

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ  
УЧРЕЖДЕНИЕ НАУКИ  
ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ ИМ. Г.И.БУДКЕРА  
СИБИРСКОГО ОТДЕЛЕНИЯ РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК

*на правах рукописи*

СЕНЬКОВ ДМИТРИЙ ВАЛЕНТИНОВИЧ

**РАЗРАБОТКА СТРУКТУРЫ И АЛГОРИТМОВ  
УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ДЛЯ  
ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ УСТАНОВОК**

01.04.20 – физика пучков заряженных частиц и ускорительная техника

Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель  
Медведко Анатолий Степанович,  
кандидат технических наук

Новосибирск – 2016

<b>ВВЕДЕНИЕ .....</b>	<b>4</b>
<b>ГЛАВА 1. УСТРОЙСТВО МОЩНЫХ СИЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И ВАРИАНТЫ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ .....</b>	<b>7</b>
1.1. Классификация мощных преобразователей.....	7
1.2. Виды высоковольтных генераторов .....	10
1.3. Установки электронно-лучевой сварки и применяемые в них высоковольтные источники .....	14
<b>ГЛАВА 2. ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ИСТОЧНИК ДЛЯ УСТАНОВКИ ЭЛЕКТРОННО- ЛУЧЕВОЙ СВАРКИ.....</b>	<b>21</b>
2.1. Общее описание .....	21
2.2. Требования к преобразователю .....	23
2.3. Структура источника .....	24
2.4. Согласование преобразователя и в/в трансформатора .....	26
2.5. Моделирование схемы согласования .....	38
2.6. Результаты испытаний .....	43
2.7. Выводы.....	48
<b>ГЛАВА 3. КОНТРОЛЛЕР ИСТОЧНИКОВ .....</b>	<b>50</b>
3.1. Общее описание контроллера.....	50
3.2. Структура контроллера .....	53
3.3. Структура управляющего алгоритма.....	54
3.4. Стабилизация выходного напряжения.....	57
3.5. Выводы.....	67
<b>ГЛАВА 4. ИСТОЧНИК СИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ВЫХОДНЫМ СИНХРОННЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ .....</b>	<b>69</b>
4.1. Общее описание .....	69

4.2. Конструкция источника .....	71
4.3. Управление источником .....	74
4.4. Мягкая коммутация ключей .....	75
4.5. Результаты испытаний .....	78
<b>ГЛАВА 5. ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ КОЛОННЫ 2МЭВ ОХЛАДИТЕЛЯ ПРОТОННОГО ПУЧКА ДЛЯ СИНХРОТРОНА COSY.....</b>	<b>80</b>
5.1. Общее описание установки электронного охлаждения COSY.....	80
5.2. Требования к источнику питания высоковольтной колонны .....	83
5.3. Структура источника .....	84
5.4. Моделирование схемы согласования источника с высоковольтной колонной .....	86
5.5. Обратная связь и переходной процесс при изменении нагрузки .....	88
5.6. Результаты .....	90
<b>ГЛАВА 6. ТРЕХКАНАЛЬНЫЙ ПРЕЦИЗИОННЫЙ ИСТОЧНИК ТОКА ДЛЯ КВАДРУПОЛЕЙ БУСТЕРА NSLS-II .....</b>	<b>91</b>
6.1. Общее описание .....	91
6.2. Идеология построения источника .....	94
6.3. Структура источника тока.....	98
6.4. Конструкция источника .....	99
6.5. Управляющий контроллер источника тока .....	101
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>106</b>
<b>ЛИТЕРАТУРА.....</b>	<b>110</b>

## Введение

Источники тока и напряжения с диапазоном максимальных мощностей от 5кВт и до 50кВт используются в электрофизических установках очень широко. Источники тока используются для получения пучков заряженных частиц и для питания магнитных элементов ускорителей и накопителей заряженных частиц. Высоковольтные источники напряжения применяются в электронных и ионных пушках ускорителей заряженных частиц для научных целей, в промышленных ускорителях, источниках рентгеновского излучения. Источники тока и напряжения мощностью десятки киловатт находят широкое применение не только в научной и медицинской аппаратуре, но и в промышленности. Источники тока с таким диапазоном мощностей используются в установках напыления материалов, сварочном оборудовании. Высоковольтные источники используются в установках дефектоскопии и неразрушающего контроля, установках электронно-лучевой сварки.

В 2004 году в ИЯФ началась разработка электронно-оптической колонны и энергоблока для электронно-лучевой сварки. Электронно-оптическая колонна состоит из электронной пушки, ускоряющей пучок электронов до 60кэВ, фокусирующей и отклоняющей систем и вакуумной системы. Энергоблок обеспечивает питание элементов электронно-оптической колонны. Электронный луч позволяет сваривать в вакууме самые разнообразные металлы, включая титановые сплавы. При этом толщина свариваемых деталей благодаря свойству самофокусировки электронного луча в металле может составлять до сотен миллиметров при токе луча 500-600мА. Установки электронно-лучевой сварки применяются при производстве электрофизической аппаратуры для сваривания чистых материалов, в судостроении и авиастроении для получения качественных

гомогенных соединений. Автор диссертации принимал непосредственное участие в разработке в ИЯФ электронно-оптических колонн для электронно-лучевой сварки с энергией луча 60кэВ и мощностью в луче до 15кВт и до 30кВт. Основной задачей автора в данной работе была разработка силовых преобразователей высоковольтных источников анодного напряжения электронных пушек. Была разработана серия надежных высоковольтных источников с выходным напряжением -60кВ и выходным током до 250мА, до 500мА и до 600мА. Было изготовлено и введено в эксплуатацию семь комплектов оборудования для установок электронно-лучевой сварки.

На основе этих модулей были разработаны еще два отдельных типа источников. Первый тип это 10кВт источник питания высоковольтной колонны для прототипа инжектора ионов проекта NITS. Он представляет собой генератор синусоидального напряжения частотой 400Гц амплитудой до 120В. Вторая разработка – 40кВт источник питания высоковольтной колонны установки электронного охлаждения протонного синхротрона COSY, представляющий собой преобразователь с синусоидальным выходным напряжением частотой 26Гц амплитудой до 1000В.

В 2010-2012 годах ИЯФ разработал и поставил «под ключ» в BNL (Brookhaven National Laboratory, Upton, USA) бустер-синхротрон для источника синхротронного излучения (СИ) нового поколения NSLS-II. Бустер предназначен для ускорения электронного пучка от энергии инжекции 200МэВ до энергии 3ГэВ и для последующего его перепуска в основное кольцо NSLS-II, где пучок используется для получения СИ. Задачей автора была разработка источников тока для питания квадрупольных магнитов бустера. Особенностью питания магнитной системы бустера являлась необходимость управляемого быстрого подъема тока в магнитных элементах в цикле ускорения пучка и потом быстрого

спада для подготовки к следующему циклу ускорения. При этом требуется высокая точность установки и поддержания тока в течение всего цикла ускорения. Цикл работы бустера составляет 1сек. Для питания всех квадрупольных магнитов бустера был разработан прецизионный трехканальный источник тока с током каждого канала до 180А и выходным напряжением до 170В, позволяющий осуществлять быструю перестройку тока с погрешностью не более 0.1% и долговременной стабильностью лучше 0.01%.

На защиту выносятся следующие положения:

Оригинальная схема согласования силового преобразователя и секционированного высоковольтного трансформатора.

Структура и алгоритмы управления контроллера высоковольтного источника на основе быстродействующего сигнального процессора и матрицы программируемой логики.

Источник синусоидального напряжения частотой 400Гц с выходным напряжением до 120В мощностью 10кВт, построенный на базе полномостовой схемы 20кГц ШИМ-модулятора и синхронного выпрямителя–демодулятора.

Источник питания для высоковольтной колонны 2МВ, представляющий собой стабильный источник синусоидального напряжения частотой 26кГц с амплитудой 700В и выходной мощностью до 40кВт.

Система питания квадрупольных магнитов бустера NSLS-II, представляющая собой прецизионный трехканальный источник с током канала до 180А, выходным напряжением до 170В и скоростью управляемой перестройки выходного тока до 600А/с.

## Глава 1

### Устройство мощных силовых преобразователей и варианты их применения

#### 1.1. Классификация мощных преобразователей

Силовые преобразователи – это устройства, преобразующие электрическую энергию с целью получения на выходе преобразователя энергии с заданными показателями напряжения и тока. Данная работа посвящена регулируемым полупроводниковым преобразователям, преобразующим энергию трехфазной промышленной сети 380В 50Гц с максимальной выходной мощностью от 5 до 50кВт. Возможные реализации таких преобразователей можно разделить на 2 группы:

- источники, работающие на частоте сети (ведомые сетью),
- источники с преобразованием частоты.

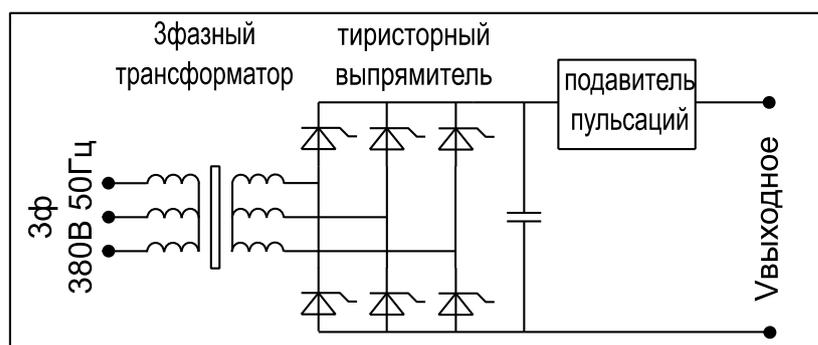


Рисунок 1.1. Устройство источника, работающего на частоте сети

Схематическое устройство преобразователей первого типа показано на рисунке 1.1. Преобразование напряжения и тока к нужному диапазону осуществляется с помощью трехфазного силового трансформатора, после которого выпрямляется тиристорным регулятором. Стабилизация тока или напряжения на выходе преобразователя осуществляется управлением углом открытия тиристорных регулятора [1, с.231]. При необходимости более

качественного регулирования после тиристорного регулятора используется подавитель пульсаций, который представляет собой либо линейный стабилизатор, либо трансформатор подавления пульсаций. Последний представляет собой трансформаторную схему, добавляющую к напряжению на выходе тиристорного регулятора сигнал в противофазе к пульсациям этого напряжения. Таким образом, пульсации на выходе преобразователя могут быть уменьшены до уровня вплоть до единиц ppm. Так же для уменьшения уровня пульсаций и повышения коэффициента мощности преобразователя может применяться двенадцатипульсная схема выпрямления [1, с.237]

Устройство преобразователей второго типа может быть разнообразным и зависит от постановки задачи. Объединяющим является применение в их составе преобразователя частоты (инвертора), преобразующего выпрямленное сетевое напряжение в переменное заданной частоты. В качестве ключей инвертора могут использоваться тиристорные вентили, биполярные транзисторы, полевые транзисторы или биполярные транзисторы с изолированным затвором. Прогресс полупроводниковой силовой электроники в последние десятилетия привел к появлению мощных полевых транзисторов с изолированным затвором на основе структуры металл-диэлектрик-полупроводник (МДП-транзисторы, MOSFET) и мощных биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT), специально предназначенных для применения в преобразовательной технике. Рабочая частота переключения для MOSFET составляет до сотен килоггерц, однако максимальное рабочее напряжение для сильноточных моделей транзисторов не позволяет использовать их для преобразования выпрямленного сетевого напряжения. Рабочие напряжения силовых IGBT ключей для отдельных моделей составляют выше 3.6кВ при токах выше 2.5кА. Транзисторы с рабочим напряжением 1.2кВ, 1.7кВ и рабочим током 400-600А достаточно

распространены и недороги, выпускаются, в том числе, и отечественными производителями (МТКИ-400/600-12К/17К ОАО «Электровыпрямитель»), имеют рабочую частоту переключения до 20-30кГц. Это обуславливает широкое применение IGBT транзисторов в силовых преобразователях мощностью в десятки киловатт. На рисунке 1.2. показана структурная схема силового преобразователя с преобразованием частоты и постоянным выходным напряжением.

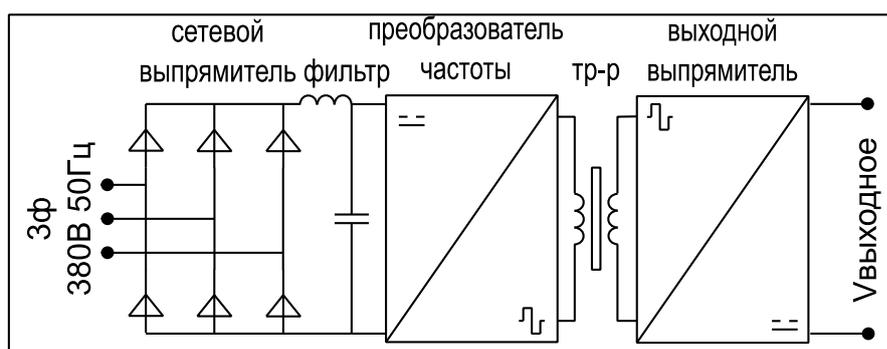


Рисунок 1.2. Устройство источника с преобразование частоты

Сначала происходит выпрямление сетевого напряжения трехфазным выпрямителем, затем выпрямленное напряжение подается на преобразователь частоты (инвертор). Для преобразователей мощностью 5-50кВт в качестве преобразователя частоты чаще всего используются мостовые или полумостовые схемы на IGBT транзисторах. Переменное напряжение с выхода инвертора преобразуется к нужному диапазону трансформатором и поступает затем в схему выпрямления.

Для мощности ниже 100кВт силовые преобразователи с преобразованием частоты имеют существенный выигрыш в габаритах по сравнению с тиристорными. Это связано с тем, что для таких мощностей размеры сетевого трансформатора и фильтра выпрямителя в десятки раз больше, чем для трансформатора и фильтра, работающих на частоте 10-30кГц. Так что в таком диапазоне мощностей построение источников на

преобразователе частоты на IGBT транзисторах с частотой коммутации 15-30кГц является оптимальным. Стоимость их будет не сильно превышать таковую для тиристорного источника, а габариты будут существенно меньше. Диапазон рабочих частот сверху ограничивается максимальной частотой коммутации транзисторов.

## **1.2. Виды высоковольтных генераторов**

Если рассматривать высоковольтные источники с выходным напряжением от 50кВ и мощностью выше 5кВт, то они обычно представляют собой каскадный генератор, состоящий из набора последовательно соединенных секций, содержащих каждая свой выходной выпрямитель и емкость фильтра. Напряжение на секции находится в диапазоне 20-30кВ, и ограничивается сверху характеристиками доступных диодов и емкостей, используемых в выходном выпрямителе. Вторая причина секционирования – это более равномерное распределение потенциала по такой конструкции, что увеличивает электрическую прочность устройства за счет исключения локальных перенапряжений.

По типу передачи энергии в секции источники можно разделить на источники с емкостной и индуктивной передачей энергии, а по организации структуры на источники с последовательной и параллельной передачей энергии. Емкостная передача энергии осуществляется переменным электрическим полем через емкостные элементы, а индуктивная – переменным магнитным полем в трансформаторах. При параллельной передаче энергии она передается от первичной стороны сразу во все секции каскадного генератора, а при последовательной – от секции к секции.

Параллельная емкостная передача энергии не сильно широко распространена. Она применяется в динамитроне (Рис 1.3) (от названия

фирмы «Radiation Dynamics Corporation», разработавшей прибор) секции которого питаются параллельно через емкость зазора между секцией и электродом питающего генератора.

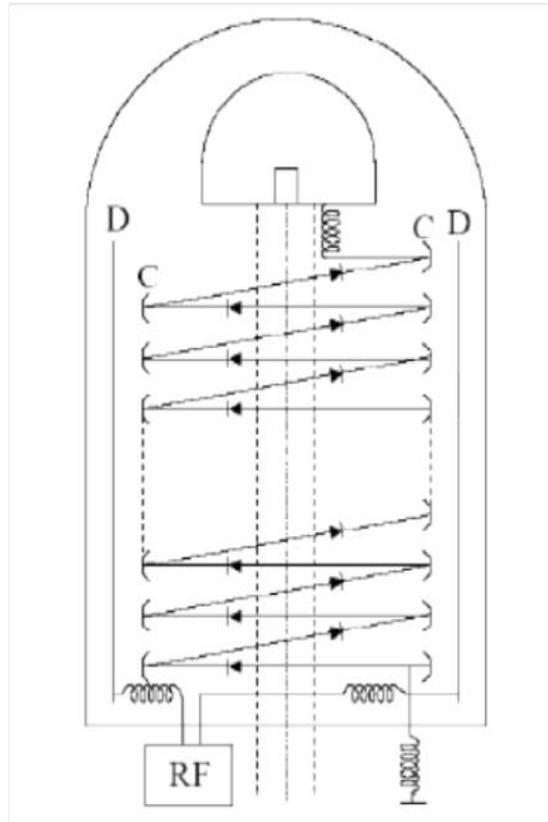
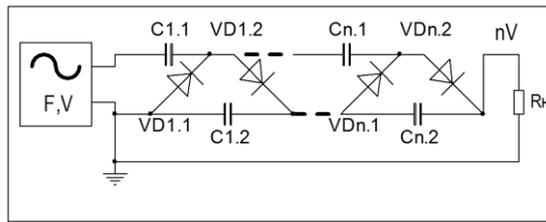
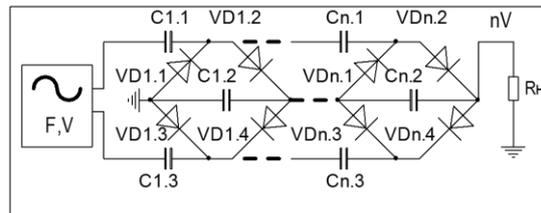


Рисунок 1.3. Общая схема динамитрона

Намного более широко распространены высоковольтные источники на основе последовательной емкостной передачи энергии. Это источники на основе схем умножения напряжения. Они выполняются по схеме несимметричного генератора Кокрофта-Уолтона (Рис.1.4а) или симметричного генератора Халперна (Рис 1.4б).



а)



б)

Рисунок 1.4. Каскадные генераторы на основе умножителей напряжения  
 а) несимметричный генератора Кокрофта-Уолтона б) симметричный генератора Халперна

В источниках на основе индуктивной (трансформаторной) связи, наоборот, распространены построенные на параллельной передаче энергии (Рис 1.5б), а источники с последовательной передачей энергии в связи со сложностью конструкции встречаются редко и только для применений с выходным напряжением выше 100кВ. Такая конструкция с последовательным питанием секций (Рис 1.5а) удобна тем, что нет необходимости передавать энергию через высоковольтный промежуток с полным выходным напряжением, рабочее напряжение изоляции для трансформаторов равно шагу напряжения между секциями каскадного генератора. Однако у такой схемы есть и слабые места даже кроме сложности конструкции, и они связаны именно со способом передачи энергии. Во-первых, и эта проблема актуальна так же и для умножителей, поток энергии через нижнюю секцию в  $N$  раз (где  $N$  - число секций) больше, чем через самую верхнюю.

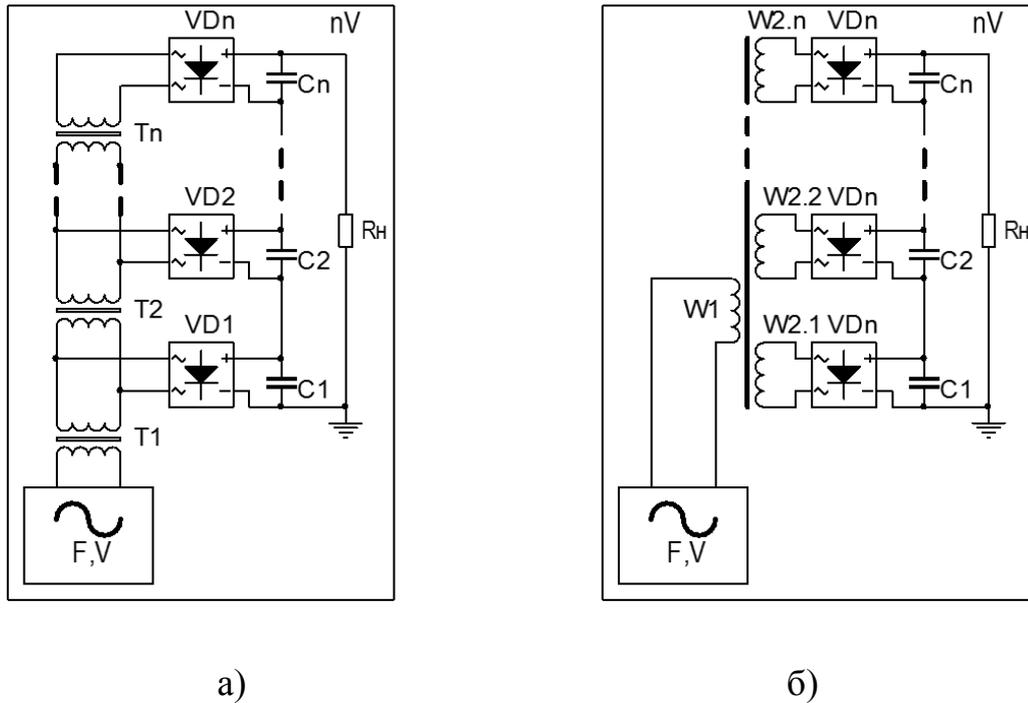


Рисунок 1.5. Каскадные генераторы с индуктивной связью

а) Последовательное питание секций б) параллельное питание секций

Во-вторых, ненулевая величина индуктивности рассеяния передающих трансформаторов приводит к неравномерному распределению напряжения по секциям и зависимости этого распределения от нагрузки. При наличии отбора мощности от такого каскадного генератора это приводит к тому, что дальнейшее увеличение количества секций не приведет к увеличению напряжения. При параллельной передаче энергии такой проблемы нет. Однако необходимо решать задачу изоляции первичной и вторичных обмоток трансформатора на полное выходное напряжение. Изоляцию до ста киловольт можно обеспечить использованием соответствующих изолирующих материалов между обмотками. При более высоких напряжениях уже необходимо организовывать в магнитопроводе изолирующий промежуток, через который магнитный поток подается в высоковольтные секции. В частности такая задача была решена в ИЯФ коллективом под руководством Салимова Р.А при разработке

промышленного ускорителя типа ЭЛВ [2]. Однако при этом за счет большой величины индуктивности рассеяния сложно получить высокую рабочую частоту. Суммируя вышеизложенное, можно примерно так разделить применение разных типов каскадных генераторов в высоковольтных источниках мощностью выше 5кВт:

- для источников с напряжением до 100кВ применяются или схема с высоковольтным трансформатором или схемы умножителей напряжения. В умножителях не стоит так остро проблема изоляции на полное напряжение, они проще и дешевле, однако трансформаторные источники позволяют получать большой выходной ток.
- Для источников от 100кВ до 500кВ в основном применяются схемы умножителей напряжения.
- Для источников с выходным напряжением выше 500кВ используется либо схема динаметрона, либо схема с последовательным индуктивным питанием секций, либо высоковольтный трансформатор с изолирующим зазором в магнитопроводе.

### **1.3. Установки электронно-лучевой сварки и применяемые в них высоковольтные источники**

Установка электронно-лучевой сварки (ЭЛС) применяется для сварки разнообразных металлов, в том числе тугоплавких и особо чистых. Сварка осуществляется в вакууме при давлении остаточных газов менее  $10^{-2}$  Па ускоренным до 30-150кВ пучком электронов, сфокусированным на поверхности свариваемых деталей. За счет очень высокой плотности энергии (от  $10^5$  до  $10^9$  Вт/см<sup>2</sup> при мощности пучка десятки киловатт) получается недостижимое для электродуговых методов отношение глубины проплавления к ширине шва (до 50:1) [3; 4, с94-99] при погонной энергии в пять и более раз меньшей чем при дуговой сварке. Благодаря этому

получается узкий сварной шов с параллельными границами и малой протяженностью зоны термического влияния, что обуславливает незначительные линейные и угловые деформации свариваемых деталей. Погонная энергия, поперечная усадка и угловые деформации при ЭЛС существенно ниже не только по сравнению с дуговыми методами сварки, но и по сравнению с лазерной сваркой [1, с.86], а большая глубина проплавления позволяет сваривать за один проход детали толщиной до 400мм. Кроме того, электронный луч является практически безинерционным источником энергии, мощностью и пространственным положением которого можно быстро управлять. Конечно, у ЭЛС есть и недостатки, к которым можно отнести: высокие начальные капиталовложения, ограниченный размер свариваемых деталей, так как сварки происходит в вакуумной камере, необходимость точного нацеливания электронного луча на стык свариваемых деталей и генерирование рентгеновского излучения, особенно при энергии электронного пучка 60 кэВ и выше, мировой парк установок электронно-лучевой сварки постоянно растет, увеличиваясь на 100-200 штук в год. К 2010 году парк установок электронно-лучевой сварки составлял более 8000 [5, с.8].

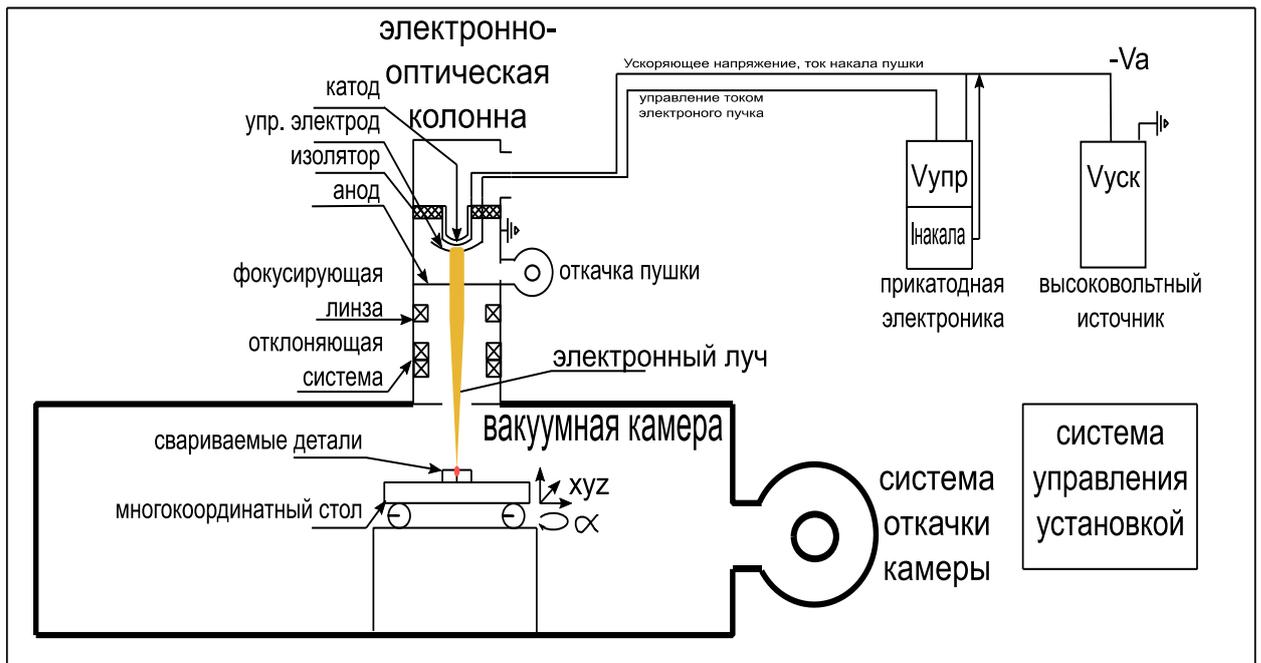


Рисунок 1.6. Структура установки ЭЛС(накамерной)

Структура установки ЭЛС показана на рисунке 1.6. Установка состоит из вакуумной камеры, насосов, обеспечивающих вакуум в камере, многокоординатного манипулятора, электронно-оптической колонны, энергоблока и системы управления установкой. Электронно-оптическая колонна состоит из электронной пушки, фокусирующей и отклоняющей системы, системы откачки пушки. Энергоблок содержит прикатодную электронику, обеспечивающую управление накалом и током электронного пучка, источников питания фокусирующей и отклоняющей систем и высоковольтного источника ускоряющего напряжения. По способу расположения электронной пушки электронно-оптические колонны делятся на накамерные, в которых электронная пушка неподвижно закреплена на вакуумной камере, и внутрикамерные с электронной пушкой, расположенной внутри вакуумной камеры на подвижном манипуляторе. У накамерной пушки должно быть большее по сравнению с внутрикамерной фокусное расстояние, так как пушка находится на стенке камеры (обычно сверху). У внутрикамерных пушек есть ограничения на габаритные размеры

и вес, которые определяются характеристиками манипулятора, оперирующего пушкой, кроме того кабели идущие к внутрикамерной пушке должны быть приспособлены для работы в вакууме. Качество сварного соединения зависит не только от стабильности тока пучка. Оно также зависит от точности фокусировки и позиционирования электронного пучка на поверхности деталей, поэтому от источников отклоняющей и фокусирующей систем и источника ускоряющего напряжения требуется высокая стабильность (таблица 1.1).

Технология применения электронного луча была разработана в СССР и в мире 1957-1958 годах. В СССР исследования применения электронного луча проводились в Московском энергетическом институте под руководством Ольшанского Н.А и в Институте электросварки им. Е.О. Патона под руководством Мовчана Б.А.. В результате в 1958 году в МЭИ была создана первая в СССР установка для электронно-лучевой сварки металлов. Наибольшего расцвета развитие техники и технологии в СССР достигло в 80 годы, когда внедрением и разработкой ЭЛС занималось много отраслевых и академических институтов [5]. Энергоблоки этих установок имели мощность до 60кВт при рабочем выходном напряжении высоковольтного источника 30, 50, 60 75кВ. Высоковольтные источники их строились на основе сетевого высоковольтного трансформатора с масляной изоляцией и выходного лампового стабилизатора на пролетном пентоде. В качестве примера можно рассмотреть основные характеристики электронно-лучевой аппаратуры ЭЛА60В, они приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 Основные характеристики ЭЛА60В

Ускоряющее напряжение ( $U_{\text{уск}}$ )	60кВ $\pm$ 0.6кВ
Нестабильность $U_{\text{уск}}$ за 10 минут	Не более $\pm 0.5\%$
Пульсации $U_{\text{уск}}$	Не более 0.5%
Ток сварки ( $I_{\text{свар}}$ )	1-1000мА
Нестабильность $I_{\text{свар}}$ за 10 минут	Не более $\pm 0.5\%$
Пульсации $I_{\text{свар}}$	Не более 5%
Потребляемая мощность	Не более 90кВА
Напряжение питания	380В 50Гц 3фазное

За счет применения фактически линейного стабилизатора на пролетном пентоде источник такого типа имеет достаточно низкий КПД (около 65%). Кроме того он имеет большие габаритные размеры и требует мощную систему охлаждения. В настоящее время такие высоковольтные источники устарели не только физически, но и морально, а так как парк установок ЭЛА разных типов России достаточно высок, то при модернизации их требуется не только замена на современные системы управления и приводов манипуляторов, но и замена высоковольтного источника питания. При этом источник должен иметь как минимум не худшую стабильность выходного напряжения, лучший КПД и иметь высокую надежность, в том числе сохранять работоспособность при (пробое) замыкании выхода высоковольтного источника. Пробой высоковольтного промежутка может происходить в пушке при ухудшении вакуума, например при выделении в объем газов из свариваемых деталей и это штатная и достаточно частая ситуация при эксплуатации оборудования ЭЛС. В настоящее время при модернизации или разработке (обычно на основе советской электронной пушки типа ЭЛА) новых установок ЭЛС в

качестве высоковольтного источника часто применяют французские источники фирмы Technix или американские фирмы Spellman. Основные характеристики источников этих фирм, применяемых для аппаратуры ЭЛС, приведены в таблице 1.2.

Таблица 1.2 Основные характеристики высоковольтных источников фирм Technix и Spellman

<b>Параметр</b>	<b>Technix SR-60-N-40.000</b>	<b>Spellman SR60*6</b>
Максимальная выходная мощность	40кВт	6кВт <sup>1</sup>
Ускоряющее напряжение ( $U_{\text{уск}}$ )	-0 ÷ -60кВ	-0 ÷ -60кВ
Нестабильность $U_{\text{уск}}$ за 8 часов при постоянной нагрузке (при $U_{\text{уск}}=60\text{кВ}$ )	0.1%	0.02%
Пульсации $U_{\text{уск}}$ (среднеквадр.)	менее 0.1%	менее 0.05%
Диапазон рабочих температур	0-40°C	-
Температурный коэффициент	200ppm/°C	100ppm/°C
Энергия выделяемая при пробое в нагрузке	30Дж	-
КПД	Лучше 92%	-
Напряжение питания	400В 50Гц 3ф	208В 60Гц 3ф

Для источника Technix данные взяты из технической документации на высоковольтный источник для ЭЛС модели SR-60-N-40.000-EBWS , для модели Spellman SR60\*6 из рекламного каталога фирмы.

И тот и другой источники построены на базе умножителей напряжения и имеют следующую структуру: сетевое напряжение выпрямляется, подается на инвертор напряжения, с которого переменное высокочастотное напряжение поступает на повышающий трансформатор, который имеет

<sup>1</sup> Для получения источников большей мощности производитель рекомендует параллельное соединение нескольких модулей

выходное напряжение (далее данные для источника Technix) около 10кВ. С выхода трансформатора напряжение поступает на шестисекционный умножитель, на выходе которого получается напряжение -60кВ. В источнике масляная изоляция (что предпочтительнее в промышленной установке), в источниках Spellman – твердая изоляция.

Кроме приведенных в таблице характеристик стоит отметить, что оба источника могут работать в режиме ограничения тока с точностью поддержания тока лучше 0.5%, сохраняют работоспособность при пробое в выходном напряжении с восстановлением выходного напряжения после пробоя за время (данные для источника SR-60-N-40.000) от 5мс (минимально возможное время). Так же источники сохраняют высокую стабильность (нестабильность менее 0.1%) выходного напряжения в диапазоне изменения нагрузок от холостого хода до номинального выходного тока. Однако это верно только при плавном изменении выходного тока. Как показала реальная эксплуатация при резком (с фронтом меньше 1мс) нарастании выходного тока от холостого хода до уровня 30-100% от номинального в напряжении возникает переходной процесс (провал напряжения) с амплитудой до 20-30%. И чтобы исключить это явление фронт нарастания тока должен быть медленнее 10мс.

В целом можно заключить, что современные высоковольтные источники напряжения (если говорить об источниках с мощностями 5-50кВт, в которых эффективно применение транзисторных преобразователей) сделали огромный шаг вперед по сравнению с первым поколением, выполненным на сетевых трансформаторах и высоковольтных лампах. Современные источники имеют компактные размеры, малую запасенную в высоковольтной цепи энергию (и, соответственно, малую выделяемую при пробое энергию), высокую долговременную стабильность и высокой КПД.

## Глава 2

### Высоковольтный источник для установки электронно-лучевой сварки

#### 2.1. Общее описание

В 2005 году в ИЯФ была разработана камерная электронно-лучевая аппаратура для применения в установках электронно-лучевой сварки. Она состоит из электронной пушки триодного типа с прямонакальным катодом с максимальным током луча 250мА, прикатодной электроники, которая обеспечивает работу накала пушки и управление током электронного луча с помощью задания сеточного напряжения пушки, электронно-оптической системы с двойным лучепреломлением, высоковольтного источника 60кВ 250мА и системы откачки объема пушки [6]. При разработке высоковольтного источника для применения в установках электронно-лучевой сварки нужно учитывать специфику условий работы: вакуум при работе установки может сильно ухудшаться из-за поступления в объем паров, выделяющихся при нагреве свариваемых деталей электронным лучом. При этом снижается электрическая прочность высоковольтного зазора катод-анод электронной пушки и в этом зазоре может возникать пробой вакуумной изоляции. Высоковольтный источник должен быть спроектирован с таким расчетом, чтобы он выдерживал многократные высоковольтные пробои в нагрузке и имел малую рассеиваемую при пробое энергию, не позволяющую допустить повреждение элементов пушки, на которые происходит пробой. Для того, чтобы высоковольтный пробой не прерывал технологический процесс сварки, источник должен иметь возможность быстрого (быстрее 10мс) восстановления выходного напряжения после пробоя. За это время свариваемые детали не успевают остыть и процесс сварки можно продолжать без ухудшения качества

сварного соединения. Кроме того, источник должен иметь как можно меньшее время и амплитуду переходного процесса при нарастании тока нагрузки от уровня холостого хода до максимального и при обратном спаде с максимума тока до уровня холостого хода, чтобы была возможность работать модулированным электронным пучком. Точность установки выходного напряжения источником во всем диапазоне токов нагрузки и долговременную стабильность выходного напряжения требуется обеспечивать на уровне не хуже современных западных аналогов, т.е. она должна быть лучше 0.1% для номинального выходного напряжения 60кВ. Режим ограничения тока не требуется, так как именно для ЭЛС этот режим не актуален, регулировка тока пучка производится электронной пушкой. Требуемые от высоковольтного источника параметры сведены в таблицу 2.1

Таблица 2.1 Требования к высоковольтному источнику

Номинальная мощность	15кВт/30кВт
Ускоряющее напряжение ( $U_{\text{уск}}$ )	60кВ
Нестабильность $U_{\text{уск}}$ за 8 часов при постоянной нагрузке (при $U_{\text{уск}}=60\text{кВ}$ )	Не более $\pm 0.1\%$
Пульсации $U_{\text{уск}}$ (среднеквадр)	Не более 0.2%
Длительность переходного процесса при изменении выходного тока от 10% до 100% от номинального	Не более 5мс
Амплитуда переходного процесса при изменении выходного тока от 10% до 100% от номинального	Не более 5%
Диапазон рабочих температур	0-40°C
Энергия, выделяемая при пробое в нагрузке	Не более 20Дж
Время восстановления выходного напряжения после пробоя	Регулируемое от 5мс до 5с

КПД	Лучше 90%
Охлаждение преобразователя	Водяное
Охлаждение высоковольтного выпрямителя	Трансформаторным маслом
Напряжение питания	380В 50Гц 3фазное

## 2.2. Требования к преобразователю

При этом преобразователь частоты высоковольтного источника должен отвечать следующим требованиям:

- Современная элементная база.
- Частота выходного напряжения 15-30кГц.
- Выходное напряжение преобразователя 500В.
- Выходная мощность от 10 до 60кВт.

Вопрос выбора рабочей частоты преобразователя будет рассмотрен далее более подробно, однако в целом границы ее определяются следующими соображениями:

- Снизу частота ограничена для исключения акустического шума при работе источника. При рабочих частотах от килогерца и до 10-15кГц трансформаторы и дроссели мощного источника за счет магнитострикции издадут крайне неприятный для человека шум.
- Сверху частота ограничивается характеристиками (время переключения и величина динамических потерь) доступных силовых IGBT транзисторов.

Максимальная рабочая частота ключей ограничивается возможностями теплоотвода от кристалла транзистора выделяющейся в нем энергии динамических потерь при коммутации тока и составляет для выбранных транзисторов около 30кГц. Именно это является

ограничивающим сверху фактором в выборе рабочей частоты преобразователя, так как для современных материалов магнитопроводов (феррит или аморфное железо) и современных пленочных конденсаторов и высоковольтных выпрямительных диодов рабочая частота выше.

Расстояние между преобразователем частоты и собственно высоковольтным трансформатором для удобства расположения на установке может быть до 10м. Чтобы обеспечить большую эксплуатационную безопасность установки выходное напряжение преобразователя гальванически развязывается от входной трехфазной сети через высокочастотный разделительный трансформатор. Соответственно появляется возможность выбирать величину выходного напряжения преобразователя. Эта величина определяется компромиссом между желанием с одной стороны минимизировать ток, протекающий между преобразователем частоты и высоковольтным трансформатором, для чего необходимо как можно более высокое напряжение и, с другой стороны, рабочим напряжением силовых разъемов, применяемых в источнике. Это типовые силовые разъемы типа ШР, для которых рекомендуемое рабочее напряжение составляет 500В (r.m.s.), а максимальное 850В (r.m.s.). Таким образом, выходное напряжение преобразователя было определено в 500В.

### 2.3. Структура источника

В источнике можно выделить четыре логически выделенных части:

- Входная часть, содержащая в себе входной фильтр помех, защитный автомат, систему плавного пуска, входной выпрямитель, контроль входного напряжения.
- Собственно преобразователь частоты с контроллером управления

- Согласующая часть с развязывающим трансформатором элементами согласования
- Высоковольтный секционированный трансформатор с секционированным выпрямителем и расположенными на выходе выпрямителя измерительным высоковольтным делителем напряжения и датчиками выходного тока.

При разработке источника было решено оформить первые три части, которые и составляют силовой преобразователь, в виде отдельных блоков. Таким образом, было выбрано модульное построение источника. Структура источника показана на рисунке 2.1. Модульная структура подразумевает максимально возможную локализацию в модуле (блоке) всего необходимого, так чтобы между модулями требовался минимум связей. Входной блок имеет вход силового питания, выходной силовой разъем выпрямленного напряжения сети и командный интерфейс для управления включением и опроса статуса. Измерение всех параметров источника и управление им сосредоточено в модуле преобразователя частоты. Этот модуль с интегрированным в него управляющим контроллером имеет силовые разъемы для входа выпрямленного напряжения, выхода переменного напряжения и четыре командных и сигнальных интерфейса: для сигналов измерения выходных токов и напряжений с высоковольтного выхода, для управления входным модулем, интерфейс связи с системой управления установкой и интерфейс для системы блокировок. Модуль согласования не содержит в себе активных элементов и служит для фильтрации высших гармоник рабочей частоты и коммутационных выбросов преобразователя, для согласования импедансов и защиты источника от пробоев в высоковольтном трансформаторе и нагрузке. С его выхода напряжение поступает на секционированный высоковольтный трансформатор либо на

повышающий трансформатор с умножителем напряжения на выходе. В серии источников для энергоблоков электронно-лучевой сварки применяются секционированные высоковольтные трансформаторы с числом секций три или четыре, а для модификаций источников с выходным напряжением 120кВ и 300кВ несимметричные умножители напряжения, питающиеся от расположенного в высоковольтном объеме повышающего трансформатора с выходным напряжением 30кВ.

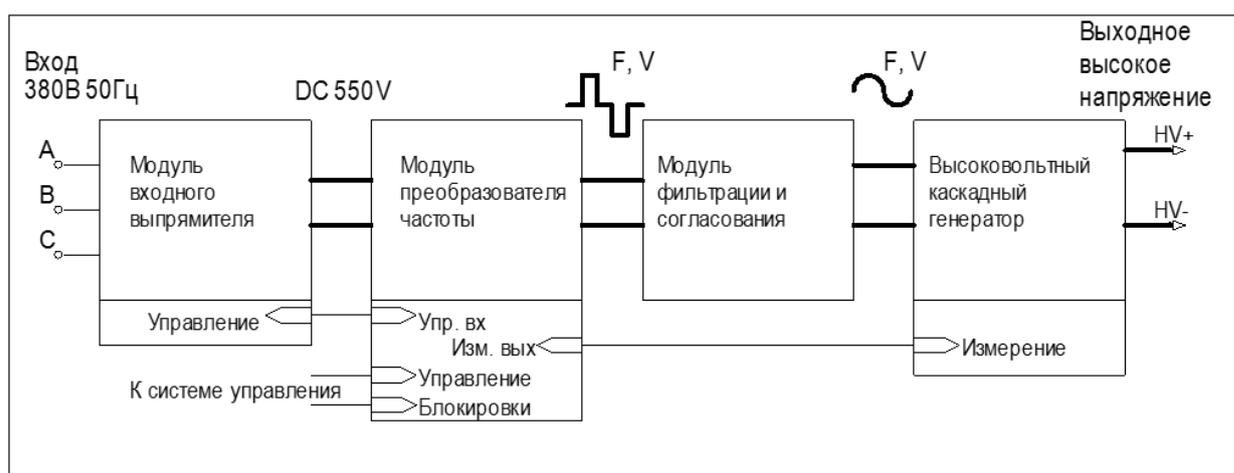


Рисунок 2.1. Блок схема модульного высоковольтного источника.

В источнике 60кВ 250мА применяется четырехсекционный высоковольтный трансформатор с напряжением секции 15кВ [7]. В следующей модификации с выходным током 500мА - трёхсекционный с напряжением секции 20кВ [8]. Уменьшение числа секций было достигнуто благодаря применению более высоковольтных диодов в секциях высоковольтного выпрямителя.

#### 2.4. Согласование преобразователя и в/в трансформатора

Для оптимального согласования высоковольтного трансформатора с преобразователем частоты было проведено исследование возможных вариантов структуры блока.

Первое требование к блоку - это исключение раскачки колебаний на резонансной частоте высоковольтной обмотки в высоковольтном трансформаторе. Высоковольтная обмотка имеет собственную паразитную емкость порядка десятков пикофард, которая в сочетании с индуктивностью намагничивания вторичной обмотки образует параллельный резонансный контур с характеристическим сопротивлением ( $\rho$ ) порядка нескольких десятков килоОм. В разработанном для источника высоковольтном трансформаторе индуктивность каждой секции обмотки имеет величину порядка 30 мГн и собственную емкость примерно 30 пФ, что дает частоту резонанса в районе 250кГц и характеристическое сопротивление контура около 45кОм. Наличие собственных резонансов высоковольтной обмотки может привести, при условии, что добротность резонансного контура достаточно высока, к раскачке колебаний на резонансной частоте. Данные высокочастотные колебания будут разогревать высоковольтную обмотку, причем, за счет меньшей толщины скин-слоя сильнее, чем аналогичный по амплитуде ток рабочей частоты, что может привести к ее перегреву и разрушению изоляции обмотки, что, в свою очередь, приведет к межвитковым замыканиям и выходу из строя высоковольтного трансформатора.

Существует два основных механизма накачки энергии в резонансный контур высоковольтной обмотки. Первый - это наличие в напряжении, подаваемом на первичную обмотку трансформатора высших гармоник рабочей частоты. Второй механизм связан с выбросами напряжения, появляющимися при коммутации тока ключами инвертора. Эти выбросы имеют широкий спектр и поэтому могут достаточно эффективно раскачивать колебания на собственном резонансе обмотки.

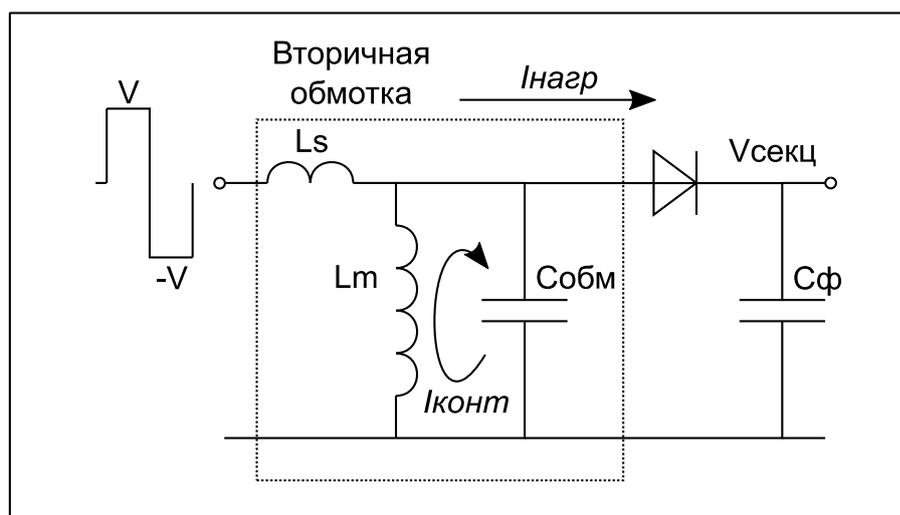


Рисунок 2.2. Эквивалентная схема секции вторичной обмотки высоковольтного трансформатора

Оценим величину резонансной раскачки. Эквивалентная схема паразитных контуров в секции трансформатора показана на рисунке 2.2. Для возбуждения колебаний на частоте параллельного резонанса вторичной обмотки требуется, чтобы в спектре подаваемого напряжения была нужная частота. При этом амплитуда колебаний будет соответствовать уровню возбуждающей колебания гармоники. Как было указано выше, резонансная частота контура, образованного индуктивностью и емкостью вторичной обмотки составляет примерно 250кГц при характеристическом сопротивлении 45кОм. Если питание трансформатора осуществляется сигналом частотой 20кГц с формой близкой к прямоугольной, то амплитуда высших гармоник в сигнале приближенно описывается формулой:

$$V_{F \cdot (2N+1)} = \frac{V_{\text{section}}}{2N+1}, \text{ где } V_{\text{section}} - \text{амплитуда сигнала, } F = 20\text{кГц} - \text{частота}$$

сигнала,  $K=(2N+1)$  номера нечетных гармоник (3,5,7...),  $V_{F \cdot K}$  – амплитуда соответствующей гармоники. Четные гармоники в прямоугольном сигнале будут отсутствовать. К частоте 250кГц близки 11 и 13 гармоника, при этом

11 будет иметь большую амплитуду, так что для оценки будем использовать ее. Амплитуда гармоники в сигнале составит

$$V_{250kHz} = \frac{V_{section}}{11}.$$

Ток в контуре при этом составит:

$$I_{250kHz} = V_{250kHz} \times \frac{1}{\rho}, \text{ где } \rho \text{ – характеристическое сопротивление контура.}$$

При напряжении на секции 15кВ и  $\rho=45k\Omega$  данный ток составит примерно 30мА.

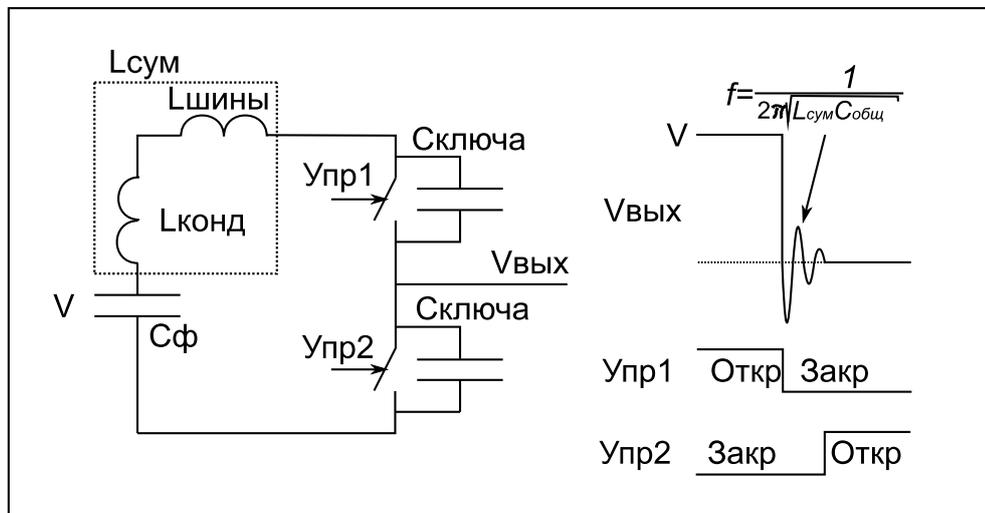


Рисунок 2.3. Коммутационные выбросы

Раскачка может вызываться процессом коммутации ключей. Величина коммутационных выбросов в выходном напряжении определяется добротностью паразитного контура, образованного суммарным значением  $L_{сум}$  конструктивной индуктивности шин подводящих ток к инвертору и внутренней индуктивности фильтровой емкости и емкостью ключевого транзистора (т.к.  $C_{\phi} \gg C_{ключ}$ , то  $C_{общ} = C_{ключ}/2$ ) (Рис.2.3). Точная оценка величины этих колебаний затруднена из-за влияния на них массы паразитных и конструктивных параметров, как-то емкости и индуктивности

блока фильтров и трансформатора, паразитные индуктивности емкости конструкции. Естественно при конструировании принимаются меры для того, чтобы эти колебания минимизировать (малоиндуктивная конструкция токоподводящих шин, низкоиндуктивные емкости фильтра, демпфирующие (снабберные) емкости непосредственно на полумостовом модуле), но это, конечно, не приводит к полному исчезновению коммутационных выбросов, хотя и сильно их уменьшает. Непосредственное измерение величины выбросов при испытаниях преобразователя дало значение их максимальной амплитуды около 30 Вольт на выходе блока фильтра (Рис.2.4 верхняя осциллограмма). Это напряжение  $V_{\text{выбр}}$  составляет примерно 7-10% от максимального напряжения на первичной обмотке высоковольтного трансформатора. Для получения максимальной оценки можно считать, что частота этих колебаний близка к резонансной частоте высоковольтного трансформатора тогда реактивный ток в обмотках вызываемый резонансной раскачкой будет:

$$I_{250\text{kHz}} = \frac{V_{\text{коммут}}}{\rho}, \quad \text{где} \quad V_{\text{коммут}} = V_{\text{выбр}} \times K_{\text{трансф}} \quad \text{амплитуда колебаний на}$$

вторичной обмотке при амплитуде напряжения на входе трансформатора  $V_{\text{выбр}}$ ,  $K_{\text{трансф}} = \frac{60\text{kV}}{300\text{V}} = 200$  коэффициент трансформации. Ток составит около 30мА. Таким образом, реактивные токи во вторичной обмотке могут раскачиваться до амплитуды около 60мА. Зависимость толщины скин-слоя для меди от частоты выражается формулой:

$$\Delta = 503 \cdot \sqrt{\frac{\rho_{\text{удельн}}}{\mu_m f}} \quad (\text{мм}), \quad \text{где} \quad \rho_{\text{удельн}} = 0,018 \quad (\text{Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}) \quad \text{удельное}$$

сопротивление меди,  $\mu_m = 1$  относительная магнитная проницаемость меди,  $f$  (Гц) частота. Отсюда следует, что сопротивление обмотки на частоте 250кГц будет примерно в три – три с половиной раза выше, чем на рабочей

частоте 20кГц. В результате тепловые потери в обмотке, вызванные реактивным током могут быть практически равны потерям, возникающим от протекания рабочего тока источника. Таким образом, важное требование на блок согласования - минимизация высокочастотных компонентов в спектре выходного напряжения, для исключения раскачки колебаний на частоте резонанса вторичных обмоток. Для этого обеспечивается максимально-возможное ослабление частот выше 100кГц: во-первых, самой частотной характеристикой схемы согласования и, во-вторых, для подавления широкополосных коммутационных выбросов используются дополнительные фильтрующие RC цепочки на выходе блока согласования как изображено на рисунке 2.4. На рис 2.5 показан сигнал на входе высоковольтного трансформатора без этих цепочек (вверху), и с ними (внизу).

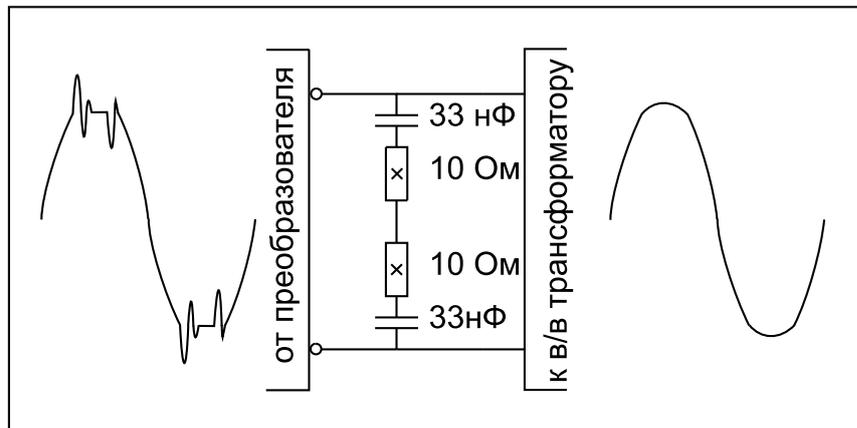


Рисунок 2.4. Фильтрующие RC цепочки в блоке согласования.

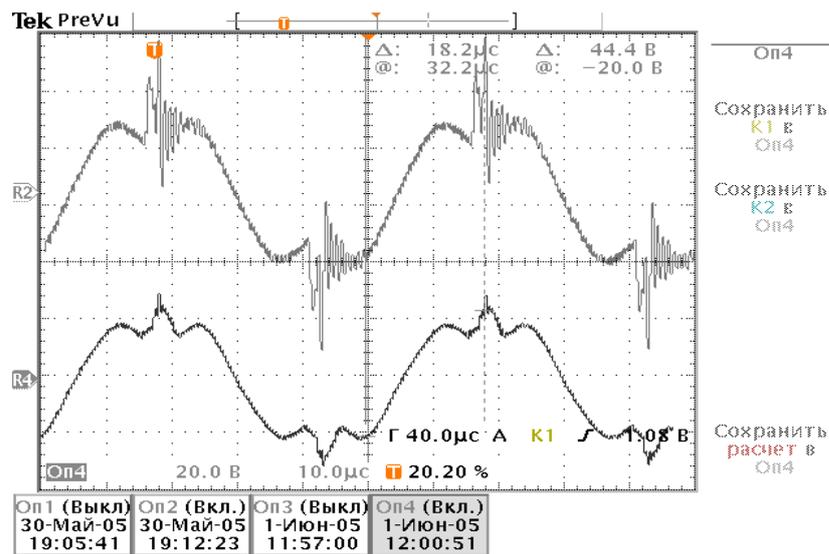


Рисунок 2.5. Напряжение на выходе преобразователя частоты без фильтрующих RC цепочек (вверху) и с ними (внизу). Измерения.

Другое очень важное требование к блоку согласования – он должен обеспечивать компенсацию конструктивной емкости и индуктивности рассеяния высоковольтного трансформатора и конструктивную защиту при высоковольтном пробое. В чем должна заключаться компенсация конструктивной емкости и индуктивности рассеяния и почему важно обращать внимание на эти параметры. Большая конструктивная емкость – большая в том смысле, что ее реактивное сопротивление на рабочей частоте сравнимо с сопротивлением нагрузки источника при номинальном выходном токе, это часто возникающая проблема при проектировании высоковольтных источников. Она может вызывать большие реактивные токи через ключи транзисторного преобразователя, увеличивая в них потери и требуя использования ключей с большим запасом по току. Для данной конструкции трансформатора и его габаритных размеров индуктивность рассеяния, пересчитанная к первичной обмотке, составляет от 2 до 4 микрогенри, пересчитанная к первичной обмотке конструктивная емкость имеет величину около 2 микрофарад. В нее входит не только уже рассматривавшаяся емкость самой высоковольтной обмотки, но и емкость

между высоковольтными экранами секций и корпусом. В результате образуется контур, изображенный на рисунке 2.6. Кроме перечисленных величин в этот контур необходимо включить разделительный конденсатор  $C_p$ , который необходим на выходе мостового инвертора, чтобы исключить постоянную составляющую в выходном напряжении моста. При отсутствии такой емкости возможно постоянное подмагничивание трансформатора, например, при срабатывании защиты и последующем включении источника.

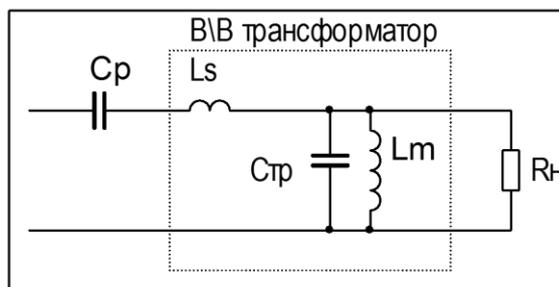


Рисунок 2.6. Учет индуктивности рассеяния и конструктивной емкости в\в трансформатора

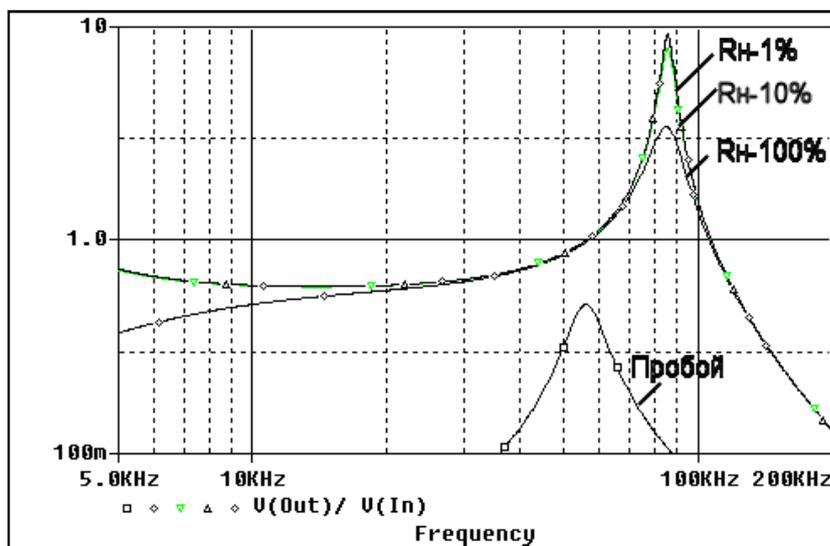


Рисунок 2.7. Частотная характеристика схемы на рис.2.6

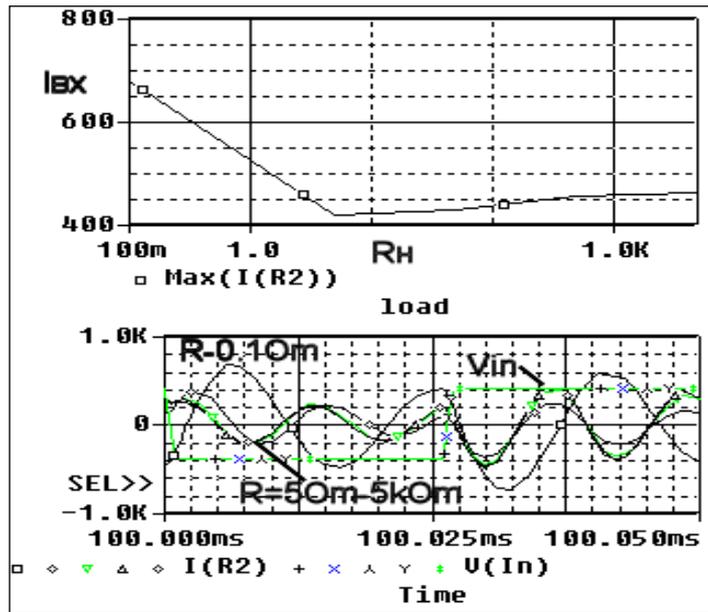


Рисунок 2.8. Токи в зависимости от сопротивления нагрузки при подаче на вход схемы(Рис.2.6) меандра

Частотные характеристики схемы для измеренных индуктивностей намагничивания и рассеяния трансформатора, его конструктивной емкости, приведенной к первичной обмотке, и последовательной емкости  $3\mu\text{F}$  показаны на рисунке 2.7. Для исследований частотных и временных характеристик модели использовалась программа NL5 [22]. Как видно из графика, ослабление верхних гармоник рабочей частоты для такой схемы не очень сильно и составляет для частоты  $250\text{кГц}$  около 10. Ток, втекающий в такую схему в зависимости от величины нагрузки, показан на рисунке 2.8. На верхнем графике показана зависимость максимальной амплитуды тока от величины нагрузки, на нижнем – изображена форма тока. На схему при моделировании подавалось напряжение прямоугольной формы частотой  $20\text{кГц}$ . Как видно из рисунка при замыкании на выходе ток достигает  $700\text{А}$ , что накладывает серьезные требования на время срабатывания схемы защиты. Кроме того, даже в рабочем режиме амплитуда реактивных токов, возбуждаемых на частоте последовательного резонанса  $L_s C_{\text{тр}}$ , достигает величины  $400\text{-}450\text{А}$ . Для уменьшения реактивных токов через ключи можно

выбрать рабочую частоту преобразователя равной частоте параллельного резонанса  $C_{тр}L_m$ . Однако, для проектируемого источника такой путь не подходит, так как требует высокой рабочей частоты – более 40кГц. Для сдвига параллельного резонанса возможно введение большой дополнительной емкости параллельно первичной обмотке высоковольтного трансформатора или уменьшения в три – четыре раза индуктивности намагничивания трансформатора. Но это приведет к большим реактивным токам уже через первичную обмотку трансформатора, в несколько раз превышающих рабочие. По тем же причинам – большие реактивные токи через первичную обмотку трансформатора – не подходит для данного источника схема согласования, применяемая в высоковольтных источниках ускорителя ЭЛВ[2].

Было проведено исследование вариантов добавления корректирующих элементов к данной схеме, позволяющих убрать вышеописанные недостатки.

Требуется:

- Чтобы входной ток схемы при коротком замыкании на выходе (эквивалентное  $R_n=0.2\text{Ом}$ ) не превышал максимального пикового тока ключей, а по возможности был бы в диапазоне рабочих токов.
- Чтобы реактивные токи, циркулирующие через ключи (т.е. входной реактивный ток при моделировании данной схемы), были как минимум меньше номинального рабочего тока.

Анализ схемы (рис.2.6) показывает что она представляет из себя два связанных контура, последовательный  $C_pL_s$  и параллельный  $L_mC_{тр}$ . Частотная характеристика связанных контуров в общем случае представляет собой кривую с двумя резонансными пиками и плато между ними. При этом первый резонансный пик, положение которого определяется  $L_m$ , находится

ниже рабочей частоты. Необходимо корректирующими элементами отодвинуть второй пик в область между 1 и 2 или 2 и 3 гармониками рабочей частоты преобразователя. Это исключит раскачку колебаний на частоте резонанса третьей или пятой гармониками. Так как схема согласования должна еще обеспечивать подавление высших гармоник, то выгоднее выбрать область между 1 и 2 гармониками. Анализ характеристики также показывает, что рабочую частоту оптимальнее всего выбирать на середине плато между пиками. Видно, что здесь, во-первых, наименее всего выражена зависимость выходного напряжения от нагрузки, и, таким образом, вся схема ведет себя как источник напряжения, а во-вторых, это область без изломов фазы, что облегчит создание контура регулирования. Так что выбор рабочей частоты в этой точке уменьшит величину и длительность переходного процесса при изменении нагрузки.

Для реализации такой схемы в качестве корректирующих элементов в схему необходимо добавить:

- дроссель последовательно с развязывающим конденсатором  $C_r$ .
- трансформатор 1:1 с регулируемой зазором индуктивностью намагничивания перед высоковольтным трансформатором. Этот трансформатор используется, кроме того, для защитной гальванической развязки высоковольтного трансформатора от входной сети.
- Демпфирующие RC цепочки перед высоковольтным трансформатором для подавления высоких частот.

Получившаяся итоговая силовая схема преобразователя частоты показана на рисунке 2.9. Дроссель выполнен на обеих шинах, обмотки включены противофазно. При таком включении дроссель используется еще и для фильтрации высокочастотных импульсов от мостового инвертора и замедляет скорость нарастания тока при аварии, связанной с пробоем на

землю обмоток трансформатора, являясь дополнительной пассивной защитой. Кроме того, такая конструкция дросселя позволяет уменьшить число витков при заданном сечении магнитопровода для достижения той же индуктивности. Из других особенностей схемы можно отметить, что вторичная обмотка трансформатора T1 выполнена со средней точкой, что уменьшает излучение в окружающую среду от длинного соединительного кабеля между преобразователем частоты и высоковольтным трансформатором.

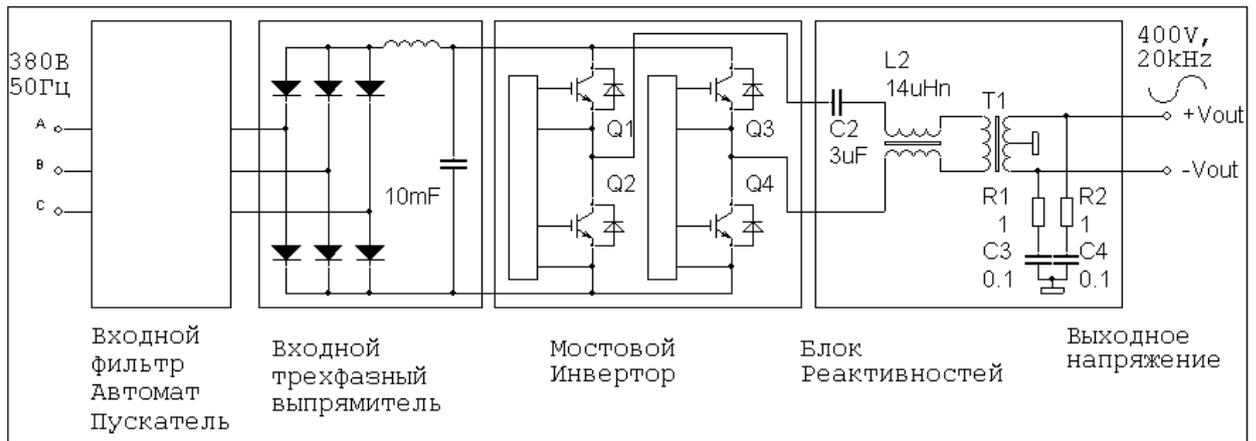


Рисунок 2.9. Силовая схема преобразователя частоты

Частотная характеристика блока согласования и высоковольтного трансформатора показана на рисунке 2.10. Зависимость входного тока от нагрузки на рисунке 2.11. В соответствии с вышеизложенными соображениями, характеристика скорректирована так, что рабочая точка 20кГц находится в центре между пиками. В диапазоне рабочих нагрузок область с незначительным изменением фазы сигнала имеет ширину около 5 кГц (ФЧХ на рис.2.10), что оставляет достаточно места для построения широкополосного контура регулирования.

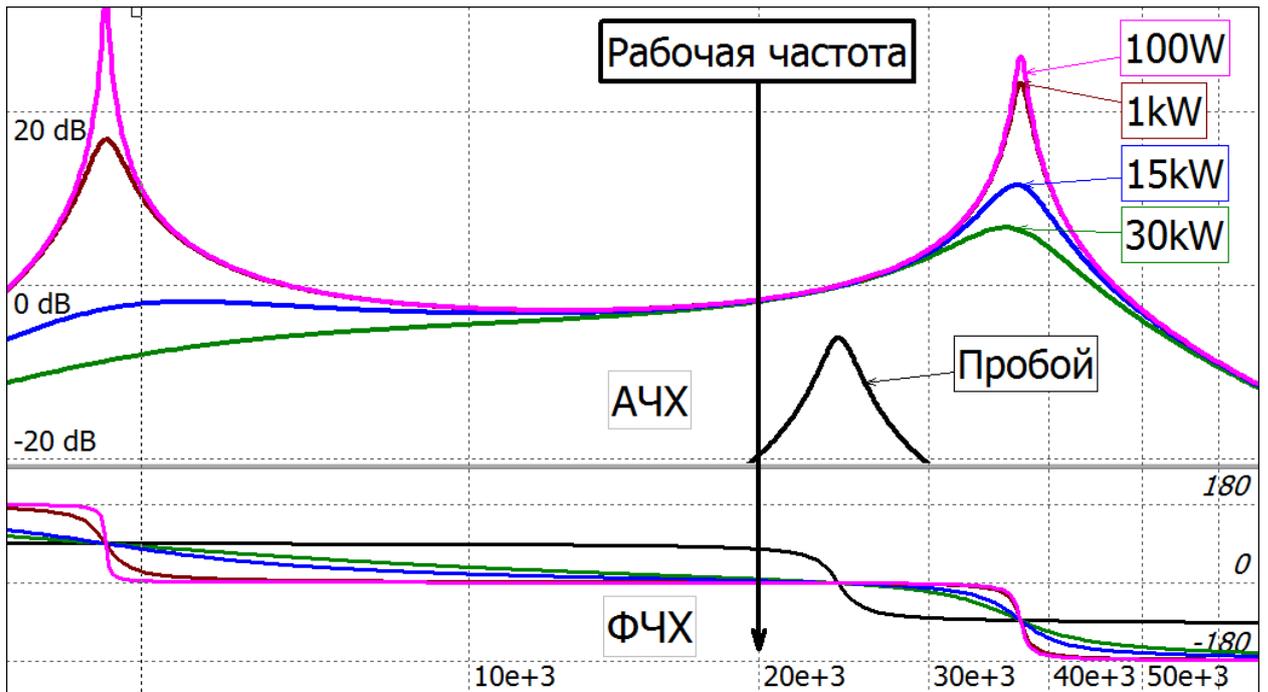


Рисунок 2.10. Частотная характеристика системы, состоящей из схемы согласования и высоковольтного трансформатора. Показаны графики коэффициента передачи при разных нагрузках от холостого хода до режима короткого замыкания(пробоя)

## 2.5. Моделирование схемы согласования

Моделирование показывает, что схема (Рис.2.9) при изменении нагрузки от 0.1% (режим холостого хода) до номинальной (соответствующей 15кВт мощности), как и предсказывалось, ведет себя как источник напряжения с ограничением максимального входного (потребляемого от инвертора) тока. На рисунке 2.12 показан график изменения входного тока при изменении нагрузки. При моделировании высоковольтный трансформатор заменялся на трансформатор 1:1 и все параметры пересчитывались к первичной стороне, так что нагрузка в 5кОм соответствует 15Вт выходной мощности, нагрузка в 50Ом соответствует 15кВт. Как видно из графика входной ток при замыкании выхода ограничен на уровне около 220А, при рабочем токе около 100А, что абсолютно безопасно для ключей и не требует применения ключей с большим запасом по рабочему току.

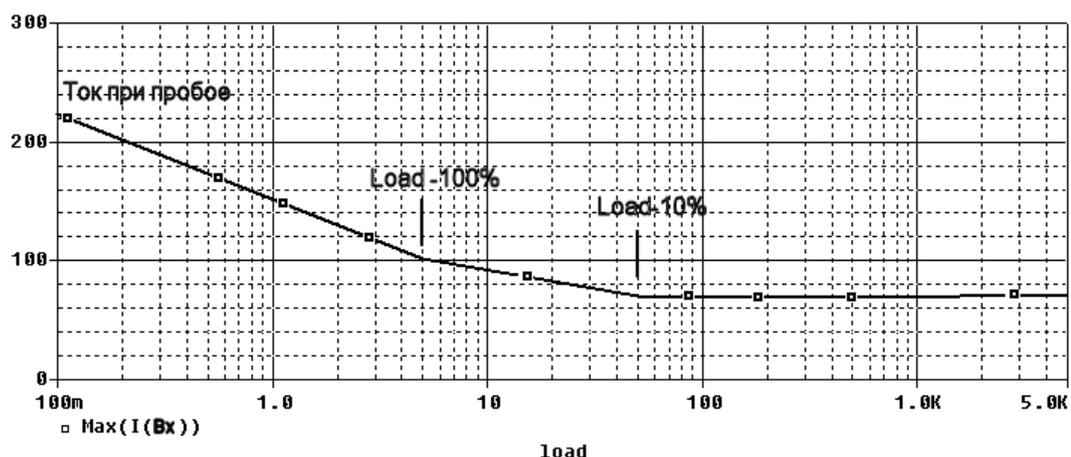


Рисунок 2.12. Моделирование величины входного тока схемы согласования в зависимости от сопротивления нагрузки.

По рисунку 2.12 видно, что реактивный ток, циркулирующий в контуре ключа инвертора-C2-L2-T1, составляет около 50% от номинального выходного тока, что вполне адекватная цена за достигаемые переходные характеристики. Конечно, введение такого существенно - нелинейного элемента, как высоковольтный выпрямитель с фильтрующей емкостью, способно существенно изменить функционирование такой схемы согласования. Для оценки влияния выпрямителя были проведены дополнительные исследования и построена модель, показанная на рисунке 2.13. Анализировалось поведение выходного напряжения и тока, а также входной ток, потребляемый от источников прямоугольного напряжения V2, V3, моделирующих инвертор – в диаграммах этот ток обозначен как I<sub>инв</sub>. Индуктивность L1 – это индуктивность последовательно включенных дросселя фильтра и индуктивности рассеяния трансформатора (суммарно для развязывающего и высоковольтного трансформаторов составляет около 5мкГн). Емкость C1 – последовательная емкость блока фильтра. Индуктивность L2 – это суммарная индуктивность намагничивания развязывающего и высоковольтного трансформаторов. Емкость C2 – конструктивная емкость вторичных обмоток и высоковольтных секций,

пересчитанная к первичной стороне. R2 – активное сопротивление дросселя и сопротивление проводов. Емкость C3 это пересчитанная к первичной стороне фильтрующая емкость высоковольтного выпрямителя. Сопротивление нагрузки R1 соответствует 1% нагрузке – режим холостого хода при присутствии на выходе высоковольтного выпрямителя дополнительного нагрузочного резистора. Этот резистор был добавлен в высоковольтный источник по результатам первых испытаний для улучшения переходных характеристик. Резистор R3 – соответствует 100% нагрузке (15кВт). Моделировался переходной процесс при неизменной скважности напряжения инвертора. Скважность была выбрана 70%, как соответствующая сигналу с наименьшим числом высших гармоник. Рассматривался процесс скачкообразного изменения нагрузки от 1% до 100% и обратно и процесс пробоя в выходном напряжении (изменение нагрузки от 500Ом (холостой ход - 1% мощности от номинала) до 0.2Ом (пробой в нагрузке))

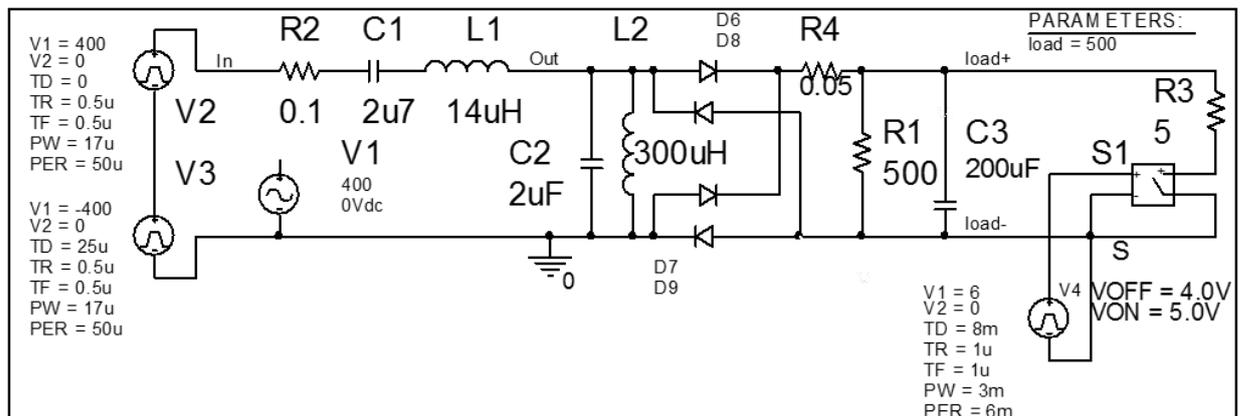


Рисунок 2.13. Схема модели с выпрямителем для моделирования поведения при изменении нагрузки 1% до 100%

Переходной процесс при изменении нагрузки со 100% до 1% при постоянном входном напряжении показан на рисунке 2.14. По результатам

моделирования переходной процесс не превышает  $\pm 15\%$  по амплитуде при номинальном напряжении.

На рисунке 2.15 показано поведение схемы при пробое в выходном напряжении. Видно, что схема сохраняет свойство ограничения тока, потребляемого от инвертора. При коротком замыкании на выходе ток инвертора превышает максимальный рабочий всего в полтора раза, что даже лучше, чем при моделировании без выходного выпрямителя.

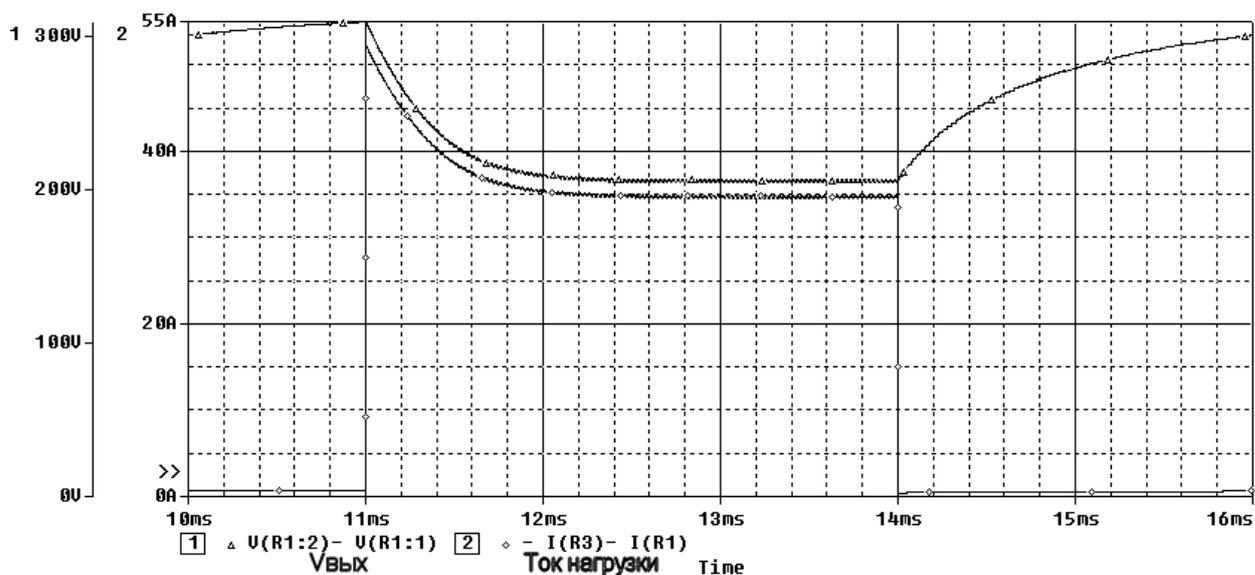


Рисунок 2.14. Моделирование поведения выходного напряжения источника при изменении тока нагрузки от 1% до 100% от номинальной

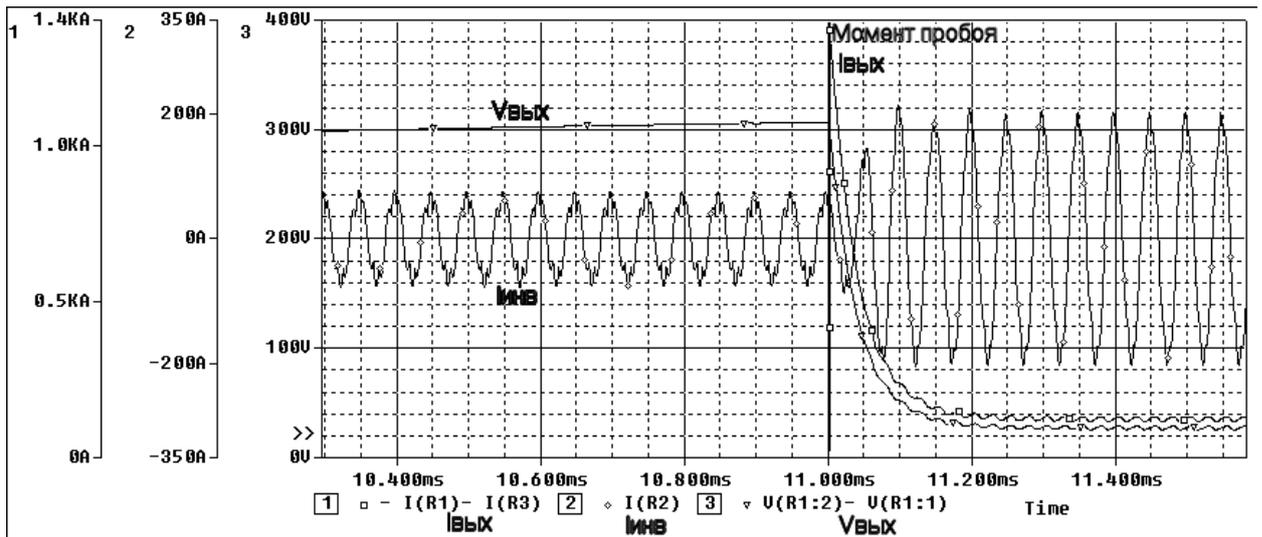


Рисунок 2.15. Моделирование переходного процесса при пробое в нагрузке,  $R_n$  меняется от  $500\Omega$  (1% от номинала-холостой ход) до  $0.2\Omega$  (короткое замыкание - пробой).

Предложенная схема согласования преобразователя частоты с высоковольтным трансформатором позволяет с пользой использовать индуктивность рассеяния и конструктивную емкость высоковольтного трансформатора, обеспечивая требуемые характеристики согласования. Поведение схемы эквивалентно на рабочей частоте поведению источника напряжения, что минимизирует переходной процесс при изменении нагрузки. Схема обеспечивает отличную фильтрацию коммутационных выбросов напряжения и высших гармоник рабочей частоты, предотвращая возбуждение реактивных токов на частоте высокочастотных резонансов вторичных цепей высоковольтного трансформатора.

Регулирование выходного напряжения возможно как заданием скважности напряжения инвертора, так и применением специального понижающего прямоходового преобразователя, задающего напряжение на инверторе. Инвертор тогда используется только как преобразователь частоты. Дополнительный понижающий преобразователь позволяет

повысить точность регулирования и дополнительно уменьшить величину гармоник в выходном сигнале фильтра.

## 2.6. Результаты испытаний

С использованием описанных исследований согласования преобразователя частоты с высоковольтным трансформатором были построены несколько типов высоковольтных источников с выходным напряжением -60кВ мощностью 15, 30 и 40кВт с секционированным высоковольтным трансформатором на выходе с регулированием выходного напряжения управлением скважностью выходного напряжения инвертора. Нестабильность выходного напряжения составляет у последних версий  $\pm 0.1\%$ . Переходной процесс при изменении нагрузки от холостого хода до 500мА (30кВт) имеет длительность 1мс и составляет 3% от номинального напряжения. При сбросе тока нагрузки с 500мА до холостого хода амплитуда выброса в выходном напряжении не превышает 5%. Осциллограммы выходного напряжения и тока снятые при испытаниях источника показаны на рисунке 2.16 и 2.17. На них показаны сигналы с датчика выходного тока и измерительного высоковольтного делителя напряжения источника, а так же сигнал отклонения выходного напряжения от установленного значения (зеленый луч «пульсации»). Видно, что переходной процесс не превышает 5% при длительности менее 2мс. При этом, конечно, качество переходного процесса определяют алгоритмы управления, заложенные в управляющий контроллер, однако, достигается оно во многом благодаря характеристикам применяемой схемы согласования.

На рисунке 2.18 показаны сигналы с датчика тока мостового инвертора, и выходные ток и напряжение источника при пробое в нагрузке высоковольтного источника. Видно, что реакция на пробой совпадает с

моделированием ситуации и скорость нарастания тока инвертора такова, что обеспечивается безопасная реакция на пробой и малая энергия, отдаваемая в нагрузку при пробое. При этом максимальный выходной ток инвертора не превышает 400А, время реакции электроники контроллера не более 100мксек (сигналы тока инвертора или выходного тока превышают пороговое значение.) Таким образом, энергия, передаваемая в нагрузку при пробое составит не более:

$$E_{\max} = \frac{I_{\text{инв}} \times V_{\text{инв}}}{2} \times 100 \mu\text{с} + \frac{C_{\text{вых}} \times U_{\text{вых}}^2}{2}, \text{ где } I_{\text{инв}}=300\text{А и } V_{\text{инв}}=400\text{В амплитуда}$$

тока и напряжения на выходе мостового преобразователя, либо на входе высоковольтного трансформатора,  $C_{\text{вых}}=5\text{нФ}$  выходная емкость источника и  $V_{\text{вых}}=60\text{кВ}$  выходное напряжение. При подсчетах берем оценку сверху, считая, что ток инвертора не плавно нарастает до порогового значения, как это видно на осциллограмме, а сразу находится на максимальном уровне. Близкая ситуация будет, например, если пробой произойдет при работе на максимальной мощности, хотя в реальности при этом произойдет более быстрое отключение источника. Такой подсчет дает оценку сверху на величину выделяющейся в нагрузке энергии, так что максимальная энергия, выделяющаяся в нагрузке при пробое, не превышает

$$E_{\max} = \frac{12 \cdot 10^4 \text{VA} \times 10^{-4}}{2} + \frac{5 \cdot 10^{-9} \times 3,6 \cdot 10^9}{2} = 15 \text{Дж}. \text{ При этом более половины этой}$$

энергии, это энергия, запасенная в емкости высоковольтного выпрямителя. Величина этой емкости не может быть сильно уменьшена без увеличения рабочей частоты, так как она определяется допустимым максимальным уровнем пульсаций выходного напряжения.

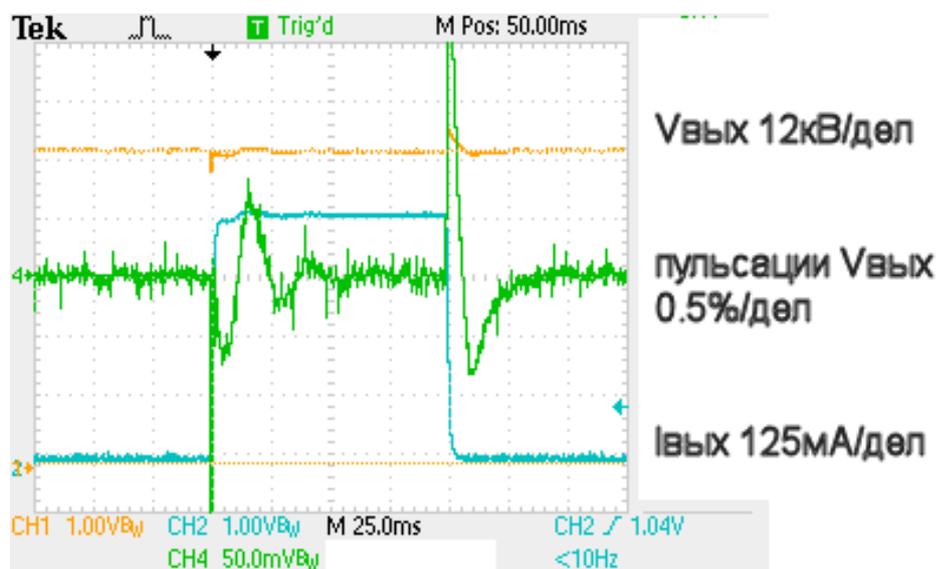


Рисунок 2.16. Осциллограммы выходного напряжения и тока высоковольтного источника. Модуляция выходного тока 0-500мА.

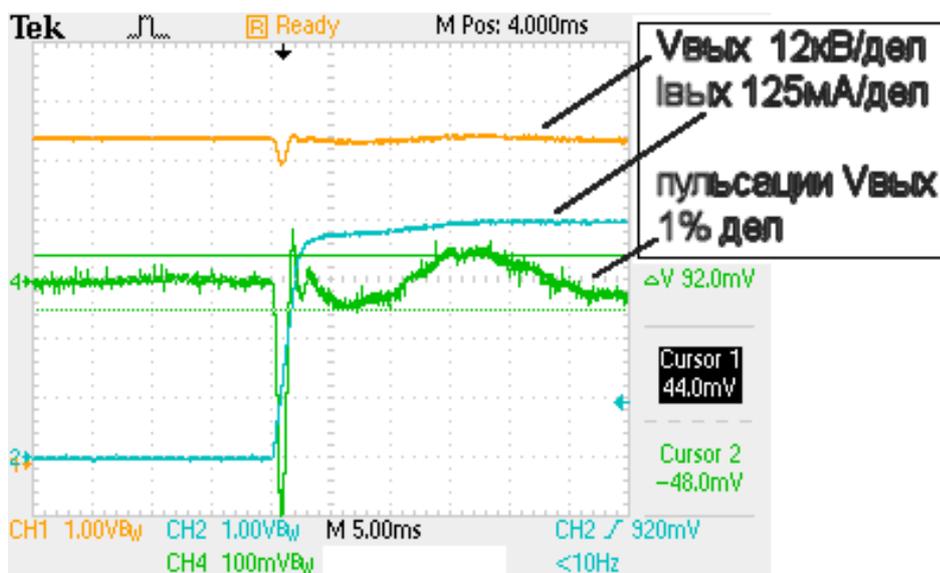


Рисунок 2.17. Осциллограммы переходного процесса в выходном напряжении высоковольтного источника. Фронт тока при модуляции 0-500мА.

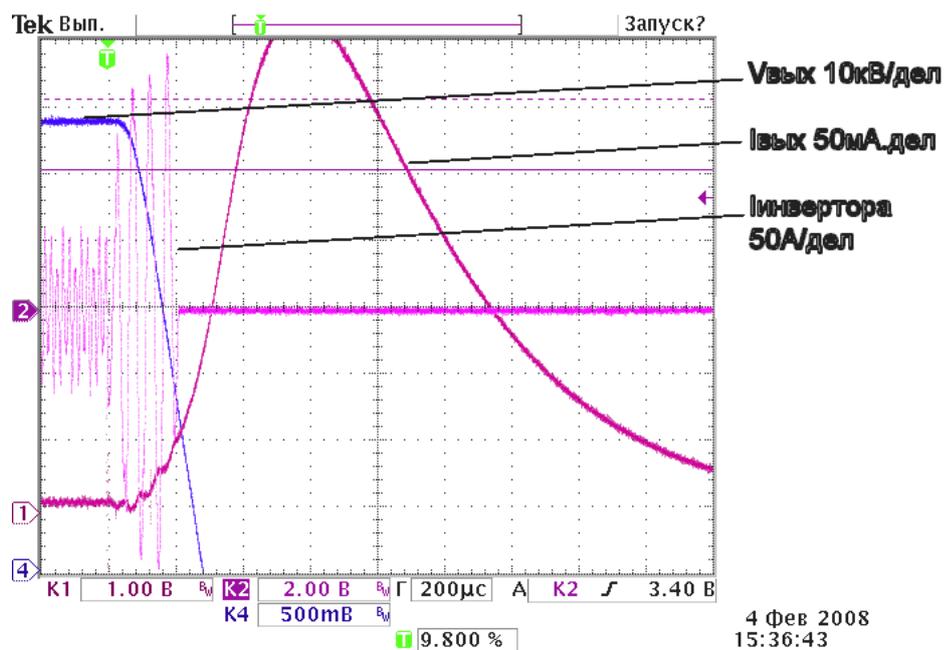


Рисунок 2.18. Реакция на пробой в нагрузке

Внешний вид высоковольтных источников показан на фотографиях на рисунках 2.19 и 2.20. На рисунке 2.21 показана фотография с испытаний аппаратуры ЭЛС с первой версией энергоблока: работа с 100мА электронным пучком на тестовой детали.



Рисунок 2.19. Первая версия энергоблока для ЭЛС с высоковольтным источником -60кВ 15кВт.



Рисунок 2.20. Стойка и бак высоковольтного трансформатора источника 60кВ 30кВт.

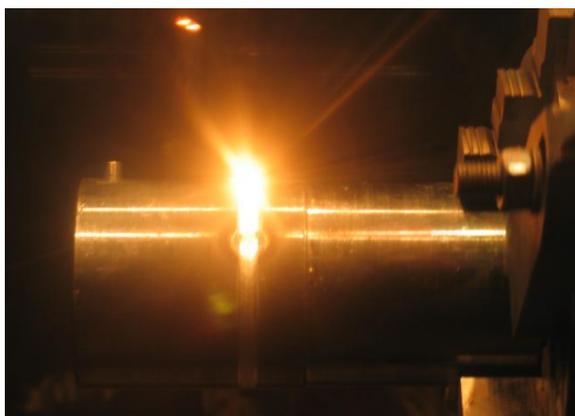


Рисунок 2.21. Истывания аппаратуры ЭЛС: 100мА электронный пучок на тестовой детали .

### 2.7. Выводы

Таким образом, в разработанном источнике получены следующие параметры соответствующие лучшим современным образцам или превосходящие их:

- Малая (<5%) амплитуда и длительность (менее 2мс) переходного процесса модуляции выходного тока от холостого хода до полной нагрузки, что позволяет использовать режимы работы с частотой модуляции тока 100-200Гц.
- Наличие конструктивной защиты, в дополнение к защите от превышения тока в управляющем контроллере, не допускающей выход источника из строя при пробое или коротком замыкании на выходе даже при сбое в работе управляющей схемы.
- Нестабильность выходного напряжения мене 0.1% при номинальном выходном напряжении
- Диапазон регулирования выходного напряжения от 0 до -60кВ
- Пульсации выходного напряжения (r.m.s.) менее 0.1%.

- Модульная конструкция, имеющая большой потенциал для адаптации к разным задачам и модернизации.
- Широкий выбор современных управляющих интерфейсов: CAN-bus, Ethernet, RS232

Было изготовлена серия из 10 высоковольтных источников с выходным напряжением -60кВ мощностью от 15 до 40кВт (из них семь – для использования в составе установок ЭЛС). Кроме того, на основе модулей, разработанных для этих источников, были созданы: высоковольтные источники с выходным напряжением -120кВ [9] и -300кВ, несколько типов генераторов синусоидального напряжения, которые будут описаны в следующих главах, зарядные источники для зарядки больших конденсаторных батарей.

## Глава 3

### Контроллер источников

#### 3.1. Общее описание контроллера

Управление ключами силового преобразователя на основании измерения выходных параметров и задания выходного напряжения осуществляется контроллером источника. Ядром контроллера является производительный микроконтроллер (сигнальный процессор) фирмы TexasInstruments TMS320F2811, построенный по принципу «система на кристалле». Он имеет в своем составе вычислительное ядро с пиковой производительностью 150MIPS, 16-канальный 12 разрядный аналогово-цифровой преобразователь со временем преобразования 80наносекунд, многоканальный генератор ШИМ сигналов с тактовой частотой до 150МГц. Кроме этого кристалл имеет богатый набор последовательных интерфейсов и поддерживает аппаратную реализацию протоколов CAN и RS232. Характеристики микроконтроллера позволяют реализовать быстродействующую цифровую стабилизацию с достаточно сложными алгоритмами управления, такими как адаптивное регулирование и дополнительные нелинейные контуры регулирования и, в итоге, получить превосходные характеристики источника, как по точности поддержания выходного напряжения, так и по величине и времени переходных процессов при изменении нагрузки. Совместно с сигнальным процессором в контроллере управления применяется также и программируемая логическая матрица. Она используется для повышения адаптируемости контроллера к различным применениям и реализации дополнительных аппаратных, не зависящих от работы сигнального процессора, защит по состоянию силовых ключей преобразователя и выходному току и напряжению источника. Под повышением адаптируемости понимается возможность изменения

количества и назначения входов/выходов контроллера с помощью только изменения микропрограмм, записанных в сигнальный процессор и программируемую логическую матрицу, без изменения аппаратной части. Основное применение контроллера в составе высоковольтных источников для электронно-лучевой сварки описывается в главе 2. Также на основе этого контроллера и разработанных типовых силовых блоков силового ввода и мостового инвертора были реализованы:

- преобразователь, состоящий из прямоходового понижающего преобразователя и мостового инвертора (источник питания высоковольтной колонны установки электронного охлаждения протонного синхротрона COSY, высоковольтный источник 120кВ 100мА, высоковольтный источник 300кВ 50мА),
- зарядный источник для зарядки емкостных батарей на основе мостового инвертора (зарядный источник для бустера NSLS-II),
- преобразователь на основе мостового инвертора (модулятор) и синхронного выпрямителя на выходе (источник 100В 400Гц для прототипа инжектора HITS).

Контроллер построен с использованием цифрового сигнального процессора фирмы Texas Instruments TMS320F2811 и программируемой логической матрицы Altera MAX3128. Для общения с внешним миром в контроллере реализованы управляющие интерфейсы CANbus, Ethernet и RS232, модуль локального управления и индикации и встроенный диагностический web-сервер [11].

Требования, которые применялись при выборе микроконтроллера при разработке управляющего контроллера:

- Наличие многоканального АЦП для контроля параметров источника. Количество каналов должно быть не меньше 10, разрядность выше 10 эффективных разрядов для измерения напряжения с погрешностью меньше, чем  $10^{-3}$ , суммарное время измерения всех каналов АЦП (каналы опрашиваются последовательно) должно быть меньше периода максимальной рабочей частоты источника. (25кГц).
- Наличие более чем четырех каналов ШИМ сигнала. Два необходимы для управления мостовым преобразователем, два – для управления двухканальным понижающим преобразователем для альтернативных применений.
- Рабочая частота ШИМ формирователей и процессора соответственно должна позволять получить дискретность формирования ШИМ сигнала достаточную для получения необходимой точности регулирования выходного напряжения. При необходимости получить нестабильность и уровень пульсаций выходного напряжения на уровне 0.1% и лучше число шагов установки скважности ШИМ сигнала должно быть не менее 1000, а лучше 2000. Это задает минимальную тактовую частоту ШИМ формирователя (она же тактовая частота процессора). Для максимальной рабочей частоты 25кГц задав 2000 шагов на полупериоде сигнала (так как сигнал симметричен) имеем  $F_{MIN} = 2F_{PWM} * 2000 = 100MHz$ .
- Желательно наличие встроенного интерфейса связи, применяемого в системе управления установкой. В данном случае речь идет о CANbus интерфейсе. Так же желательно для целей отладки наличие универсального асинхронного интерфейса.
- Доступность микросхемы в корпусе, удобном для монтажа на плату и возможной замены микросхемы при выходе из строя.

TMS28F2811 был выбран из ряда других, безусловно так же удовлетворяющих, в том числе и российский аналогов, с учетом освоенности средств разработки и отладки микропрограмм и цены. Его характеристики: максимальная тактовая частота до 150МГц (в разработанном контроллере выбрана тактовая частота 100МГц), имеются два независимых трехканальных ШИМ формирователя, каждый канал которого имеет два выхода с программируемой полярностью и программируемым «мертвым временем» между выходами – задержки между выключением ключа управляемого одним каналом и включением ключа управляемого вторым каналом. На рисунке 3.1 проиллюстрировано применение этой задержки и показаны применяемые режимы работы ШИМ формирователя. Разрядность конвейерного АЦП – 12 разрядов. Время измерения в потоковом режиме 80нс, время первого измерения 160нс. Для организации связи имеются CANbus интерфейс, два асинхронных интерфейса и два синхронных последовательных интерфейса.

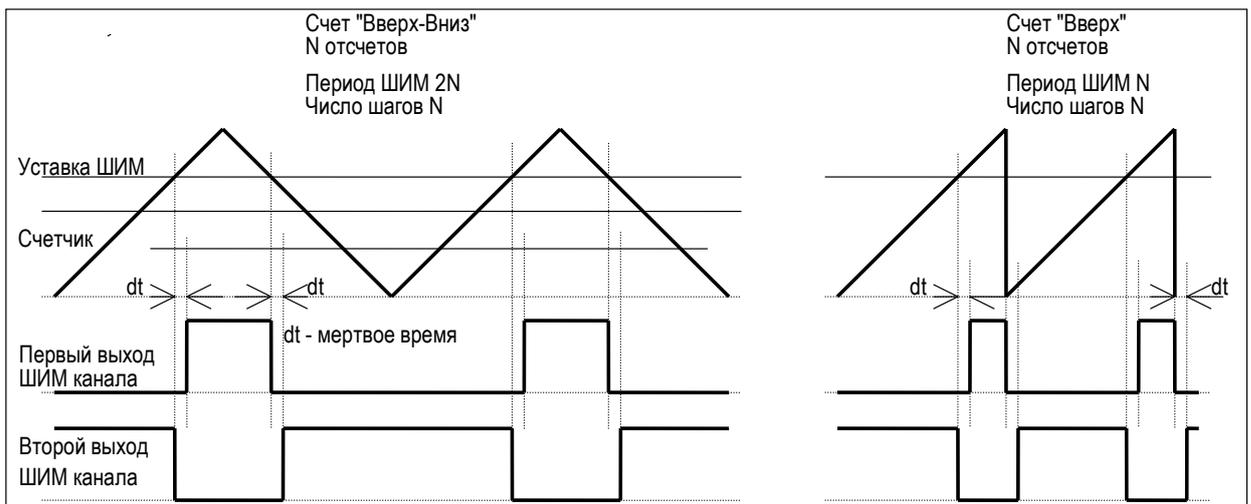


Рисунок 3.1. Режимы работы ШИМ формирователя

### 3.2. Структура контроллера

Блок схема контроллера показана на рисунке 3.2.

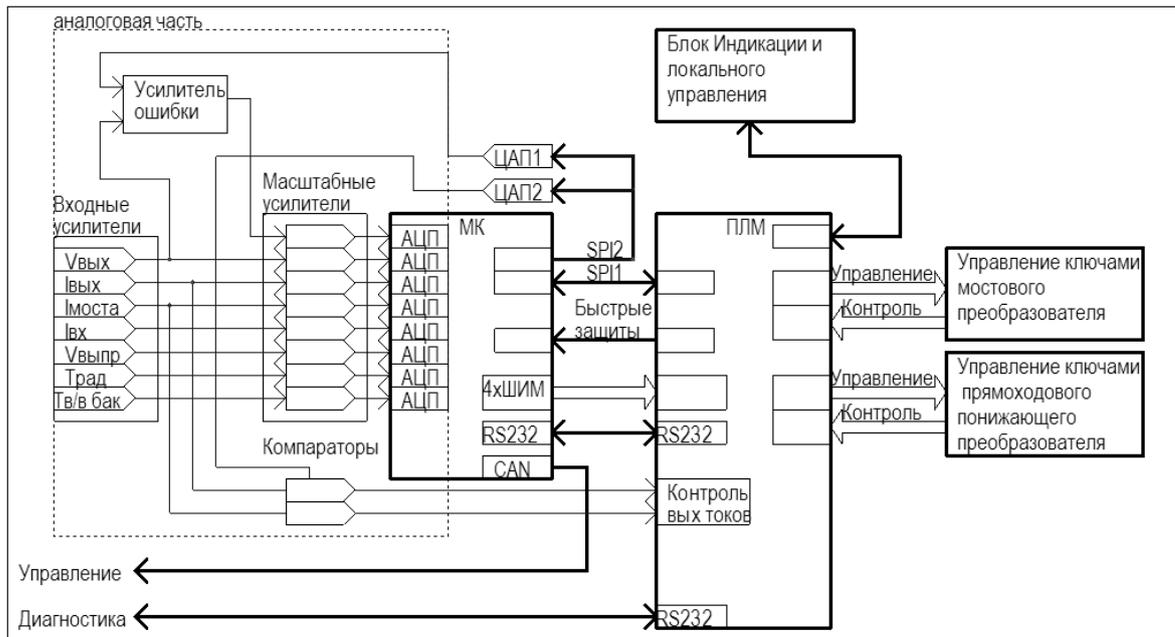


Рисунок 3.2. Блок – схема контроллера.

Входные сигналы, несущие информацию о состоянии источника, поступают на входные буферы с защитой от импульсов перенапряжения и от синфазной помехи и затем на масштабирующие усилители, для приведения диапазона сигналов к уровню, допустимому для аналогово-цифрового преобразователя. С их выхода сигналы поступают на входы аналогово-цифрового преобразователя и далее все они обрабатываются уже только внутри управляющего алгоритма, находящегося в сигнальном процессоре.

### 3.3. Структура управляющего алгоритма

Структурные части управляющего алгоритма можно разбить, как показано на рисунке 3.3, на несколько функциональных блоков

- блок входной фильтрации,
- блок защиты,
- блок индикации и управления
- блок стабилизации.

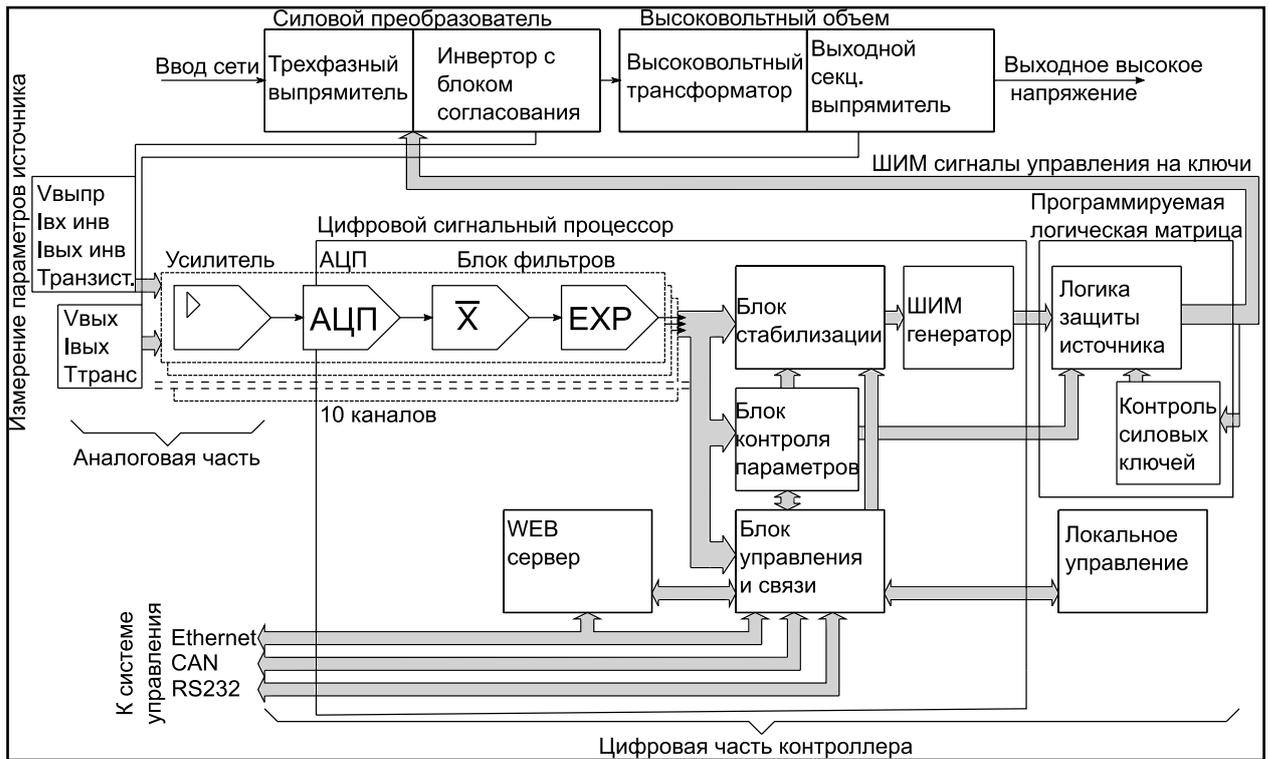


Рисунок 3.3. Модули управляющего алгоритма.

После оцифровки аналогово-цифровым преобразователем происходит входная фильтрация измеренных сигналов. Каждый сигнал оцифровывается с частотой в четыре раза превышающей рабочую частоту силового преобразователя высоковольтного источника, которая составляет обычно 20кГц, и после пропускаются через цифровой фильтр с усреднением за период работы силового преобразователя (50 микросекунд для 20кГц), что позволяет практически полностью подавить помехи, наводящиеся на входы контроллера при работе силового преобразователя. Для коррекции фазовой характеристики на выходе усредняющего фильтра расположены фильтры с экспоненциальной импульсной характеристикой с 200мксек постоянной времени. Далее все сигналы поступают параллельно в три программных модуля:

- в блок защиты, контролирующей превышение параметрами источника безопасных значений,

- в узел индикации
- в интерфейсный модуль для передачи в систему управления установкой.

Кроме того, значения выпрямленного напряжения трехфазной сети, выходного напряжения и выходного тока источника передаются в блок стабилизации, вычисляющий сигнал управления для широтно-импульсного формирователя. С формирователя ШИМ сигналы управления силовыми ключами подаются на программируемую логическую матрицу, в которой реализован блок аппаратной защиты, физически отключающий силовые ключи в случае нештатной ситуации. С выхода этого узла сигналы управления подаются на усилители управления силовыми ключами. В результате на выходе силового преобразователя формируется прямоугольные импульсы напряжения частотой 20кГц модулированные по скважности в соответствии с управляющим сигналом. Это напряжение поступает на повышающий высоковольтный трансформатор и затем выпрямляется. Уровень выходного напряжения контролируется высоковольтным делителем, напряжение с которого поступает обратно в контроллер. Временная последовательность работы модулей алгоритма показана на рисунке 3.4. Модули первых четырех уровней от чтения из АЦП до вычисления сигнала обратной связи работают в подпрограмме, вызываемой по прерыванию системного таймера процессора, и их работа жестко синхронизирована по времени с сигналом ШИМ, за счет этого усредняющий фильтр имеет строго тот же период и фазу, что и ШИМ сигнал на выходе преобразователя.

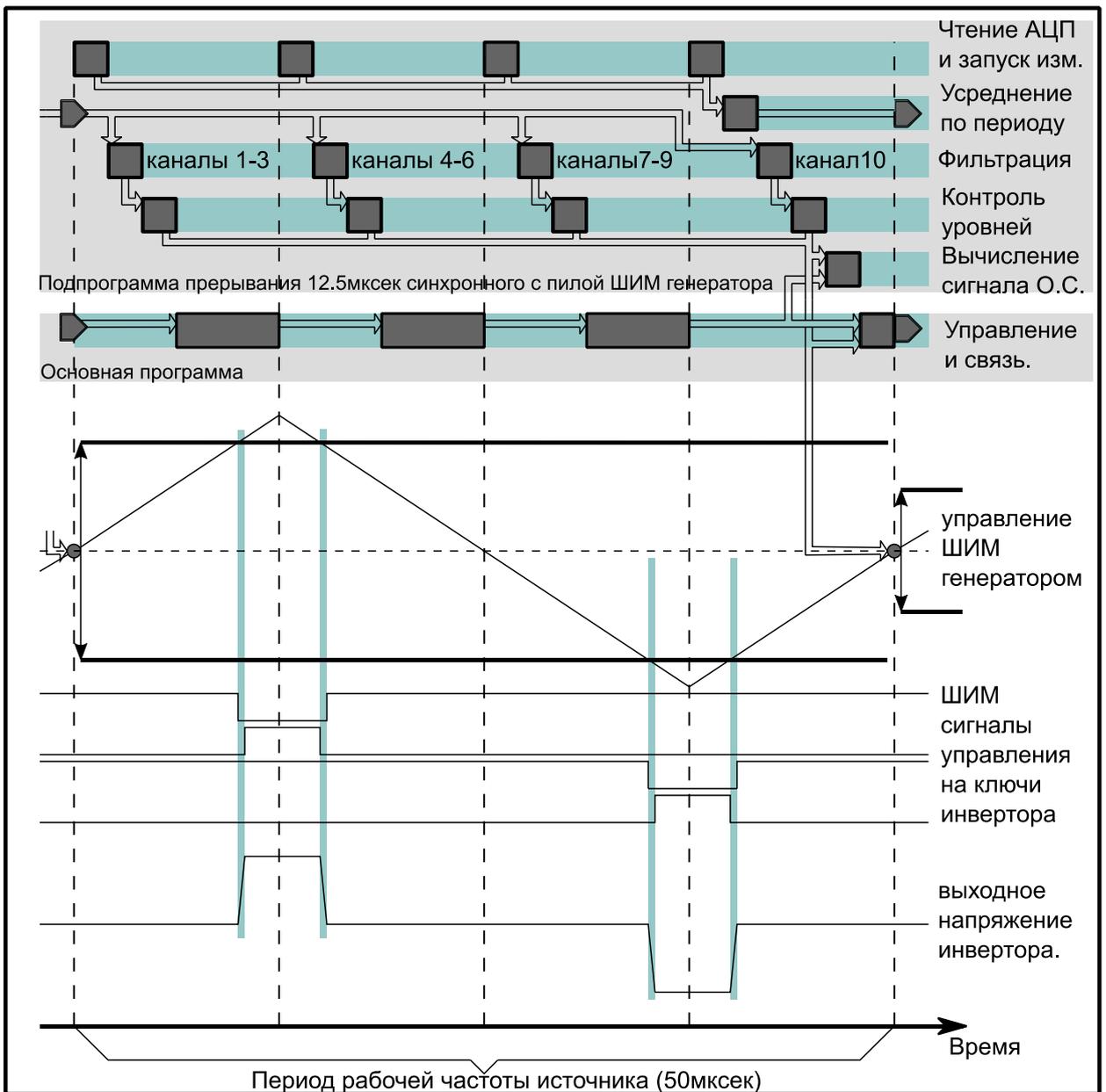


Рисунок 3.4. Работа управляющего алгоритма во времени.

### 3.4. Стабилизация выходного напряжения

Как уже было отмечено, высоковольтный источник представим в виде трех основных узлов:

- силовой преобразователь, формирующий 20кГц 400В переменное напряжение с ШИМ модуляцией.

- Повышающий трансформатор с секционированной вторичной обмоткой
- Физически совмещенный с вторичной обмоткой секционированный высоковольтный выпрямитель и конденсатор фильтра.

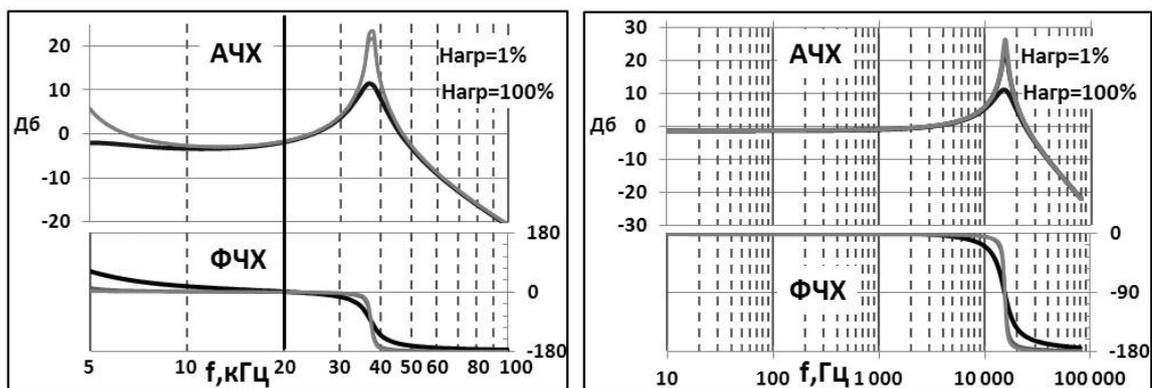
В силу наличия выпрямителя, фильтрующей емкости на выходе устройства и резонансных контуров в конструкции преобразователя, его схема для системы управления представляется существенно нелинейной, это не позволяет получить удовлетворительную модель управления, для которой можно было бы проводить анализ устойчивости. Однако, сделав ряд упрощений и ограничив область рассмотрения модели устройства, ее можно все же линеаризовать:

- Частотный диапазон, в котором применима модель, ограничим частотой примерно 5кГц. АЧХ силового преобразователя и трансформатора [2] показана на рисунке 3.5а. Характеристика построена так, что имеет единичное усиление и плоскую фазовую характеристику в полосе чуть более 5кГц в каждую сторону от рабочей частоты. Для частотной характеристики выпрямление аналогично перемножению на сигнал с рабочей частотой. Соответственно в итоговом спектре мы будем иметь две части:  $(F_{\text{сигн}} - 20 \text{ кГц})$  и  $(F_{\text{сигн}} + 20 \text{ кГц})$ , то есть, сдвинутый на 20кГц влево начальный спектр и 40кГц компоненту. Для рассмотрения системы управления интересна только первая часть. Вид этого спектра приведен на рисунке 3.5б. Из него видно, что в полосе до 5кГц для

системы управления силовой преобразователь с высоковольтным трансформатором можно представить как безинерционный усилитель.

- При сделанном выше ограничении выпрямитель с выходной емкостью можно линеаризовать. Весь источник представляется в виде управляемого источника положительного тока, заряжающего выходную выпрямительную емкость.

Такая модель позволяет рассматривать поведение источника в статических режимах и сохраняет актуальность при рассмотрении поведения модели во времени при увеличении тока нагрузки. Уменьшение нагрузки рассматривать в такой модели нельзя, так как ток источника при моделировании становится отрицательным.



а)

б)

Рисунок 3.5. Частотные характеристики:

а) силовой части, б) всего источника

Тогда модель силовой части высоковольтного источника можно представить в виде системы уравнений:

$$\begin{cases} V_{\text{ВЫХ}}(t) = \int_0^t \frac{(I_{\text{ВХ}}(t') - I_{\text{ВЫХ}}(t'))}{C_{\text{ВЫПР}}} \cdot dt', & V_{\text{ВЫХ}} > 0 \\ I_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{V_{\text{ВЫХ}}(t)}{R_{\text{НАГР}}} \\ I_{\text{ВХ}}(t) = S \cdot V_{\text{УПР}}(t - \tau), & I_{\text{ВХ}} > 0 \end{cases} \quad (1)$$

Здесь  $V_{\text{ВЫХ}}$ ,  $I_{\text{ВЫХ}}$  – выходное напряжение и ток,  $R_{\text{НАГР}}$  – нагрузка высоковольтного источника,  $I_{\text{ВХ}}$  – ток, которым представляется весь источник,  $V_{\text{УПР}}$  – управляющее воздействие,  $\tau$  – задержка в один период рабочей частоты, возникающая между установкой сигнала ШИМ и его реальным изменением.

Задачей регулятора является стабилизация выходного напряжения источника. Нестабильность выходного напряжения в установившемся режиме не должна превышать 0.1%. Переходной процесс при мгновенном изменении нагрузки от холостого хода до полной мощности должен быть менее 5% по амплитуде и 5мс по времени. Основной контур стабилизации выполнен в виде пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора (ПИД регулятора). Модель регулятора, применяемая для моделирования, описывается системой (2).  $V_{\text{ДЕЛ}}$  – это сигнал с высоковольтного делителя, прошедший через фильтрацию. Эта фильтрация, для простоты, описывается RC фильтром с максимальной из существующих в алгоритме и входных усилителях постоянной времени.  $V_{\text{УПР}}$  – выходной сигнал регулятора, использующийся для задания ШИМ сигнала на ключи силового преобразователя.

$$\begin{cases} V_{\text{ДЕЛ}}(t) = F(K_{\text{ДЕЛ}} \cdot V_{\text{ВЫХ}}(t)), \text{ где } F(x) - \text{RC фильтр с } \tau \sim 200\mu\text{s} \\ V_{\text{ОШ}}(t) = (V_{\text{УСТ}} - V_{\text{ДЕЛ}}(t)), \text{ где } V_{\text{УСТ}} - \text{ задание вых. напряжения} \\ V_{\text{УПР}}(t) = K_0 \cdot V_{\text{ОШ}}(t) + K_1 \cdot \int_0^t V_{\text{ОШ}} dt + K_2 \cdot [V_{\text{ОШ}}(t) - V_{\text{ОШ}}(t - \Delta T)] \end{cases} \quad (2)$$

Подбор оптимальных коэффициентов, позволяющих получить надлежащее качество регулирования при сохранении устойчивости для всех рабочих режимов, осуществлялся с помощью моделирования системы в программе NL5 [22]. Модель, построенная на основе (1) (2) показана на рисунке 3.6.

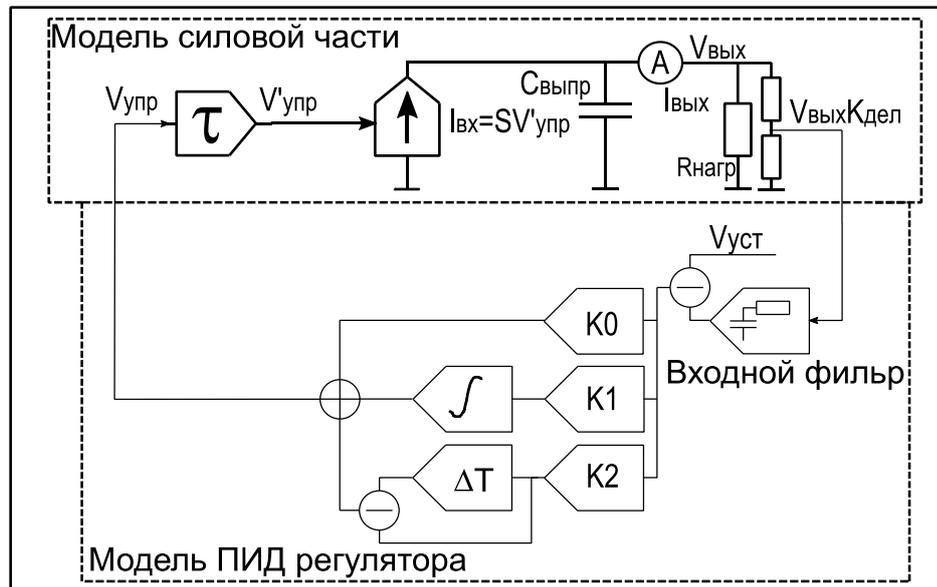


Рисунок 3.6. Модель с ПИД регулятором.

В качестве критерия оптимальности анализировались форма частотной характеристики системы с разомкнутым контуром управления [10] – для получения максимального усиления в диапазоне 0.1Гц -1кГц, реакция выходного напряжения на единичную ступеньку в сигнале управления и временные характеристики системы с замкнутым контуром обратной связи при изменении нагрузки  $R_{нагр}$  в диапазоне от 100% (30кВт) до 0.1%. (30Вт). Для всего диапазона нагрузок переходной процесс должен быть как можно меньше по времени при этом не должен иметь перерегулирование более 5% и не должен иметь колебательной составляющей. АЧХ и ФЧХ полученной системы управления с подобранными коэффициентами показаны на рисунке 3.7.

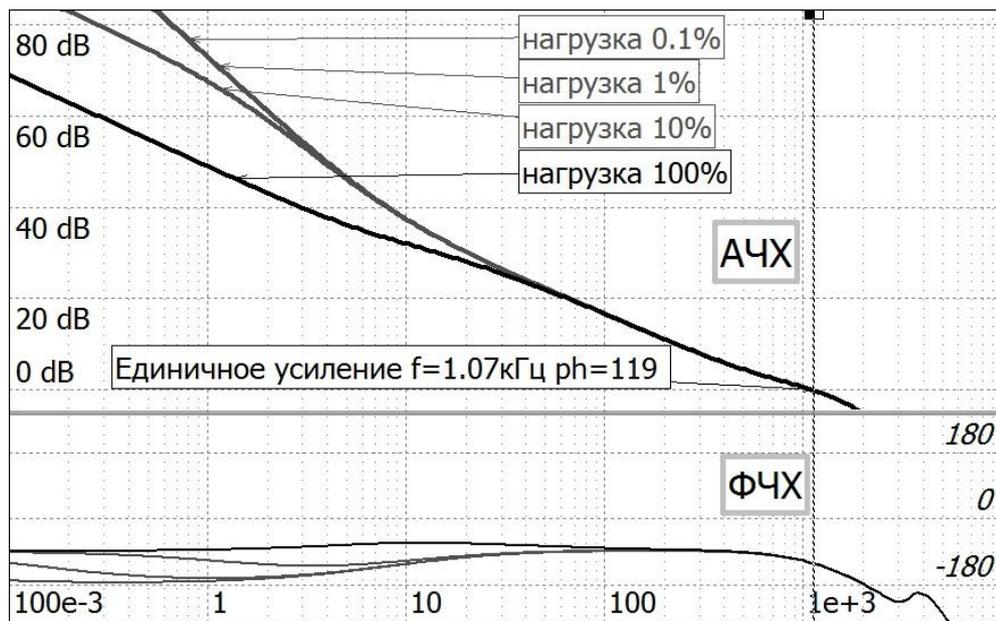


Рисунок 3.7. Частотные характеристики системы с разомкнутым контуром управления в зависимости от нагрузки

Из характеристики видно, что использование ПИД регулятора вполне позволяет решить задачу регулирования выходного напряжения с ошибкой менее 0.1%. По крайней мере, для линеаризованной модели. Как видно из АЧХ для всего диапазона возможной нагрузки коэффициент усиления разомкнутой петли становится выше 60дБ при частотах ниже 1Гц, что соответствует ошибке установки выходного напряжения меньше, чем  $10^{-3}$ . Частота единичного усиления системы составляет примерно 1кГц. Причем, частота единичного усиления не может быть сколь либо существенно увеличена. Это определяется наличием физических ограничений, связанных с задержкой ШИМ формирователя, вызывающей критическое для устойчивости фазовое запаздывание после частот 3кГц, и необходимости фильтрации сигнала выходного напряжения, из-за чего набег фазы начинает нарастать также после частоты 2-3кГц. Временное моделирование показывает, что получить достаточное быстродействие системы при модуляции выходного тока таким простым регулятором не получается. При вполне удовлетворительной амплитуде (около 3%), время переходного

процесса в напряжении при изменении выходного тока от 0.1% до 100% составляет около 50мсек. Для решения этой проблемы можно идти по пути увеличения порядка звеньев регулятора, чтобы получить большее усиление на частотах 1—100Гц, что увеличит быстродействие. Можно использовать дополнительные контуры регулирования. Было решено идти по второму пути и добавить дополнительный контур регулирования выходного напряжения по уровню выходного тока (3).

$$\begin{cases} V_{\text{доп}}(t) = F_{\text{адд}}(I_{\text{вых}}(t), V_{\text{вых}}(t)) \\ V_{\text{упр}}(t) = V_{\text{упрПИД}}(t) + V_{\text{доп}}(t) \end{cases} \quad (3)$$

В случае рассматриваемой линейной модели  $F_{\text{адд}}(x)$  является собой просто умножение тока на коэффициент. В случае реального источника используется нелинейный контур управления по выходному току, для которого снималась реальная характеристика изменения скважности ШИМ сигнала управления в зависимости от выходного тока и выходного напряжения и получалась кусочно-линейная двумерная функция  $F_{\text{адд}}(I_{\text{вых}}, V_{\text{вых}})$ . Результаты моделирования реакции на изменение нагрузки от 0.1% до 100% с дополнительным контуром регулирования и без него показаны на рисунке 3.8. Видно, что введение дополнительного контура существенным образом улучшает ситуацию. Длительность переходного процесса при моделировании становится чуть более 1 мс, а амплитуда около 1%.

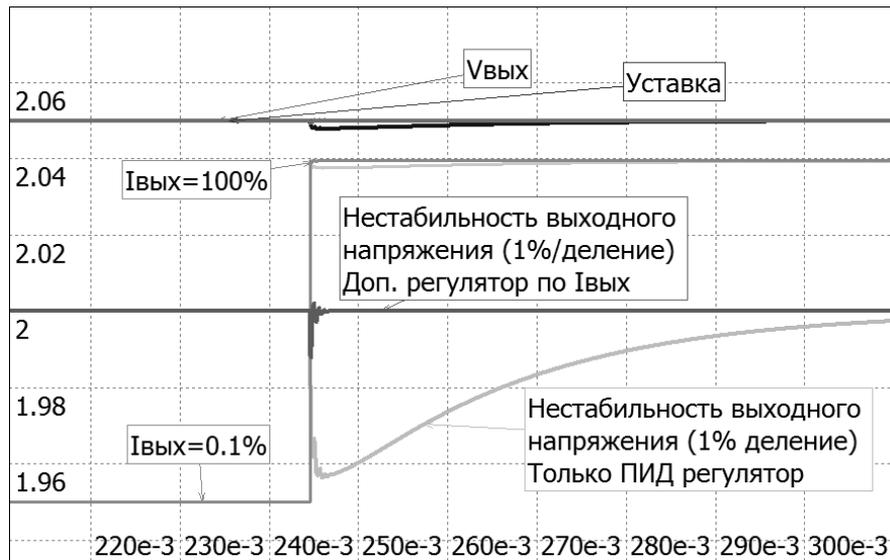


Рисунок 3.8. Моделирование переходного процесса в выходном напряжении при модуляции тока нагрузки с дополнительным регулятором и без него.

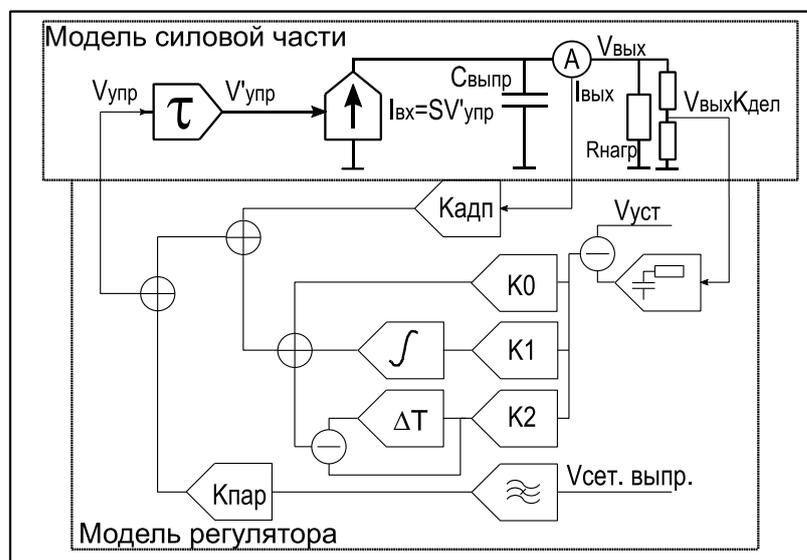
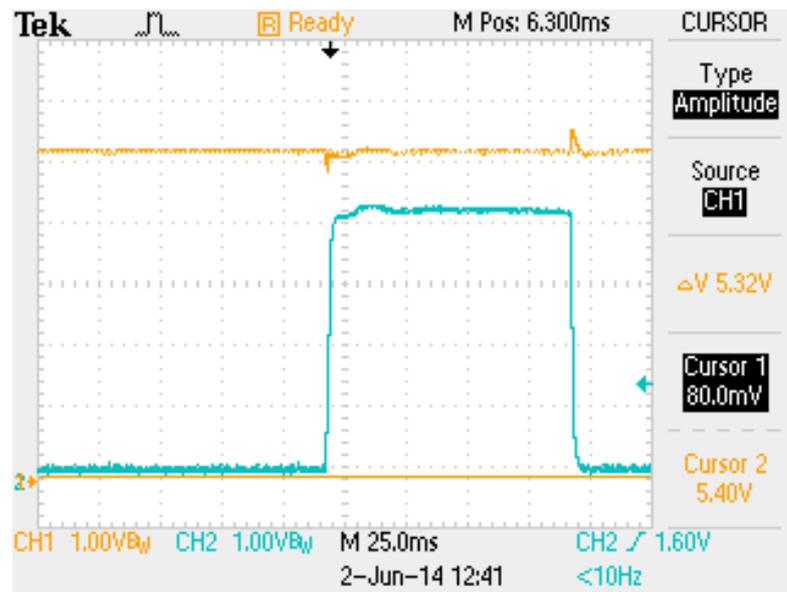


Рисунок. 3.9 Модель системы управления.

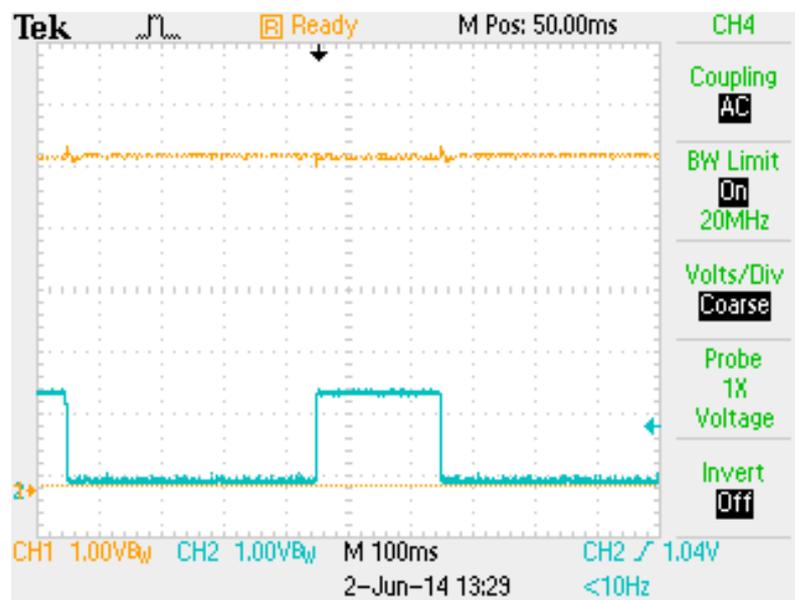
Результатирующая структура регулятора приведена на рисунке 3.9. Здесь кроме ПИД и дополнительного регуляторов видна еще одна петля регулирования, подмешивающая к сигналу управления пульсации напряжения на выходе трехфазного силового выпрямителя. Это звено обеспечивает гарантированное подавление этих 300Гц пульсаций на выходе источника до уровня заведомо меньше чем 0.1%. Без этого, только

выходным фильтром и ПИД регулятором подавление этих пульсаций, проявляющихся при большой выходной мощности, осуществляется до уровня около 0.2-0.3% при их максимальном уровне на выходе трехфазного выпрямителя около 10%. Кроме этого, для повышения диапазона устойчивости и улучшения реакции на единичную ступеньку было применено адаптивное изменение пропорционального и интегрального коэффициента регулятора в зависимости от величины сигнала ошибки. При сигнале ошибки выше 10% от амплитуды уставки величина коэффициентов увеличивалась до уровня в два раза превышающего полученный моделированием. Это дополнительно уменьшает переходной процесс, не влияя существенно на устойчивость. А для уменьшения выброса напряжения при снятии нагрузки было применено обнуление интегратора при превышении сигналом ошибки амплитуды выше 3% от уставки в отрицательную сторону (перенапряжение).

Осциллограммы переходного процесса в выходном напряжении при модуляции нагрузки источника управляемого описанным контроллером в составе энергоблока электронно-лучевой сварки были приведены в главе 2. (рисунки 2.17 и 2.18). В дополнение на рисунке 3.10 показаны форма выходного тока и напряжения высоковольтного источника при 2Гц модуляции тока луча энергоблока от нуля до установленного значения при заданном токе луча 250мА (15кВт выходной мощности) и 600мА (36кВт выходной мощности). Для максимальной мощности величина переходного процесса не превышает 5%, для средней – 1% при длительности его в обоих случаях менее 5 мс. Фотография платы контроллера приведена на рисунке 3.11.



a)



б)

Рисунок 3.10. Осциллограммы с делителя выходного напряжения (верхний луч) и датчика выходного тока (нижний луч) высоковольтного источника при модуляции тока луча.

а)  $V_{\text{вых}}=60\text{кВ}$ ,  $I_{\text{вых}}=0.5\text{-}600\text{мА}$       б)  $V_{\text{вых}}=60\text{кВ}$ ,  $I_{\text{вых}}=0.5\text{-}250\text{мА}$

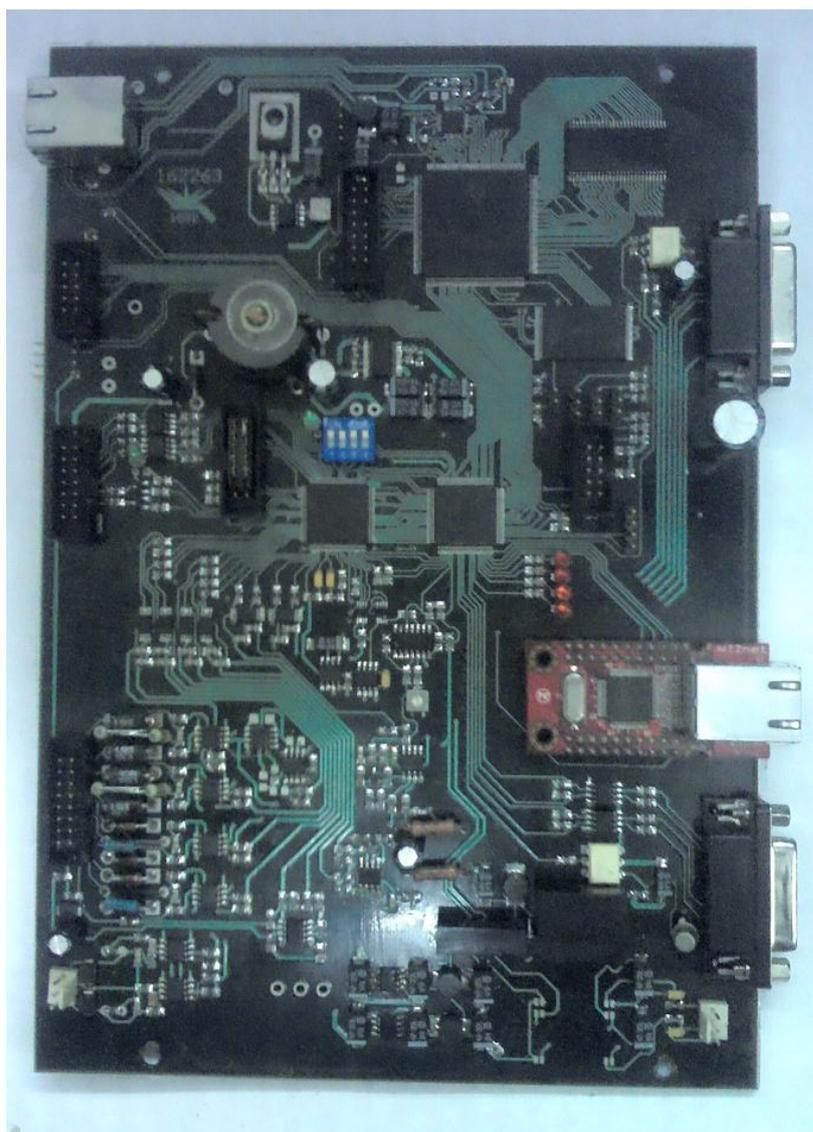


Рисунок 3.11. Внешний вид платы контроллера

### 3.5. Выводы.

Описанные в данной главе архитектура контроллера мощного высоковольтного источника и алгоритмы работы узла регулятора выходного напряжения позволяют получить гибкую эффективную систему с высоким качеством стабилизации выходного напряжения. С использованием описанного контроллера и его модификаций было создано четыре семейства высоковольтных источников, успешно применяющихся в

электрофизических установках. Благодаря контроллеру достигаются следующие выдающиеся характеристики источников:

- Малая (<5%) амплитуда и длительность (менее 2мс) переходного процесса модуляции выходного тока от холостого хода (выходная мощность 150Вт) до полной нагрузки (выходная мощность 40кВт), что позволяет использовать режимы работы с частотой модуляции тока 100-200Гц.
- Энергия, выделяемая в нагрузку источника при пробое, менее 15Дж для высоковольтного источника 60кВ.
- Нестабильность выходного напряжения менее 0.1% при номинальном выходном напряжении
- Регулирование выходного напряжения, начиная от нулевого уровня.
- Программируемый уровень защиты по току, в том числе наличие режимов ограничения тока и высоковольтной тренировки с маленьким (5мА) порогом защиты от превышения тока и медленным (1-30с) подъемом выходного напряжения
- Широкий выбор современных управляющих интерфейсов: CAN-bus, Ethernet, RS232
- Наличие встроенных средств самодиагностики, индикация состояния источника через встроенный диагностический WEB-сервер и панель индикации и управления.
- Возможность использования разнообразных архитектур силового преобразователя: возможно использование мостового инвертора, понижающего прямоходового преобразователя с мостовым инвертором на выходе, мостового инвертора и синхронного выпрямителя на выходе.

## Глава 4

### Источник синусоидального напряжения с выходным синхронным выпрямителем

#### 4.1. Общее описание

Для работ ИЯФ по созданию инжектора ионов для проекта NITS в институте был создан источник с выходным напряжением до 1.5МВ [12]. Источник (Рис. 4.1) состоит из генератора синусоидального напряжения 120В 100А и секционированного высоковольтного выпрямителя, серийно выпускаемого ИЯФ для ускорителей типа ЭЛВ. Резонансная частота контура, образованного индуктивностями намагничивания и рассеяния первичной обмотки высоковольтного трансформатора, конструктивной емкостью секционированного выпрямителя и корректирующими реактивностями, составляет около 400Гц. Генератор синусоидального напряжения, работающий на частоте 400Гц, обеспечивает накачку на частоте близкой к частоте резонанса последовательного контура  $C1CpLsLm$ . При этом на первичной обмотке трансформатора за счет резонансной накачки развивается напряжение, превышающее напряжение генератора, которого достаточно для получения требуемого напряжения на вторичных обмотках и соответственно на выходе высоковольтного выпрямителя.

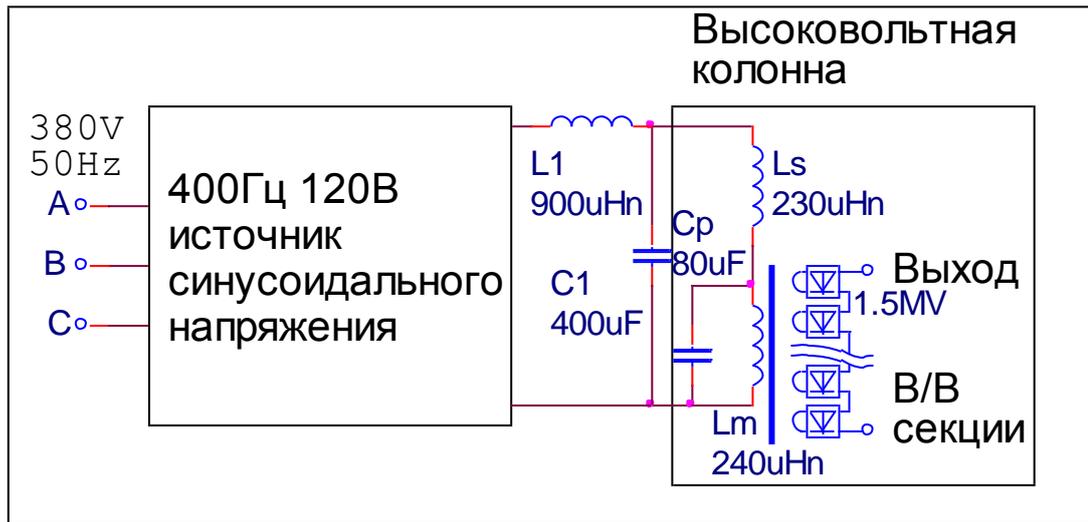


Рисунок 4.1 . Блок схема высоковольтного источника.

Индуктивность  $L1$  служит для ограничения реактивного тока через генератор синусоидального напряжения. Регулирование выходного напряжения высоковольтного источника обеспечивается заданием амплитуды напряжения генератора. Такая схема включения разработана коллективом под руководством Салимова Р.А. для ускорителей типа ЭЛВ [2] и позволяет минимизировать реактивные токи, протекающие через генератор и уменьшить требуемое выходное напряжение генератора.

В ускорителях ЭЛВ мощность генератора составляет сотни киловатт при требуемой стабильности выходной энергии электронного пучка около 1%. Для прототипа инжектора НИТС такая мощность не требовалась, зато требовалась большая стабильность выходной энергии ускоренного ионного пучка. Допустимая нестабильность энергии составляла менее 0.1% . Максимальный ток ионного пучка 2мА.

Для этого проекта, для использования в качестве генератора синусоидального напряжения нами был разработан 10кВт источник регулируемого синусоидального напряжения, изолированного от сети, с частотой, регулируемой в диапазоне 200-800Гц. Характеристики источника

приведены в таблице 3.1. Источник построен с использованием синхронного выпрямителя. Принцип работы такого источника заключается в получении модулированного требуемым сигналом высокочастотного колебания. Затем несущий сигнал выделяется синхронным детектором и фильтром низких частот. Такая конструкция удобна для получения развязанного от сети напряжения требуемой формы низкой частоты. Ведь для развязки используется высокочастотный силовой трансформатор, габариты которого малы, и не зависят от требуемой выходной частоты. Максимальная выходная частота такого источника определяется возможностями фильтра низких частот подавить удвоенную вторую гармонику несущей (рабочей) частоты и допустимым уровнем этой гармоники в выходном сигнале. Максимальная рабочая частота определяется характеристиками силовых ключей и составляет для применяемых IGBT ключей 25-30кГц. Для рабочей частоты 25кГц при применении фильтра второго порядка выходная частота может достигать 1кГц при уровне несущей в выходном напряжении менее 1%.

#### **4.2. Конструкция источника**

Источник синусоидального напряжения создан на основе блоков ввода сети, блока мостового инвертора и управляющего контроллера от высоковольтного источника для энергоблока электронно-лучевой сварки (Главы 2 и 3) и разработанного специально для этой работы блока синхронного выпрямителя [13].

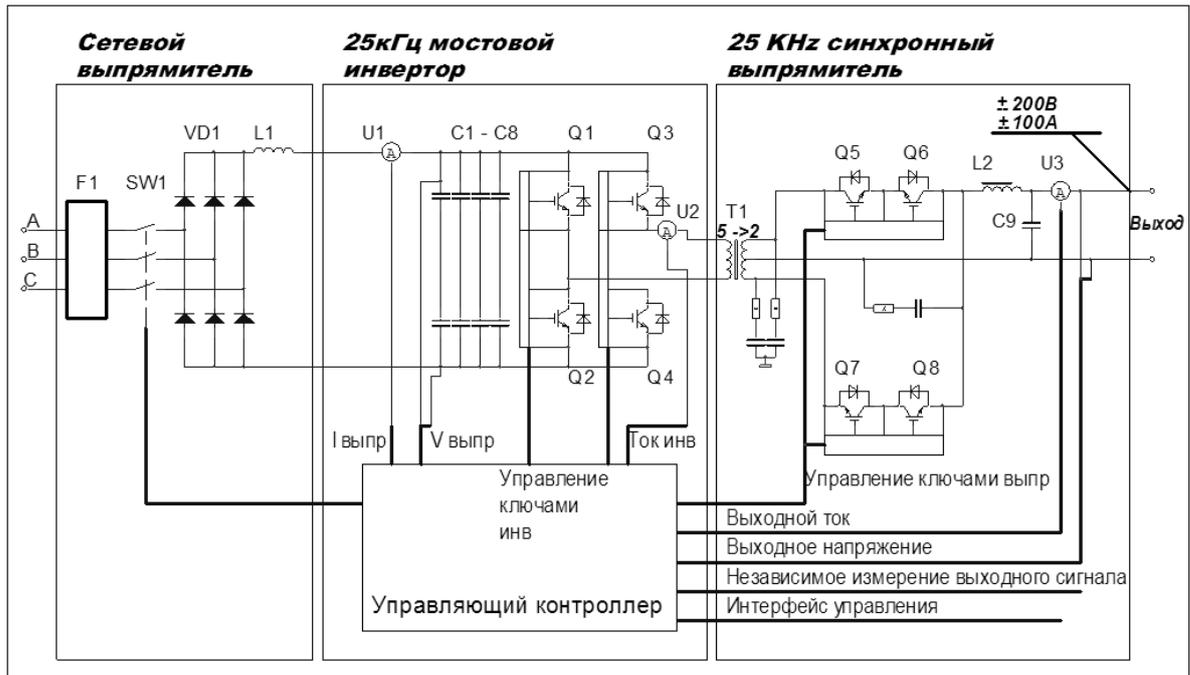


Рисунок 4.2 . Силовая схема источника с синхронным выпрямителем на выходе

Выбранная для источника структурная схема показана на рисунке 4.2. Сетевое напряжение выпрямляется в блоке ввода и заряжает накопительную емкость C1-8 блока инвертора. Кроме собственно трехфазного выпрямителя в блоке ввода расположены также защитный автомат, схема плавного пуска и фильтры F1, L1, обеспечивающие соответствие источника стандартам на электромагнитную совместимость для промышленного оборудования. Напряжение с емкостей C1-C8 преобразуется мостовым инвертором на IGBT транзисторах в переменное напряжение прямоугольной формы с несущей частотой 25кГц, модулированное по скважности сигналом с нужной низкой частотой. Это напряжение поступает в развязывающий трансформатор T1 блока синхронного выпрямителя и с него на сам синхронный выпрямитель, образованный двумя двунаправленными ключами на IGBT транзисторах (Q5-Q8).

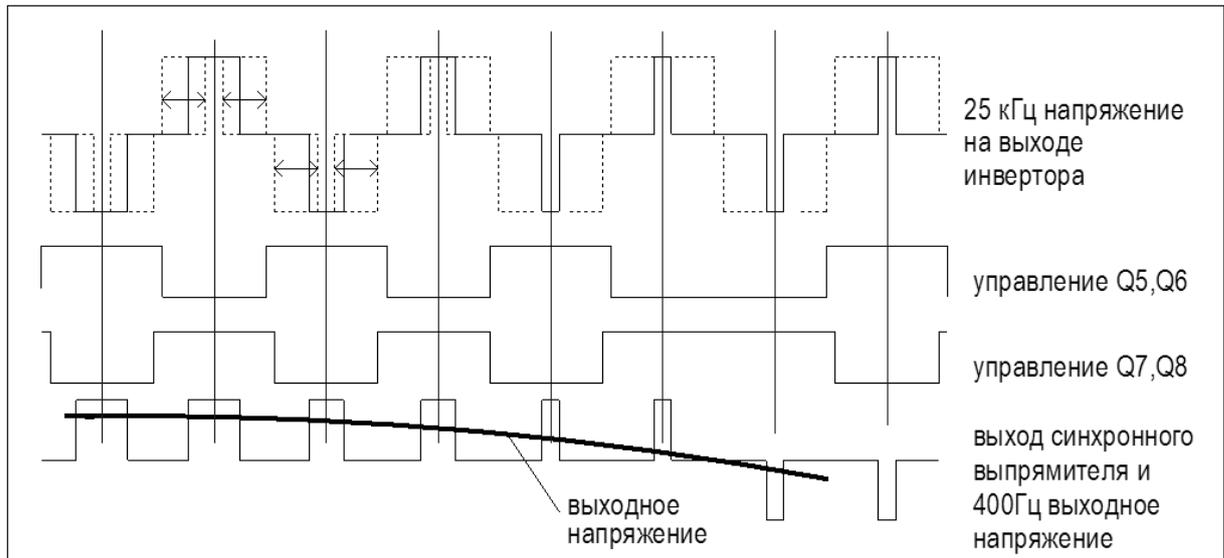


Рисунок 4.3 . Диаграммы работы источника с синхронным выпрямителем

За счет управления фазой работы синхронного выпрямителя, как показано на рисунке 4.3, на выходе фильтра  $L2 - C9$  получается изолированное от входной сети напряжение заданной амплитуды частотой 400Гц. При этом, за счет двунаправленной конструкции ключей, состоящих каждый из двух встречно последовательно включенных транзисторов, ток в любом направлении протекает через транзистор и параллельный диод встречно включенного транзистора. Выбором фазы работы выпрямителя, возможно как замыкание энергии, циркулирующей в нагрузке, через выходные ключи синхронного выпрямителя, так и рекуперация этой энергии из нагрузки в емкость  $C1 - C8$  инвертора. Выходное напряжение источника может меняться от постоянного до переменного с частотой до 1 кГц за счет ШИМ модуляции высокочастотного сигнала, как это изображено на рисунке 4.3. Максимальная частота определяется достаточным уровнем фильтрации рабочей частотой преобразователя выходным фильтром второго порядка. При граничной частоте фильтра 1кГц уровень подавления второй гармоники рабочей частоты составляет примерно  $5 \cdot 10^2$ .

### 4.3. Управление источником

Управление преобразователем осуществляет контроллер, описанный в главе 3. Управление ключами синхронного выпрямителя осуществляется с дополнительного ШИМ формирователя, работающего на той же частоте, что и основной. Фаза его меняется в зависимости от требуемой полярности выходного напряжения, как показано на рис. 4.3.

Используется основной и один дополнительный контур обратной связи (рисунок 4.4):

- ПИД регулятор по выходному параметру источника. Сигнал берется с делителя, измеряющего выходное напряжение высоковольтного источника.
- Параметрический регулятор, подавляющий пульсации 300Гц выпрямленного сетевого напряжения в выходном сигнале.

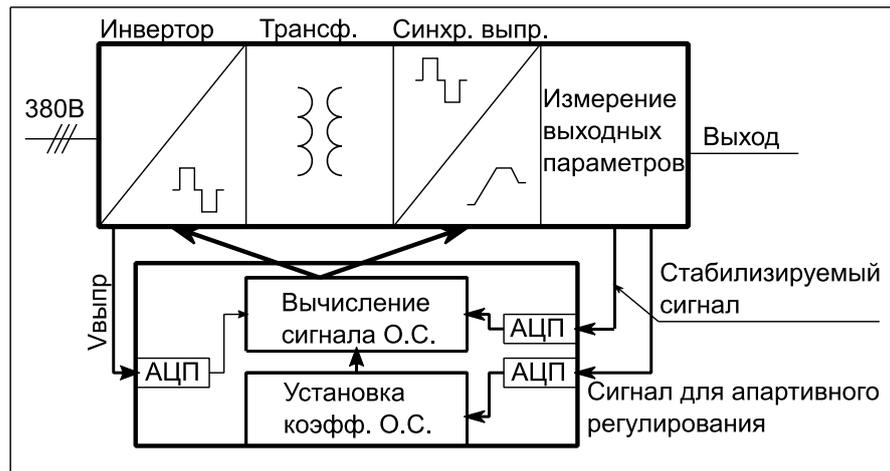


Рисунок 4.4. Блок схема регулятора

Пульсации напряжения на входе мостового инвертора могут иметь амплитуду до 10% от величины выпрямленного напряжения. Соответственно, для подавления этих пульсаций в выходном напряжении до уровня 0.1% во всем диапазоне выходных токов, от контура обратной связи

требуется усиление на этой частоте (300Гц) около сотни. Частотные ограничения на основной контур стабилизации, определяемые конструкцией преобразователя, не позволяют получить такого усиления в контуре обратной связи на этих частотах без сильного усложнения регулятора. Более простым и эффективным решением проблемы является применение дополнительного контура подавления 300Гц пульсаций на выходе источника. Для этого применяется контур параметрической стабилизации, выделяющий сигнал пульсаций выпрямленного сетевого напряжения с емкости С1-С8 (Рис. 3.2) преобразователя и подмешивающий его в противофазе в управляющий сигнал.

Амплитуда сигнала регулятора определяет глубину модуляции ШИМ сигнала синусоидальным 400Гц сигналом. Сигнал управления на синхронный выпрямитель изменяется только по фазе, как уже было описано (рисунок 4.3 сигналы Q5,6 Q7,8). Число возможных шагов модуляции сигнала, идущего на ключи, составляет

$$N = \frac{f_{DSP}}{2 \cdot F_{ps}}, \text{ где } f_{dsp}=100\text{МГц} - \text{ тактовая частота формирователя,}$$

$F_{ps}=25\text{кГц}$  - рабочая частота источника.

$$\text{Таким образом получается } N = \frac{100\text{MHz}}{2 \cdot 25\text{kHz}} = 2000. \text{ Это соответствует 2000}$$

возможных уровней выходного сигнала, чего вполне достаточно для получения качества регулирования выходного напряжения (либо тока при других применениях источника) с ошибкой менее 0.1%.

#### 4.4. Мягкая коммутация ключей

В источнике реализована мягкая коммутация ключей синхронного выпрямителя. Это кардинально снижает коммутационные выбросы на ключах при резонансной или индуктивной нагрузке и динамические потери

в ключах при коммутации. Принцип организации мягкой коммутации заключается в том, чтобы минимизировать напряжение на ключе в момент его открывания и минимизировать ток через ключ в момент закрывания. Есть несколько способов организации такого процесса. В прямоходовых и обратходовых преобразователях часто используют дополнительные индуктивные или емкостные элементы, составляющие вместе с уже присутствующими в схеме и конструктивной емкостью или индуктивностью, резонансный контур, колебания которого и обеспечивают условия мягкой коммутации. Другой путь, который используется в мостовых и полумостовых преобразователях, заключается в том, чтобы организовать плавное перетекание тока от закрывающегося ключа к открывающемуся. Для этого используются перехватывающие (снабберные) емкости параллельно ключам. В случае описываемого преобразователя используется тоже принцип перетекания тока от одного ключа к другому. Для описываемого источника, однако, не требуется применение дополнительных элементов, так как мягкая коммутация ключей может осуществляться за счет специального алгоритма управления[14]. В инверторе: установкой дополнительной паузы между запирающим одним ключом полумоста и открыванием другого, за счет перезарядки в это время емкостей коллектор-эмиттер транзисторов, при рабочих токах обеспечивается включение ключа при близком к нулевому напряжении на нем. В синхронном выпрямителе для перехвата тока устроено перекрытие открытого состояния в управляющих сигналах на ключи синхронного выпрямителя, как это показано на рисунке 4. Управление ключами инвертора при этом таково, что напряжение на выходе инвертора в момент перекрытия всегда равно нулю, так что весь алгоритм можно описать следующей последовательностью шагов:

- Выходное напряжение равно нулю, ток инвертора при этом зависит от характера нагрузки. При резонансной или индуктивной нагрузке ток не прекращается, и соответственно остается ток в открытом ключе синхронного выпрямителя.
- Открывается противоположный ключ синхронного выпрямителя. Через 500 наносекунд, в течение которых открывается транзистор, ток за время перекрытия перераспределяется примерно поровну между двумя противоположными ключами.
- После команды на закрытие ключа ток в нем спадает до нуля, перетекая в открытый ключ. В коммутационном выбросе участвует только энергия, запасенная в индуктивности рассеяния вторичной обмотки трансформатора T1, скоммутированной на ключ. Энергия же, запасенная в индуктивных элементах со стороны первичной обмотки, и в индуктивности нагрузки, не участвует в этом выбросе, так как у тока есть возможность уйти в открытый ключ.

В результате применения мягкой коммутации становятся в несколько раз меньше динамические потери в ключах, и практически до нуля уменьшается коммутационный выброс, который в случае жесткой коммутации может составлять сотни вольт, увеличивая требования к классу транзисторов синхронного выпрямителя по напряжению.

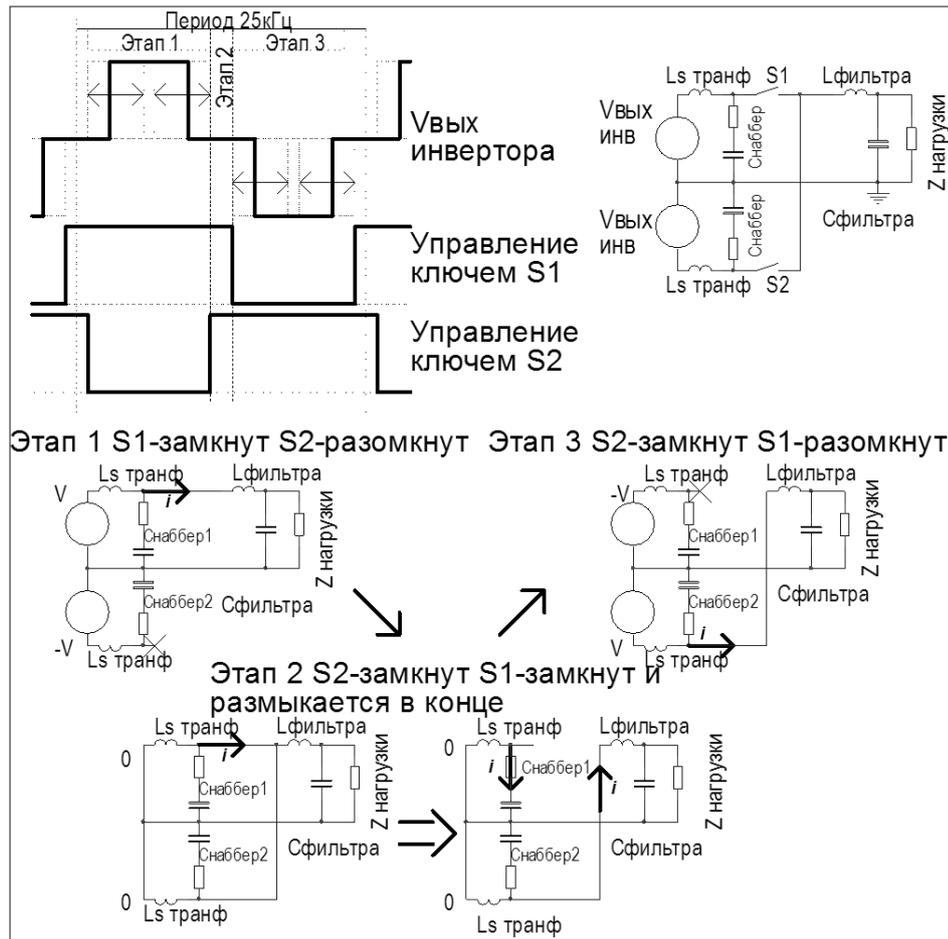


Рисунок 4.5 Принцип мягкой коммутации ключей синхронного выпрямителя

#### 4.5. Результаты испытаний

Преобразователь был испытан в ИЯФ в качестве составной части прототипа инжектора ионов для проекта NITS. Он использовался для питания напряжением частоты 400Гц секционированного высоковольтного выпрямителя от ЭЛВ для получения ускоряющего напряжения инжектора ионов. Достигнутое ускоряющее напряжение составило 1.25МВ при токе ионного пучка до 2мА [15].

Для задания и чтения параметров в контроллере было реализовано локальное управление и индикация, а также связь с системой управления установкой по протоколу CANbus. Сигнал для обратной связи брался с прецизионного делителя, расположенного на выходе высоковольтного

выпрямителя. Была успешно проверена работоспособность описанных идей и алгоритмов управления, заложенных при разработке преобразователя. Нестабильность ускоряющего напряжения инжектора была на уровне 0.1%, коммутационные выбросы на ключах синхронного выпрямителя при работе источника отсутствовали, показывая успешность применяемого принципа мягкой коммутации. КПД преобразователя был оценен по нагреву охлаждающей воды и составил более 90% на мощности 5кВт.

Схема силового преобразователя, как было описано выше, позволяет использование его в качестве быстро перестраиваемого четырехквadrантного источника тока с выходным током до 100А и выходным напряжением до 200В. Эти выходные параметры приведены для существующих соотношений первичной и вторичных обмоток развязывающего трансформатора Т1. Такой вариант применения источника был успешно испытан. Для испытаний использовались последовательно соединенные электромагниты с номинальным током 100А. Максимальное напряжение при быстром изменении тока составляло около 200В. Были испытаны:

- управляемый подъем тока от 0А до 100А за 0.5 сек,
- управляемый спад от 100А до 0А с рекуперацией энергии в емкость преобразователя.

По результатам испытаний была изготовлена серия из 5 источников, которые планируется использовать при модернизации систем питания ускорительных комплексов ИЯФ.

## Глава 5

### Источник питания колонны 2МЭВ охладителя протонного пучка для синхротрона COSY

#### 5.1. Общее описание установки электронного охлаждения COSY

В 2010 году ИЯФ по контракту с научным центром в Юлихе (Германия) начал разработку и изготовление установки для охлаждения протонного пучка для протонного синхротрона COSY. Изображение и блок-схема установки приведены на рисунках 5.1 и 5.2.

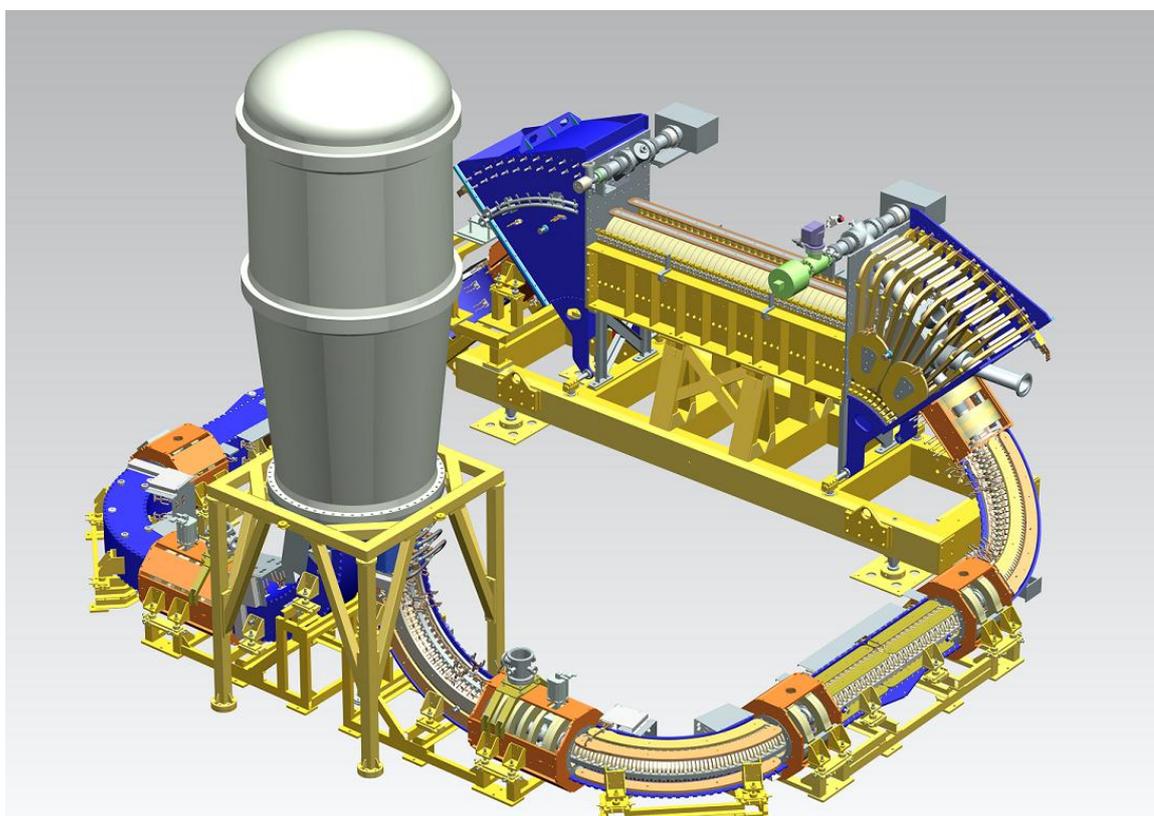


Рисунок 5.1. Изображение установки электронного охлаждения COSY

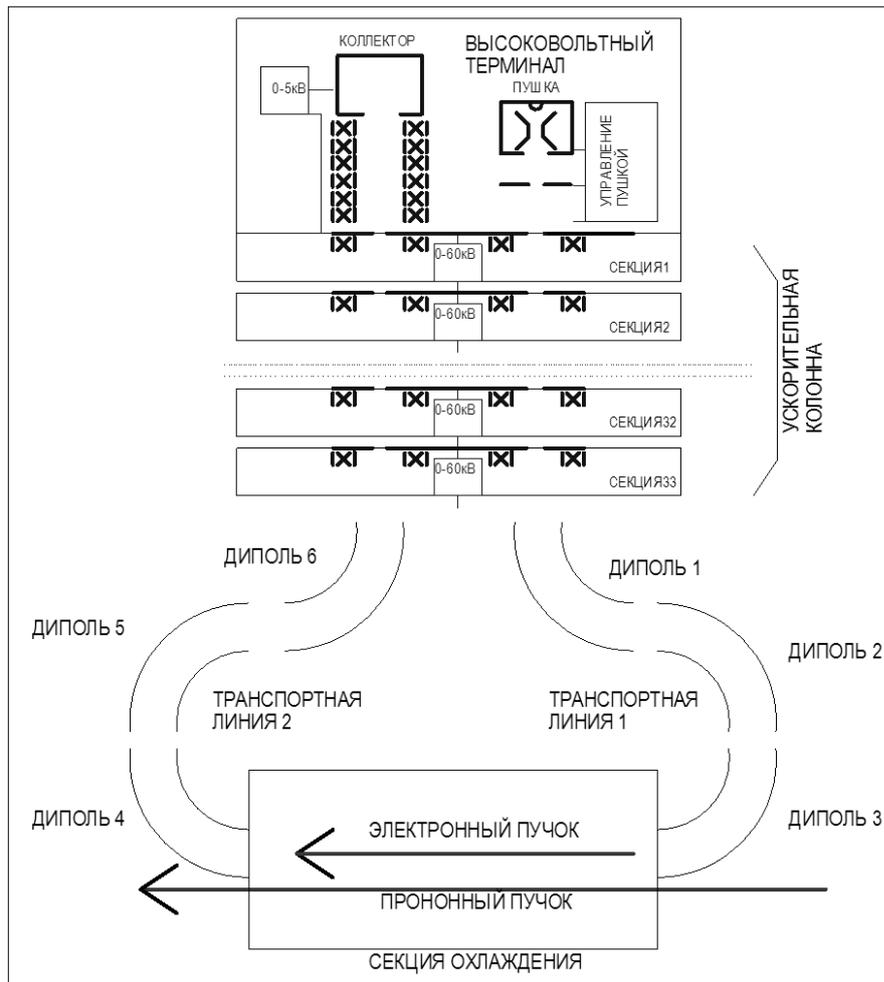


Рисунок 5.2. Блок схема установки электронного охлаждения COSY

Пушка формирует электронный пучок, который затем попадает в ускорительный канал высоковольтной ускорительной колонны, состоящей из 33 ускорительных секций, в каждой из которых формируется ускоряющее напряжение от 0 до 60кВ и продольное магнитное поле. После этого ускоренный пучок по транспортной линии 1 доставляется в секцию охлаждения, где взаимодействует с протонным пучком, охлаждая его. Далее по транспортной линии 2 провзаимодействовавший электронный пучок попадает в тормозной канал ускорительной колонны, в котором происходит теперь уже торможение пучка, за счет того, что пучок движется в обратном направлении и создаваемое в ускорительной колонне электрическое поле является для него тормозящим. Затем заторможенный электронный пучок

попадает в коллектор, расположенный в высоковольтном терминале, где происходит его поглощение. Благодаря конструкции с использованием рекуперации энергии за счет торможения электронного пучка от высоковольтных источников в секциях требуется только компенсация потерь тока электронного пучка и, соответственно, можно применять маломощные источники. Рабочий уровень потерь тока электронов составляет  $10^{-3} \div 10^{-4}$ , поэтому при проектном максимальном токе электронного пучка 3А достаточно высоковольтных источников с выходным током 5-10мА.

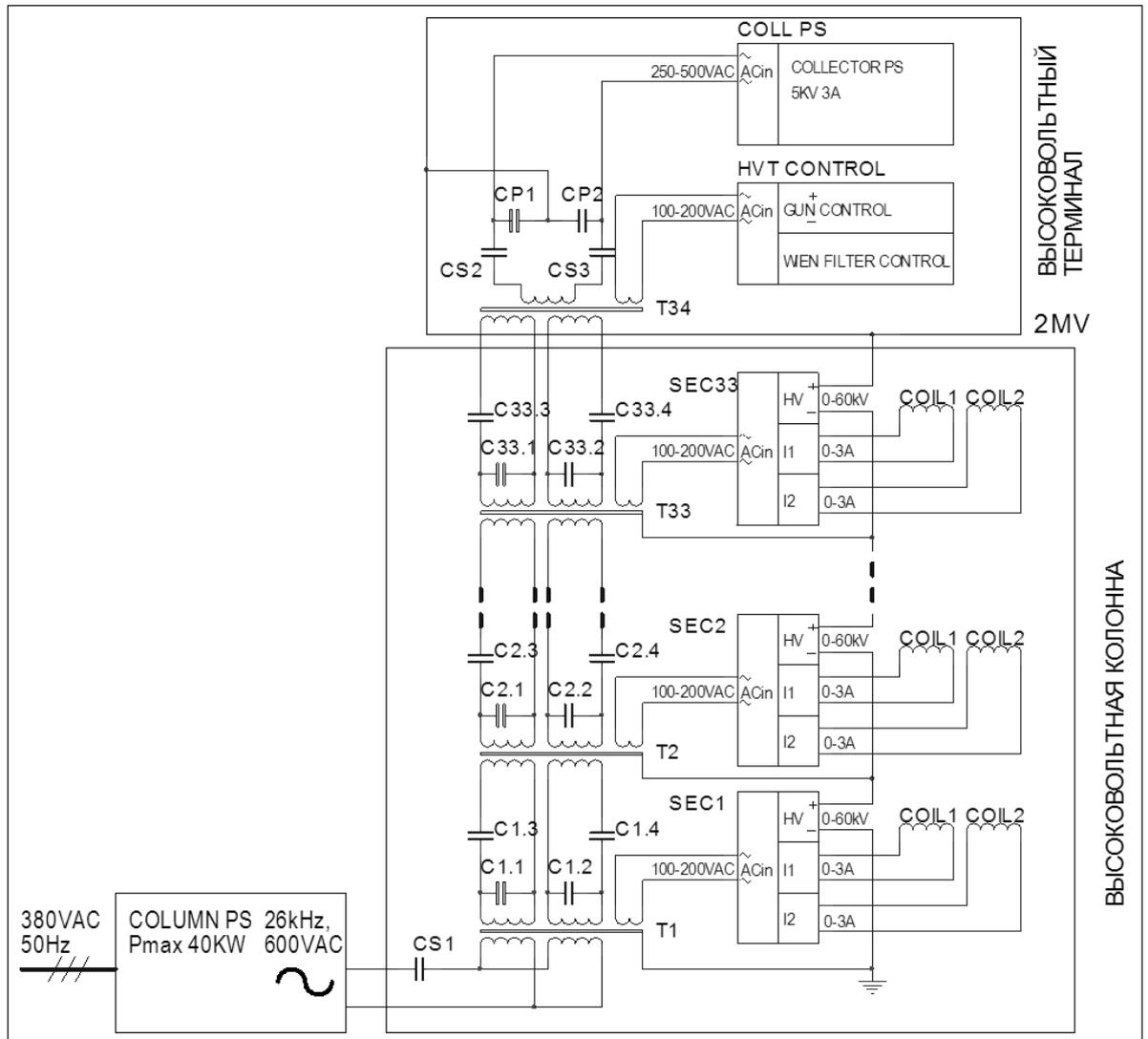


Рисунок 5.3. Блок схема высоковольтной колонны установки электронного охлаждения COSY

Блок схема высоковольтной колонны показана на рисунке 5.3. Она представляет собой каскадный генератор с индуктивной связью с последовательным питанием каскадов [17]. Питание высоковольтных секций осуществляется с обмоток отбора мощности резонансной трансформаторной колонны. Эта колонна представляет собой цепь из 33 последовательно соединенных схем, состоящих из развязывающего трансформатора с обмоткой отбора мощности и емкостей, компенсирующих индуктивности рассеяния и намагничивания трансформатора на рабочей частоте. На верхнем конце эта колонна питает высоковольтный терминал. Требуемая мощность питания высоковольтного терминала около 15кВт, мощность, требуемая для питания каждой секции около 500Вт. Рабочая частота системы составляет 26.5кГц. Питание всей этой колонны осуществляется от 60кВт источника синусоидального напряжения, в разработке которого и принимал непосредственное участие автор.

## **5.2. Требования к источнику питания высоковольтной колонны**

Этот источник должен иметь гармоническую форму выходного напряжения, с минимальным числом высших гармоник рабочей частоты. Это требование возникает по двум основным причинам. Первое – необходимо как можно более равномерное распределение напряжения по секциям каскадного трансформатора, наличие же гармоник приводит к тому, что, постепенно фильтруясь на каскадах, они вызывают дополнительное повышение напряжения на первых секциях, увеличивая неравномерность распределения напряжения. Вторая причина – наличие крутых фронтов в напряжении вызовет раскачку колебаний на паразитных резонансах каскадного трансформатора, и, соответственно, дополнительные потери энергии в напряженной по мощности конструкции, и, опять-таки, неравномерность распределения напряжения.

### 5.3. Структура источника

При разработке источника за основу были взяты описанные в предыдущих главах силовая схема и система управления. Можно отметить, что заложенная в управляющий контроллер сразу при разработке гибкость позволила применить его в данной работе с достаточно скромными переделками. К силовой схеме была добавлена дополнительная ступень регулирования – понижающий преобразователь, силовая схема преобразователя показана на рисунке 5.4.

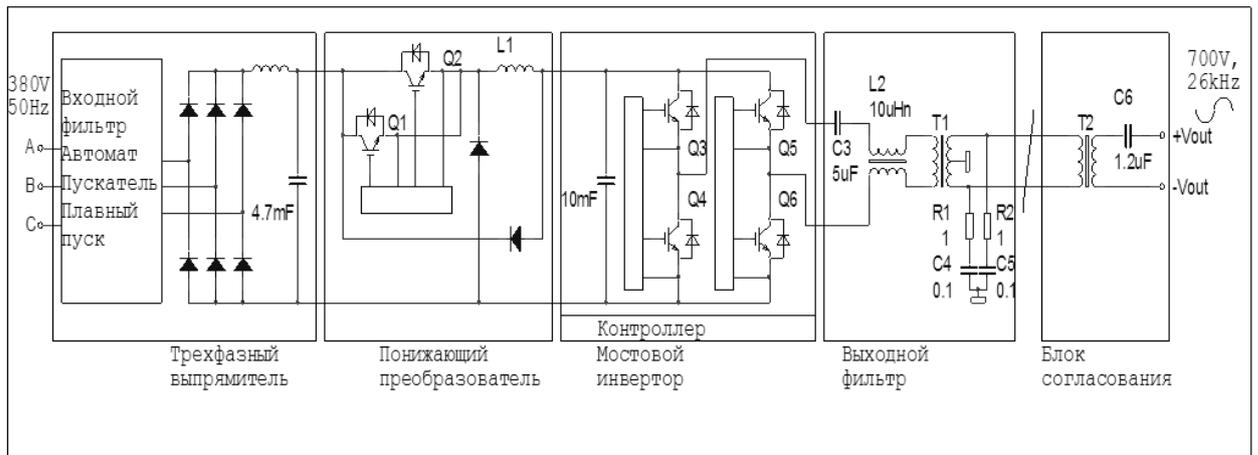


Рисунок 5.4. Силовая схема преобразователя частоты

Источник состоит из блока выпрямителя с системой плавного пуска, блока с двухфазным понижающим преобразователем, блока инвертора с контроллером управления и блока фильтрации. В двухфазном понижающем преобразователе транзисторы работают на частоте 13,25кГц со сдвигом по фазе управляющего ШИМ сигнала на полпериода (37,7мксек), что позволяет снизить динамические потери в силовых ключах. Это важно, так как в данной схеме коммутация транзисторов – жесткая, т.е. выключение транзистора происходит под полным рабочим током и поэтому вес динамических потерь в общем балансе потерь велик. Блок фильтрации построен на основе уже разобранный в предыдущей главе фильтра с

использованием двух связанных контуров и выбором рабочей точки между пиками (Рисунок 2.10 Глава 2). Схема фильтра изменена для адаптации к нагрузке, при этом частотные характеристики схемы соответствуют разобранным в главе 2, а проблем, связанных с существенно нелинейной нагрузкой в данном случае меньше. Конечно, на верхнем конце каскадного трансформатора находится 15кВт источник питания коллектора с выпрямителем на входе, и требуется его дополнительное согласование с колонной, однако от питающего генератора он надежно экранирован резонансными каскадами каскадного трансформатора, и поэтому нагрузку генератора можно считать линейной реактивной абсолютно законно.

Логика управления преобразователем следующая: Регулирование выходного напряжения осуществляется расположенным перед инвертором прямоходовым понижающим преобразователем путем подачи ШИМ сигнала на его ключи. Регулируется при этом непосредственно напряжение на фильтровой емкости мостового инвертора. Сам инвертор работает без ШИМ регулирования, и используется только в качестве преобразователя частоты. При этом, выбрав соответствующую модель коммутации его ключей, можно обеспечить в сигнале с инвертора минимум третьей и пятой гармоник, ослабление которых фильтром второго порядка не очень велико, и полное отсутствие четных (2, 4, 6) гармоник. Далее напряжение поступает на блок фильтра, разделенный на два субблока. Первый – собственно фильтр, а во втором расположенном рядом с каскадным трансформатором находится повышающий напряжение в полтора раза (до 700В эфф.) трансформатор и конденсатор согласования с колонной. Столь сложная схема с двумя трансформаторами выбрана, для упрощения и удешевления конструкции. Сам источник находится на значительном удалении (15метров) от высоковольтной колонны. Среднеквадратичное значение напряжения на входе колонны требуется до 750В (что составляет более 1кВ амплитуды).

Кабель, соединяющий генератор и источник в целях безопасности должен быть изолирован от входной трехфазной сети. Если разделительный трансформатор сделать заодно и повышающим, то потребуются применение специализированного высоковольтного кабеля, так как сопротивление изоляции стандартных кабелей ограничено 1кВ, при этом по кабелю передается около 70А переменного тока частоты 26кГц, а так же дорогих высоковольтных силовых разъемов – так как стандартные силовые разъемы, гарантируют величину изоляции не более 1кВ. При применении двух трансформаторов - разделительного и отдельного повышающего около высоковольтной колонны, возможно использовать для передачи переменного тока (100А в данном варианте) кабель, состоящий из 50 витых пар обычного провода и использовать стандартные силовые разъемы. Стоимость же дополнительного высокочастотного трансформатора на 60кВт оказывается меньше, чем стоимость кабеля и разъемов с гарантированным напряжением изоляции выше 1кВ. Так что при анализе вариантов было решено остановиться на схеме с двумя субблоками.

#### **5.4. Моделирование схемы согласования источника с высоковольтной колонной**

Результаты моделирования схемы фильтра с анализом формы напряжения на входе и выходе и спектр сигналов показаны на рисунках 5.5 и 5.6. Спектр напряжения с выхода инвертора показан слева на рисунке 5.6. Спектр выходного напряжения фильтра показан на правом рисунке.

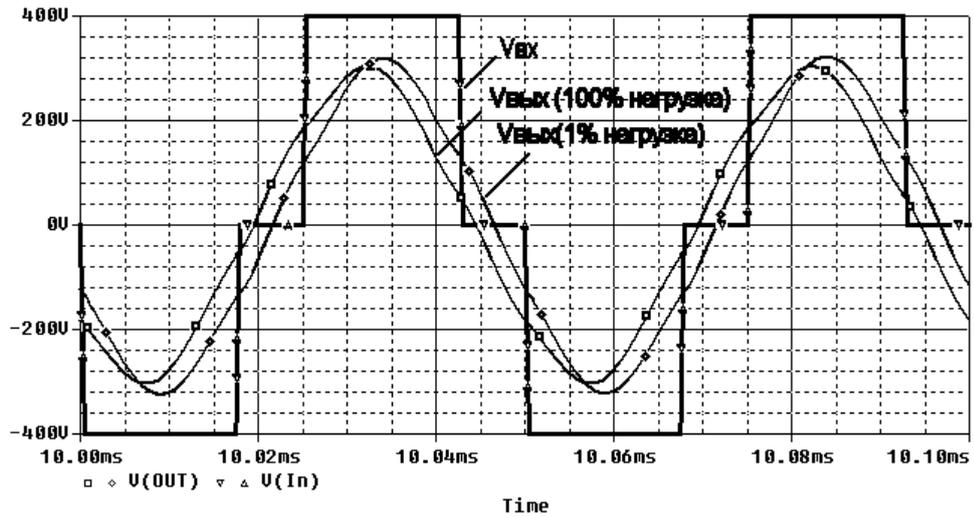


Рисунок 5.5. Входное и выходное напряжения схемы согласования для 1% и 100% от номинальной (40кВт)нагрузки. Моделирование.

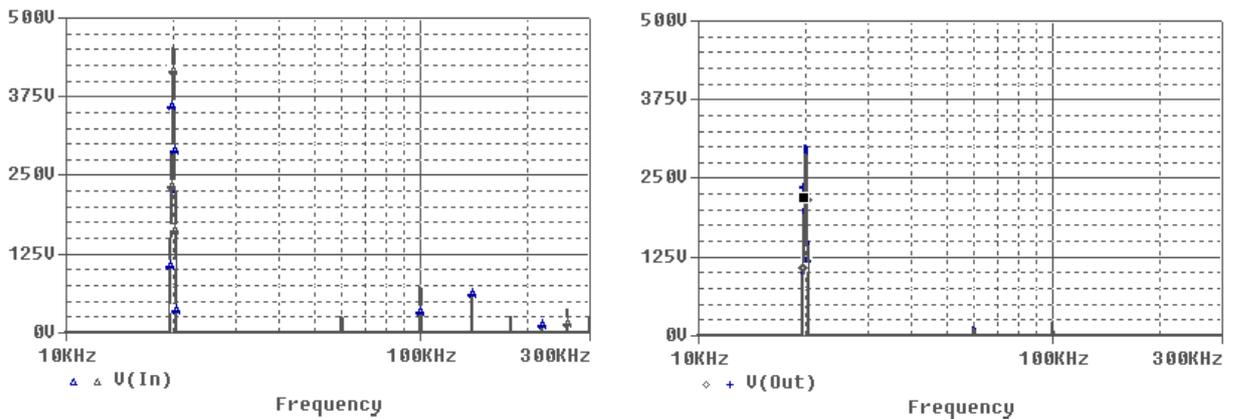


Рисунок 5.6. Спектры напряжений, показанных на рис 5.5.

По рисунку 5.5 и, особенно, по спектру выходного сигнала на рисунке 5.6 видно, что сигнал на выходе схемы согласования имеет практически синусоидальную форму. Искажения формы составляют менее 2% для 100% нагрузки и менее 1% для режима холостого хода. Форма входного напряжения с инвертора с длительностью импульса 68% от полупериода соответствует максимальному содержанию первой гармоники при минимальном содержании третьей и пятой. Напряжение имеет

трапециевидную форму с временем подъема и спада 0,5микросекунды. Это характерное время коммутации для применяемых ключей. Длительность полочки составляет 17микросекунд для частоты 20кГц (68% от длительности полупериода). Увеличение этого времени на микросекунду приведет к исчезновению пятой гармоники и удвоению величины третьей, уменьшение на ту же величину, наоборот, к исчезновению третьей гармоники и удвоению пятой.

#### **5.5. Обратная связь и переходной процесс при изменении нагрузки**

По рисунку 5.5 также видно, что схема для активной нагрузки на выходе выглядит практически идеальным источником напряжения. Это тоже важно, поскольку позволяет не допускать перенапряжений за счет переходного процесса при резком изменении нагрузки. Резкое изменение нагрузки является стандартным рабочим режимом. Выходной ток источника питания коллектора, расположенного в высоковольтном терминале изменяется от рабочего, равного току электронного пучка до нуля при «срыве пучка», т.е. при исчезновении пучка электронов, например, при попадании его на стенку. При этом ток сбрасывается мгновенно. Соответственно потребляемая этим источником мощность так же мгновенно уменьшается. Так же может меняться мощность, потребляемая источниками тока для катушек, формирующих продольное магнитное поле ускорительной колонны. Хотя для них режим резкого сброса нагрузки не является штатным. Таким образом, для источника питания высоковольтной колонны возможны скачки нагрузки с 40кВт до 25кВт, а возможно и до 20кВт, что составляет половину от его номинальной мощности. Как видно из моделирования выбранная частотная характеристика фильтра такова, что инвертор и фильтр для нагрузки являются в рабочих режимах источником напряжения, форма

выходного напряжения синусоидальна и практически не зависит от нагрузки. Так что задача стабилизации уровня выходного напряжения существенно облегчается, превращаясь, по сути, просто в задачу поддержания заданного напряжения на выходе прямоходового понижающего преобразователя источника (Chopper). Моделирование скорости реакции понижающего преобразователя на изменение нагрузки показано на рисунке 5.7. Постоянная времени реакции системы на изменение нагрузки составляет примерно 50мсек, что хорошо согласуется с приближительными подсчетами  $\tau=RC$ , где  $R=6\text{Ом}$  - сопротивление нагрузки для 40кВт,  $C=9\text{мФ}$  – накопительная емкость перед инвертором. Таким образом, для того чтобы система обратной связи обрабатывала изменение нагрузки на 100% с 1% переходным процессом достаточно иметь усиление на частоте 5Гц около 100, что является достаточно простой задачей и быстроедействие контроллера с огромным запасом хватает для организации цифровой петли обратной связи. Осциллограмма выходного напряжения генератора при 5кВт изменении нагрузки приведена на рисунке 5.8.

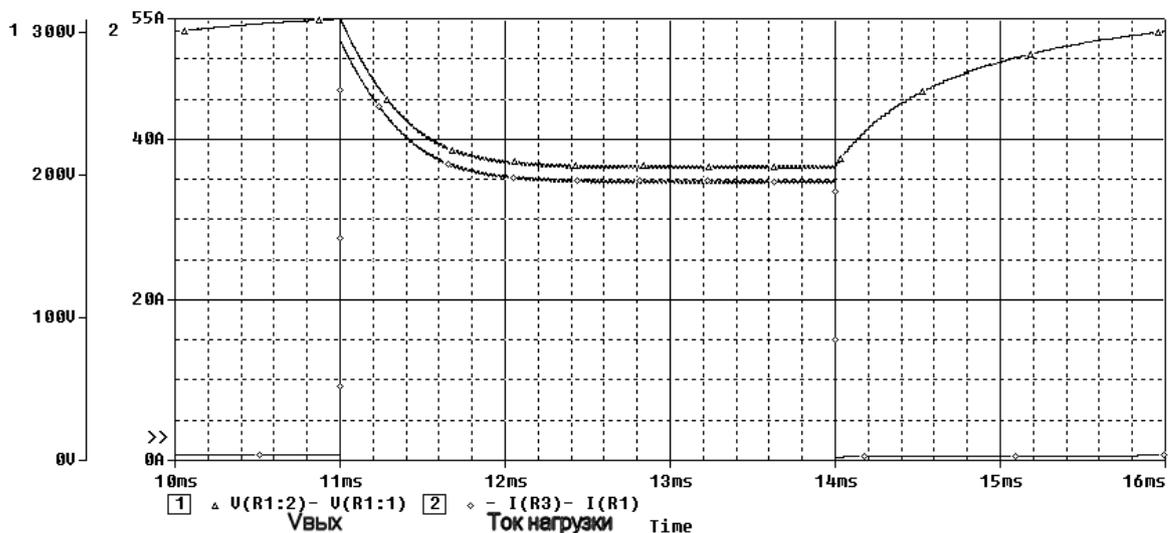


Рисунок 5.7. Моделирование изменения напряжения на входе инвертора при мгновенном изменении нагрузки с 0 до 100% и обратно.

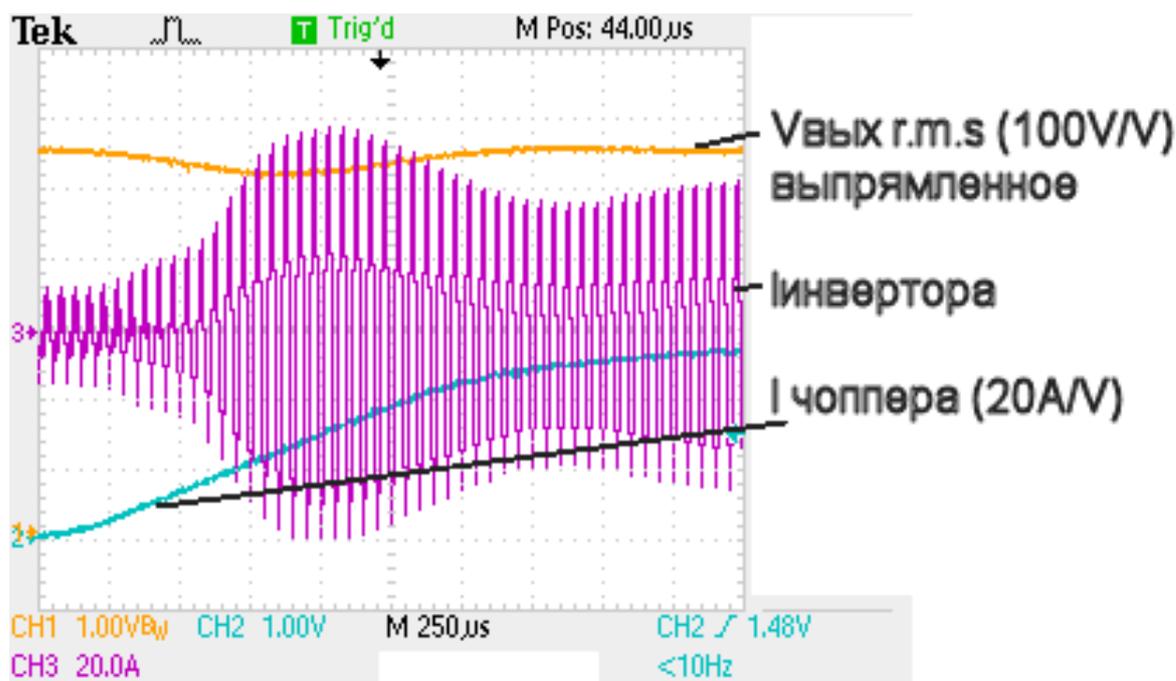


Рисунок 5.8. Осциллограммы напряжения на выходе генератора при изменении нагрузки от 0 до 20кВт.

### 5.6. Результаты

Преобразователь был собран, испытан и в настоящее время работает в составе установки электронного охлаждения на протонном синхротроне COSY (Юлих, Германия) [16], [18].

В процессе испытаний был получен ток электронного охлаждающего пучка до 1А, энергия электронного пучка составляла до 1,8МэВ.

Источник питания обеспечивает питание высоковольтной колонны гармоническим напряжением стабильной частоты 26.5кГц с амплитудой высших гармоник на входе высоковольтной колонны менее 1%. При этом обеспечиваются малые искажения амплитуды и формы выходного напряжения при изменении потребляемой колонной мощности. Нестабильность амплитуды напряжения составляет менее 1%, что позволяет обеспечить стабильную и безотказную работу электроники секций высоковольтной колонны и оборудования в высоковольтном терминале.

## Глава 6

### Трехканальный прецизионный источник тока для квадруполей бустера NSLS-II

#### 6.1. Общее описание

В 2010-2012 годах ИЯФ участвовал в построении в Брукхэвенской национальной лаборатории (BNL, США, г.Аптон) источника синхротронного излучения нового поколения NSLS-II. ИЯФ разработал, изготовил оборудование бустера-синхротрона для этого проекта и обеспечил запуск бустера в эксплуатацию [21]. На рисунке 6.1 изображена модель бустера, основными частями его являются:

- магнитная система, состоящая из дипольных (поворотных) магнитов, квадрупольных и секступольных магнитов и дипольных корректоров,
- импульсные септум магниты и кикеры системы инжекции и экстракции пучка
- источники питания магнитов.
- ускоряющая ВЧ система
- вакуумная система
- система диагностики.

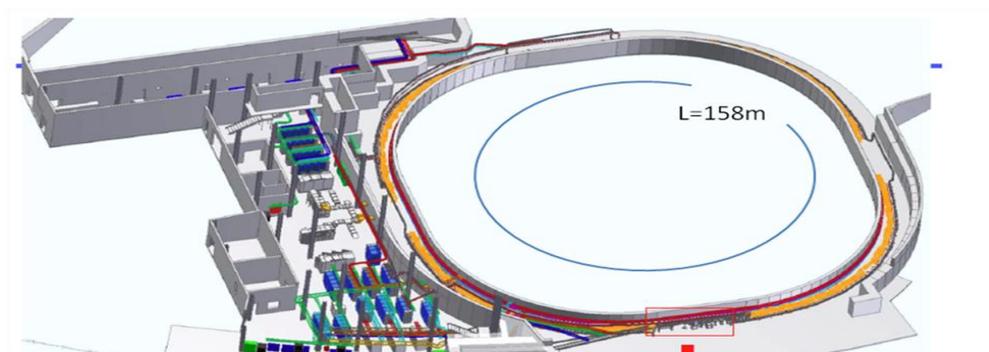


Рисунок 6.1. Модель бустера NSLS-II.

Структура магнитной системы бустера показана в таблице 6.1.

Таблица 6.1. Магнитная система бустера NSLS-II

Тип магнита	Дипольные линзы		Квадрупольные линзы			Секступольные линзы		Дипольные корректоры	
	BF	BD	QF	QD	QG	SXV	SXH	CX	CY
Количество	28	32	8	8	8	8	8	20	16
Поле в магните при энергии 200МэВ, мТ	30	75	34	24	21	3	3	8	5
Поле в магните при энергии 3ГэВ, мТ	460	1127	531	375	334	46	46	130	80
Ток (200МэВ), А	56	49	11	8	7	0,36	0,36	0,32	0,32
Ток (3ГэВ), А	862	742	167	118	105	5,6	5,6	5	5
R, мОм	3,7	18,9	37	37	37	1000	1000	1700	1700
L, мГн	1,18	9,69	13	13	13	86	86	250	180

На кольце бустера установлено 3 типа квадрупольных линз QF, QD, QG. Каждому типу необходим свой источник тока. Поэтому требуется три независимо управляемых источника. Алгоритм работы бустера предполагает, что ток в линзах в течение цикла ускорения возрастает от некоторого минимального значения, соответствующего энергии пучка после инжекции в бустер, до максимума, соответствующего энергии пучка перед экстракцией (перепуском) в основное кольцо NSLS II. После экстракции ток магнитов опускается до нуля для размагничивания линз и поднимается до значения магнитного поля инжекции следующего цикла. Цикл работы бустера составляет 1 секунду. На рисунке 6.2 приведен сценарий задания тока в линзах. В начальный момент времени расположено плато инжекции пучка в бустер. Ток в квадрупольных магнитах на инжекции составляет от 5А до 11А. Длительность плато варьируется от 40 до 100мс в зависимости от режима работы бустера (инжекция одного или двух сгустков). Потом в

течение 360 мс идет нарастание тока до максимума (165А для QF, 118А для QD и 105А для QG), что соответствует ускорению пучка до энергии 3ГэВ. Далее расположено плато экстракции в основное кольцо, а затем спад тока и область размагничивания. Требуемая стабильность тока на плато инжекции и экстракции составляет 0,01% (r.m.s) и 0,1% (r.m.s.) на участке подъема тока. Параметры магнитов одинаковы для всех трех типов линз. На кольце бустера располагается по 8 последовательно соединенных магнитов каждого типа. Индуктивность линейки составляет 0,104Гн, сопротивление 0,3 Ом. В таблице 6.2 приведены параметры системы квадрупольного питания бустера.

Таблица 6.2. Параметры системы квадрупольного питания бустера.

Число и тип последовательно соединенных линз		8 QF	8 QD	8 QG
Максимальный ток, А		167	118	105
Сопротивление цепи магнитов, Ом		0.296	0.296	0.296
Индуктивность цепи магнитов, Гн		0.104	0.104	0.104
Пиковое напряжение при времени подъема/спада тока 0.3сек	На одном магните	13.6	9.6	8.6
	На кабеле (0.1Ом)	16.7	11.8	10.5
Суммарное пиковое падение напряжения		125	88	78
Долговременная нестабильность, %		0.01	0.01	0.01
Ошибка установки тока при перестройке, %		0.1	0.1	0.1
Максимальный ток источника, А		180	180	180
Максимальное напряжение источника, В		±170	±170	±170



Рисунок 6.2. Сценарий изменения тока в магнитах.

## 6.2. Идеология построения источника

Для приведенного выше сценария задания тока средняя рассеиваемая в нагрузке мощность составляет для канала с максимальным током QF около 2,5кВт, однако пиковая мощность канала при этом  $P_{MAX} = 150V * 167A = 25kVA$ .

Накапливаемая в максимуме тока энергия в индуктивности магнитов  $E = \frac{LI^2}{2}$

составляет для QF 2 кДж, для QD 1кДж, для QG 700Дж. Постоянная времени

магнита составляет,  $\tau_{QUAD} = L/R = 0.14/0.4 = 0.35сек$ , так что время

релаксационного спада тока составляет около секунды и для того, чтобы

обеспечить спад тока за необходимое время ( $T_{спада} = 0,25сек$ ) источник тока

должен быть двухквadrантным и часть энергии из индуктивности нагрузки должна при спаде тока рекуперироваться в буферной емкости источника.

Можно оценить какая часть энергии успеет рассеяться на активном

сопротивлении за время спада. Для оценки можно считать, что спад задается

линейным законом:

$$I(t) = I_{MIN} + \frac{(I_{MAX} - I_{MIN})}{T_{спада}} \cdot (T_{спада} - t) \quad (4),$$

рассеиваемая энергия:

$$E_{расс} = \int_0^{T_{спада}} R \cdot I(t)^2 \cdot dt \quad (5).$$

Для QF  $I_{MAX} = 167A$   $I_{MIN} = 8A$ , таким образом, после подстановки данных значений в формулы (4), (5) получится значение энергии

$$E_{расс} = \left[ I_{MAX} \cdot I_{MIN} + \frac{(I_{MAX} - I_{MIN})^2}{3} \right] RT_{спада} \approx 970 Дж. \quad \text{Для обеспечения заданной}$$

длительности спада 0.25сек около половины запасенной в индуктивности магнитов энергии необходимо рекуперировать в буферную емкость. Для квадрупольей QF эта величина составляет около 1кДж, для всех трех каналов: QF, QD, QG - около 2кДж. В силу того, что конструкция всех трех каналов идентична, то для минимизации величины буферной емкости выгоднее иметь общую емкость на все три канала. Рассмотрим этот момент подробнее. Величина этой емкости определяется максимальным перенапряжением допустимым при рекуперации энергии из индуктивности магнитов. По экономическим и массогабаритным соображениям в буферной емкостной батарее применяются электролитические конденсаторы с максимальным рабочим напряжением 250В, так как следующий номинал рабочего напряжения для малоиндуктивных электролитических конденсаторов 450В, что дает примерно вдвое больший габарит и большую стоимость. Другое соображение, приводящее к такому ограничению максимального рабочего напряжения то, что при 250В максимальном напряжении можно применять в цепях связанных с буферной емкостью полупроводниковые компоненты с максимальным рабочим напряжением 500-600В. Максимальное выходное напряжение источника составляет 160В для канала с максимальным током

(QF). Случай максимально неблагоприятной аварии для расчета выбора буферной емкости - полная рекуперация энергии из магнита в емкость. Такое возможно, например, при полной потере управления ключами источника из-за исчезновения внутреннего питания в момент максимума выходного тока. При этом 50% запасенной в индуктивности магнитов энергии рассеивается на сопротивлении нагрузки, так что в буферную емкость вернется энергия в 2 раза превышающая рабочую для канала QF — 2кДж вместо 1кДж, а суммарно для всех трех каналов 4кДж вместо 2кДж. Задавшись величиной максимального перенапряжения 90В ( $U_{\max}=250\text{В}$ ) посмотрим какова должна быть минимальная величина емкости

$$C = \frac{2E_{\text{ресун}}}{U_{\text{MAX}}^2 - U_{\text{раб}}^2}.$$

Для одного канала QF  $C_{\text{MIN}}=0.11\text{Ф}$ , для случая общей емкости на все три канала  $C_{\text{MIN}}=0.22\text{Ф}$ .

Для зарядки и поддержания напряжения на этой емкости при работе требуется зарядный источник. Мощность его можно оценить из вышеприведенных энергетических соображений: Для канала QF энергия, закачиваемая в индуктивность магнита, 2кДж, потери энергии на сопротивлении нагрузки (магнитов и подводящих трасс) на спаде 1кДж, на фронте  $1\text{кДж} \cdot 0.35 / 0.25 = 1.3\text{кДж}$ . Рекуперация энергии в емкость 1кДж. Таким образом, за цикл бустера зарядный источник должен компенсировать 2.3кДж для канала QF или 5кДж для всех трех каналов. Идеальная ситуация была бы в случае, если бы зарядка производилась равномерной мощностью в течении всего фронта нарастания выходного тока, тогда требуемая мощность зарядного источника была бы  $5\text{кДж} / 0.35\text{сек} = 14\text{кВт}$ , а не 25кВт, однако для реализации такого варианта требовалось введение в систему управления бустера еще одного канала управления, который управлял бы выходной мощностью зарядного источника в зависимости от задания выходных токов, обеспечивая синхронизацию с циклом бустера и заданными

выходными токами. Так как введение такого канала было признано несоответствующим идеологии построения системы управления бустера и излишним переусложнением, было решено остановиться на более простом варианте. При таком варианте зарядный источник поддерживает напряжение на буферной емкости с помощью внутреннего контура стабилизации, регулируя выходную мощность в соответствии с величиной отклонения напряжения на емкости от заданного. При этом мощность нарастает приблизительно по линейному закону, соответственно пиковая мощность зарядного источника требуется около 28кВт при той же средней мощности 5кВт суммарно для всех трех каналов. Диаграммы, полученные при моделировании и иллюстрирующие работу зарядного источника в вышеописанном режиме, показаны на рисунке 6.3.

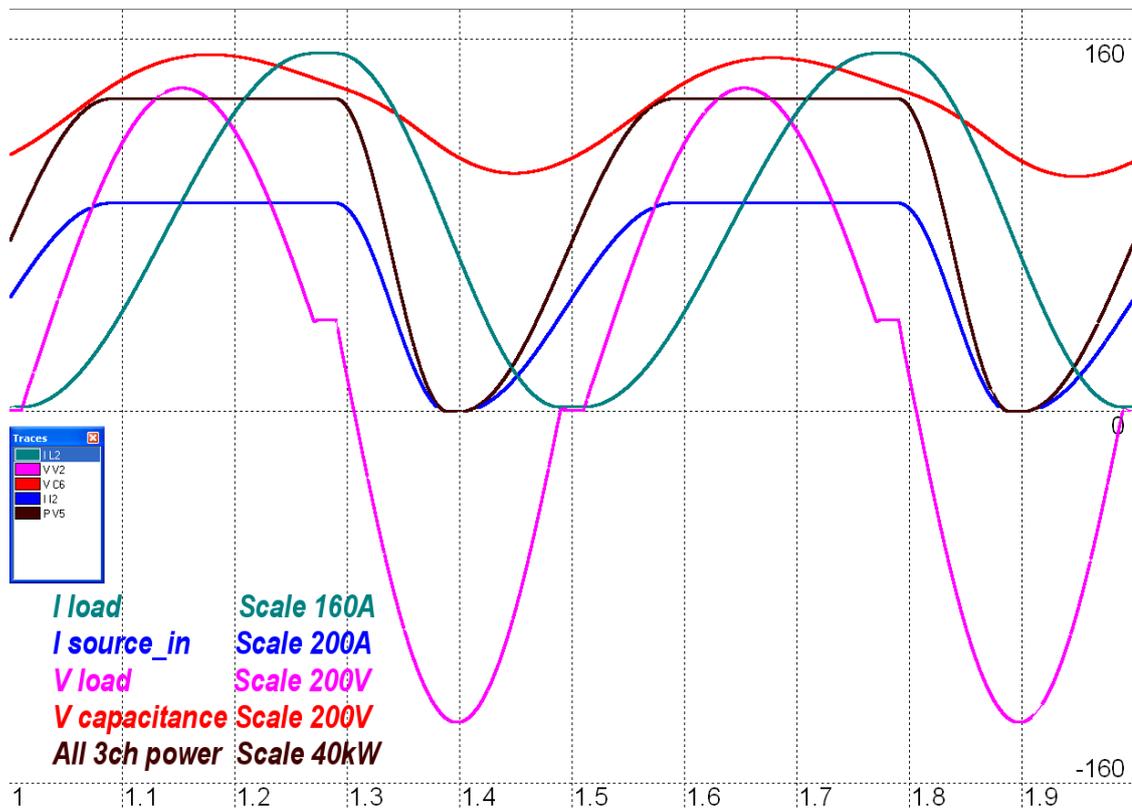


Рисунок 6.3. Диаграммы работы зарядного источника.

### 6.3. Структура источника тока

В соответствии со всем вышеописанным было выбрано построение источника [19], показанное на рисунке 6.4. Используется общий для трех источников тока зарядный источник мощностью 30кВт с накопительной буферной емкостью на выходе 0,3Ф. Кроме собственно задачи поддержания напряжения на буферной емкости, зарядный источник осуществляет гальваническую развязку выходных цепей, питающих емкость и собственно источники тока от входной трехфазной сети. Выходное напряжение источника регулируется от 10 до 200В. Рабочее напряжение 160-170В. Применяется общая для всех трех источников буферная емкость. Изменение напряжения на ней в цикле бустера составляет

$$\Delta U^2 + \Delta U \cdot U_{раб} - \frac{2E}{C} = 0 \Rightarrow \Delta U = \frac{\sqrt{U_{раб}^2 + 8E/C} - U_{раб}}{2} \quad \text{при } U_{раб}=160\text{В}, C=0.3\text{Ф},$$

$E=1.8\text{кДж}$  получим  $\Delta U= 55\text{В}$ . От накопительной емкости питается три отдельных источника тока.

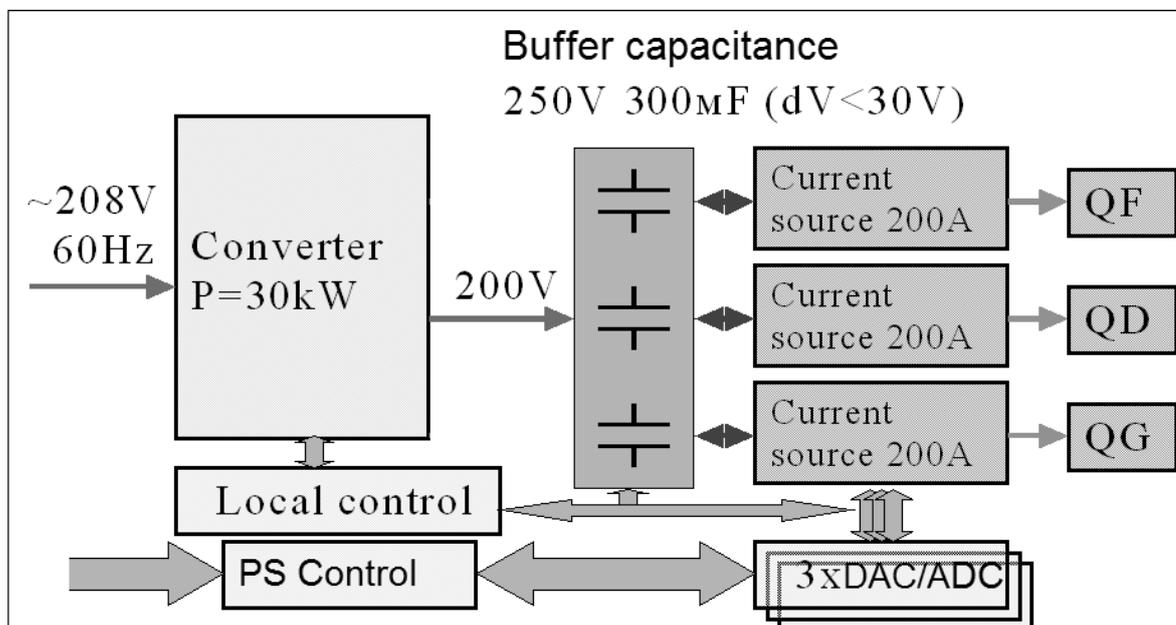


Рисунок 6.4. Блок-схема источника.

Каждый источник тока управляется от своего интерфейса (PS Control) связанного с системой управления бустером и содержащего 2 ЦАП для задания тока и задания сигнала коррекции, 16 каналов АЦП для измерения выходных и внутренних параметров источника, 8 выходных цифровых регистров и 16 входных цифровых регистров. Зарядный источник управляется внутренней схемой управления и сообщается с источниками тока через локальную шину. Через эту шину передаются данные о блокировках и состоянии источников, так что возникновение ошибки в одной из подсистем останавливает работу всех источников и сигнализирует о причине в систему управления бустером. Второй канал ЦАП интерфейса формирует сигнал коррекции для источника тока. Сигнал коррекции представляет собой продифференцированное задание тока и используется для увеличения точности установки выходного тока.

#### 6.4. Конструкция источника

Схема силовой части трехканального источника тока приведена на Рисунке 6.5.

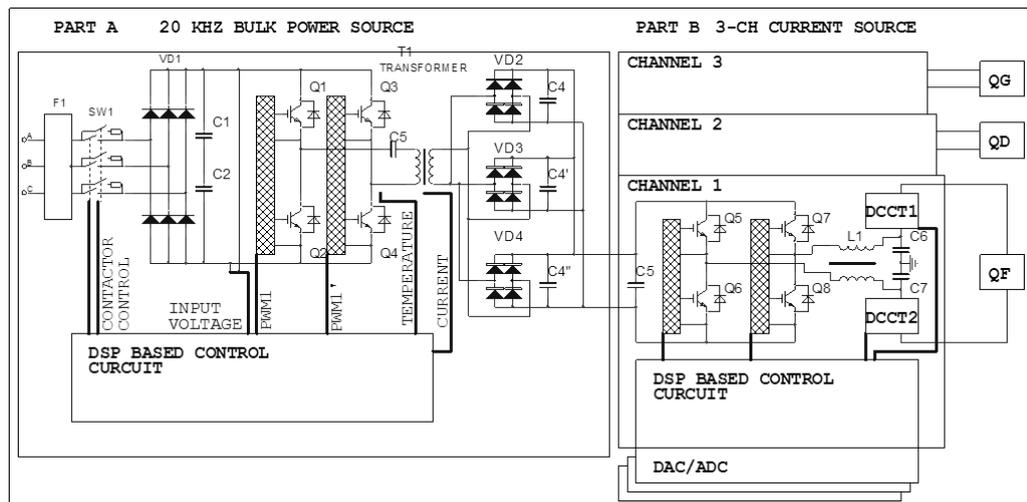


Рисунок 6.5. Схема силовой части трехканального источника тока.

Конструкция зарядного источника основана на блоках и управляющем контроллере силового преобразователя для высоковольтного источника, описанных в главе 2 и 3. От него используются модуль ввода сети и модуль мостового инвертора с блоком контроллера. Блок сетевого выпрямителя с емкостной батареей был разработан специально для этого зарядного источника. Блок ввода был доработан, чтобы обеспечить работоспособность при использовании американской трехфазной сети 208В. Микропрограммы контроллера были изменены в соответствии с задачами зарядного источника. Во первых, вместо интерфейса к системе управления реализовано 3 локальных интерфейса связи с источниками тока, во вторых изменен узел регулятора напряжения. Модель регулятора показана на рисунке 6.6.

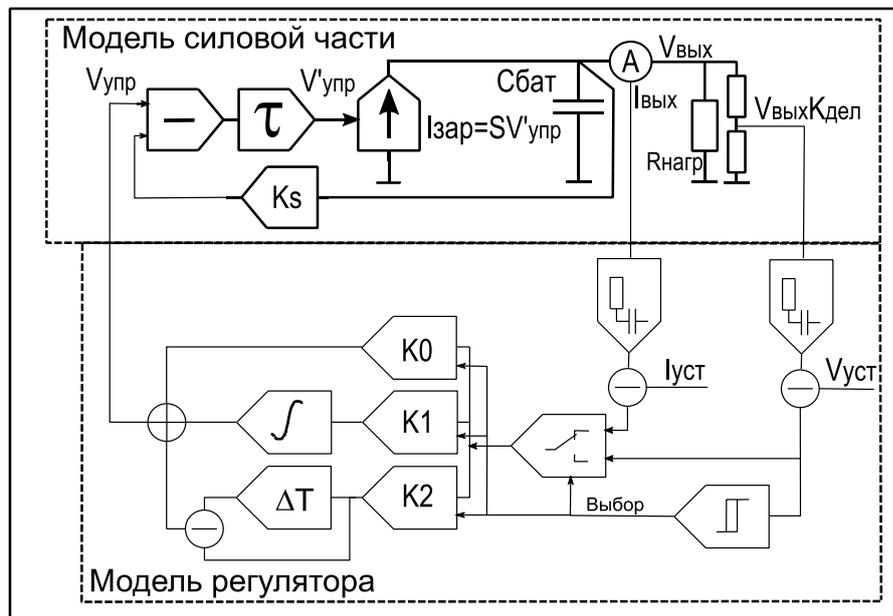


Рисунок 6.6. Модель регулятора зарядного источника.

Регулятор обеспечивает зарядку постоянным током 150А емкостной батареи (стабилизация выходного тока зарядного источника) с переходом затем, после достижения напряжением на емкости заданного порога, к стабилизации напряжения на емкостной батарее. При падении напряжения

ниже порогового значения, либо при достижении выходным током в этом режиме значения 150А регулятор снова переключается в режим стабилизации тока.

Все три источника тока идентичны. Они состоят из конденсаторной батареи С1-С2 емкостью 48мФ (батарея конденсаторов 0.3Ф разбита на четыре части: одна часть расположена около выпрямителя зарядного источника, три других расположены непосредственно в блоках источников тока), мостовой схемы на IGBT транзисторах Q5-Q8 работающей на частоте 20кГц, выходного LC фильтра L1, С6, С7 и бесконтактных измерителей тока DCCT1, DCCT2.

Мостовой преобразователь управляется по ШИМ алгоритму. С выхода преобразователя напряжение частотой 20кГц и скважностью, задаваемой управляющим контроллером, поступает на LC фильтр L1, С6, С7 и с него через бесконтактные датчики тока DCCT1, DCCT2 на нагрузку. Два DCCT используются для повышения надежности работы схемы управления: сигналы с них сравниваются и в случае, если разность велика, вырабатывается сигнал ошибки, сигнализирующий о необходимости расширенной диагностики источника, который передается в систему управления установкой.

### **6.5. Управляющий контроллер источника тока**

Управляющие контроллеры источников тока в целом повторяют идеологию описанного в главе 3 и выполнены на основе цифрового сигнального процессора (ЦСП), связанного с периферией через программируемую логическую матрицу (ПЛМ) и входные аналоговые буферы. Схема управления защищает все IGBT ключи преобразователя от превышения тока, от короткого замыкания и от превышения напряжения при

рекуперации энергии из нагрузки в накопительную емкость. И цифровая, и аналоговая земли управляющей схемы максимально изолированы от внешних сигналов и внешних земель с целью уменьшения шумов и наводок. Для схемы стабилизации тока используются прецизионные бесконтактные датчики тока, разработанные фирмой «Danfysik» и производимые фирмой «LEM» IT-200S с ошибкой измерения тока менее 10ppm. Существенно отличается от описанного в главе 3 только построение цепей обратной связи. Регулятор состоит из аналоговой и цифровой частей. Аналоговая часть содержит усилитель ошибки и каскад частотной коррекции. С его выхода сигнал подается на ЦСП, оцифровывается в АЦП и используется для задания ШИМ сигнала управления преобразователем. Такое построение выбрано для обеспечения требуемой точности стабилизации выходного тока. Аналоговый прецизионный усилитель ошибки с каскадом частотной коррекции имеет усиление по постоянному току более  $10^5$ , так что ошибка оцифровки, связанная с тем, что АЦП имеет только 12 разрядов, не влияет существенным образом на точность установки выходного тока. Источник переключается между соседними значениями отсчетов АЦП с частотой более 1кГц (определяется интегратором перед АЦП и экспоненциальным цифровым фильтром после него), и эти «ступеньки» тока затем фильтруются нагрузкой, постоянная времени которой более 0,1секунды. Таким образом, если считать, что ток на выходе мостового преобразователя меняется на  $5 \cdot 10^{-4}$  (считаем что и АЦП и ШИМ формирователь имеют эффективную разрядность 11) с частотой 1кГц, то это приводит к пульсациям выходного тока менее чем

$$\Delta I = 5 \cdot 10^{-4} \times 1 \text{мсек} / 100 \text{мсек} = 5 \cdot 10^{-6}.$$

Видно, что пульсации тока будут менее 10ppm. Защиты и блокировки осуществляются в сигнальном процессоре, на основании измеренных

сигналов входных и выходных токов и напряжений. Защита от перенапряжения при рекуперации энергии выполнена следующим образом: при превышении напряжением на накопительной емкости уровня 220В, оба верхних ключа принудительно переводятся в закрытое состояние, а оба нижних в открытое. Таким образом, нагрузка отсекается от накопительной емкости, и ток в магните замыкается через два нижних ключа и избыточная энергия рассеивается на резистивном сопротивлении магнитов.

Формы сигналов, полученные при работе на бустере NSLS-II в цикле ускорения, показаны на рисунке 6.7. Приведены сигналы с источника QF, в котором ток поднимался с 10 до 167А. Форма тока показана светло-зеленой линией. Темно-зеленой линией показан сигнал ошибки. Видно, что ошибка установки тока не превышает величины 100ppm на плато инжекции и экстракции и не превышает 300ppm на участке ускорения. Результаты измерения долговременной стабильности показаны на рисунке 6.8. На нем измерения ошибки тока в один и тот же момент времени на участке ускорения (фиолетовый сигнал) и на плато экстракции (зеленый сигнал) для последовательных циклов ускорения, идущих с частотой 1Гц. Как видно из рисунка разброс установки тока от цикла к циклу и долговременный уход тока не превышают 5мА, что составляет ошибку менее 100ppm от номинального тока.

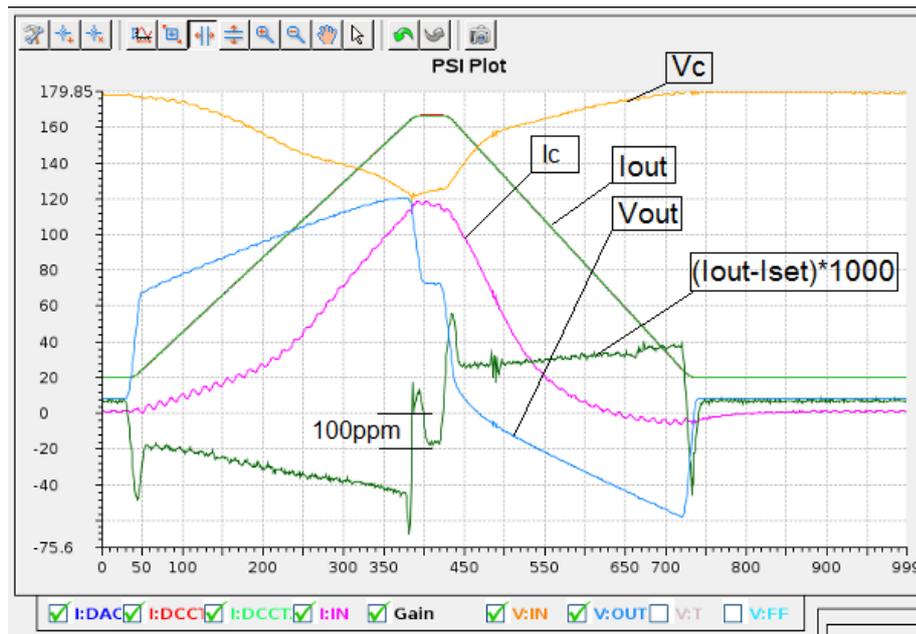


Рисунок 6.7. Сигналы с источника QF в цикле ускорения.

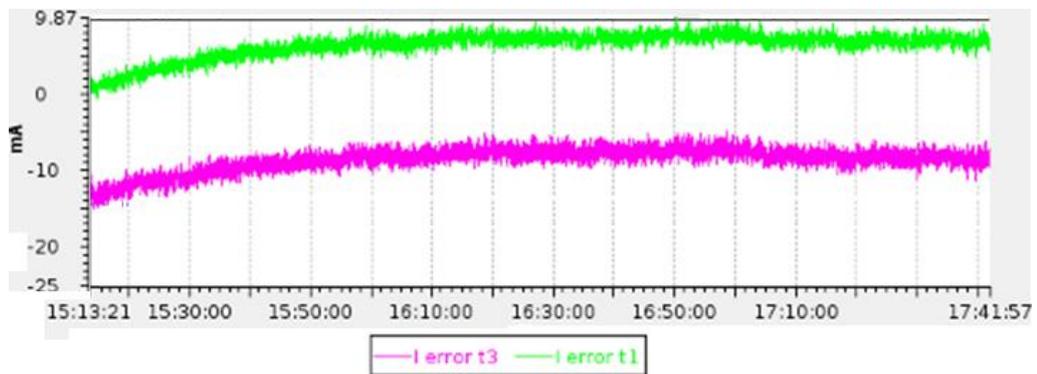


Рисунок 6.8. Долговременная стабильность источника тока.

В регулятор источника заложена возможность дальнейшего уменьшения ошибки. Для этого есть дополнительный канал коррекции, в который необходимо задавать продифференцированный сигнал токового задания – режим «Feed Forward».

На рисунке 6.9 показаны испытания указанной коррекции. Сиреневый сигнал – выходной ток. Фиолетовый сигнал - сигнал ошибки. Видно, что на всем промежутке от плато инъекции до плато экстракции (максимум тока) размах не превышает 30мА и повторяет форму тока. Так что в таком режиме

ошибка установки тока не превышает  $\pm 100$  ppm от текущего значения выходного тока [20].

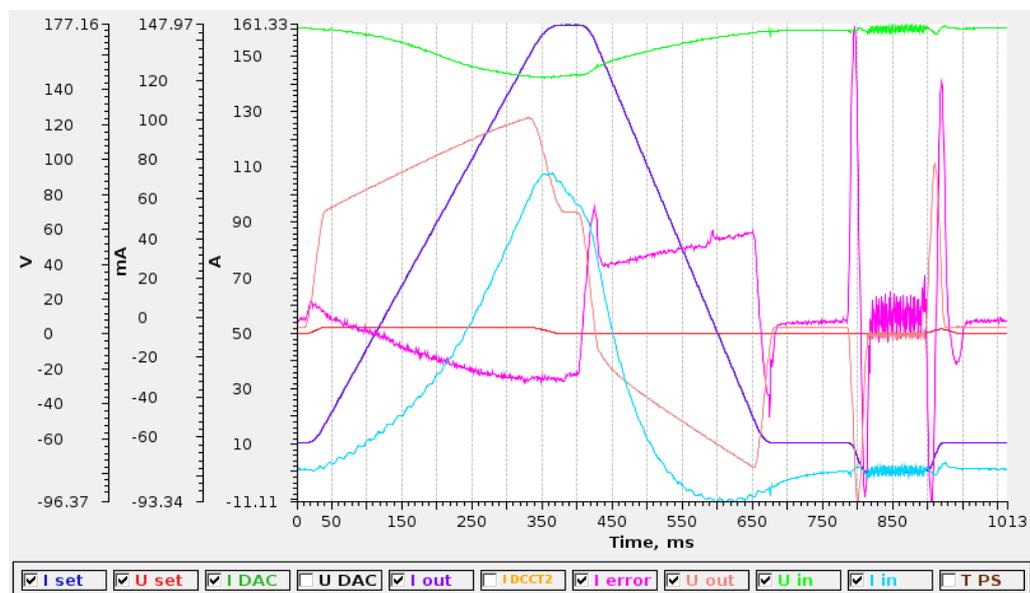


Рисунок 6.9. Использование канала дополнительной коррекции «feed-forward» для уменьшения выбросов тока в точках перегиба.

На рисунке 6.10 показана фотография системы питания квадрупольных магнитов.



Рисунок 6.10. Трехканальная система питания квадрупольных магнитов бустера NSLS-II.

## Заключение

Были разработаны

- Высоковольтный (до 60 кВ, до 500 мА) источник напряжения, применённый для питания электронно-оптической колонны установки электронно-лучевой сварки, разработанной в ИЯФ. Источник выполнен на элементной базе с несущей частотой 20кГц, с применением секционированного высоковольтного трансформатора. В качестве регулятора выходного напряжения и преобразователя частоты применена полно-мостовая схема с ШИМ управлением. Такая совокупность решений позволила заметно уменьшить габариты и вес силовых компонентов по сравнению с аналогичными узлами и устройствами, работающими на частоте промышленной сети 50Гц.
- В источнике применяется оригинальная схема согласования инвертора и высоковольтной колонны, обеспечивающая конструктивную защиту ключей инвертора при пробоях и замыкании на выходе источника или в высоковольтном трансформаторе. Схема обеспечивает также замедленное нарастание тока при пробое. Благодаря этому свойству энергия, выделяемая в нагрузку при высоковольтном пробое, составляет менее 15Дж, предохраняя элементы высоковольтных цепей и нагрузки от повреждений. Всего разработано и изготовлено семь установок с такими источниками. Еще три источника используются в других приложениях.
- Источник для питания высоковольтной колонны прототипа инжектора протонов для проекта NITS. В качестве высоковольтной колонны (1.5МВ) использована колонна ускорителя электронов типа ЭЛВ [2], силовая электроника которого работает на частоте 400 Гц (разработка ИЯФ). В нашем варианте качестве силового регулятора выходного

напряжения в преобразователе частоты источника применена полно-мостовая схема с ШИМ управлением, работающая на несущей частоте 25кГц. Для получения мощности на требуемой выходной частоте применена модуляция ШИМ синусоидальным напряжением частоты 400 Гц и последующее синхронное детектирование. Источник успешно работал в составе прототипа инжектора. Дальнейшая работа над инжектором и его узлами по программе NITS была остановлена по причинам, не зависящим от автора Диссертации.

- 40кВт источник питания высоковольтной колонны установки электронного охлаждения для протонного синхротрона COSY (Юлих, Германия). Источник обеспечивает питание высоковольтной колонны гармоническим напряжением стабильной частоты 26.5кГц с уровнем высших гармоник в напряжении менее 1% и нестабильностью амплитуды напряжения менее 1% во всех режимах работы высоковольтной колонны. В качестве силового регулятора уровня выходного напряжения применен сдвоенный прямо-ходовой понижающий преобразователь, для получения требуемой выходной частоты применяется полно-мостовая схема. Источник успешно работает в составе установки на синхротроне COSY.
- Для решения перечисленных задач по управлению источниками было разработано и создано три поколения контроллеров, основанных на применении цифрового сигнального процессора. Первое поколение обеспечивало нестабильность выходного напряжения лучше 0.5%, регулирование базировалось на аналоговом усилителе ошибки с аналоговыми фильтрами частотной коррекции и незначительной цифровой обработкой полученного сигнала. Во втором поколении была реализована полностью цифровая система регулирования без использования аналогового усилителя ошибки. Усовершенствования

позволили уменьшить нестабильность выходного напряжения источников до уровня менее 0.1%. Величину переходного процесса в выходном напряжении при модуляции тока нагрузки от 1мА до 600мА с удалось уменьшить до уровня менее 5% по амплитуде, при этом длительность переходного процесса короче 2мс. В третьем поколении был добавлен интерфейс ethernet (к реализованному до этого набору интерфейсов CAN, RS232 и аналоговому) для управления и контроля параметров источника и добавлен диагностический WEB-сервер. Применение в контроллере микросхемы программируемой логики и сигнального процессора позволяет получить возможность настройки его под конкретную задачу без модификации аппаратной части контроллера. Комбинация в системе управления цифровых и аналоговых фильтров позволяет оптимизировать систему обратной связи и получить хорошее качество регулирования, не утрачивая при этом гибкости в адаптации к конкретной задаче, что сильно сокращает время, требующееся на разработку новых источников. В отечественных, и во многих зарубежных источниках “для ЭЛС” сервис такого уровня ещё отсутствует.

- Трехканальный прецизионный источник тока с током каждого канала до 180А и выходным напряжением до 170В, предназначенный для питания квадрупольных магнитов бустера-синхротрона источника синхротронного излучения NSLS-II (Аптон, США). Источник имеет долговременную нестабильность выходного тока около 0.01%, обеспечивая управляемую перестройку тока со скоростью до 180А за 0.3сек с нестабильностью менее 0.1%. Источник состоит из 30кВт зарядного преобразователя на основе полно-мостовой схемы с рабочей частотой 20кГц и ШИМ управлением, обеспечивающего зарядку 0.3Ф конденсаторной батареи и трёх четырёх-квadrантных источников тока,

запитанных от этой батареи. Источники тока так же выполнены на основе полно-мостовой схемы с рабочей частотой 20кГц с ШИМ управлением. Благодаря использованию в источнике промежуточного емкостного накопителя при работе с циклическим подъемом - спадом тока в цикле ускорения бустера при пиковой выходной мощности всех трех каналов до 60кВА от сети потребляется в импульсе не более 20кВт.

В заключение автор выражает глубокую благодарность А.С.Медведко, без руководства и постоянной заботы которого данная работа просто не могла бы появиться, П.В.Логачеву и Э.А.Куперу за интерес и постоянное внимание к данной работе, И.А.Гусеву, Д.Н.Пурескину, Ю.И.Семенову, А.А.Жарикову и В.В.Репкову за плодотворное сотрудничество, Е.А.Гусеву, Д.Ю.Болховитянову, М.Н.Кондаурову и П.Б.Чеблакову за разработанное интерфейсное программное обеспечение, А.Ю.Протопопову и С.И.Потапову за творческий подход и высокий профессионализм при конструировании элементов систем питания, З.М.Абловой, А.В.Вандышеву, В.В.Березкину, А.В.Семенову и С.О. Суворову за высокий профессионализм и мастерство при монтаже систем, В.В.Колмогорову и А.М.Батракову за ценные дискуссии и дружеское участие.

## Литература

1. Промышленная электроника: Учебник для вузов/ Г.Н. Горбачев, Е.Е. Чаплыгин; под ред. В. А. Лабунцова. — М.: Энергоатом-издат, 1988. — 320 с.
2. Салимов Р.А. Мощные ускорители электронов для промышленного применения/ Р.А. Салимов // УФН. — 2000. — №170. — С. 197-201
3. С.У. Но Fusion zone during focused electron-beam welding // Journal of Materials Processing Technology 167 (2005) pp.265–272
4. Николаев Г.А. Специальные методы сварки / Г.А. Николаев, Н.А. Ольшанский. — М.: Машиностроение, 1975. — 232 с.
5. Башенко В.В., Вихтман В.Б., Козлов А.Н., Гайдукова И.С. Состояние и перспективы развития электронно-лучевой сварки // Материалы конференции Технологии и оборудование ЭЛС 2008, 19-22 мая, 2008, Санкт-Петербург с.5-21
6. P.V.Logachev, Yu.I.Semenov, A.S.Medvedko, D.V.Senkov et. al. 60 keV 30 kW Electron Beam Facility for Electron Beam Technology. // Proc. of the EPAC 2008, June 23-27, 2008, Genoa, Italy, p. 1887
7. Senkov D.V., Gusev I.A., et.al. High-voltage source with output voltage up to 60 kV with power up to 15 kW // Proc of the RUPAC2006, Novosibirsk, pp301-303.
8. D.V.Senkov, I.A.Gusev, A.S.Medvedko, et.al. High-voltage source with output voltage up to 60kV and output current up to 500mA // Proc. of the RuPAC 2008, Sep 28-Oct3, 2008, Zvenigorod, Russia, p. 168

9. I.A.Gusev, A.S.Medvedko, D.V.Senkov et. al. High-Voltage Source with Output Voltage up to 110 kV with Output Current up to 100 mA // Proc. of the RUPAC2012, Sep 24-28, 2012, Saint-Petersburg, Russia, p. 506
10. Зайцев Г. Ф. Теория автоматического управления и регулирования.— 2-е изд., перераб. и доп. / Г.Ф. Зайцев — К.: Высш. шк. 1989.— 431 с.
11. Сеньков Д.В., Медведко А.С. Управляющий контроллер высоковольтного источника энергоблока установки электронно-лучевой сварки. // Автометрия — 2015. — №6. — С. 117–124.
12. R.A.Salimov et. al. Ion Injector Based on Tandem Accelerator // Proc. of the IPAC 2010, May23-28, 2010, Kyoto, Japan, p. 717
13. Nemytov P.I., Golubenko Yu.I., Senkov D.V., et. al. Power Source for High Voltage Column of Injector to Proton Synchrotron with Output Power up to 5kW// Proc of RUPAC 2010, Protvino, pp360-362
14. Сеньков Д.В. Источник постоянного тока с обратимым синхронным выпрямителем на выходе на базе цифрового сигнального процессора / Д.В. Сеньков, Д.Н. Пурескин, А.С. Медведко //Вестник НГУ. Серия: Физика — 2015. — № 2. — С. 10–17.
15. Cherepkov V.G., Nemytov P.I., Senkov D.V., et. al. Status of HITS injector // Proc of RUPAC 2010, Protvino, pp376-378
16. V.V.Parkhomchuk et. al. The first commission results of the high voltage Magnetized cooler for COSY // Proc. of the COOL'11, Sep 12-16, 2011, Alushta, Ukraine, p. 37
17. V.B.Reva, V.V.Parkhomchuk, D.N.Skorobogatov, D.V.Senkov, A.S.Medvedko et. al. The power supply system for the accelerating column

of the 2 MeV electron cooler for COSY // Proc. of the RUPAC2012, Sep 24-28, 2012, Saint-Petersburg, Russia, p. 512

18. V.B.Reva, V.V.Parkhomchuk, D.N.Skorobogatov, D.V.Senkov, A.S.Medvedko et. al. Commissioning COSY Cooler with Electron Beam at Novosibirsk // Proc. of the COOL2013, June 10-14, 2013, Murren, Switzerland, p. 79
19. I.A.Gusev, A.S.Medvedko, D.V.Senkov et. al. 3-Channel Current Source with Channel Output Current up to 180 A and Output Voltage up to 180 V // Proc. of the RUPAC2012, Sep 24-28, 2012, Saint-Petersburg, Russia, p. 509
20. D.V.Senkov, A.I.Erokhin, A.S.Medvedko, et. al. Power System for Quadrupole Magnets of NSLS-II 3 GeV Booster // Proc. of the IPAC2013, May 12-17, 2013, Shanghai, China, p. 723
21. T.Shaftan, F.Willeke, S.Gurov, et. al. Status of NSLS-II Booster // Proc. of the PAC2011, March 28-April 1, 2011, New-York, USA, p. 1864
22. NL5 Circuit Simulator // SideLineSoft, [электронная ссылка]  
<http://nl5.sidelinesoft.com/index.php?lang=ru>