quad (4.1)$$

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

$$\begin{cases} W = \frac{GF^2}{2} \\ F = \frac{\Phi}{G} \end{cases} \Rightarrow W = \frac{\Phi^2}{2G}, \quad (4.2)$$

где Φ – поток, G – проводимость магнитной цепи.

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

$$\Phi = B \cdot S; G = \mu\mu_0 \frac{S}{l_{cp}}, \quad (4.3)$$

объединяя 4.2 и 4.3 энергия поля дросселя

$$W = \frac{B^2 S^2}{2\mu\mu_0 S} l_{cp} = \frac{B^2 S}{2\mu\mu_0} l_{cp} \Rightarrow S = \frac{2\mu\mu_0 W}{B^2 l_{cp}}. \quad (4.4)$$

Таким образом, получилась формула, определяющая суммарную площадь сечения дросселя по стали. Отсюда число колец данного типоразмера

$$N = \frac{S}{S_0}, \quad (4.5)$$

где S_0 - площадь сечения одного кольца.

Энергия, запасаемая в дросселе

$$W_L = \frac{LI_{\max}^2}{2} = \frac{1.18 \cdot 10^{-6} \cdot 243^2}{2} = 0,035 \text{ Дж} . \quad (4.6)$$

Нашли число колец число витков

$$N = \frac{2\mu\mu_0 W_L}{B_m^2 I_{cp} S_0} = \frac{2 \cdot 100 \cdot \mu_0 \cdot 0,035}{0,8^2 \cdot 0,129 \cdot 1,3 \cdot 10^{-4}} = 0,817 ;$$
$$w = \frac{B_m}{\mu\mu_0 I_m} I_{cp} = \frac{1}{100\mu_0 \cdot 243} \cdot 0,129 = 3,37 \text{ витков} . \quad (4.7)$$

Приняли, число колец 1, число витков 3.

Рассчитываем реальный ток насыщения дросселя:

$$I_m = \frac{B_m \cdot I_{cp}}{\mu \cdot \mu_0 \cdot w} = \frac{0,8 \cdot 0,129}{100 \cdot 4 \cdot 3,14 \cdot 10^{-7} \cdot 3} = 273 \text{ А} \quad (4.8)$$

Рассчитали реальную индуктивность дросселя:

$$L = w^2 \cdot \mu \cdot \mu_0 \cdot S / l_{cp} = 3^2 \cdot 100 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,3 \cdot 10^{-4} / 0,129 = 1,14 \text{ мкГн}$$

Сравнив полученное значение индуктивности с необходимым, убедились в правильности произведенных расчетов. Дроссель необходимо изготовить, намотав 3 витка на выбранное кольцо монтажным проводом.

Выбор силовых приборов произвели на основе данных, приведенных табл.3.3. Значения токов и напряжений различны для различных режимов, поэтому для обеспечения работоспособности схемы во всех режимах брали их максимальные значения.

Выбор приборов управляемого выпрямителя V1-V3.

Средний потребляемый ток составляет 21,5 А. Амплитудное напряжение на выпрямителе составляет $380 \cdot 1,41 = 535 \text{ В}$. Исходя из этих значений для управляемого выпрямителя выбрали диодно-оптотиристорные модули типа МТОД1-20-7-А производства ОАО «Выпрямитель», г. Саранск. Модули рассчитаны на средний ток 20 А при максимальном обратном напряжении 700 В. Их включение осуществляется постоянным управляющим током 80 мА.

Выбор зарядного тиристора VS1.

Средний ток тиристора составляет 21.5 А, а амплитудный – 243 А. Амплитудное напряжение 1070 В. Исходя из этих значений и времени восстановления, отводящемуся данному тиристор (больше 31 мкс) выбрали быстродействующий тиристор типа ТБ242-63-13, параметры которого свели в табл.4.1

Таблица 4.1. - Параметры выбранных силовых приборов.

Тип	Допустимое напряжение, V, В	Средний ток, I _{ср} , А.	Амплитудный ток в течении 10 мс, кА.	допустимый интеграл i^2t , $A^2 \cdot c \cdot 10^3$	Сопротивление в открытом состоянии, МОм	Время восстановления t _q , мкс
ТБ242-63-13	1300	63	1,1	6,05	4,0	16
МТБИДЧ-320-10	1000	320	6,3	281	0,7	16

Выбор силового тиристора VS2 и диода VD. Средний ток тиристора составляет 110А, амплитудное напряжение 740 В. Исходя из этих значений и времени восстановления, отводящемуся данному тиристор (31 мкс) выбрали быстродействующий тиристорно-диодный модуль типа МТБИДЧ-400, параметры которого свели в табл.4.1.

Для защиты схемы выбрали автоматический выключатель К1 типа S312 (25А, 380В) и плавкие предохранители FU1-3 типа Н630РТ-30А / 380В.

Для фильтрации выпрямленного напряжения из соображений $C1 \gg C2$ выбрали конденсатор постоянного тока С1 типа EPCOS - В 25 353 – 220 мкФ 700В [24].

Исходя из значения емкости 3.43 мкф и максимального напряжения 740 В выбрали конденсатор переменного тока С2 типа EPCOS - В 25 834 – 3,3 мкФ 1000В.

Исходя из соотношения $C3 \gg C2$ выбрали конденсатор С3 типа EPCOS - В 25 834 – 47 мкФ 700В. Во время работы напряжение на этом конденсаторе будет намного меньше и такое значение выбрано для его защиты в случае опрокидывания ГИТ.

Для постепенного разряда конденсаторов в случае отключения питания использовали резисторы R1-R3. Согласно требованиям техники безопасности время разряда конденсаторов до безопасного значения в силовых схемах должно составлять не более 3 минут. Задались постоянной времени разряда $t=30$ с. Нашли величину R1

$$R1 = t / C1 = 30 / 220 \cdot 10^{-6} = 136 \text{ кОм.}$$

Приняли: R1=150 кОм.

подсчитали мощность, выделяемую на резисторе

$$P1 = U^2 / R = 513^2 / 150000 = 1.754 \text{ Вт.}$$

Выбрали резистор R1 МЛТ – 2 – 150кОм±10%

Резисторы R2 и R3 так же необходимо выбирать на номинальную мощность 2 Вт для предотвращения поверхностного пробоя. Произведем выбор резистора R1, задавшись мощностью 1 Вт, что приведет к меньшему значению постоянной времени разряда. Нашли величину R2 и

$$R2 = U^2 / P = 513^2 / 1 = 263 \text{ кОм.}$$

Приняли: R2=270 кОм.

Ввиду значительно меньшего среднего напряжения на резисторе R3 приняли R3= 150 кОм.

Расчет трансформатора T1.

Исходными данными для расчета трансформатора являются форма напряжения на нем – синусоидальная с паузами (кусочек синусоиды длиной $2 \cdot \pi$ и пауза); амплитуда напряжения $U_m=740$ В, полупериод $t=31$ мкс и коэффициент трансформации $k=2$.

В качестве сердечника выберем кольцо аморфного железа фирмы гаммамет. Выбрали число витков вторичной обмотки = 1, т.е. трубку индуктора пропустим сквозь кольцо магнитопровода. Соответственно число витков первичной обмотки получится равным $w=2$.

Расчет трансформаторов производится исходя из формулы

$$\int U_{вх} \cdot dt = 2 \cdot S \cdot B_m \cdot w ,$$

где $\int U_{вх} \cdot dt = U_{ср} \cdot t = U_m \cdot 0.637 \cdot t$ - интеграл от напряжения, приходящегося на трансформатор в течении положительной полуволны напряжения,

B_m , S – допустимая индукция и площадь сечения сердечника трансформатора соответственно;

w – число витков.

Выразим минимально необходимую площадь сечения

$$S = U_m \cdot 0.637 \cdot t / (2 \cdot w \cdot B_m) = 740 \cdot 0.637 \cdot 31 \cdot 10^{-6} / (2 \cdot 2 \cdot 1) = 3,653 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2$$

Приняли решение выполнить магнитопровод из 10 колец ГМ4ДС2000 К80х40х20 с площадью сечения $S=4 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$ каждого кольца, начальной магнитной проницаемостью $\mu=2000$ и допустимой индукцией $B_m=1 \text{ Тл}$. Первичная обмотка будет представлять собой два витка монтажного провода, пропущенного сквозь кольца, а вторичная – трубка индуктора, пропущенная сквозь кольца.

4.2. Разработка системы управления

Функцией системы управления (СУ) является управление работой силовой схемой (поочередное формирование управляющих импульсов на тиристоры $VS1$, $VS2$ в соответствии с рис.2.1, а так же тиристоры управляемого выпрямителя $V1,2,3$. Управление осуществляется в соответствии с сигналом обратной связи – током I_3 , снимаемым датчиком тока DA . Если принять напряжение на выходе выпрямителя U_f за постоянное и равное 513 В , то среднее значение тока будет пропорционально мощности, потребляемой схемой.

$$P = U_f \cdot I_3.$$

Регулировка потребляемой мощности может осуществляться за счет изменения частоты от 8 кГц в меньшую сторону (согласно принципу действия схемы потребляемая им мощность пропорциональна частоте).

Логику системы управления построили на микросхемах КМОП (серия 564 и 561). Система управления (СУ), изображенная на рис.4.2. работает следующим образом.

Для управления системой используются два тумблера $SB1$ и $SB2$ «заряд» и «нагрев» соответственно. На триггерах $DD1,2,2$ реализованы схемы подавления дребезга. При работе схемы (при включенных обоих тумблерах) сигнал с датчика тока DA на операционном усилителе (ОУ) $DA1$ сравнивается с заданным значением, устанавливаемым при помощи резистора $R1$. Разница усиливается, интегрируется и подается на вход

генератора прямоугольных импульсов DD3(9), частота которых изменяется в зависимости от входного напряжения. Если значение тока меньше заданного (мощность меньше заданной), то напряжение на выходе ОУ DA1(6) будет увеличиваться, частота увеличится и мощность тоже увеличится. Фронт импульса на выходе генератора, управляемого напряжением (ГУН) DD3(4) поступает на усилительный транзистор VT2 и через гальвано развязывающий трансформатор T1 на зарядный тиристор VS1 подается управляющий импульс. Одновременно фронтом импульса DD3(4) запускается ждущий одновибратор DD2.2, формирующий задержку 51 мкс. После этой задержки аналогичным образом подается управляющий импульс на силовой тиристор VS2 и в обмотке индуктора формируется импульс тока.

При включении тумблера «заряд» через усилительный каскад на VT1 подается сигнал управления на управляемый выпрямитель VSv и разрешается работа ГУН, подающего импульсы управления на зарядный тиристор. Таким образом одновременно происходит заряд фильтрового конденсатора C1 и конденсатора C2 (рис.). Если бы было принято решение осуществить заряд поочередно, т.е. сначала зарядить конденсатор C1, а затем подать импульс на зарядный тиристор VS1 при разряженном C2, то это бы привело к протеканию по тиристорам и дросселю L1 больших токов. Режим «заряд» индицируется зеленым светодиодом HL1.

При включении тумблера «нагрев» разрешается работа одновибратора DD2.2, подающего импульсы управления на силовой тиристор VS2. Если одновременно включить «заряд» и «нагрев», то оба силовых тиристора VS1 и VS2 окажутся открыты одновременно, что приведет к опрокидыванию ГИТ (выход выпрямителя окажется замкнут накоротко через тиристоры VS1, VS2 и трансформатор T1). Для предотвращения этого режима при помощи одновибратора DD2.1 формируется задержка на разрешение работы тиристора VS2 после начала режима «заряд». Режим «нагрев» индицируется желтым светодиодом HL2.

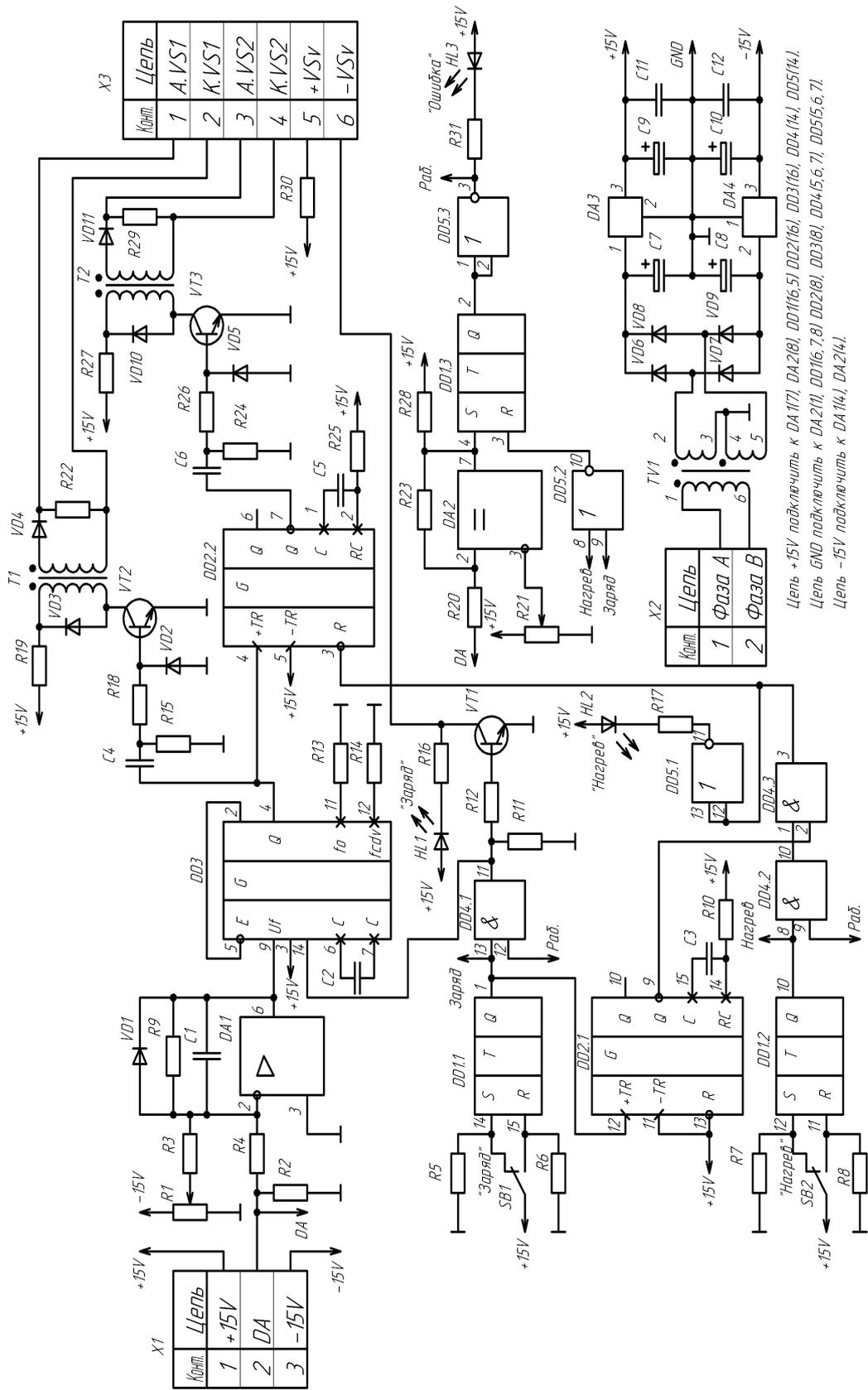


Рис. 4.2 - Принципиальная электрическая схема системы управления ГИТ.

На компараторе DA2 построена защита от опрокидывания ГИТ. Если ток I_3 , снимаемый датчиком DA превысит заданное резистором R21 значение уставки, то на выходе DA2(7) компаратора появится сигнал об ошибке, который запомнится триггером DD1.3. При этом пропадет (станет нулевым) сигнал «работа» DD5.3(3). Элементы DD4.1 и DD4.2 не пропустят сигналы «заряд» и «нагрев», что приведет к выключению управляемого выпрямителя и прекращению подачи управляющих импульсов на тиристоры VS1 и VS2. Сброс ошибки при помощи DD5.2 произойдет при выключении тумблеров «нагрев» и «заряд». Наличие ошибки (отсутствие сигнала «работа») индицируется красным светодиодом HL3.

Блок питания, реализованный на трансформаторе TV1, выпрямительном мосте и аналоговых стабилизаторах напряжения DA1,4 служит для питания схемы управления двухполярным напряжением $\pm 15\text{В}$.

4.3. Расчет системы управления

Задались значением напряжения положительного и отрицательного питания $U_p = 15\text{В}$. Т.е. схему управления предполагается запитать напряжением $\pm 15\text{В}$.

Выбрали операционный усилитель (ОУ) DA1 типа К140УД708 с параметрами, сведенным в таблицу 4.2.

Таблица 4.2. - Значения параметров ОУ типа К140УД708.

Параметр	Значение
Номинальное напряжение питания, В	± 15
Коэффициент усиления, В/мВ	20
Входное напряжение смещения, мВ	2
Входной ток, нА	500
Соппротивление нагрузки, кОм	2
Скорость нарастания выходного напряжения, В/мкс	0,3
Потребляемый ток, мА	4
Корпус	DIP-8

Амплитудное значение тока I_3 , определенное в главе 3 составляет 243А.

Выбрали коэффициент преобразования датчика тока (расчеты производили согласно рекомендациям Фирмы «LEM»):

$$KI=0.05 \text{ В/А,}$$

т.е. амплитудный ток 243А, протекая по силовой цепи в нашей схеме будут отображаться напряжением $243 \cdot 0.05 = 12.15 \text{ В}$.

тогда нагрузочный резистор R2:

$$R2 = KI \cdot Kп = 0,05 / (1/2000) = 100 \text{ Ом}$$

где $Kп = 1/2000$ – коэффициент преобразования датчика.

Среднее значение сигнала с датчика тока DA

$$DA_{\text{ср}} = KI \cdot I_{\text{ср}} = 0.05 \cdot 21.5 = 1.075 \text{ В,}$$

где $I_{\text{ср}} = 21.5$ – максимальное значение среднего тока $i_{\text{ср.VS1}}$, взятое из табл.3.3.

Из соотношения $DA_{\text{ср}} \cdot KUI \gg U_{\text{п}}$,

где KUI – коэффициент усиления, который необходимо получить на операционном усилителе по каналу тока, задались коэффициентом усиления, который необходимо получить на операционном усилителе по каналу тока $KUI = 100$.

Задались сопротивлением $R4 = 10 \text{ кОм}$

Нашли значение R9

$$R9 = R4 \cdot KUI = 10000 \cdot 100 = 1 \text{ МОм.}$$

$$\text{Рассчитали } R3 = R4 \cdot U_{\text{п}} / DA_{\text{ср}} = 10000 \cdot 15 / 1.075 = 139 \text{ кОм.}$$

Выбрали ближайший меньший резистор $R3 = 120 \text{ кОм}$.

Задались постоянной времени $\tau = 0.1 \text{ с}$.

Рассчитали величину конденсатора C1

$$C1 = \tau / R9 = 0.1 / 1 \cdot 10^6 = 0.1 \text{ мкФ.}$$

Выбрали величину резисторов R1 и R21 – 15 кОм.

Нашли значения элементов времязадающих цепочек ГУНа DD3 типа К564ГГ1, задающего частоту работы ГИТ. Задались минимальной частотой работы 1 кГц. Задались величиной $C2 = 15 \text{ нФ}$. Согласно справочнику [21] нашли величину R13, обеспечивающего эту частоту $R13 = 180 \text{ кОм}$. Нашли необходимую величину $R13 \parallel R14$, обеспечивающую максимальную частоту 8 кГц: $R13 \parallel R14 = 17 \text{ кОм}$. Подобрали резистор $R14 = 18 \text{ кОм}$, при котором выполняется это соотношение.

Рассчитали усилитель, формирующий управляющие импульсы.

Выбрали гальвано развязывающие трансформаторы T1 и T2 типа ГХ 4.720.032, имеющий коэффициент трансформации 1:1.

Выбрали транзисторы VT1, VT2 и VT3: КТ972А.

Это сдвоенный транзистор, имеющий большой коэффициент усиления $\beta=700$, рассчитанный на напряжение коллектор-эмиттер 50 В, способный без теплоотвода отводить мощность до 1 Вт. Согласно справочнику [25] выбрали постоянную времени управляющего импульса $\tau=10$ мкс. По изображению зоны гарантированного отпираания и зная амплитуду напряжения $U_{п}$ определили необходимое сопротивление резистора $R_{19}=3.3$ Ом. Аналогичным образом выбрали резистор R_{19} 1.8 Ом.

Рассчитали предельные величины токов, которые могут протекать по этим резисторам

$$I_{19} = U_{п}/R_{19} = 15/3.3 = 4.5 \text{ А.}$$

$$I_{27} = U_{п}/R_{27} = 15/2.2 = 6,81 \text{ А.}$$

Реальные амплитуды токов будут примерно в два раза меньше, чем рассчитанные, т.е. примерно половина напряжения упадет на управляющем переходе тиристора. Исходя из этого нашли среднее значение мощности, выделяющейся на резисторе R27

$$P_{27} = \tau \cdot f \cdot (U_{п}/2)^2 / R_{27} = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot (15/2)^2 / 2.2 = 2,045 \text{ Вт}$$

Выбрали резистор R27 типа МЛТ-2-2.2Е±10%. На резисторе R19 будет выделяться немного меньшая мощность, поэтому выбрали резистор R19 МЛТ-2-3.3Е±10%.

Нашли средний ток управляющего перехода силового тиристора VS2

$$I_{ср27} = \tau \cdot f \cdot (U_{п}/2) / R_{27} = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot (15/2) / 2.2 = 0.273 \text{ А}$$

Нашли средний ток управляющего перехода силового тиристора VS1

$$I_{ср19} = \tau \cdot f \cdot (U_{п}/2) / R_{19} = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot (15/2) / 3.3 = 0.182 \text{ А}$$

Выбрали диоды VD4,11 типа 1N4007 (средний прямой ток 1А, допустимое обратное напряжение 1000В)

Нашли минимально необходимые величины токов баз транзисторов VT2 и VT3, протекающих по резисторам R18 и R26 соответственно

$$I_{18} = I_{19} / \beta = 4.5 / 700 = 6.4 \text{ мА.}$$

$$I_{26} = I_{27} / \beta = 6,81 / 700 = 9.7 \text{ мА.}$$

Задались токами баз транзисторов $I_{18}=10$ мА; $I_{26}=15$ мА.

Эти значения токов превышают значения, которые способны постоянно выдавать микросхемы DD4 и DD2.2, однако эти токи импульсные ($\tau=10$ мкс) и не приведут к выходу из строя указанных микросхем.

Рассчитали величины резисторов

$$R18 = U_{п}/I18 = 15 / 0.01 = 1.5 \text{ кОм.}$$

$$R26 = 15 / 0.015 = 1 \text{ кОм.}$$

Рассчитали величины конденсаторов

$$C4 = \tau/R18 = 10 \cdot 10^{-6} / 1500 = 6.7 \text{ нФ}$$

Выбрали C4: 6.8 нФ.

$$C6 = \tau/R26 = 10 \cdot 10^{-6} / 1000 = 10 \text{ нФ}$$

Выбрали C4: 10 нФ.

Для предотвращения нежелательного режима оборванной базы для транзисторов при отсутствии микросхемы DD3, DD2 и DD4 (при наладке схемы) использовали резисторы R11, R15 и R24 величиной 220 кОм.

Согласно рекомендациям [25] выбрали резисторы R22 и R29 величиной 1 кОм, предназначенный для предотвращения открывания силовых тиристором токами утечки.

Согласно справочнику [21] выбрали элементы времязадающей цепочки C5-R25, при помощи которой на одновибраторе DD2.2 типа К564АГ1 формируется задержка, определяемая по рис. 2.1б.

$$t46 = t45 + t56 = 21 + 31 = 52 \text{ мкс.}$$

Выбрали C5=10нФ, R=8.2 кОм.

Для открытия оптотиристором выпрямителя необходим ток $I_y=80$ мА при напряжении на каждом из трех соединенных последовательно светодиодах оптотиристором $U=2.5$ В.

Рассчитали величину резистора R30

$$R30 = (U_{п} \cdot 3 \cdot U - U_{кэ}) / I_y = (15 \cdot 3 \cdot 2.5 - 0.4) / 0.08 = 89 \text{ Ом,}$$

где $U_{кэ}=0.4$ В – напряжение насыщения коллектор-эмиттер транзистора VT3.

Приняли R30=82 Ом.

Нашли мощность, выделяемую на нем

$$P30 = (U_{п} \cdot 3 \cdot U - U_{кэ})^2 / R30 = (15 \cdot 3 \cdot 2.5 - 0.4)^2 / 82 = 0.615 \text{ Вт.}$$

Выбрали резистор R30: МЛТ – 1 – 82 Ом $\pm 10\%$.

Минимально необходимый ток базы транзистора VT2

$$I_{12} = I_y / \beta = 80 / 700 = 0,114 \text{ мА.}$$

Исходя из предельно допустимого вытекающего тока микросхемы DD4.1 $I^1 = 0.5 \text{ мА}$ задались током базы $I_{12} = 0.3 \text{ мА}$.

Нашли резистор R12:

$$R_{12} = U_{п} / I_{12} = 15 / 0.0003 = 50 \text{ кОм.}$$

Приняли $R_{12} = 56 \text{ кОм}$.

Выбрали светоизлучающие диоды HL1-HL3 [26], параметры которых свели в таблицу 4.3.

Таблица 4.3. - Основные параметры светодиодов

Поз. обозн.	Цвет свечения	Тип светодиода	Номин. прямой ток $I_{ном}$, мА	Макс. прямой ток, мА	Прямое напряжение $U_{пр}$, В
HL1	Зеленый	КИПД05Б-Л	5	7	2,5
HL2	Желтый	КИПД05В-Ж	5	7	2,5
HL3	Красный	КИПД05А-К	5	7	2,5

Рассчитали токоограничивающие резисторы R16, R17, R31

$$R = (U_{п} - U_{пр}) / I_{ном} = (15 - 2.5) / 0.005 = 2.5 \text{ кОм.}$$

Выбрали резисторы R16, R17, R31: МЛТ-0.25-2.2 кОм.

Согласно данным [27] нагрузочная способность микросхемы DD5 типа К561ЛЕ5 (втекающий ток I^0 при низком логическом уровне на выходе) при напряжении питания 15 В составляет 8 мА, т.е. меньше $I_{ном} = 5 \text{ мА}$. Из этого можно сделать вывод о возможности подсоединения светоизлучающих диодов непосредственно на выхода микросхемы DD5(11, 3) без усилительного каскада.

Для подавления дребезга тумблеров SB1 и SB2 использовали стандартную схему на триггере типа К561ТР1 (DD1.1 и DD1.2) с резисторами R5-R8 величиной 560 кОм.

Для предотвращения режима опрокидывание генератора (одновременного открытия обоих силовых тиристоров) на элементе DD2.1 реализовали задержку между включением режима «заряд» до режима «нагрев». Задались временем, на которое блокируется режим «нагрев» после включения режима «заряд» $t_{блок} = 0.2 \text{ с}$. За это время фильтровой

конденсатор в силовой схеме успеет зарядиться и опрокидывания генератора не произойдет. По [21] определили необходимые для получения этого времени времязадающие элементы: $R_{10}=820 \text{ кОм}$, $C_3=1\text{мкФ}$.

Для обеспечения защиты ГИТ от сверхтоков на компараторе DA2 типа LM311N построили схему защиты. Параметры компаратора свели в табл. 4.4.

Таблица 4.4. - Значения параметров компаратора типа LM311N

Параметр	Значение
Номинальное напряжение питания, В	+5..± 15
Максимальный выходной ток, мА	50
Время отклика, нс	200
Входной ток, нА	60
Напряжение насыщения, В	0,23
Потребляемый ток положительной полярности, мА	5
Потребляемый ток отрицательной полярности, мА	4
Корпус	DIP-8

Данный компаратор имеет выход с открытым коллектором и открытым эмиттером. Выход открытого эмиттера DA2(1) подсоединили к цепи GND а выход открытого коллектора подсоединили к цепи +15В через резистор R28.

Компаратор сравнивает значение тока I_3 , поступающего с датчика DA со значением уставки, формируемой на резисторе R21 и сбрасывает режим «работа» в случае, если ток превышает уставку.

Согласно рекомендациям выбрали резистор R20 величиной 22 кОм.

Исходя из соотношения $R_{23} \gg R_{20}$ выбрали резистор $R_{23}=1\text{МОм}$.

Исходя из предельно допустимого выходного тока компаратора DA2 50 мА выбрали резистор R28 величиной 22 кОм.

В качестве микросхемы DD4 (2И) использовали микросхему К561ЛИ2.

В качестве диодов VD1-3,5,10 выбрали диоды типа КД522Б, рассчитанные на средний ток 100 мА и обратное напряжение 50 В.

Для питания системы управления разработали блок питания, построенный по стандартной схеме на трансформаторе с двумя вторичными обмотками TV1.

Для выбора трансформатора необходимо подсчитать суммарную мощность, потребляемую схемой.

Данные для расчета этого тока свели в табл. 4.5.

Таблица 4.5. - Данные для расчета потребляемой мощности.

Элемент	Ток, потребляемый от +Uп, мА	Ток, потребляемый от -Uп, мА
ОУ DA1	4	4
Компаратор DA2	5	4
Управляющий переход VS1	182	0
Управляющий переход VS2	273	0
Управление выпрямителем	80	0
Светодиоды HL1,2,3 (в сумме)	15	0
Итого:	559	8

Токами, потребляемыми цифровыми микросхемами пренебрегли в связи с их очень малой величиной.

Суммарный потребляемый ток

$$I_{\text{п}} = I^+ + I^- = 0.559 + 0.008 = 0.576 \text{ А}$$

Суммарная потребляемая мощность

$$P = U_{\text{п}} \cdot I_{\text{п}} = 15 \cdot 0,576 = 8,64 \text{ Вт.}$$

Исходя из полученной мощности и необходимого выходного напряжения выбрали трансформатор типа Мура 44273 с параметрами:

первичная обмотка 380В, 50/60 Гц,

1-я вторичная обмотка 18 В, 10 ВА,

2-я вторичная обмотка 18 В, 10 ВА.

Действующий ток каждой из обмоток составляет $I = 10\text{ВА} / 18 \text{ В} = 0.556 \text{ А}$. Суммарный ток, который может обеспечить этот трансформатор составит $I = 0.556 \cdot 2 = 1.11 \text{ А}$. Этот ток немного больше потребляемого $I_{\text{п}}$ для обеспечения запаса по мощности.

Выпрямительный мост построили на диодах типа 1N4007, рассчитанных на 1 А среднего тока и предельное обратное напряжение 1000В. В таком большом напряжении нет необходимости и указанные диоды были выбраны в связи их низкой стоимостью (равной стоимости диодов 1N4003, рассчитанных на более низкое напряжение) при широкой распространенности.

Рассчитали максимальное напряжением, которое может получиться на выходе выпрямителя $18\text{В} \times 1.41 = 25.38 \text{ В}$. Выбрали аналоговые стабилизаторы напряжения с параметрами, сведенными в таблицу 4.6.

Таблица 4.6. - Параметры аналоговых стабилизаторов напряжения

Поз. обозн.	Тип	Выходное напряжение, В	Входное напряжение	макс. отводимая мощность, Вт
DA3	КРЕН8Е	+15	+17..+35В	10
DA4	7915СТ	-15	-17..-35В	10

Выбрали сглаживающие конденсаторы.

C7: К50-35 2200 мкФ х 35 В.

C8: К50-35 1000 мкФ х 35 В.

C9, C10: К50-35 22 мкФ х 35 В.

C11: К10-17Б 2.2 мкФ Y5V

C12: К10-17Б 470 нФ Y5V

Через все не рассчитанные выше резисторы протекают малые токи и выделяются малые мощности в следствии чего их выбрали типа МЛТ на мощность 0.25Вт.

5. Проектирование печатной платы системы управления

Печатная плата представляет собой плоское изоляционное основание, на обеих сторонах которого расположены токопроводящие полосы металла (проводники) в соответствии с электрической схемой.

Печатная плата служат для монтажа на них элементов с помощью полуавтоматических и автоматических установок с последующей одновременной пайкой всех элементов погружением в расплавленный припой или на волне жидкого припоя ПОС-60.

Применение печатных плат позволяет облегчить настройку аппаратуры и исключить возможность ошибок при ее монтаже, так как расположение проводников и монтажных отверстий одинаково на всех платах данной схемы. Использование печатных плат, обуславливает также возможность уменьшения габаритных размеров аппаратуры, улучшения условий отвода тепла, снижения металлоемкости аппаратуры и обеспечивает другие конструктивно-технологические преимущества по сравнению с объемным монтажом.

Процесс разработки печатной платы складывается из двух этапов, выполненных при помощи программы P-CAD и ее приложения Specstra:

1. Компоновка печатной платы, в процессе которой создают все элементы, задают соединения между ними и находят оптимальное размещение навесных элементов на печатной плате. Все элементы располагали в узлах координатной сетки с шагом 2,54 мм. Результат 1-го этапа изображен на рис. 5.1.

2. Разводка печатной платы, осуществленная с помощью вышеуказанной компьютерной программы. Результат разводки изображен на рис. 5.2.

Результат расстановки элементов и задания связей между ними.

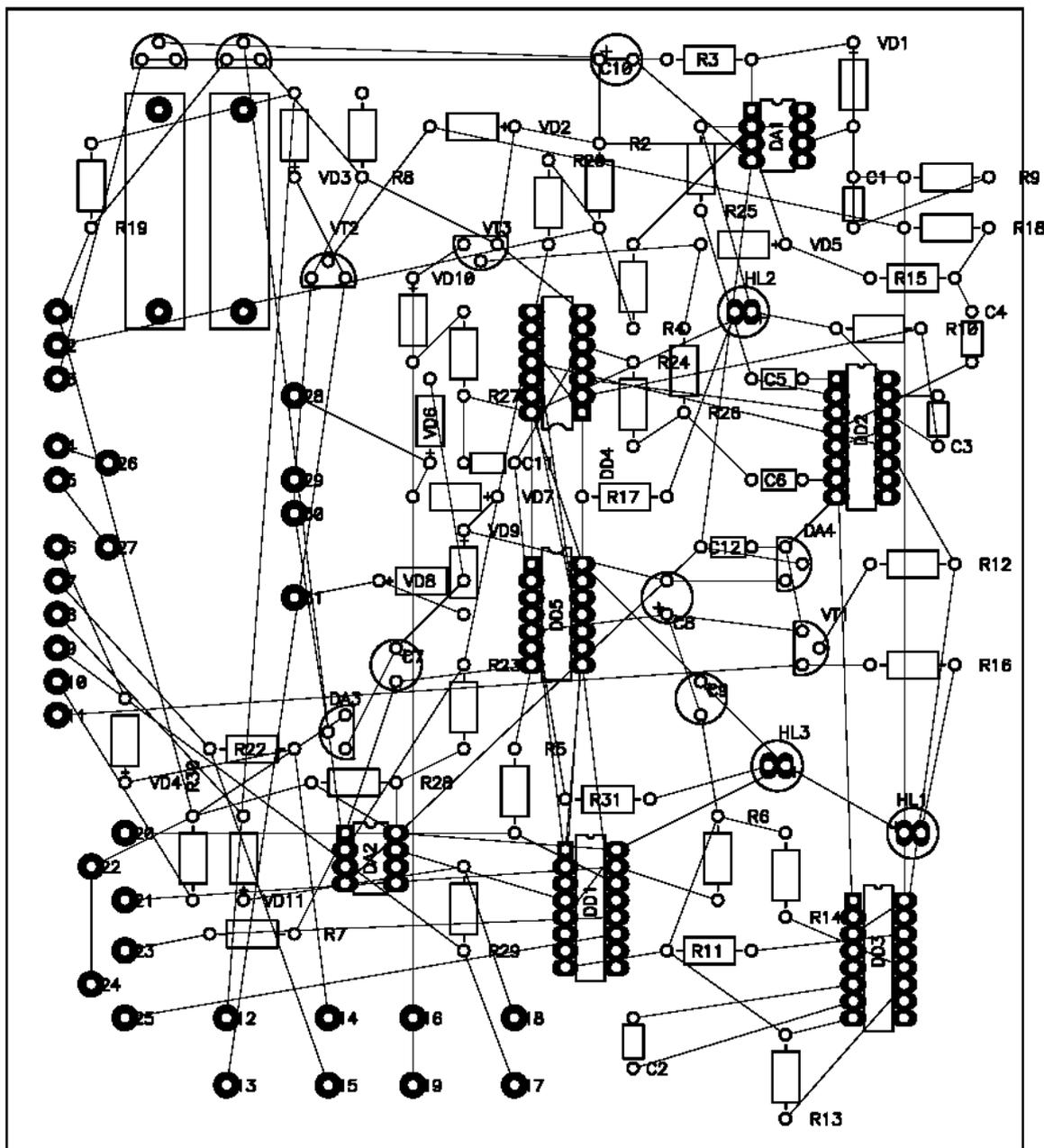
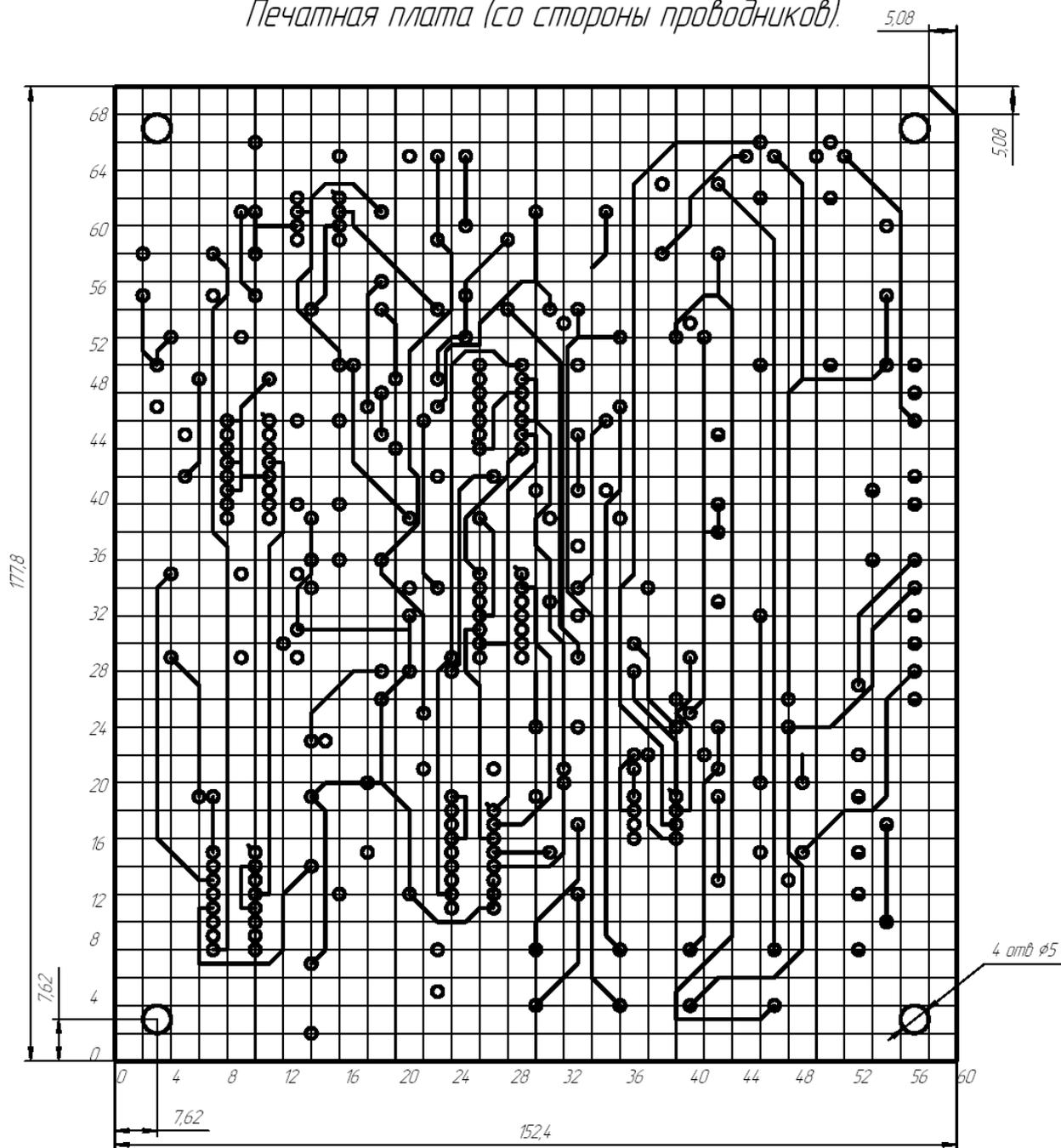


Рис. 5.1.

Печатная плата (со стороны проводников)



Обозначение отв	Диаметр отв, мм	Диаметр контактной площадки	Наличие металлизации	Кол отв
○	0,8	15	есть	249
●	13	2	есть	35

Рис. 5.2а

Печатная плата (со стороны элементов).

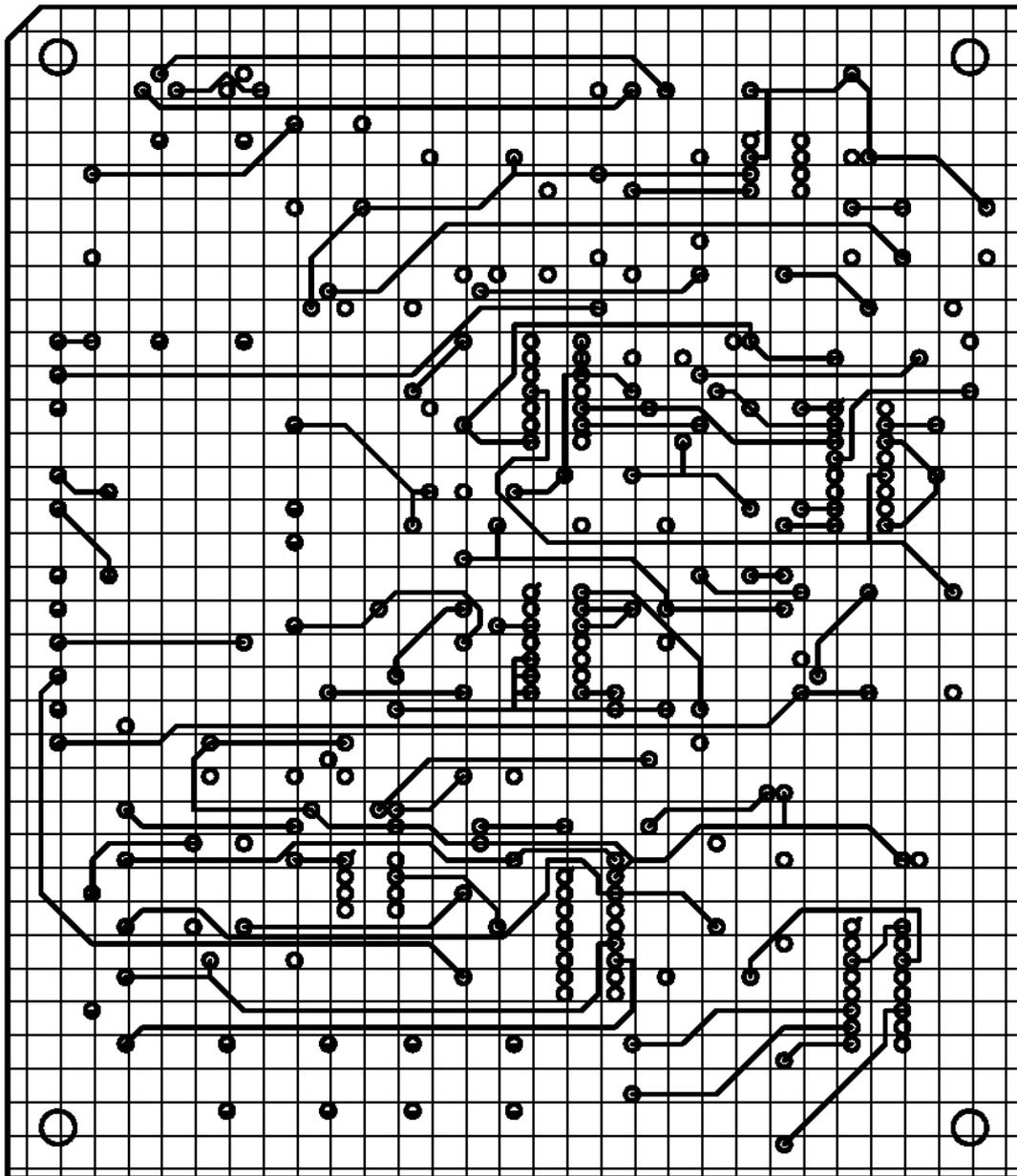


Рис. 5.28

Габаритные размеры, конфигурация и место крепления печатной платы выбираются в зависимости от установочных размеров, элементной базы, пайки, контроля и технико-экономических показателей. Габаритные размеры печатной платы выбираются с учетом класса точности, при этом следует учитывать, что с увеличением габаритных размеров, увеличиваются отклонения, допускаемые при выполнении элементов конструкции платы. Разрабатываемая плата имеет простую прямоугольную форму.

Плата двухсторонняя, имеет по одному слою проводников с каждой стороны и металлизированные отверстия. Токопроводящий слой печатной платы создается комбинированным методом. При этом проводники получают травлением фольги, а металлизированные отверстия - электрохимическим методом. Чтобы к печатному проводнику можно было припаять проводник или вывод элемента, на проводнике делают контактную площадку в виде участка с увеличенной шириной.

Толщина материала основания печатной платы H_m определяется в зависимости от нагрузки и ее конструктивных особенностей, также толщина печатной платы увязывается с диаметром металлизированных отверстий.

Для изготовления печатных плат химическим методом необходимо иметь листовой материал в виде изоляционного основания с приклеенной к нему металлической фольгой. В данной работе используем фольгированный стеклотекстолит СФ-2. Фольгированный материал двухсторонний (фольга наносится на две стороны изоляционного основания).

Предпочтительными значениями номинальных толщин односторонних печатных плат являются: 0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3 (мм). Принимаем значение толщины H_m равным 1,5 мм.

В зоне контактной площадки находится монтажное отверстие, в которое будет вставляться вывод элемента схемы. Монтажное отверстие имеет металлизированные стенки. То есть металл, нанесенный на цилиндрическую поверхность отверстия, соединен с контактной площадкой по всему периметру отверстия. Использование металлизированных отверстий приводит к большей надежности пайки.

Диаметр отверстий в печатной плате должен быть больше диаметра, вставляемого в него вывода, что обеспечивает возможность свободной установки электрорадиоэлемента. Диаметр металлизированного отверстия зависит от толщины платы. Связано это с тем, что при гальваническом

осаждении металла на стенках малого диаметра, сделанного в толстой плате, толщина слоя металла получается неравномерной, а при большом отношении длины к диаметру некоторые места могут остаться непокрытыми. Диаметр металлизированного отверстия должен составлять не менее половины толщины платы.

В узких местах значение минимально допустимой ширины проводника принимаем равной 0,5 мм, минимально допустимое расстояние между проводниками - 0,5 мм. В свободных местах значение минимально допустимой ширины проводника принимаем равной 2,0 мм, минимально допустимое расстояние между проводниками - 2,0 мм.

Проводники располагаются равномерно по полезной площади печатной платы с учетом следующих требований: параллельно линиям координатной сетки или под углом, кратным 15° ; параллельно направлению движения волны припоя или под углом к нему не более 30° со стороны пайки, если проводящий рисунок не покрыт защитной маской; перпендикулярно касательной, к контуру проводящей площади. С целью уменьшения сложности проводящего рисунка допускается применение перемычек в количестве не более 5% от общего числа печатных проводников.

Сформулировали требования к изготовлению печатной платы

1. Плату изготовить химическим травлением.
2. Плата должна соответствовать ГОСТ 23752-79.
3. Шаг координатной сетки 2.54 мм.
4. Линии координатной сетки нанесены через одну.
5. Конфигурацию проводников выдержать по координатной сетке.
6. Ширина проводников 0.5 мм.

Заключение

В данной работе был разработан ГИТ для индукционного нагрева.

В результате анализа существующих решений ГИТ был выбран нерезонансный ГИТ, параметры работы которого слабо зависят от добротности колебательного контура.

Была разработана математическая модель ГИТ, реализованная в программном пакете Matlab/Simulink, позволившая теоретически произвести исследование его работы и использованная при расчете параметров индуктора и силовой схемы в различных режимах работы.

В силовой схеме были использованы диодно-тиристорный и оптотиристорные модули, которые могут устанавливаться на общий радиатор, что упрощает его конструктивное исполнение.

Была разработана система управления, осуществляющая управление работой силовой схемой ГИТ и стабилизацию мощности в соответствии с сигналом датчика тока методом изменения частоты генерируемых импульсов. Система управления осуществляет защиту ГИТ, отключая его при протекании токов, превышающих уставку. Была разработана печатная плата системы управления.

Список использованных источников

1. Аналоговые интегральные схемы: Справочник/А.Л. Булычев В.И. Галкин В.А. Прохоренко. – 2-е изд., перераб. и доп. – Мн.: Беларусь, 1993. – 382 с.: черт.
2. Беркович Е.И., Ивенский Г.В., Иоффе Г.В. и др. Тиристорные преобразователи высокой частоты. Л., Энергия, 1973.
3. Вениаминов В.Н., Лебедев О.Н., Мирошниченко А.И. Микросхемы и их применение: Справ. пособие. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989. 240 с.: ил.
4. Жигалов А.Т., Котов Е.П., Шихаев К.Н., Хохлов Б.А. Конструирование и технология печатных плат. Учебн. пособие для радиотехнических специальностей вузов. М., «Высшая школа», 1973. – 216 с., ил.
5. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов. – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с., ил.
6. Силовые полупроводниковые и импульсные электромеханические преобразовательные устройства, Куйбышев 1976
7. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей: Справ. книга. 3-е изд., перераб. и доп. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986.
8. Машиностроительное черчение. Учебное пособие для вузов. Под ред. канд. техн. наук Г.П. Вяткина, М., «Машиностроение», 1977.
9. Охрана окружающей среды: Учебник для техн. спец. вузов/С.В. Белов, Ф.А. Козьяков и др. Под ред. С.В. Белова. – 2-е изд., исправ. и доп. – М.: Высш. шк., 1991. – 319 с.: ил.
10. Охрана труда в электроустановках: Учебник для вузов/Под ред. Б.А. Князевского. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 336 с., ил.
11. Полупроводниковые приборы. Диоды выпрямительные, стабилитроны, тиристоры: Справ. - / А.Б. Гитцевич А.А. Зайцев В.В. Мокряков и др. Под ред. А.В. Голомедова. – М.: КУБК-а, 1996.
12. Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности: Справочник / А.А. Зайцев А.И. Миркин В.В. Мокряков и др.: Под ред. А.В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1989. – 384 с.: ил.

13. Полупроводниковые приборы: Транзисторы. Справочник / В.Л. Аронов, А.В. Баюков А.А., Зайцев и др. Под общ. ред. Н.Н. Горюнова. – 2-е изд., перераб. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 904 с., ил.
14. Расчет автономных резонансных инверторов для индукционного нагрева: Метод. указания к курсовому проектированию по дисциплине «Автономные преобразователи» / Сост. В.А. Медведев. – Тольятти: ТолПИ, 1992.
15. Резинский С.Р., Лабковский В.С., Евзеров И.Х. Конструирование силовых полупроводниковых преобразовательных агрегатов. М., «Энергия», 1973. – 288 с., ил.
16. Резисторы, конденсаторы, трансформаторы, коммутационные устройства РЭА: Справ./Н.Н. Акимов Е.П. Ващуков В.А. Прохоренко, Ю.П. Ходоренко – Мн.: Беларусь, 1994.
17. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник/О.Г. Чебовский, Л.Г. Моисеев, Р.П. Недошивин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 400 с., ил.
18. Слухоцкий А.Е., Рыскин С.Е. Индукторы для индукционного нагрева. – Л.: «Энергия», 1974.
19. Справочник разработчика и конструктора РЭА. Элементная база. – М.: Радио и связь, 1983.
20. Тихомиров П.М. Расчет трансформаторов: Учеб. пособие для вузов. – 5-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 528 с.: ил.
21. Шило В.Л. Популярные цифровые микросхемы: Справочник. – М.: Радио и связь, 1987. – 352 с.: ил.
22. 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.
23. Изолированные датчики тока и напряжения фирмы LEM. Характеристики, применение, расчеты. www.lem.com
24. Каталог фирмы EPCOS www.dodoca.ru.
25. Мощный полупроводниковые приборы. Тиристоры: справочник / В.Я. Замятин. М. Радио и связь 1978 – 576 с. ил.
26. www.platan.ru.
27. <http://sasoft.qrz.ru>.

28. пат.813712 Ивашин В.В., Чернявский Н.И. Генератор импульсов тока.
29. пат.693535 Ивашин В.В., Чернявский Н.И. Генератор импульсов тока.
30. пат.849458 Ивашин В.В., Шатунов В.М. Генератор импульсов тока.
31. Симкин С.А. Исследование динамики и особенностей проектирования автоколебательного вибратора с индукционно-динамическим двигателем для вибрационной сейсморазведки: дис. ... канд.техн.наук: 05.09.03./ Симкин Семен Аронович. – Тольятти, 1981. – 260 с.
32. Слухоцкий А.Е., Рыскин С.Е. Индукторы для индукционного нагрева. Л.: «Энергия», 1974.