



Ссылка на дополнительные материалы книги

В книге описывается один из подходов к проектированию преобразовательных комплексов для автономных источников электроэнергии. Такие источники могут формировать свою, локальную электрическую сеть или подключаться к внешней, глобальной электрической сети, отдавая в неё энергию.

Данный подход в основном применим к преобразователям для ветрогенераторных и газотурбинных установок.

В принципе его можно творчески использовать применительно к преобразователям для дизельгенераторов и даже солнечных батарей.

Также материал может быть полезен и тем, кто занимается источниками бесперебойного питания и корректорами коэффициента мощности.



ISBN 978-5-97060-925-5



9 785970 609255 >

Москва 2021

# СИМ ИН ТЕСН

Калачев Ю. Н.  
Александров А. Г.

**Преобразователи автономных источников электроэнергии (и их модели)**

Практикум по моделированию систем автоматического регулирования



Калачев Ю.Н.  
Александров А.Г.

# **Преобразователи**

автономных источников электроэнергии  
(и их модели)

## **SimInTech**

**УДК 620.92**  
**ББК 31.251.3**  
**К17**

К17 Калачев Ю.Н., Александров А.Г.

Преобразователи автономных источников электроэнергии. – М.: ДМК Пресс, 2021. – 80 с.: ил.

**ISBN 978-5-97060-925-5**

В представленном сочинении авторы описывают один из подходов к проектированию преобразовательных комплексов для автономных источников электроэнергии. Такие источники могут формировать свою, локальную электрическую сеть или подключаться к внешней, глобальной электрической сети, отдавая в неё энергию. Данный подход в основном применим к преобразователям для ветрогенераторных и газотурбинных установок. В принципе его можно творчески использовать применительно к преобразователям для дизельгенераторов и даже солнечных батарей.

Данный материал может быть полезен специалистам-преобразователям. Также эта информация может быть полезна и тем, кто занимается источниками бесперебойного питания и корректорами коэффициента мощности.

Все права защищены. Любая часть этой книги не может быть воспроизведена в какой бы то ни было форме и какими бы то ни было средствами без письменного разрешения владельцев авторских прав.

Материал, изложенный в данной книге, многократно проверен. Но, поскольку вероятность технических ошибок все равно существует, издательство не может гарантировать абсолютную точность и правильность приводимых сведений. В связи с этим издательство не несет ответственности за возможные ошибки, связанные с использованием книги.

# Содержание

<b>1</b>	<b>Предисловие</b>	<b>5</b>
<b>2</b>	<b>Структура автономного источника электроэнергии</b>	<b>7</b>
<b>3</b>	<b>Работа преобразовательного комплекса и СВУ</b>	<b>9</b>
<b>4</b>	<b>Преобразователь аккумулятора</b>	<b>12</b>
4.1	Силовая часть преобразователя .....	12
4.2	Модель преобразователя аккумулятора .....	13
<b>5</b>	<b>Преобразователь генератора</b>	<b>17</b>
5.1	Структура силовой части .....	18
5.2	Система управления .....	18
5.2.1	Структура системы .....	18
5.2.2	Особенности временной дискретности управления .....	19
5.2.3	Компенсатор дискретности .....	21
5.2.4	Вычислитель угла потока ротора .....	23
5.2.5	Наблюдатель угла ЭДС .....	29
<b>6</b>	<b>Вращающиеся координаты и перекрёстные связи</b>	<b>35</b>
<b>7</b>	<b>Преобразователь сети</b>	<b>38</b>
7.1	Преобразование координат $ABC \Rightarrow dq0$ .....	38
7.1.1	Преобразования координат симметричной системы .....	38
7.1.2	Преобразования координат несимметричной системы .....	42
7.2	Автономный преобразователь с нулевой точкой .....	45
7.2.1	Структура силовой части преобразователя .....	45
7.2.2	Выбор параметров фильтров.....	46

7.2.3 Структура системы управления преобразователя .....	48
7.2.4 Модель автономного преобразователя .....	50
7.2.5 Модель преобразователя с нелинейной нагрузкой .....	53
7.2.6 Модель однофазного преобразователя .....	57
7.3 Инвертор, ведомый сетью .....	61
7.3.1 Определение фазового угла сети (ФАПЧ) .....	62
7.3.2 Активный выпрямитель .....	64
7.3.3 Однофазный инвертор, ведомый сетью .....	70
7.3.4 Компенсация несимметрии сети .....	72
<b>8 Заключение</b>	<b>77</b>
<b>9 Перечень моделей</b>	<b>78</b>
<b>10 Список литературы</b>	<b>79</b>

# 1 Предисловие

---

Хитрые европейцы отказываются от атомной энергетики и засеивают поля ветряками.

У нас газа и солярки много, поэтому в полях колосятся хлеба, а «на севере диком» молотят дизели, а кое-где и газотурбинные установки. Однако умеренный интерес к ветрякам всё-таки есть.

В общем – «широкий простор для мечты и для жизни» открывают грядущие года специалистам-преобразовательщикам.

Именно на них человечество возлагает свои надежды...

Именно они знают, как из вращения пропеллера или вала турбины получить электроэнергию и преобразовать её в нужный вид.

В представленном ниже сочинении описан один из подходов к проектированию преобразовательных комплексов для автономных источников электроэнергии. Такие источники могут формировать свою, локальную электрическую сеть или подключаться к внешней, глобальной электрической сети, отдавая в неё энергию.

Данный подход в основном применим к преобразователям для ветрогенераторных и газотурбинных установок.

В принципе его можно творчески использовать применительно к преобразователям для дизельгенераторов и даже солнечных батарей.

Также материал может быть полезен и тем, кто занимается источниками бесперебойного питания и корректорами коэффициента мощности.

«Америки» мы не открываем. Приведенная ниже информация в основном базируется на анализе зарубежных источников литературы.

**ПРЕДУПРЕЖДЕНИЯ ЧИТАТЕЛЮ:**

---

- Предполагается, что читатель знаком с принципами векторного управления (а если нет - см. источник [1] в списке литературы).
  - Прежде чем приступить к разделам 4, 5 и т.д., предлагаем читателю ознакомиться с общей постановкой вопроса и прочесть разделы 2 и 3. Это даст понимание логики построения книжки.
- 

*Выражаем сердечную благодарность доценту МЭИ, к.т.н. Александру Михайловичу Полякову за ряд ценных замечаний, сделанных в процессе работы над публикуемым материалом.*

***С наилучшими пожеланиями читателю,  
Ю.Н. Калачёв  
А.Г.Александров***

## 2 Структура автономного источника электроэнергии

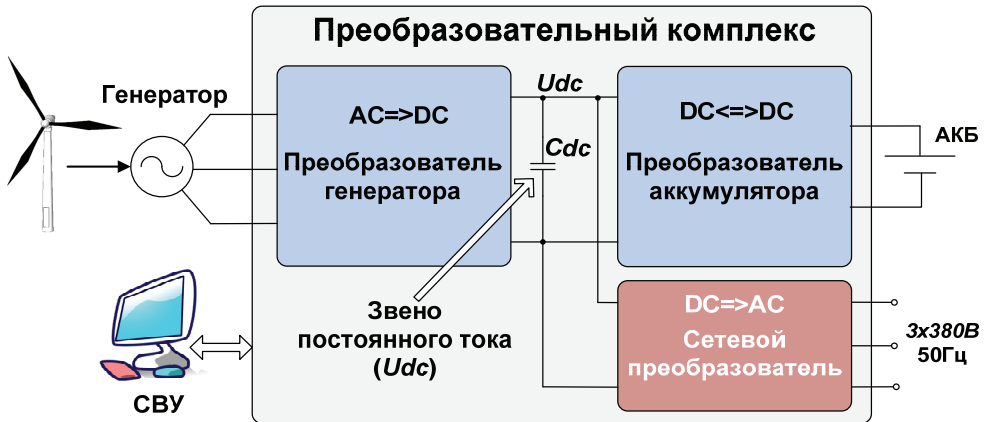


Рис.1

Составными частями рассматриваемого автономного источника электроэнергии (Рис.1) являются:

- первичный источник энергии (ветряк, турбина и т.д.)
- генератор (например - синхронный, он сидит на валу первичного источника и преобразовывает механическую энергию вращения в электрическую)
- аккумулятор (накапливает энергию и иногда ею делится)
- преобразовательный комплекс (объединяет вышеперечисленные устройства и обеспечивает их совместное функционирование)
- система управления верхнего уровня (СВУ, обеспечивает управление комплексом и общую логику его работы).

Преобразовательный комплекс осуществляет двойное преобразование энергии ( $AC \Rightarrow DC \Rightarrow AC$ ).

Состоит преобразовательный комплекс из трёх преобразователей:

- преобразователя энергии генератора (преобразователь генератора)
- преобразователя энергии аккумуляторный (преобразователь аккумулятора)
- сетевого преобразователя.

## 3 Работа преобразовательно-го комплекса и СВУ

---

Преобразовательный комплекс под управлением СВУ решает следующие задачи:

- преобразование энергии генератора (в рассматриваемом случае синхронного) и передача её в звено постоянного тока.
- преобразование напряжения звена постоянного тока ( $U_{dc}$  на Рис.1) в формат выходной электрической сети (220В или 380В, 50 Гц)
- обеспечение баланса отбираемой от генератора и потребляемой выходной сетью энергии с учетом заряда-разряда аккумулятора
- начальный запуск генератора в режиме двигателя от аккумулятора (если требуется).

Очевидно, что эти функции должны выполняться при обеспечении максимального КПД всей системы в целом.

КПД ветро -, дизель -, турбо - генераторных установок определяются различными параметрами их работы.

**Почему-то люди считают**, что скорость вращения пропеллера ветряка зависит только от скорости ветра. Это не совсем так. В автономных системах, при применении преобразователей, на неё влияет еще момент сопротивления на валу генератора. Меняя этот момент, можно менять и скорость.

Например, для конкретной ветрогенераторной установки при определенной скорости ветра можно найти угол поворота лопастей пропеллера и скорость генератора, соответствующие максимальному КПД установки. Очевидно, что этому режиму

будет соответствовать определённая снимаемая с генератора мощность.

Аналогично для конкретной газотурбинной установки при определённых условиях и мощности нагрузки также существует скорость генератора, соответствующая максимальному КПД турбины.

В подробности определения этой скорости углубляться не будем, дабы не «растекаться мыслью». Будем считать, что она задаётся из СВУ по алгоритмам, написанным специалистами по ветро - и турбо - генераторным установкам по известным им хитрым причинам.

Преобразовательщику достаточно понимать, что для управления процессом генерации энергии с максимальным КПД необходимо управлять скоростью генератора. Эту функцию и выполняет соответствующий преобразователь. В результате, управляя моментом на валу генератора и поддерживая заданную скорость, он превращает силу, вращающую вал, в ток, заряжающий конденсатор звена постоянного тока ( $C_{dc}$ ).

Напряжение  $U_{dc}$  на этом конденсаторе стабилизируется в зависимости от типа выходной сети сетевым или аккумуляторным преобразователем.

**Если источник энергии подключается к некоей глобальной сети** переменного тока, то для стабилизации напряжения  $U_{dc}$  используется сетевой преобразователь, называемый «инвертор, ведомый сетью». В этом случае аккумулятор в комплексе обычно отсутствует.

**Если же нагрузкой инвертора генератора является автономная сеть**, то напряжение звена постоянного тока обычно стабилизируется на необходимом уровне двунаправленным преобразователем аккумулятора, а преобразователь сети формирует из него нужный стандарт выходного напряжения (например, 220/380 В, 50 Гц).

**За управление мощностью при работе комплекса может отвечать СВУ.** С одной стороны, оно получает от преобразователей информацию о потребляемой сетью энергии, с другой -

управляет режимом работы первичного источника энергии и генератора. Например, в случае с турбиной СВУ может управлять подачей топлива турбины и - с помощью генераторного преобразователя скоростью генератора. Используя эти два канала управления, СВУ **выбирает режим работы газотурбинной установки соответствующий:**

- мощности потребления сети
- максимальному КПД турбины.

Преобразователь аккумулятора (если он есть) находится в буфере и помогает обеспечить баланс мощности в динамике. Если энергии потребляется больше, чем генерится - он разряжается, а если наоборот – то, естественно, наоборот.

Далее мы рассмотрим более подробно все три преобразователя комплекса.

# 4 Преобразователь аккумулятора

Данный преобразователь является двунаправленным. То есть он позволяет формировать токи, как из звена постоянного тока в аккумулятор, так и наоборот. Часто его удобно делать многоканальным. Это позволяет делить мощность между каналами и снижать амплитуду пульсаций тока и напряжения.

## 4.1 Силовая часть преобразователя

Структура силовой части трехканального преобразователя аккумулятора приведена на Рис.2.

Кроме трех каналов преобразования в структуру входит резистор-ограничитель тока начального заряда ( $R_3$ ), конденсатор ( $C_{dc}$ ) и гаситель энергии ( $R_r$ ).

Гаситель обеспечивает резистивное рассеяние энергии в случае, если аккумулятор уже не способен принять энергию, а деть ее куда-то надо.

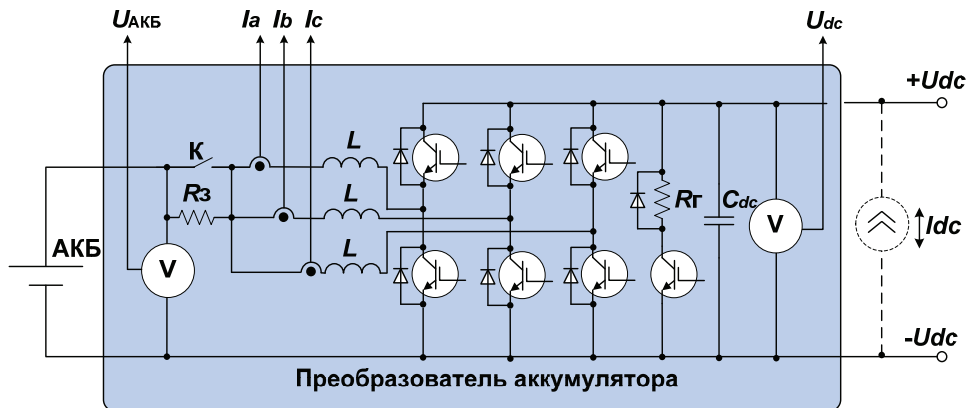


Рис.2

## 4.2 Модель преобразователя аккумулятора

Моделирование было выполнено в среде **SimInTech**. Пакет модели состоит из двух синхронизированных проектов:

- проекта модели силового блока (соответствует силовой схеме на Рис.2)
- проекта модели системы управления преобразователя (приведен на Рис.3).

Шаги моделирования проектов пакета различны.

Силовой блок моделируется с шагом 1 мкс, а система управления с шагом -100 мкс, что соответствует предполагаемому времени цикла программы управления.

При таком соотношении шагов модель силового блока можно считать непрерывной по отношению к модели управляющего алгоритма (модели системы управления).

Таким образом точно моделируется временная дискретность алгоритма управления, имеющая место при его реализации на базе цифрового контроллера.

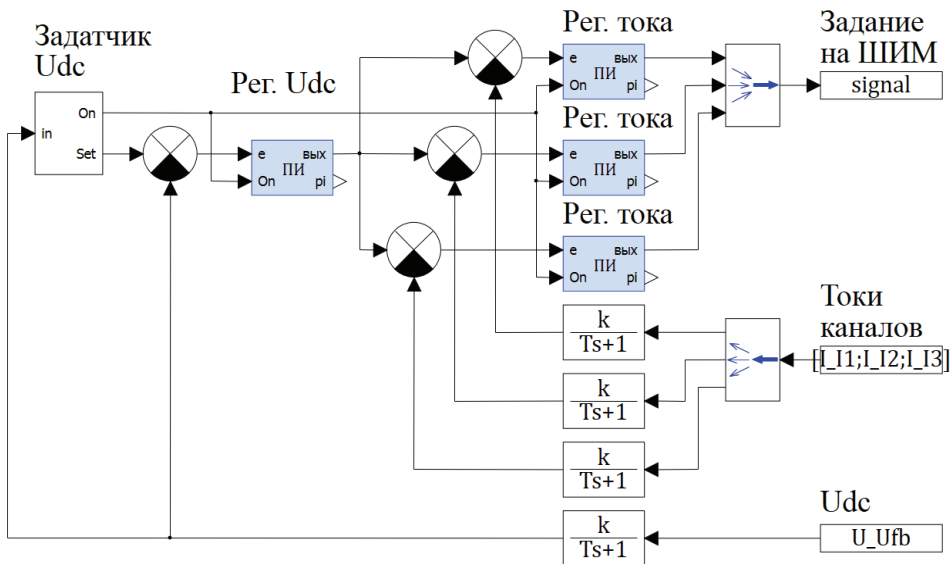


Рис.3

Система управления блока - это система регулирования напряжения с трехканальным внутренним контуром тока.

Выход регулятора напряжения (Reg.  $U_{dc}$ ) задаёт ток, необходимый для стабилизации заданного напряжения в звене постоянного тока. Этот ток может быть как положительным, так и отрицательным. Сигнал задания тока выдается параллельно на все каналы управления током.

Сигналы, вырабатываемые регуляторами тока, далее подаются на ШИМ-преобразователи каналов, управляющие соответствующими *IGBT*-полумостами силовой схемы. Заметим, что для уменьшения пульсаций тока и напряжения генераторы треугольного опорного сигнала в каналах ШИМ сдвинуты на  $1/3$  периода ШИМ.

Задатчик  $U_{dc}$  обеспечивает плавное задание напряжения при начальном заряде ёмкости звена постоянного тока.

**Заметим**, что такт ШИМ соответствует шагу расчета модели системы управления. Обычно при реализации преобразователя это соответствует действительности.

### ***О ШИМ-генераторе***

---

При физической реализации преобразователей ШИМ-генераторы как правило, являются аппаратно-программой частью цифрового процессора и физически относятся к системе управления. Однако при моделировании их удобно располагать в проекте силового блока. Это связано с тем, что шаг моделирования ШИМ-генератора должен быть существенно меньше шага моделирования управляющего алгоритма.

Именно поэтому в рассматриваемой и последующих моделях ШИМ-генераторы располагаются в проектах силовых блоков.

---

Ниже на Рис.4 приведены графики, характеризующие работу пакета модели.

## ПАРАМЕТРЫ МОДЕЛИ:

Индуктивность фильтра фаз	$L$	0.0005 Гн
Напряжение аккумулятора	$U_{акб}$	200 В
Напряжение звена пост. тока	$U_{dc}$	800 В
Ёмкость звена пост. Тока	$C_{dc}$	6600 мкФ
Время такта ШИМ	$T_{ШИМ}$	100 мкс
Время защитной паузы ШИМ	$T_{зп}$	3 мкс

График иллюстрирует работу преобразователя в режимах начального заряда ёмкости звена постоянного тока (при включении) и дальнейшей стабилизации напряжения  $U_{dc}$ .

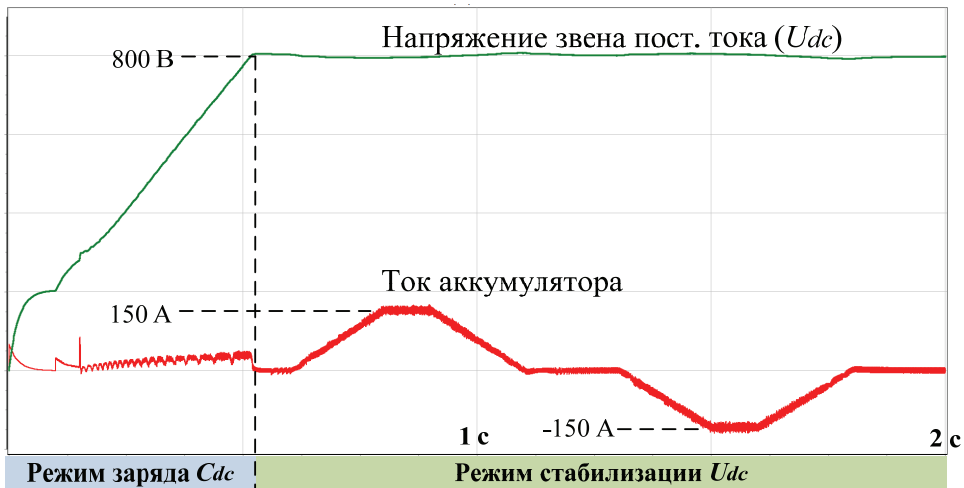


Рис.4

За счет стабилизации напряжения  $U_{dc}$  преобразователь компенсирует неравенство мощности, снимаемой с генератора и мощности потребления выходной сети.

Данный небаланс моделируется управляемым источником тока, выдающим в звено двухполярные токи величиной до 38 А, что соответствует мощности до 30 кВт (см.  $I_{dc}$  на Рис.2).

Втекание тока в звено моделирует генерацию энергии при нулевой нагрузке, а вытекание – нагрузку без генерации. При этом напряжение  $U_{dc}$  стабилизируется за счет тока аккумулятора, величина которого достигает 150 А ( $150 \approx 38 \cdot (U_{dc}/U_{AKB})$ ).

При работе преобразователя аккумулятор имеет полное право разрядиться или слишком зарядиться.

Алгоритмы заряда-разряда аккумулятора может обеспечивать СВУ за счёт управления мощностью, снимаемой с генератора его преобразователем.

Поскольку СВУ находится вне предмета нашего рассмотрения – пока на этих алгоритмах не останавливаемся.

# 5 Преобразователь генератора

Как уже было сказано, данный преобразователь должен управлять скоростью генератора (далее в рассмотрении - синхронного, с постоянными магнитами).

Очень желательно, чтобы преобразователь обеспечивал бы управление электрической машиной не только в генераторном, но и в двигательном режиме (для возможности работы в качестве стартера).

Для выполнения этих задач идеально использовать преобразователь с векторной системой управления скоростью в ориентированных по потоку ротора осях  $dq$ .

## 5.1 Структура силовой части

Структура силовой части преобразователя генератора приведена на Рис.5.

Это стандартный трёхфазный мостовой инвертор.

Применение дросселей ( $L$ ) позволяет снизить пульсации токов фаз высокочастотных генераторов (например, высокоскоростных турбогенераторов).

При достаточно больших индуктивностях фаз генератора преобразователь может работать и без этих дросселей.

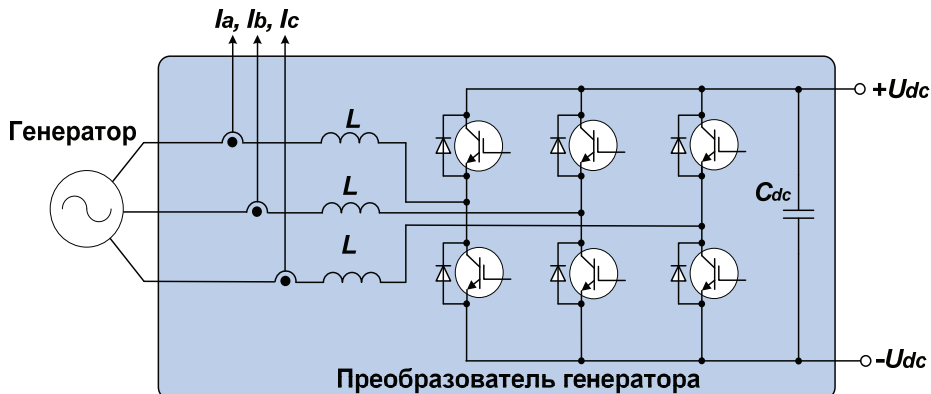


Рис.5

## 5.2 Система управления

### 5.2.1 Структура системы

Система управления преобразователем генератора представляет собой двухконтурную систему регулирования скорости с внутренним контуром тока. Регулирование тока осуществляется во вращающейся синхронно с потоком ротора системе координат  $dq$  (см. Рис.6).

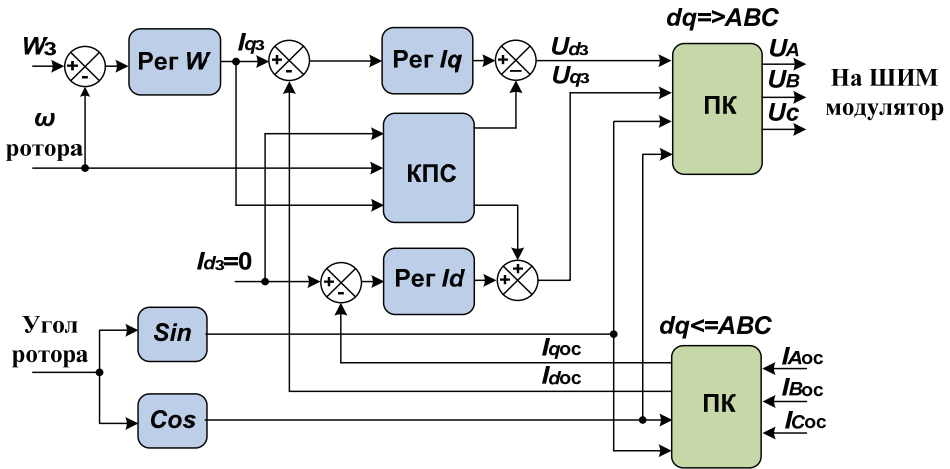


Рис.6

Структура подобной системы известна и подробно рассмотрена в литературе (см. разделы 6 и 8 источника [1] в списке литературы).

Выход регулятора скорости (**Per W**) задаёт момент, необходимый для отработки заданной скорости. Момент обеспечивается  $q$ -составляющей вектора тока при нулевом значении его  $d$ -составляющей. Регуляторы тока (**Per Iq** и **Per Id**) формируют вектор управляющего напряжения. Перекрестные связи между каналами регулирования токов координат компенсируются специальным блоком **КПС** (см. разделы 6 и 8 источника [1]).

Формирование управляющего напряжения осуществляется с помощью ШИМ-преобразования.

Важно заметить, что в данной схеме предпочтительно применять алгоритмы ШИМ с полным использованием напряжения  $U_{dc}$ . Данные алгоритмы описаны в источнике литературы [1], раздел 5.1.2.

Вышеприведенная система позволяет управлять скоростью генераторного режима. Кроме того, при старте дизель - (или турбо -) генератора она может, питаясь от аккумулятора, в двигательном режиме раскрутить генератор до нужной стартовой скорости. То есть управляемый такой системой генератор может одновременно являться и стартером.

Для работы системы управления генератором необходима информация о скорости и текущем положении ротора. Как правило, применение датчиков положения или скорости в генераторах нежелательно, а иногда невозможно. Соответственно оценки скорости и положения ротора необходимо делать с помощью наблюдателя состояний генератора.

Кроме того, при реализации системы управления преобразователя генератора часто необходимо предпринимать специальные меры по учёту временной дискретности управления.

### **5.2.2 Особенности временной дискретности управления**

Программный цикл контроллера, реализующего систему управления инвертором, удобно делать равной периоду ШИМ (обычно так и делают).

Временная дискретизация расчёта приводит к запаздыванию управления на один программный цикл. Это вызвано тем, что управляющее напряжение, вычисленное в текущем цикле программы по данным, полученным в начале цикла, выдаётся на обработку с помощью ШИМ в конце цикла.

Если период ШИМ (он же цикл расчета программы) существенно меньше периода вращения поля генератора, то этой задержкой можно пренебречь.

Вопросы возникают тогда, когда частота ШИМ и частота поля генератора различаются не столь сильно, что характерно в частности для высокоскоростных турбогенераторов.

Также в этом случае могут возникать большие токовые пульсации на частоте ШИМ.

Результатом эффекта временной дискретности управления может быть неадекватная или неустойчивая работа векторной системы управления скоростью.

Можно, конечно, увеличивать частоту ШИМ (уменьшать время программного цикла контроллера). Но тут существует предел, определяемый динамическими потерями в ключах инвертора и производительностью применяемого процессора.

Для современных *IGBT*-ключей частоты переключения реально можно ограничить на уровне 15 кГц. При этом соответствующее время программного цикла процессора равняется 67мкс., что достаточно невелико, учитывая сложность программы управления.

При применении ключей на карбиде кремния и самых современных процессоров возможно получение и более высоких частот, что было бы полезно.

Логично предположить, что в общем случае программа дискретной системы управления должна состоять из следующих трёх частей:

- **наблюдатель состояния** - в начале цикла рабочей программы, основываясь на данных с датчиков и вычислениях предыдущего цикла, определяет текущее состояние системы
- **вычислитель управляющего воздействия** – в течение цикла, по данным наблюдателя вырабатывает управляющее воздействие
- **компенсатор дискретности** - основываясь на текущем состоянии, прогнозирует состояние системы к концу цикла и в соответствии с ним корректирует управляющее воздействие.

Управляющее воздействие (вектор напряжения) вычисляется системой управления, уже описанной ранее в пункте 5.2.1.

Далее рассмотрим компенсатор дискретности и два варианта наблюдателя состояния.

### 5.2.3 Компенсатор дискретности

Дискретность системы управления по времени приводит к тому, что вычисленное в текущем цикле программы значение вектора напряжения в связанных с потоком ротором  $dq$  – координатах реализуется с помощью ШИМ в следующем цикле расчёта программы. За это время двигатель, а вместе с ним и поток ротора успевают повернуться на некоторый угол. Если частота вращения поля существенно ниже частоты цикла программы (частоты ШИМ), то этим перемещением можно пренебречь, но на высоких частотах вращения оно становится заметным.

Например, при частоте вращения поля 1600 Гц и частоте ШИМ 15 кГц за период ШИМ поле успеет повернуться примерно на  $38^\circ$ . Получается, что реализуемый вектор напряжения существенно отстаёт по фазе от реально необходимого в данный момент.

Существует подход, позволяющий сделать компенсацию дискретности достаточно просто. Для этого надо предположить, что скорость ротора в течение двух соседних периодов ШИМ не изменяется (несильно изменяется). Такое допущение обычно справедливо.

Зная скорость вращения поля ротора ( $\omega_e$ ) и предполагая, что она остаётся постоянной за время периода ШИМ, смещение системы координат (потока ротора) за период можно предсказать.

Смещение потока ротора (ротора) за цикл будет равно углу ( $Q_{\text{комп}}$ ), который поле проходит за такт ШИМ ( $T_{\text{ШИМ}}$ ), вычисляемому по следующей формуле:

$$Q_{\text{комп}} = T_{\text{ШИМ}} \omega_e$$

Если мы прибавим к углу потока ротора, полученному в начале программного цикла, это смещение, то это и будет предсказание его положения в конце цикла (прогноз состояния системы).

Коррекция управляющего воздействия заключается в повороте вектора вычисленного управляющего напряжения в сторону вращения на величину, равную  $1.5Q_{\text{комп}}$ , и некотором изменении его амплитуды. Смысл этого действия иллюстрируется на Рис.7.

В непрерывной системе - в установившемся режиме, в неподвижной системе координат  $\alpha\beta$  - вектор напряжения двигается по окружности с постоянной амплитудой (пунктирная траектория на Рис.7). Для системы, перемещающей вектор напряжения дискретно, максимальное отличие траектории вектора напряжения от траектории вектора непрерывной системы ( $\Delta\max$ ) для случая б) в два раза меньше, чем для варианта а).

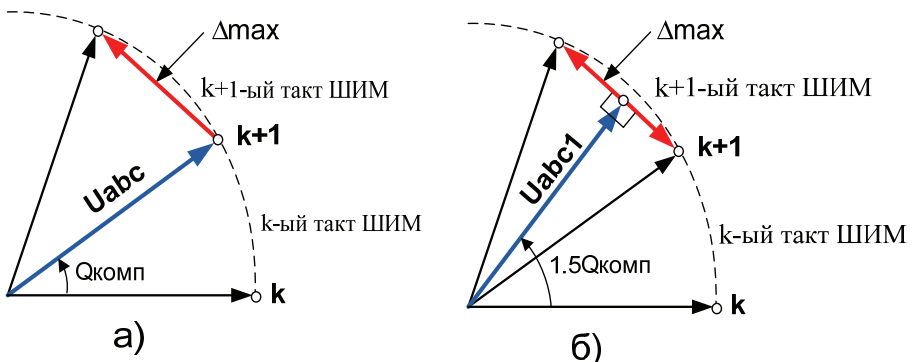


Рис.7

Амплитуда вектора напряжения для варианта б) определяется формулой, вытекающей из геометрии прямоугольного треугольника:

$$U_{abc1} = U_{abc} \cos \frac{Q_{\text{комп}}}{2} = U_{abc} \cos \frac{T_{\text{ШИМ}} \omega_e}{2}$$

Для частоты вращения поля 1600 Гц, и частоты ШИМ 15 кГц:

$$\cos \left( \frac{T_{\text{ШИМ}} \omega_e}{2} \right) \approx 0.94$$

**ПРИМЕЧАНИЕ:**

Коррекция фазы вектора вычисленного напряжения сомне-  
ния не вызывает.

Есть сомнения по поводу нужности коррекции амплитуды ...  
Хотя на бумаге все верно.

**5.2.4 Вычислитель угла потока ротора**

В природе существует великое множество различных на-  
блюдателей, начиная от фантастических фильтров Калмана - и  
заканчивая простыми неадаптивными системами, основываю-  
щимися на уравнениях статики электродвигателя... Их точность,  
как правило, зависит от сложности алгоритма и, следовательно,  
требуемого времени цикла вычисления.

Если говорить о высокочастотных генераторах, то, на взгляд  
авторов, очень существенным параметром наблюдателя будет  
являться минимальное время цикла программы.

В этом смысле интерес представляют простые и быстрые на-  
блюдатели, желательно не сильно зависящие от параметров ге-  
нератора.

Например, скользящие наблюдатели (sliding mode) или не-  
адаптивные наблюдатели, в том числе с ФАПЧ (PLL).

Ниже рассмотрим вычислитель угла потока ротора с ФАПЧ.

Уравнение равновесия статорных обмоток генератора (без  
нулевого провода) в неподвижной системе координат  $\alpha\beta$  (см. ис-  
точник литературы [1] раздел 4.1.2) выглядит так:

$$\vec{U} - \frac{d\vec{\Psi}_f}{dt} = R_s \vec{I} + L_s \frac{d\vec{I}}{dt} \quad (1)$$

Или в осях  $\alpha\beta$ :

$$\begin{cases} U_{\alpha} - \frac{d\psi_{f\alpha}}{dt} = R_S I_{\alpha} + L_S \frac{dI_{\alpha}}{dt} \\ U_{\beta} - \frac{d\psi_{f\beta}}{dt} = R_S I_{\beta} + L_S \frac{dI_{\beta}}{dt} \end{cases}$$

Где:

$U_{\alpha}, U_{\beta}$  - проекции вектора напряжения статора на оси  $\alpha\beta$

$I_{\alpha}, I_{\beta}$  - проекции вектора тока статора на оси  $\alpha\beta$

$\psi_{\alpha}, \psi_{\beta}$  - проекции вектора потокосцепления ротора на оси  $\alpha\beta$

$R_S, L_S$  - сопротивление и индуктивность обмотки статора.

Перепишав немного уравнения равновесия и проинтегрировав в нем правые и левые части, получим:

$$\begin{cases} \psi_{f\alpha} = \int (U_{\alpha} - R_S I_{\alpha}) dt - L_S I_{\alpha} \\ \psi_{f\beta} = \int (U_{\beta} - R_S I_{\beta}) dt - L_S I_{\beta} \end{cases}$$

По этим уравнениям можно было бы построить модель статора, если бы не интеграл... В реальности он имеет свойство задумчиво уходить в бесконечность – вследствие наличия дрейфов или постоянной составляющей интегрируемой величины.

Избежать дрейфа интеграла можно, заменив его апериодическим звеном. Такая замена корректна на частотах, существенно превышающих частоту среза звена.

**Выбор постоянной времени апериодического звена модели статора** зависит от планируемого диапазона частот работы наблюдателя.

Для адекватности интегралу на низких частотах постоянная времени звена должна быть достаточно велика. Однако это может привести к тому, что при изменении частоты с нуля (например, при включении и разгоне) приближение характера реакции звена к характеристике интегратора будет слишком медленным.

С другой стороны, слишком высокая частота среза может привести к неадекватности замены интегратора этим звеном в нижнем диапазоне рабочих частот.

Логично выбрать частоту среза так, чтобы на минимальной частоте работы наблюдателя замена была бы допустимой.

Пусть диапазон частот работы наблюдателя: 500 ... 1600 Гц.

Тогда частоту среза звена можно выбрать, например, равную 50 Гц ( $T_{a3}=0.003$ ).

Фазовые сдвиги для апериодического звена в диапазоне рабочих частот (500 ... 1600 Гц) будут следующими:

$$\varphi_{500} = -\arctg T_{a3} \omega = 83.94^\circ \quad \varphi_{1600} = -\arctg T_{a3} \omega = 88.1^\circ$$

Ну... - это близко к фазовому сдвигу интегрального звена ( $90^\circ$ ).

Рассчитаем коэффициент передачи по амплитуде этого звена на рабочих частотах:

$$A_{500} = \frac{1}{\sqrt{1+(T\omega)^2}} = 0.105 \quad A_{1600} = \frac{1}{\sqrt{1+(T\omega)^2}} = 0.033$$

Очевидно, что вследствие неодинаковости амплитудных характеристик интегратора и данного звена наблюдатель не даст нам реального значения амплитуды потока ротора (собственно, не очень-то и хочется, так как нас интересует только его угол).

Однако изменение коэффициента передачи звена в три раза в выбранном диапазоне частот может сказаться на качестве работы регулятора системы ФАПЧ (о ней чуть позже). Поэтому при наличии времени процессора можно скомпенсировать это изменение по известной передаточной функции.

Заменим в рассмотренных выше уравнениях интеграл апериодическим звеном и получим систему (2):

$$\begin{cases} \psi_{f\alpha} = \frac{1}{Tp+1} (U_\alpha - R_S I_\alpha) - L_S I_\alpha \\ \psi_{f\beta} = \frac{1}{Tp+1} (U_\beta - R_S I_\beta) - L_S I_\beta \end{cases} \quad (2)$$

Используя в качестве входных величин токи и напряжения статора из системы регулирования скорости инвертора генератора, по уравнениям (2) можно построить модель, вычисляющую проекции потока ротора в системе  $\alpha\beta$ .

Угол потока ротора можно получить по формуле (3):

$$\theta_r = \arctg \frac{\Psi_{f\beta}}{\Psi_{f\alpha}} \quad (3)$$

В принципе, если положение потока известно, то его дифференцированием можно получить и скорость ротора. Однако лучше обойтись без этой опасной операции, а получить скорость из положения с помощью системы ФАПЧ.

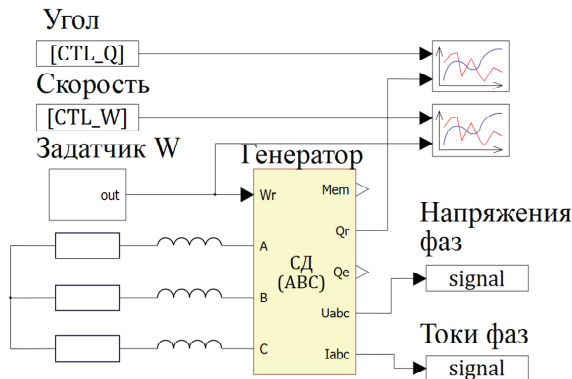
Работу и структуру наблюдателя потока с ФАПЧ рассмотрим на примере модели в среде **SimInTech**.

Пакет модели состоит из двух синхронизированных проектов:

- модели силовой части
- модели алгоритма наблюдателя.

**Модель силовой части** приведена на Рис.8.

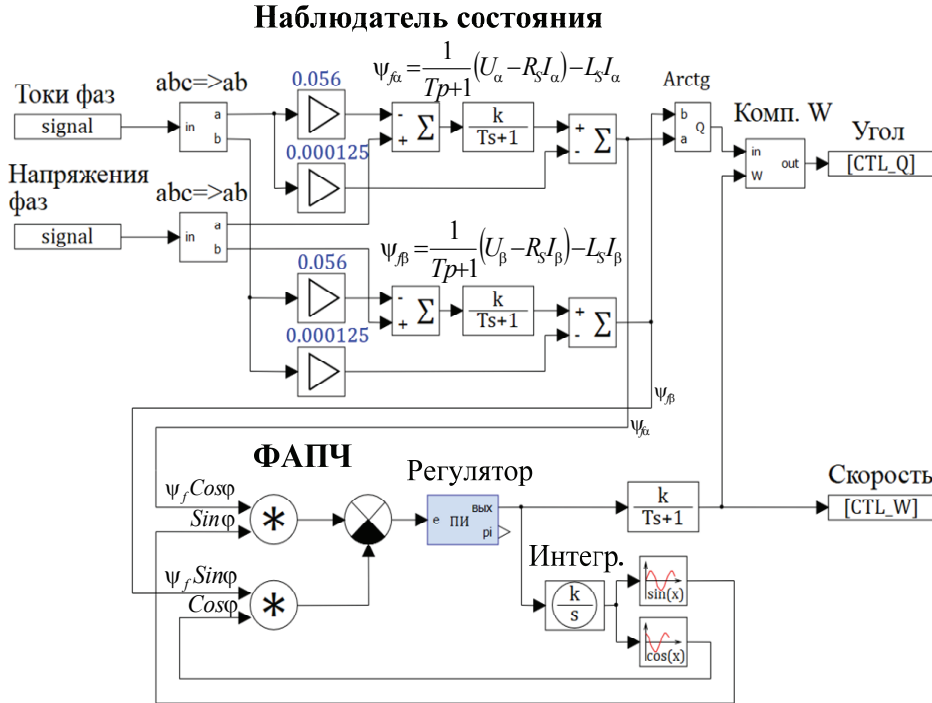
Это модель высокочастотного синхронного генератора с активно-индуктивной нагрузкой. В процессе работы модели генератор раскручивается задатчиком скорости до 96000 об/мин.



**Рис.8**

С генератора снимаются сигналы токов и напряжений обмоток. Шаг расчета модели равен 1 мкс.

Положение ротора и его скорость призван оценить наблюдатель, модель алгоритма которого приведена на Рис.9.

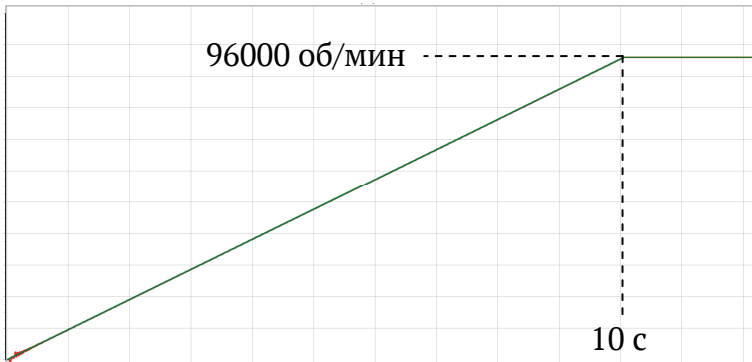


**Наблюдатель состояния**, построенный на основе уравнений (2) и (3), оценивает угол поворота ротора.

**Система ФАПЧ** оценивает скорость ротора. Она с помощью регулятора и интегратора в обратной связи обеспечивает равенство величины  $\psi_f \cos\varphi \sin\varphi$ , вычисляемой через  $\alpha$ - и  $\beta$ - составляющие потока ротора. При этом на выходе регулятора получается оценка скорости ротора, при которой это равенство выполняется, а на выходе интегратора – оценка угла поворота ротора.

**Узел Комп. W** обеспечивает компенсацию запаздывания слежения в результате дискретности модели. Так как в начале текущего цикла считывается значение тока при напряжении, выданном в позапрошлом цикле логично к углу, оцененному с помощью ФАПЧ, добавить величину:  $\Delta\varphi = 2\hat{\omega}T_{\text{ц}}$ , где  $T_{\text{ц}}$  - время цикла счета, а  $\hat{\omega}$  - оценка скорости.

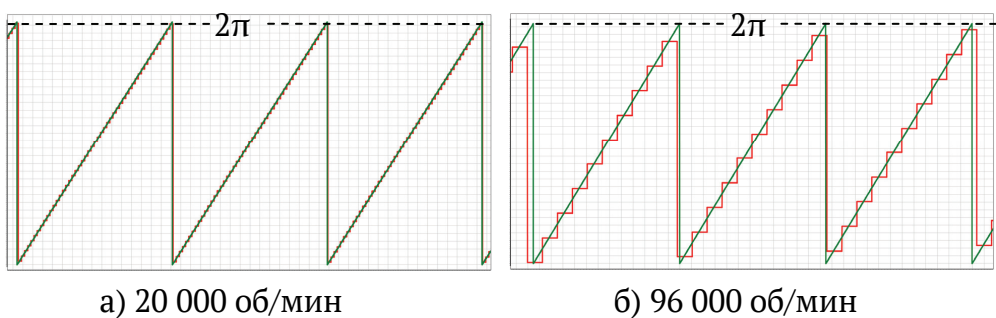
На Рис.10 представлены слившиеся в одну линию графики скорости генератора и её оценки, снятые во время работы модели.



**Рис.10**

Поскольку генератор является высокоскоростным, большое значение имеет дискретность счёта алгоритма наблюдателя. При реализации эта временная дискретность соответствует циклу программы управляющего контроллера. В данной модели этот цикл принят равным 64 мкс.

На Рис.11 представлены графики реального угла ротора и его оценки на скоростях 20 000 и 96 000 об/мин (соответственно а) и б)).



**Рис.11** Угол ротора и его оценка

Данный рисунок наглядно показывает, как точность оценки связана с дискретностью цикла алгоритма.

### 5.2.5 Наблюдатель угла ЭДС

Запишем рассмотренное в предыдущем разделе уравнение статорной обмотки синхронной машины с постоянными магнитами (1) относительно дифференциала тока:

$$\frac{d\vec{I}}{dt} = -\frac{1}{L_S} R_S \vec{I} + \frac{1}{L_S} (\vec{U} - \vec{E})$$

Перепишем его в дискретном виде в осях  $\alpha\beta$ :

$$\begin{cases} \frac{I_{\alpha(k+1)} - I_{\alpha(k)}}{T_u} = -\frac{R_S}{L_S} I_{\alpha(k)} + \frac{1}{L_S} (U_{\alpha(k)} - E_{\alpha(k)}) \\ \frac{I_{\beta(k+1)} - I_{\beta(k)}}{T_u} = -\frac{R_S}{L_S} I_{\beta(k)} + \frac{1}{L_S} (U_{\beta(k)} - E_{\beta(k)}) \end{cases}$$

В данной системе:

- $T_u$  – длительность цикла вычислений
- величина с нижним индексом ( $k$ ) обозначает величину на  $k$ -м шаге вычисления, а с индексом ( $k+1$ ) – на  $k+1$ -м шаге.

Исходя из предыдущего уравнения, составляющие токов статора на  $k+1$  – м шаге вычисляются в соответствии с системой:

$$\begin{cases} I_{\alpha(k+1)} = \left(1 - \frac{T_u R_S}{L_S}\right) I_{\alpha(k)} + \frac{T_u}{L_S} (U_{\alpha(k)} - E_{\alpha(k)}) \\ I_{\beta(k+1)} = \left(1 - \frac{T_u R_S}{L_S}\right) I_{\beta(k)} + \frac{T_u}{L_S} (U_{\beta(k)} - E_{\beta(k)}) \end{cases}$$

Уравнения наблюдателя выглядят так:

$$\begin{cases} \hat{I}_{\alpha(k+1)} = \left(1 - \frac{T_u R_S}{L_S}\right) \hat{I}_{\alpha(k)} + \frac{T_u}{L_S} (U_{\alpha(k)} - Z_{\alpha(k)}) \\ \hat{I}_{\beta(k+1)} = \left(1 - \frac{T_u R_S}{L_S}\right) \hat{I}_{\beta(k)} + \frac{T_u}{L_S} (U_{\beta(k)} - Z_{\beta(k)}) \end{cases} \quad (4)$$

Где:

$\hat{I}_{\alpha(k)}, \hat{I}_{\alpha(k+1)}, \hat{I}_{\beta(k)}, \hat{I}_{\beta(k+1)}$  – оценки соответствующих величин

$U_{\alpha(k)}, U_{\beta(k)}$  – составляющие статорного напряжения

$Z_{\alpha(k)}, Z_{\beta(k)}$  - составляющие регулирующего воздействия вычисляемы в соответствии с уравнением:

$$\begin{cases} Z_{\alpha(k)} = K \cdot \text{sign}(\hat{I}_{\alpha(k)} - I_{\alpha(k)}) \\ Z_{\beta(k)} = K \cdot \text{sign}(\hat{I}_{\beta(k)} - I_{\beta(k)}) \end{cases}$$

Где:

$I_{\alpha(k)}, I_{\beta(k)}$  - составляющие измеренного статорного тока  
 $K$  - настраиваемый коэффициент  
 $\text{Sign}(\dots)$  - знак выражения в скобках.

Такой управляющий сигнал характерен для так называемых «скользящих наблюдателей» (см. [4], [5] списка литературы).

**Однако** предлагаемый к рассмотрению наблюдатель несколько отличается от «скользящих наблюдателей», рассматриваемых в доступной (в основном зарубежной) литературе. Он показал хорошие результаты при моделировании работы конкретной синхронной машины (см. описание модели ниже).

Структура наблюдателя изображена на Рис.12.

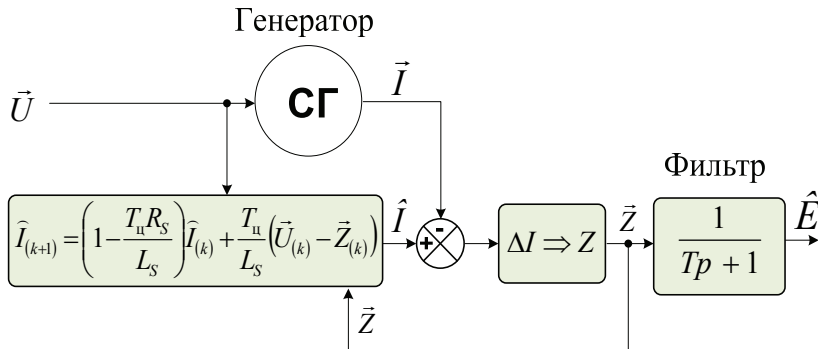


Рис.12

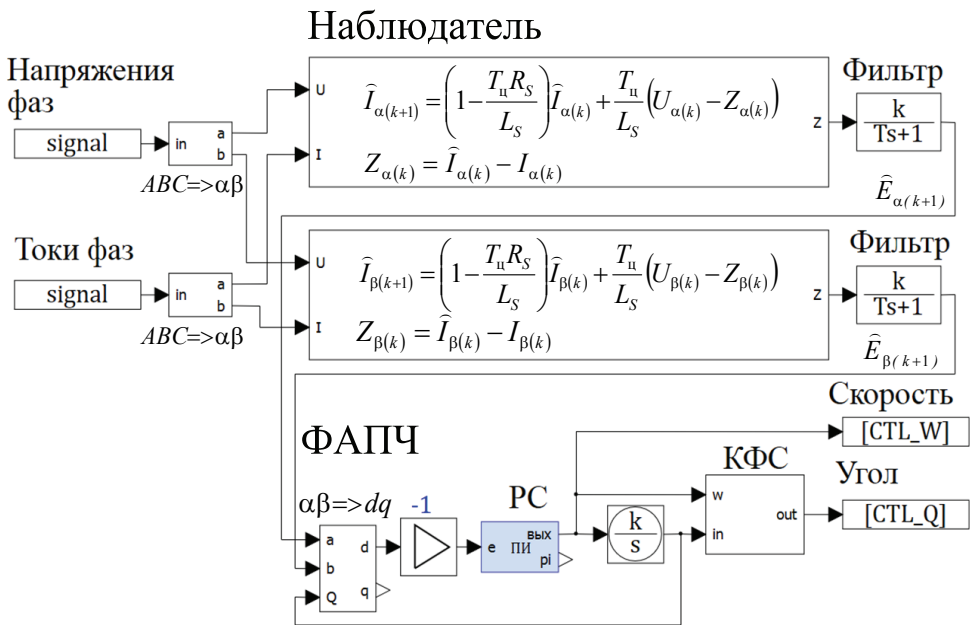
В уравнении наблюдателя управляющее воздействие  $\vec{Z}$  занимает место, соответствующее ЭДС в уравнении равновесия статорной обмотки. При этом низкочастотная составляющая высокочастотного сигнала  $\vec{Z}$  удивительным образом несёт ин-

формацию о фазе ЭДС. Для того, чтобы эту информацию извлечь, надо профильтровать сигнал  $\vec{Z}$  и скомпенсировать сдвиг фазы на фильтре.

Ну а фаза ЭДС связана с фазой потока и соответственно с положением ротора. На этом и основан принцип работы данного наблюдателя.

Можно попробовать определить положение ротора по  $\alpha\beta$ -проекциям  $\hat{E}$ , скомпенсировав сдвиг фазы фильтра, но существенно лучше для этого использовать систему ФАПЧ (заодно она и скорость определит).

Модель наблюдателя с ФАПЧ изображена на Рис.13.



**Рис.13**

Наблюдатель построен в соответствии с приведенными уравнениями (4).

Система ФАПЧ строится во вращающихся координатах  $dq$ , ось  $d$  которой ориентирована по ротору. В этой системе  $d$ -составляющая вектора ЭДС ( $\vec{E}$ ) должна быть равна нулю. При этом условии с помощью регулятора скорости (РС) и интегратор-

ра в обратной связи обеспечивается оценка скорости и углового положения ротора.

Узел КФС компенсирует фазовый сдвиг фильтра ( $\Delta\varphi_1$ ) и угол запаздывания слежения ( $\Delta\varphi_2$ ), возникающий в результате дискретности системы. Компенсируемые угловые сдвиги считаются по формулам:

$$\Delta\varphi_1 = \text{Arctg}(\hat{\omega} T)$$

где  $T$  – постоянная времени фильтра, а  $\hat{\omega}$  – оценка скорости.

$$\Delta\varphi_2 = \hat{\omega} T_{\text{ц}}$$

где  $T_{\text{ц}}$  – время цикла счёта, а  $\hat{\omega}$  – оценка скорости.

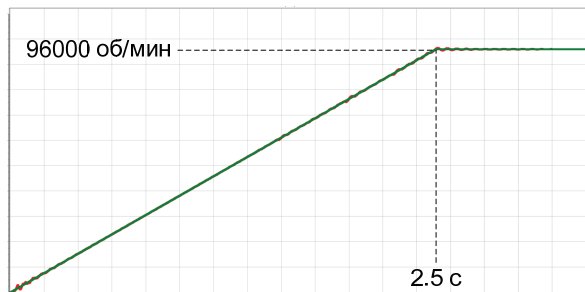
Несмотря на относительную простоту реализации, этот наблюдатель позволяет получать хорошую точность и динамику.

В качестве параметров настройки наблюдателя используются:

- коэффициент  $K$ , задающий величину управляющего воздействия
- постоянная времени фильтра управляющего воздействия.

Ниже на Рис.14 изображен смоделированный процесс слежения за скоростью ротора при разгоне синхронной машины до скорости 96000 об/мин за 2.5 с (машина та же самая, что рассматривалась в предыдущем разделе).

Графики реальной скорости ротора и её оценки сливаются в одну линию.



**Рис.14**

На Рис.15 а) и б) изображены угол ротора и его оценка при скоростях 45000 и 96000 об/мин при временной дискретности цикла счета 50 мкс (20 кГц).

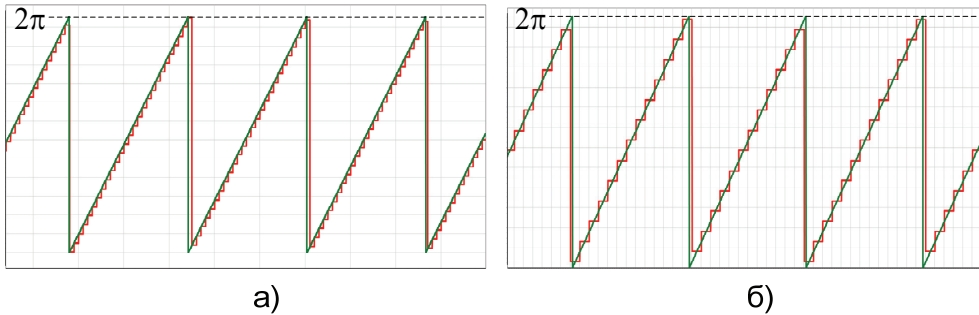


Рис.15

Графики показывают высокое качество работы наблюдателя.

### ***ПРЕДУПРЕЖДЕНИЕ***

Данный наблюдатель – «не догма, а руководство к действию».

На Рис.16 представлены результаты моделирования инвертора генератора с системой управления, компенсирующей временную дискретность и использующей рассмотренный наблюдатель угла ЭДС.

#### ПАРАМЕТРЫ МОДЕЛИ:

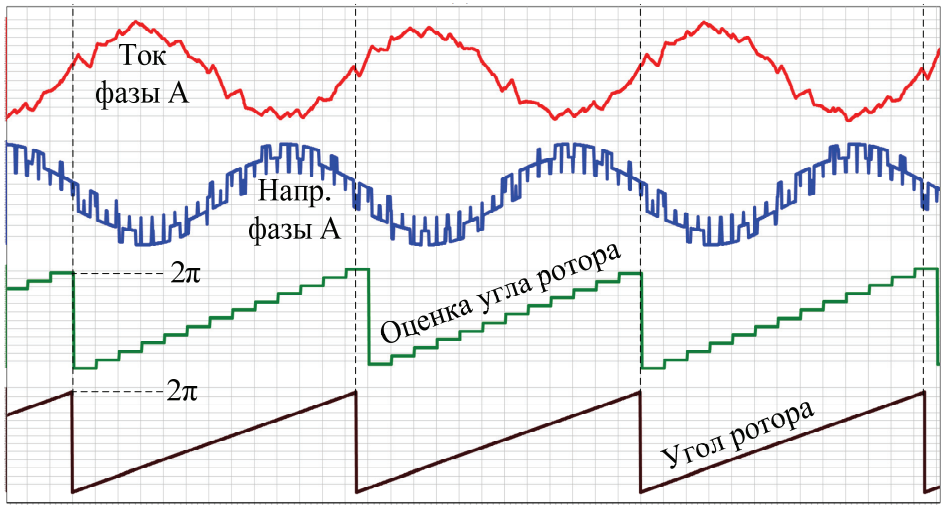
Индуктивность фильтра фаз	$L$	0.00014 Гн
Напряжение звена пост. тока	$U_{dc}$	800 В
Частота ШИМ	$f_{ШИМ}$	20кГц (50 мкс)
Время защитной паузы ШИМ	$t_{зп}$	3 мкс

#### ПАРАМЕТРЫ ГЕНЕРАТОРА:

Индуктивность обмотки	$L_{обм}$	0.000125 Гн
Сопротивление обмотки	$R_{обм}$	0.052 Ом
Константа ЭДС	$K_{ЭДС}$	6.3В на 1000 об/мин

Модель системы управления – дискретная с наблюдателем и программным циклом, равным такту ШИМ ( $f_{\text{ШИМ}} = 20 \text{ кГц}$ ).

Графики на Рис.16 соответствуют работе модели генератора на скорости 96 000 об/мин и мощности 30кВт.



**Рис.16**

Неравномерность оценки угла (на Рис.16), заметная при переходе через ноль, связана с фазовыми биениями, возникающими вследствие некратности частоты программного цикла частоте вращения ротора (это не лечится).

### **ПРИМЕЧАНИЕ**

Преобразователь генератора является, пожалуй, самой сложной частью комплекса - особенно если генератор высокочастотный.

Некоторые тонкости его построения и настройки видны при моделировании. Ещё больше будет вопросов при реализации.

Однако подобные системы существуют за рубежом нашей Родины, следовательно - они реализуемы. А мы-то уж постараемся ...

## 6 Вращающиеся координаты и перекрёстные связи

Системы управления преобразователей, которые мы будем рассматривать далее, строятся во вращающихся координатах (см. раздел 3 источника [1] в списке литературы). Это системы регулирования тока и (или) напряжения.

На Рис.17 изображена трёхфазная  $R-L-C$  цепь. Её описание выглядит так:

$$\vec{U}_2 = \vec{U}_1 + \vec{I}_2 R + L \frac{d\vec{I}_2}{dt}$$

Используемое в этом уравнении понятие обобщённого вектора описано в разделе 3.1 источника [1] списка литературы.

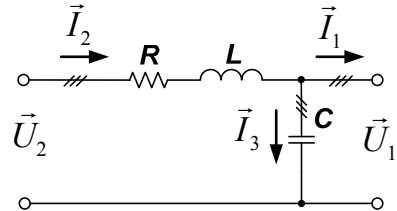


Рис.17

При переходе во вращающуюся со скоростью  $\omega$  систему  $dq$  описывающую схему уравнение переписывается в виде (5):

$$\begin{cases} U_{2d} - U_{1d} = I_{2d} R + L \frac{dI_{2d}}{dt} - \omega L I_{2q} \\ U_{2q} - U_{1q} = I_{2q} R + L \frac{dI_{2q}}{dt} + \omega L I_{2d} \end{cases} \quad (5)$$

Если в двух словах - то зависящие от  $\omega$  добавки в уравнениях являются составляющими производной вектора  $\vec{I}_2$ , возникающей при вращении системы координат. Более подробно об их возникновении можно прочесть в пункте 4.1.4 источника [1] списка литературы.

Для примера рассмотрим построение системы регулирования вектора  $\vec{I}_2$ . Она может быть построена как двухканальная система регулирования его  $d$  и  $q$  составляющих с помощью вектора напряжения  $\vec{U}_2$ . Из уравнения (5) видно, что существует связь  $d$ -составляющей  $\vec{U}_2$  не только с  $d$ -составляющей  $\vec{I}_2$ , но и с его  $q$ -составляющей. И наоборот:  $q$ -составляющая напряжения

связана не только с  $q$ -составляющей тока, но и с его  $d$ -составляющей. То есть при регулировании тока с помощью напряжения будет иметь место взаимовлияние каналов (будут существовать так называемые перекрёстные связи).

Аналогично рассмотрим уравнения для токов схемы:

$$\vec{I}_2 = \vec{I}_1 + C \frac{d\vec{U}_1}{dt}$$

При переходе во вращающуюся систему  $dq$  получим выражение (6):

$$\begin{cases} I_{2d} = I_{1d} + C \frac{dU_{1d}}{dt} - \omega C U_{1q} \\ I_{2q} = I_{1q} + C \frac{dU_{1q}}{dt} + \omega C U_{1d} \end{cases} \quad (6)$$

Очевидно, что уравнения (6) свидетельствуют о том, что при регулировании напряжения с помощью тока и здесь возникнут перекрёстные связи между координатами.

Считается, что в системах управления эти перекрёстные связи надо компенсировать.

Для компенсации: в контурах тока составляющие (зависящие от  $\omega$ ) суммируются с сигналами на выходе регуляторов тока, а в контурах напряжения - с сигналами на выходе регуляторов напряжения (См. Рис.18).

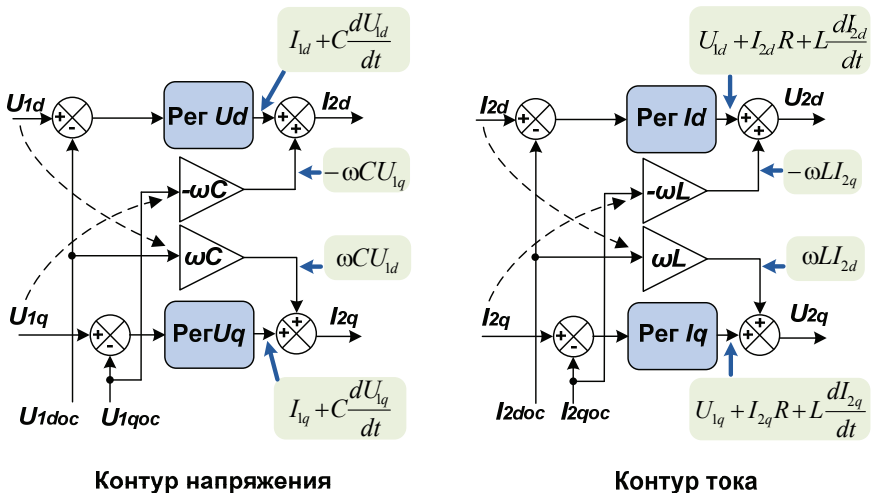


Рис.18

В качестве сигналов тока и напряжения для компенсации используются сигналы обратной связи по току и напряжению, преобразованные в систему  $dq$ .

Такая компенсация убирает взаимовлияние между каналами.

***На бумаге это абсолютно правильно, а на практике получается по-разному.***

---

Например, введение компенсационных сигналов тока или напряжения обратной связи в сигнал регулятора может повысить зашумленность системы.

Для того, чтобы этого избежать, можно брать сигналы компенсации не из обратной связи, а из задания – так, как показано пунктиром на Рис.18.

Это не совсем одно и то же. Скорее, это прямая компенсация токов и напряжений в статике, но хуже от этого не бывает.

Критерий истины – практика... А как она показывает, при достаточных коэффициентах регуляторов перекрёстные связи не очень-то и ощущаются.

Поэтому, как делать компенсацию и делать ли её вообще, решать лучше, экспериментируя по месту.

---

## 7 Преобразователь сети

---

Инверторные источники трёхфазного напряжения могут подключаться к звену постоянного тока и формировать стандартные питающие напряжения переменного тока. Например, трёхфазную сеть с нулевым проводом (3N 380 В) или однофазное напряжение 220 В 50 Гц.

**При автономной работе** инверторного источника нагрузка преобразователя часто нелинейна, несимметрична и существенно переменна. При этом требуется обеспечить стабилизацию амплитуды формируемого напряжения, а также его синусоидальность и симметричность.

**При работе преобразователя на внешнюю сеть** сама сеть может быть несимметрична по напряжению и нагрузке. При этом преобразователь должен оптимальным образом отдавать энергию в сеть, а при необходимости разгружать её от несимметричных составляющих.

Далее рассмотрены способы построения систем управления такими преобразователями во вращающихся координатах. Именно этот путь с точки зрения авторов наиболее эффективен.

### 7.1 Преобразование координат

#### $ABC \Rightarrow dq0$

##### 7.1.1 Преобразования координат симметричной системы

Подробно о представлении симметричной трёхфазной системы с помощью обобщенного вектора можно прочитать в источнике литературы [1] пункт 3. При таком представлении:

- величина обобщенного вектора равна амплитуде фазной величины

- начало обобщенного вектора совпадает с началом трехфазной системы координат
- обобщенный вектор вращается на плоскости с частотой равной частоте трехфазной системы
- проекции обобщенного вектора на оси  $ABC$  соответствуют мгновенным значениям фазных величин.

Переход из системы  $ABC$  во вращающуюся систему  $d_1q_1$  осуществляется с помощью координатного преобразования, по формулам (7).

$$ABC \Rightarrow d_1q_1 \begin{cases} U_{d1} = \left( \frac{U_B - U_C}{\sqrt{3}} \right) \sin\varphi + U_A \cos\varphi \\ U_{q1} = \left( \frac{U_B - U_C}{\sqrt{3}} \right) \cos\varphi - U_A \sin\varphi \end{cases} \quad (7)$$

Переход из системы  $d_1q_1$  в  $ABC$  делается с помощью обратного преобразования (8).

$$dq \Rightarrow ABC \begin{cases} U_A = U_{d1} \cos\varphi - U_{q1} \sin\varphi \\ U_B = \frac{\sqrt{3}}{2} (U_{q1} \cos\varphi + U_{d1} \sin\varphi) - \frac{1}{2} U_A \\ U_C = -\frac{\sqrt{3}}{2} (U_{q1} \cos\varphi + U_{d1} \sin\varphi) - \frac{1}{2} U_A \end{cases} \quad (8)$$

Если ось  $d_1$  системы координат, вращается синхронно с обобщенным вектором, то его проекция на ось  $d_1$  будет равна его величине, а проекция на ось  $q_1$  будет равна нулю (см. Рис.19).

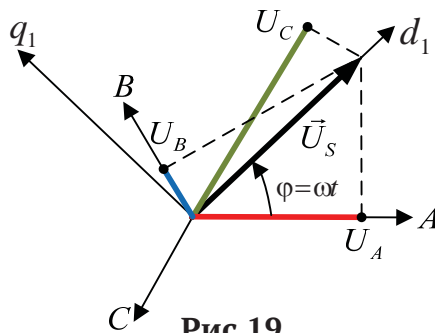


Рис.19

Часто можно встретить и другое представление симметричной трехфазной системы, в котором:

- фазные величины представляются векторами, направленными по соответствующим осям
- величины этих фазных векторов равны мгновенным значениям фазных величин
- обобщенный вектор представляется, как сумма фазных векторов (см. Рис.20)

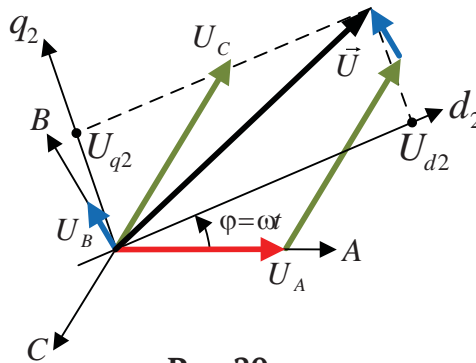


Рис.20

В этом случае для проекций векторов на вращающиеся оси  $d_2q_2$  (см. Рис.20) можно записать следующие выражения:

$$\begin{cases} U_{d2} = U_{Ad2} + U_{Bd2} + U_{Cd2} \\ U_{q2} = U_{Aq2} + U_{Bq2} + U_{Cq2} \end{cases}$$

или:

$$\begin{cases} U_{d2} = U_A \cos\varphi + U_B \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) + U_C \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{q2} = U_A \sin\varphi + U_B \sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) + U_C \sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (9)$$

Обратное преобразование будет выглядеть так:

$$\begin{cases} U_A = U_{d2} \cos \varphi - U_{q2} \sin \varphi \\ U_B = U_{d2} \cos \left( \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) - U_{q2} \sin \left( \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) \\ U_C = U_{d2} \cos \left( \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) - U_{q2} \sin \left( \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (10)$$

Если преобразовать систему (9), используя формулы суммы и разности углов тригонометрических функций и учесть симметрию трехфазной системы, то получим выражение (11):

$$\begin{cases} U_{d2} = \frac{\sqrt{3}}{2} (U_B - U_C) \sin \varphi + \frac{3}{2} U_A \cos \varphi \\ U_{q2} = \frac{\sqrt{3}}{2} (U_C - U_B) \cos \varphi + \frac{3}{2} U_A \sin \varphi \end{cases} \quad (11)$$

При сравнении систем уравнений (11) и (7) выясняется, что:

$$\begin{cases} U_{d1} = \frac{2}{3} U_{d2} \\ U_{q1} = -\frac{2}{3} U_{q2} \end{cases}$$

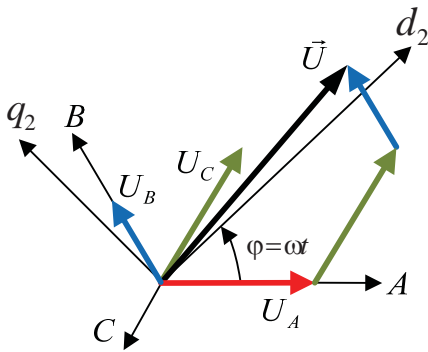
Учитывая это обстоятельство, можно записать универсальные преобразования (12) и (13), которые будут верны для обоих рассмотренных ранее вариантов представления симметричной трехфазной системы.

$$\begin{cases} U_d = \frac{2}{3} \left( U_A \cos \varphi + U_B \cos \left( \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) + U_C \cos \left( \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ U_q = -\frac{2}{3} \left( U_A \sin \varphi + U_B \sin \left( \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) + U_C \sin \left( \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} U_A = U_d \cos \varphi - U_q \sin \varphi \\ U_B = U_d \cos \left( \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) - U_q \sin \left( \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) \\ U_C = U_d \cos \left( \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) - U_q \sin \left( \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (13)$$

***А что если система ABC несимметрична, то есть сумма фазных величин не равна нулю?***

### 7.1.2 Преобразования координат несимметричной системы



**Рис.21**

Представление несимметричной системы с помощью вращающегося обобщённого вектора так как, показано на Рис.19, невозможно, поскольку сумма проекций обобщенного вектора на трехфазные оси всегда будет равна нулю.

Зато несимметричная система вполне может быть представлена с помощью суммы фазных векторов (см. пункт 7.1.1). Данное представление не требует выполнения условия равенства нулю суммы фазных величин (см. Рис.21).

Если мы попробуем применить к системе гармонических несимметричных напряжений  $U_A, U_B, U_C$  прямые, а затем обратные преобразования ((12) и (13)), то получим некоторые гармонические напряжения  $U_{A1}, U_{B1}, U_{C1}$ , несовпадающие с исходными по амплитуде и фазе. То есть обратимость преобразований нарушится, и это неудивительно.

Удивительно то, что  $U_A, U_B, U_C$  будут в каждый момент времени отличаться от  $U_{A1}, U_{B1}, U_{C1}$  на следующую величину:

$$U_0 = \frac{1}{3}(U_A + U_B + U_C) \quad (14)$$

То есть, если добавить  $U_0$  в координатные преобразования, то они станут корректными и приобретут вид (15), (16):

$$\begin{cases} U_d = \frac{2}{3} \left( U_A \cos \varphi + U_B \cos \left( \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) + U_C \cos \left( \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ U_q = -\frac{2}{3} \left( U_A \sin \varphi + U_B \sin \left( \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) + U_C \sin \left( \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ U_0 = \frac{1}{3}(U_A + U_B + U_C) \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} U_A = U_d \cos \varphi - U_q \sin \varphi + U_0 \\ U_B = U_d \cos \left( \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) - U_q \sin \left( \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) + U_0 \\ U_C = U_d \cos \left( \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) - U_q \sin \left( \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) + U_0 \end{cases} \quad (16)$$

Метод, позволивший человечеству найти формулу для вычисления  $U_0$ , называется методом «симметричных составляющих». Он применяется в электротехнике для расчетов несимметричных режимов трёхфазных цепей.

Желающие могут углубиться в математику метода, почитав источник литературы [2], глава 11. Нежелающие могут спокойно этим преобразованием пользоваться.

**Таким образом,** преобразование  $dq0$ , определяемое формулами (15) и (16), является преобразованием мгновенных значений фаз симметричного или несимметричного трёхфазного сигнала во вращающуюся систему координат с осями  $dq$ .

**Для частного случая симметричных сигналов,** при  $\varphi$ , равном фазному углу фазы  $A$ , сигнал нулевой последовательности и  $q$ -составляющая равны нулю, а  $d$ -составляющая постоянна и равна амплитуде сигнала.

На Рис.22 для примера приведен график составляющих  $d$ ,  $q$  и  $U_0$ , в которые преобразуется несимметричная система трёхфаз-

ных напряжений частоты 50 Гц, с амплитудами в фазах  $A$ ,  $B$  и  $C$  соответственно: 1, 0.5 и 1.5, если угол  $\varphi$  принять равным фазному углу фазы  $A$ .

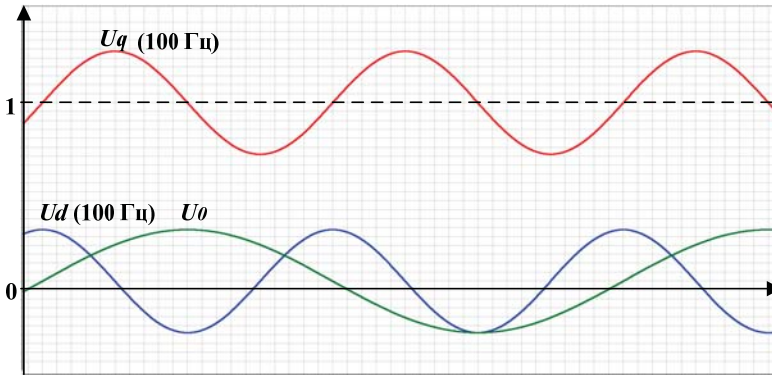


Рис.22

Как видно на рисунке:

- в  $d$  и  $q$  составляющих, которые для симметричной системы были бы постоянными, появляется гармоническая составляющая с частотой, удвоенной по отношению к частоте системы  $ABC$
- $U_0$  — гармоническая величина, частота которой равна частоте системы  $ABC$
- амплитуда гармонических составляющих  $d$  и  $q$  равна амплитуде нулевой составляющей.

Величины  $d$ ,  $q$  и  $U_0$  характеризуют в каждый момент времени несимметричную систему  $ABC$ .

Сигнал, обеспечивающий обратимость преобразований ( $U_0$ ), принято называть сигналом нулевой последовательности. Он имеет некоторый физический смысл.

Например, для источника несимметричного напряжения это напряжение в средней точке «звезды», если бы она не была подключена к нулевому проводу. А для несимметричной системы трехфазных токов это ток в «нулевом» проводе, делённый на три.

## 7.2 Автономный преобразователь с нулевой точкой

Рассмотрим вариант формирования преобразователем автономной трехфазной сети с нулевой точкой.

От преобразователя требуется поддерживать симметричность напряжения заданной амплитуды при минимальном уровне негармонических искажений. При этом определяющиеся нагрузкой токи фаз могут быть несимметричны.

### 7.2.1 Структура силовой части преобразователя

Структура силовой части преобразователя представлена на рисунке ниже (Рис.23).

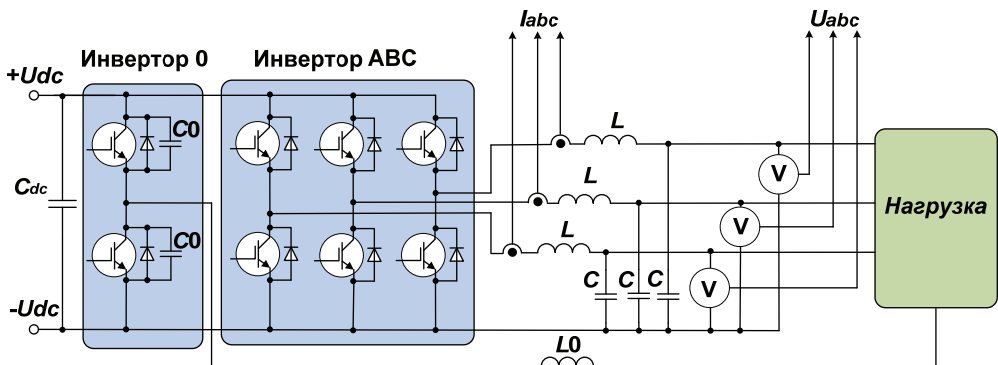


Рис.23

Она состоит из трёхфазного инвертора фаз (ABC) с фильтром и однофазного инвертора нулевой точки.

При синусоидальной ШИМ напряжение в нулевой точке инвертора должно быть равно 0, что соответствует середине потенциала между положительным и отрицательным полюсом звена постоянного тока. Для этого на управление инвертором нулевой точки необходимо подавать меандр на частоте ШИМ.

На выходе инвертора фаз и в нулевом проводе устанавливаются  $L$ - $C$  фильтры, необходимые для превращения импульсного ШИМ сигнала в синусоподобные напряжения.

Система датчиков преобразователя состоит из датчиков тока фаз инвертора и датчиков напряжения фаз (на выходе трёхфазного фильтра).

### 7.2.2 Выбор параметров фильтров

При выборе параметров трёхфазного фильтра следует учитывать, что его собственная резонансная частота должна быть в несколько раз больше частоты формируемого напряжения сети и существенно меньше частоты ШИМ:

$$2\pi f_c < \omega = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} < \omega_{\text{ШИМ}}$$

Фильтр нулевого провода можно выбрать с такой же частотой среза, что и трёхфазный.

Естественное желание уменьшить дроссели фильтра при сохранении фильтрующих свойств требует увеличения номинала конденсаторов. Однако при маленьких дросселях и больших конденсаторах возрастают токи перезаряда емкостей. В нагрузку они не текут, а транзисторы инвертора нагружают.

На Рис.24 показана модель инвертора одной фазы в **SimInTech**, поясняющая данные процессы.

#### ПАРАМЕТРЫ МОДЕЛИ:

Частота выходного напряжения	50 Гц
Амплитуда выходного напряжения	310В (220 В действ.)
Напряжение звена пост. тока	800 В
Частота ШИМ	10кГц (100 мкс)
Время защитной паузы ШИМ	3 мкс

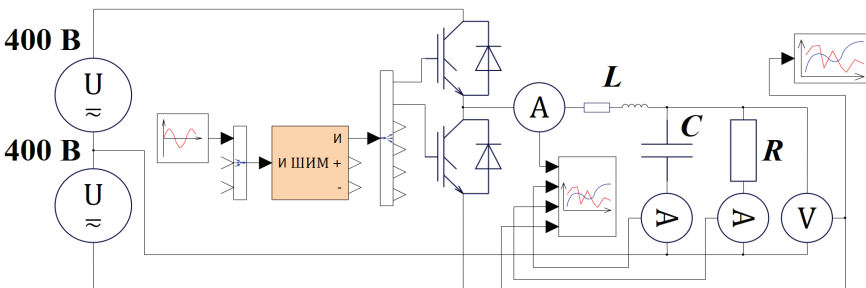
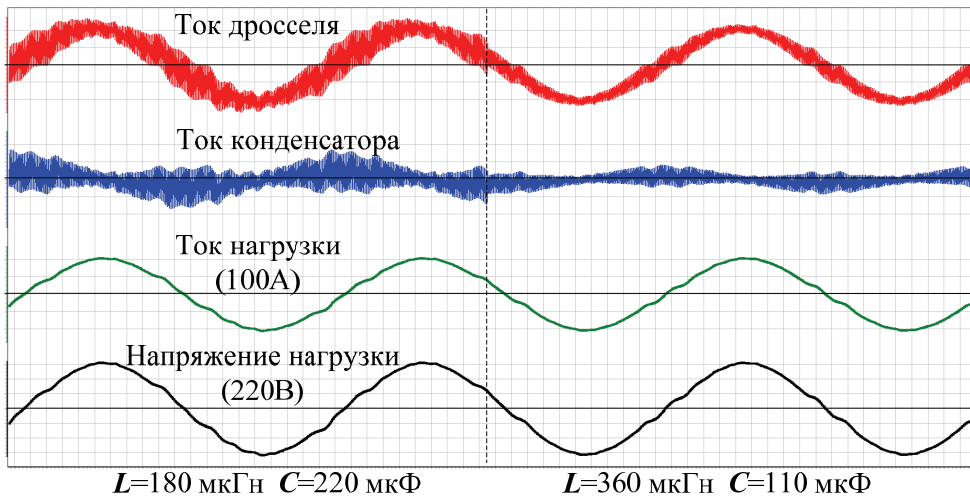


Рис.24

На Рис.25 приведены графики, снятые во время работы модели.



**Рис.25**

В левой части графика модель работала с параметрами  $L=180$  мкГн,  $C=220$  мкФ, а в правой с  $L=360$  мкГн,  $C=110$  мкФ. При такой замене параметров частота среза фильтра не меняется, но в два раза уменьшаются величины высокочастотных составляющих токов дросселя и конденсатора.

Поэтому выбор конкретных параметров фильтра есть некий компромисс между минимальностью дросселя и оптимальностью режимов работы ключей инвертора, при нахождении которого вышеприведенная модель - Вам в помощь.

Следует заметить, что напряжение  $U_{dc}$  должно быть достаточным для формирования на выходе фильтра максимально возможного заданного напряжения при конкретной нагрузке.

Для симметричных трёхфазных систем в инверторе можно использовать не только синусную ШИМ, но и известные алгоритмы с полным использованием напряжения  $U_{dc}$  (см. [1] пункт 5.1.2). При этом управление инвертором нуля будет более сложным.

## **ПРИМЕЧАНИЕ**

---

- Высокочастотной составляющей в спектре сигнала выходного напряжения практически нет.
  - Низкочастотные искажения спектра напряжения (по данным спектроанализатора около 4%) связаны с нарушением линейности ШИМ-преобразования вследствие наличия защитных пауз (3 мкс).
- 

### **7.2.3 Структура системы управления преобразователя**

Физически стабилизация амплитуды напряжения ( $U_{ABC}$ ) и обеспечение его симметрии при несимметричной и переменной нагрузке может обеспечиваться за счёт управления ШИМ-напряжением ( $U_{ШИМ}$ ) на входе фильтра.

Систему управления трёхфазным инвертором удобно строить, используя рассмотренное ранее преобразование  $ABC \Rightarrow dq0 \Rightarrow ABC$ , при ориентировании оси  $d$  по фазе А. Система должна обеспечивать выполнение следующих трёх условий:

- величина  $d$ -составляющей напряжения  $U_{ABC}$  должна быть равна заданной амплитуде напряжения ( $U_m$ )
- величина  $q$ -составляющей напряжения  $U_{ABC}$  должна быть равна 0
- величина нулевой составляющей  $U_0$  напряжения  $U_{ABC}$  должна равняться 0.

Если эти условия выполняются, то напряжение симметрично и его амплитуда равна заданной.

То есть система регулирования  $U_{ABC}$  может содержать три подсистемы регулирования величин соответствующих составляющих этого напряжения ( $d$ ,  $q$  и 0). Структура системы изображена на Рис.26.

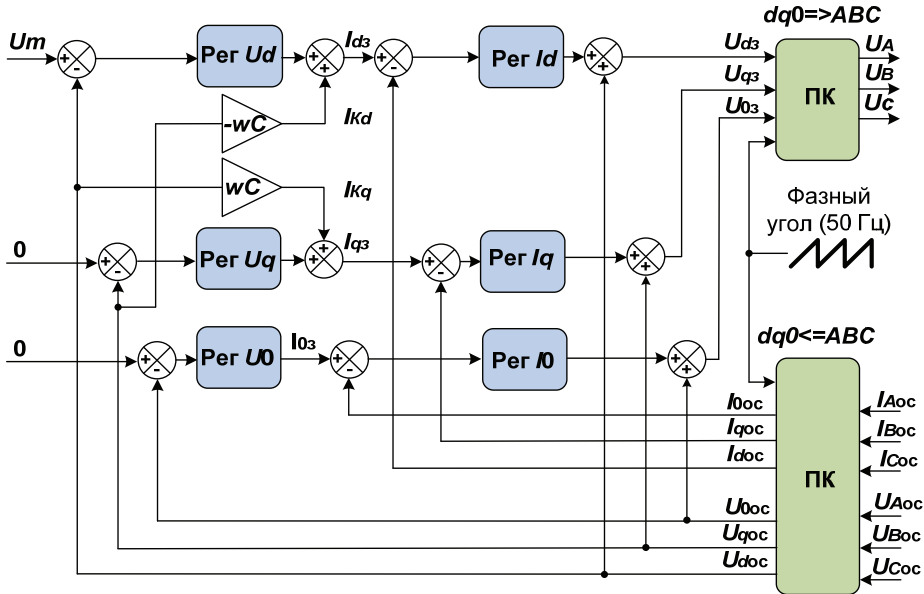


Рис.26

Все три подсистемы логично строить по одинаковой двухконтурной структуре:

- регулятор контура напряжения вырабатывает сигнал тока соответствующей составляющей, который необходимо отработать для исключения рассогласования между заданием и сигналом обратной связи
- внутренний контур тока обеспечивает отработку заданного значения тока соответствующей составляющей.

В качестве сигналов обратной связи по напряжению и току в систему должны вводиться сигналы с датчиков фазных напряжений и токов, подвергнутые преобразованию  $ABC \Rightarrow dq0$ .

Такая система:

- обеспечивает поддержание синусоидальности выходных напряжений и заданной амплитуды
- выравнивает напряжение в фазах вне зависимости от нагрузки, увеличивая напряжение на входе фильтра в перегруженной фазе и уменьшая в недогруженной.

**В предлагаемой к рассмотрению структуре** для повышения качества регулирования применены два описанных ниже дополнительных приема.

1) В контурах регулирования  $d$  и  $q$  составляющих напряжения используется компенсация перекрёстных связей (см. об этом в разделе 6).

2) К сигналам напряжения на выходе всех трёх регуляторов тока добавляются измеренные напряжения  $d$ ,  $q$  и 0 составляющих.

**Эти два приема призваны** перевести регуляторы структуры в режим малого сигнала, что может помочь повысить точность регулирования при обеспечении устойчивости.

**В принципе** в контурах регулирования  $d$  и  $q$  составляющих тока можно ещё компенсировать перекрёстные связи (см. раздел 6).

#### 7.2.4 Модель автономного преобразователя

**Ниже приведены результаты моделирования автономного инвертора в координатах  $dq0$ .**

Пакет модели состоит из двух синхронизированных проектов:

- модели силовой части
- модели программы управления (системы управления).

**Модель силовой части** (соответствующая структуре на Рис.23) изображена ниже на Рис.27.

**Модель программы управления** (соответствующая структуре на Рис.26) представлена на Рис.28. Шаг модели программы равен 100 мкс (равен такту ШИМ).

## ПАРАМЕТРЫ МОДЕЛИ:

Индуктивности фильтра	$L$	180 мкГн
Ёмкости фильтра	$C$	220 мкФ
Индуктивность фильтра нуля	$L0$	360мкГн
Ёмкости фильтра нуля	$C0$	110 мкФ
Напряжение звена пост. тока	$U_{dc}$	800 В
Частота ШИМ	$f_{ШИМ}$	10кГц (100 мкс)
Время защитной паузы ШИМ	$t_{зп}$	3 мкс
Нагрузка фазы А	$R_A$	8 Ом (6 кВт)
Нагрузка фазы В	$R_B$	6 Ом (8 кВт)
Нагрузка фазы С	$R_C$	4 Ом (12 кВт)

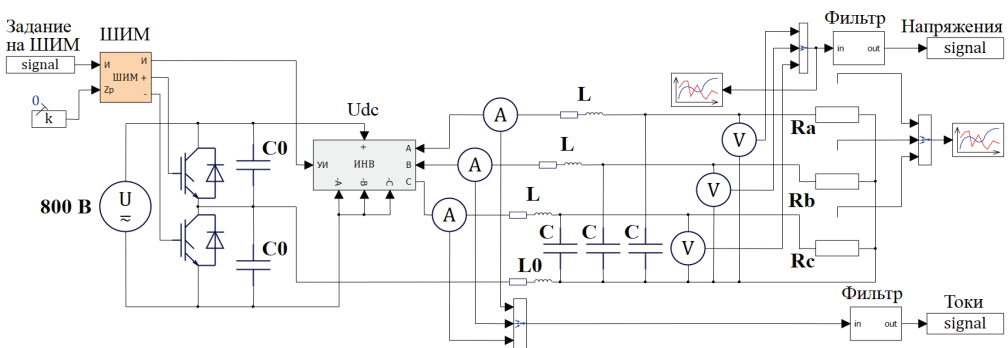


Рис.27

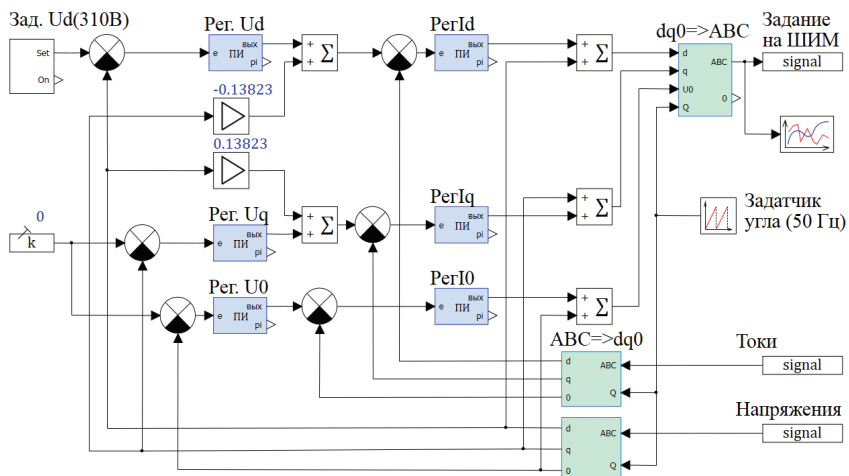
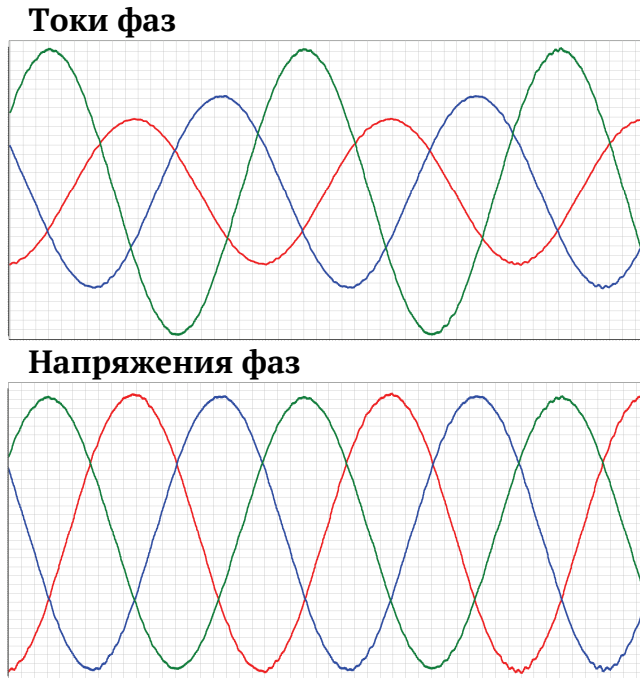


Рис.28

Ниже на Рис.29 показан вид получаемых фазных токов и напряжений преобразователя.



**Рис.29**

По результатам спектрального анализа графиков имеем следующее:

Напряжения $U_A, U_B, U_C$	Фаза А	Фаза В	Фаза С
Содержание высших гармоник	1.08%	1.19%	1.15%
Отклонение действующего значения напряжения от 220В	+2.2В (1%)	-1В (0.45%)	-4В (1.8%)

Результаты моделирования сверхоптимистичны. При достаточно большой несимметрии нагрузки, небольших дросселях и разумной частоте ШИМ (времени цикла управляющей программы) удалось добиться прекрасного спектрального состава напряжения и одинаковости фазных амплитуд. Скомпенсированной оказалась не только несимметрия нагрузки, но и нелиней-

ность ШИМ-преобразования, вызванная наличием защитных пауз (5-я и 7-я гармоники).

### ***ОДНАКО, НЕ ВСЁ ТАК ПРОСТО...***

---

К рассмотренной системе управления при её реализации предъявляются достаточно жесткие требования по быстродействию, а именно:

фильтры тока и напряжения должны быть минимальны (их постоянная времени в модели силовой части всего 20 мкс)

время программного цикла должно быть минимально возможным (в модели 100 мкс).

Собственно за счёт этого быстродействия и удаётся добиться вышеприведенных результатов.

Кроме того, настройка регуляторов системы – это некоторое искусство.

---

### **7.2.5 Модель преобразователя с нелинейной нагрузкой**

В предыдущем пункте была рассмотрена модель преобразователя, работающая на линейную активную нагрузку, однако на практике чаще встречаются случаи, когда нагрузка является нелинейной.

Например, нелинейной нагрузкой являются выпрямители различных систем, подключенных к формируемой преобразователем сети. Токи потребления выпрямителей носят импульсный характер и существенно несинусоидальны.

В этом случае для повышения качества работы регуляторов системы управления преобразователя полезно (и практически необходимо) вводить сигналы прямой компенсации токов нагрузки. Для этого в структуру преобразователя надо ввести три дополнительных датчика тока нагрузки.

Сигналы токов нагрузки преобразуются в  $d$ ,  $q$  и  $0$  - составляющие, а затем в качестве сигналов прямой компенсации суммируются в соответствующих каналах с сигналами на выходе регуляторов напряжений.

Структура силового блока в этом случае показана на Рис.30.

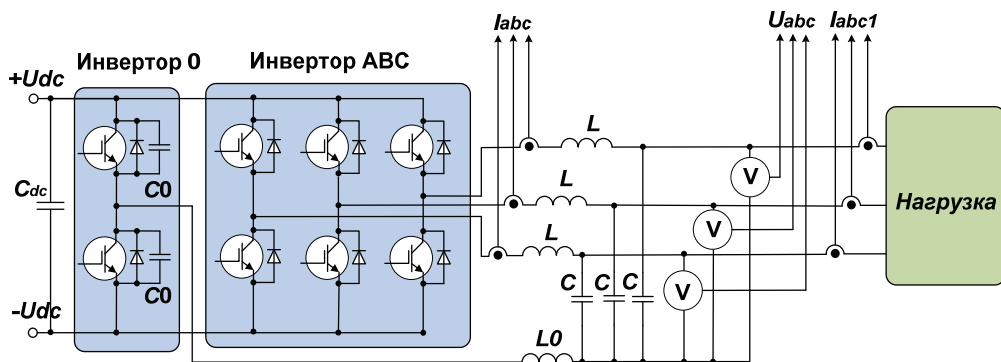


Рис.30

Ниже приведены результаты моделирования автономного инвертора в координатах  $dq0$  с компенсацией токов нагрузки.

**Модель силовой части** соответствует структуре на Рис.30.

**Параметры модели**, за исключением нагрузки, соответствуют указанным в пункте 7.2.4.

#### Нагрузка:

трёхфазный диодный выпрямитель с фильтром – 15 кВт

фаза A относительно 0 – активная нагрузка 6 кВт

фаза B относительно 0 - активная нагрузка 5 кВт

фаза C относительно 0 - активная нагрузка 4 кВт.

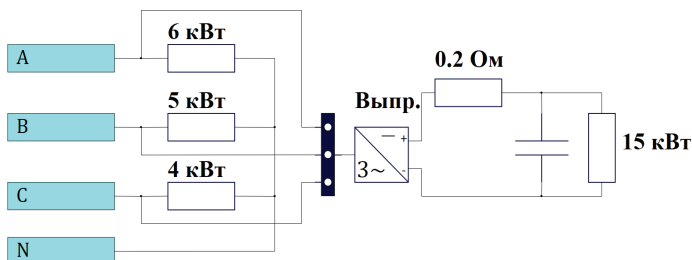
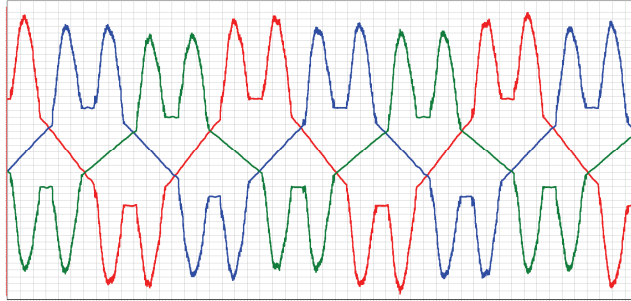
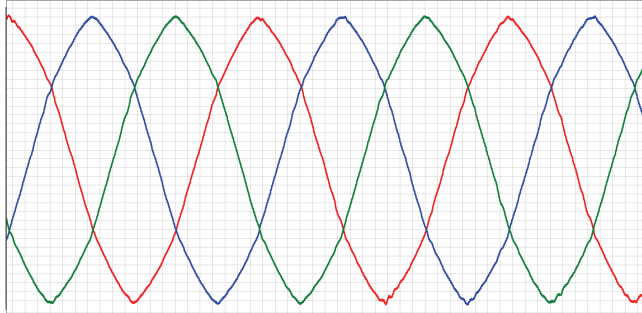
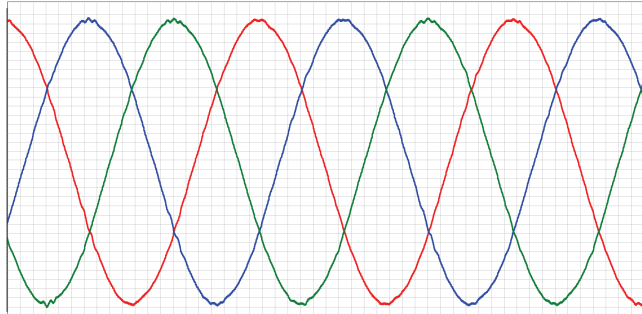


Рис.31



**Токи фаз****Напряжения фаз без компенсации токов нагрузки****Напряжения фаз с компенсацией токов нагрузки****Рис.33**

Результат в режиме компенсации токов нагрузки практически идеален:

Напряжения $U_A, U_B, U_C$	Фаза А	Фаза В	Фаза С
Содержание высших гармоник	1.14%	1.14%	1.14%
Отклонение действующего значения напряжения от 220В	-0.92В (0.42%)	-0.7В (0.32%)	-0.61В (0.23%)

**ВАЖНО!!!**

Очень важным для нормальной работы систем управления в  $dq0$  – составляющих является невырождение ШИМ-а. Если этот нежелательный эффект происходит в силу нехватки напряжения регуляторам токов, то система перестаёт нормально функционировать.

Чтобы этого избежать, ограничивать выходы регуляторов бесполезно. Надо для заданной нагрузки правильно выбирать напряжение звена постоянного тока и параметры фильтра, а лучше заранее всё промоделировать.

### 7.2.6 Модель однофазного преобразователя

Кроме рассмотренных выше трёхфазных инверторов сети, при необходимости возможно построение и однофазного преобразователя, например, 220 В 50 Гц.

Его система управления также может быть построена во вращающихся координатах  $dq$ .

Однофазное переменное напряжение можно рассматривать, как вектор, вращающийся на плоскости с частотой сети. Этот вектор характеризуется двумя проекциями на неподвижные оси  $\alpha$  и  $\beta$  (см. Рис.34).

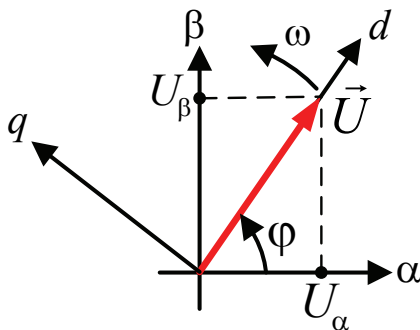


Рис.34

Выражение для этих проекций можно записать следующим образом:

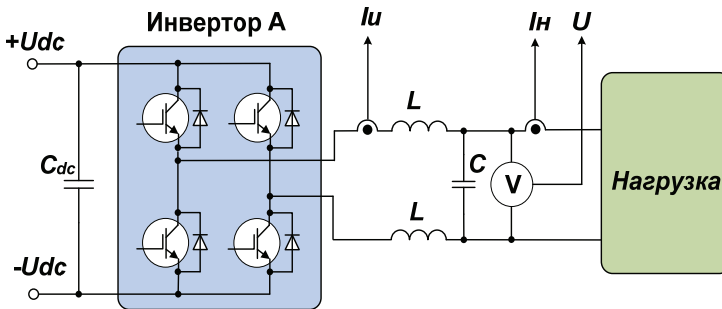
$$\begin{cases} U_\alpha = U_m \cos \varphi \\ U_\beta = U_m \cos \left( \varphi - \frac{\pi}{2} \right) \end{cases}$$

Если учесть, что при частоте 50 Гц вектор проходит фазовый угол, равный  $\pi/2$  за 5 мс, то:

- проекция вектора на ось  $\alpha$  в момент  $t_0$  равна значению фазной величины в этот момент
- проекция вектора на ось  $\beta$  в момент  $t_0$  равна значению, которое фазная величина принимала за 5мс до момента  $t_0$ .

Определив таким образом проекции  $\alpha$  и  $\beta$ , далее можно с помощью известных преобразований координат (см. [1] раздел 3.3 в списке литературы) перейти во вращающуюся систему  $dq$ , ориентированную по вектору  $\vec{U}$ , и построить в ней систему управления проекциями этого вектора.

Схема силового блока преобразователя показана на Рис.35.



**Рис.35**

Датчики  $I_u$  и  $U$  используются для регулирования, а датчик  $I_n$  – для компенсации токов нагрузки.

Модель системы управления инвертора приведена на Рис.36. Она построена почти также, как уже рассмотренная нами в разделе 7.2.5 (Рис.32).

На выходе системы формируется вращающийся вектор управляющего напряжения,  $\alpha$ -составляющая которого есть напряжение управления на выходе инвертора. Далее оно реализуется с помощью ШИМ.

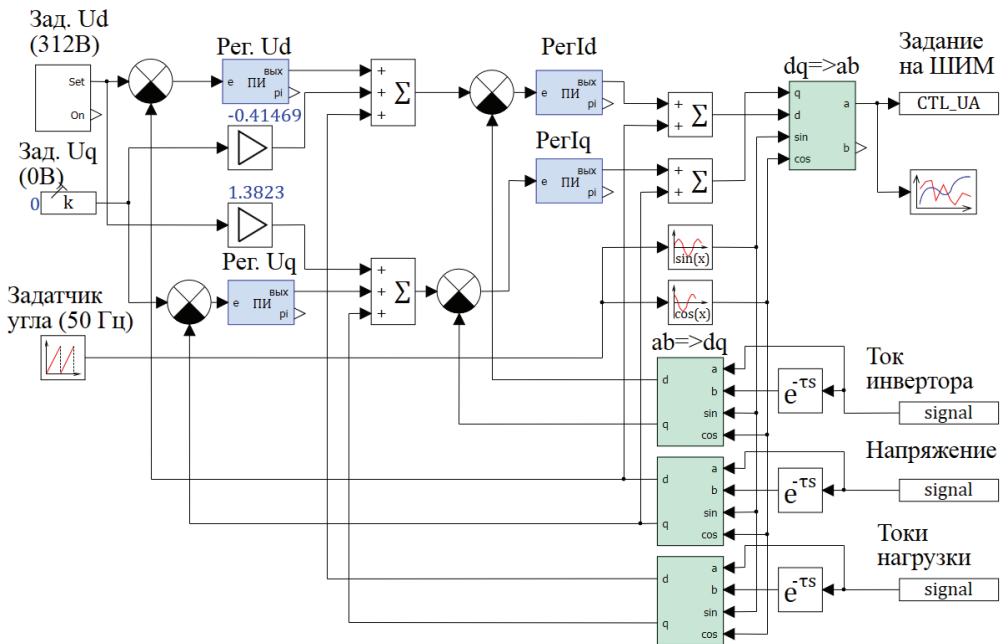


Рис.36

Модель силовой схемы преобразователя соответствует Рис.35.

#### ПАРАМЕТРЫ МОДЕЛИ СИЛОВОЙ СХЕМЫ:

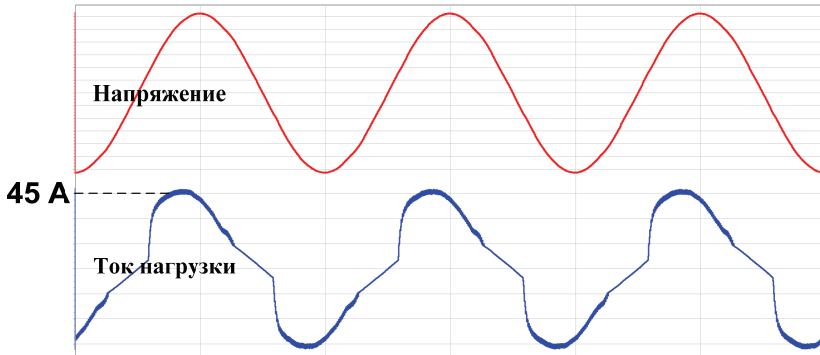
Индуктивности фильтра	$L$	500 мкГн
Ёмкость фильтра	$C$	220 мкФ
Напряжение звена пост. тока	$U_{dc}$	600 В
Частота ШИМ	$f_{\text{ШИМ}}$	10кГц (100 мкс)
Время защитной паузы ШИМ	$t_{\text{ЗП}}$	3 мкс

**Нагрузка:**

Диодный выпрямитель с ёмкостным фильтром – 3.23 кВт

Активная нагрузка 3.23 кВт

Графики работы пакета модели, состоящего из силовой схемы и системы управления, приведены ниже на Рис.37.



**Рис.37**

Несмотря на нелинейность нагрузки, вызванную токами выпрямителя, содержание высших гармоник в сигнале напряжения 0.91% при абсолютно точной отработке амплитуды первой гармоники (220 В).



На вход системы подаётся сигнал напряжения фазы А. Далее с помощью компаратора синусоидальный сигнал напряжения превращается в прямоугольник, передний фронт которого соответствует окончанию очередного периода напряжения и началу следующего. По этому фронту запоминается разность между значением интегратора (счётчика фазы) и величиной  $2\pi$ . Затем счётчик фазы сбрасывается в нулевое положение. Очевидно, что запомненное значение счётчика фазы является фазовой ошибкой на данном периоде.

Эта ошибка подаётся на вход ПИ-регулятора фазы, который вырабатывает сигнал скорости, необходимой для отработки измеренной ошибки. Сигнал скорости интегрируется счетчиком фазы и превращается в сигнал мгновенной фазы системы ФАПЧ.

Если отклонение частоты происходит относительно 50 Гц, то для улучшения динамики ФАПЧ сигнал с выхода регулятора можно суммировать со скоростью, соответствующей частоте 50 Гц ( $2\pi f \approx 314$ ).

На качество работы данной системы влияет её временная дискретизация.

На Рис.39 а) показан процесс отработки ошибки фазового угла непрерывной системой ФАПЧ при изменении частоты с 50 до 48 Гц в течение двух секунд. Максимальная динамическая ошибка при этом составляет  $0.23^\circ$ , а статическая практически отсутствует.

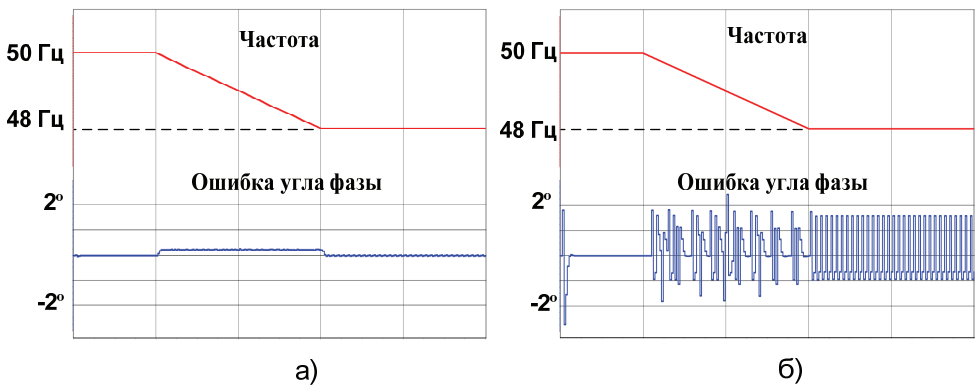


Рис.39

Если система ФАПЧ является цифровой - ошибка увеличивается. Рис.39 б) иллюстрирует этот случай для временной дискретизации 100 мкс.

В системах, строящихся во вращающихся координатах, за фазовый угол сети принимается угол фазы  $A$ . Причем нулевому значению этого угла соответствует максимальное значение величины в фазе  $A$ .

Компаратор рассмотренной системы ФПЧ выделяет нулевое значение фазной величины. В результате получаемый с помощью ФАПЧ угол опережает угол фазы  $A$  на  $90^\circ$  (см. Рис.40).

Для учёта этого опережения при преобразовании координат надо действовать следующим образом:

**При преобразовании  $ABC$  в  $dq$  надо:**

- за координату  $d$  принимать полученное после преобразования значение координаты  $q_{\text{ФАПЧ}}$ , умноженное на  $-1$
- за координату  $q$  принимать полученное после преобразования значение координаты  $d_{\text{ФАПЧ}}$ .

**При преобразовании  $dq$  в  $ABC$  надо:**

- на вход  $d$  преобразователя координат подавать подлежащее преобразованию значение координаты  $q$
- на вход  $q$  преобразователя координат подавать подлежащее преобразованию значение координаты  $d$ , умноженное на  $-1$ .

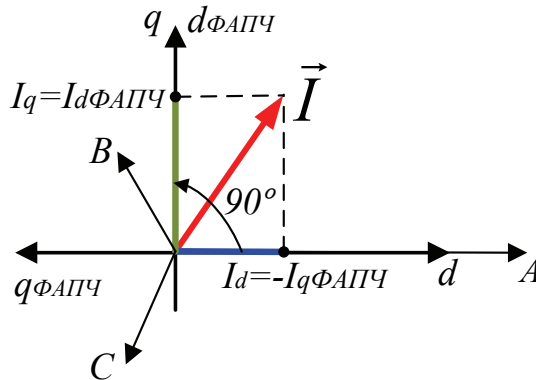


Рис.40

### 7.3.2 Активный выпрямитель

Как уже говорилось ранее, инвертор, ведомый сетью, должен поддерживать заданное напряжение в звене постоянного тока при обеспечении двунаправленного обмена энергией.

Для выполнения этой задачи идеально подходит схема трёхфазного корректора коэффициента мощности.

Он представляют собой двунаправленный AC-DC преобразователь с регулируемым (вплоть до единичного) коэффициентом мощности и низкими негармоническими искажениями. В дальнейшем будем рассматривать корректор, обеспечивающий именно единичный коэффициент мощности (что разумно). Часто такое устройство называют активным выпрямителем.

Его основой является трёхфазный мостовой инвертор, подключаемый к сети через трёхфазный дроссель (см. Рис.41).

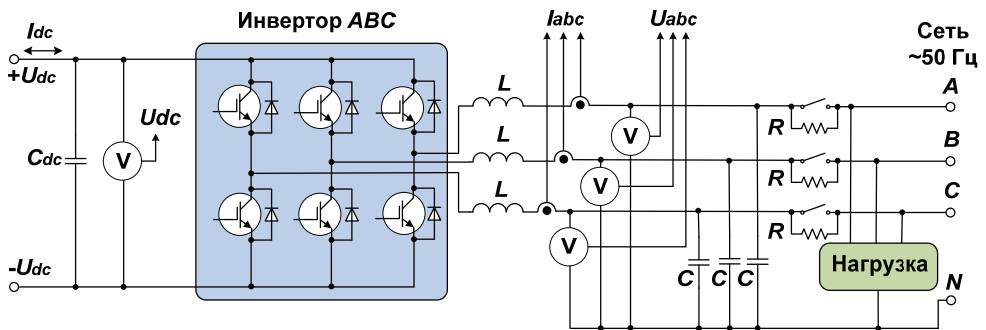


Рис.41

В фазах сети стоят фильтрующие помехи конденсаторы (С). Однако, если сеть сильно «грязная», может потребоваться дополнительная фильтрация сигналов с датчиков, например, с компенсацией амплитудно-фазной характеристики фильтров.

Инвертор в данной схеме работает как повышающий преобразователь. С помощью управления амплитудой и фазой тока дросселя он поддерживает в звене постоянного тока заданное напряжение ( $U_{dc}$ ).

При этом ёмкость  $C_{dc}$  можно рассматривать как источник напряжения, из которого инвертор с помощью ШИМ способен

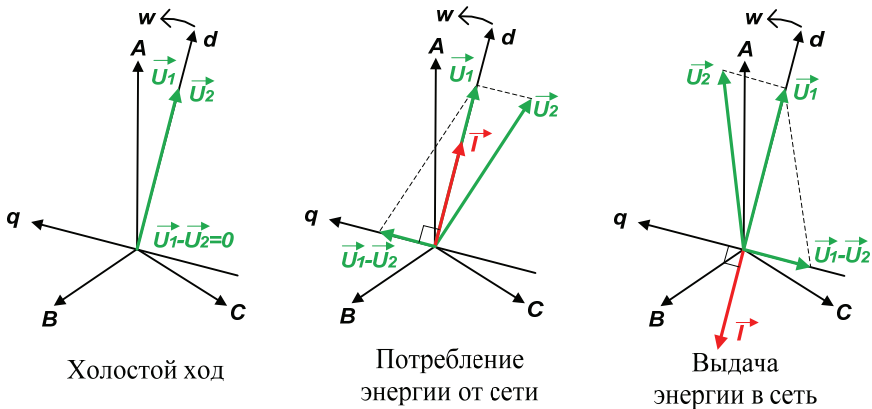
формировать трёхфазное напряжение различной амплитуды и фазы (естественно, вследствие импульсного управления речь идет о среднем напряжении). Это напряжение совместно с напряжением сети формирует напряжение, на трёхфазном дросселе, определяющее фазу и амплитуду его тока.

На холостом ходу (если обмен энергии с сетью отсутствует) инвертор формирует напряжение, совпадающее с напряжением входной сети по амплитуде и фазе. Ток в дросселе при этом, естественно, не течёт.

В дальнейших рассуждениях примем за положительное направление тока – направление из сети в инвертор. При таком знаке тока активному потреблению тока из сети будет соответствовать синфазность тока с напряжением сети, а активной выдаче энергии в сеть – противофазность этих величин.

В режиме активного потребления энергии от сети на дросселе формируется напряжение, фаза которого опережает фазу сети на  $\pi/2$ . При этом ток в индуктивности, отстающий от напряжения на  $\pi/2$ , совпадёт по фазе с напряжением сети. Его амплитуда определяется амплитудой напряжения на дросселе.

В режиме активной передачи энергии в сеть на дросселе формируется напряжение, отстающее от сетевого по фазе на  $\pi/2$ , что приводит к протеканию тока дросселя в противофазе с напряжением сети. Его амплитуда, как и в первом случае, зависит от амплитуды напряжения на дросселе.



**Рис.42**

На Рис.42 показаны векторные диаграммы, поясняющие вышесказанное для симметричной сети.

На диаграммах:

$\vec{U}_1$  - вектор напряжения входной сети

$\vec{U}_2$  - вектор напряжения, формируемый инвертором

$\vec{U}_1 - \vec{U}_2$  - вектор напряжения дросселя

$\vec{I}$  - вектор тока сети

Система координат  $ABC$  – неподвижная, трёхфазная

Система координат  $dq$ – вращающаяся система координат, ось  $d$  которой совпадает с вращающимся вектором напряжения сети (с вектором фазы  $A$ ).

Итак, как уже говорилось, на трёхфазном дросселе и инверторе строится повышающий преобразователь, обеспечивающий поддержание заданного напряжения звена постоянного тока ( $U_{dc}$ ). Это поддержание осуществляется с помощью управления вектором входного тока.

За счет ШИМ-управления и повышения частоты переключения  $IGBT$ -ключей инвертора удаётся добиться снижения индуктивностей дросселей до разумных значений при получении относительно синусоидальной формы токов фаз и обеспечении их активного характера по отношению к сети.

Для схемы на Рис.41 можно записать следующее выражение (17):

$$\vec{U}_1 = \vec{U}_2 + \vec{I}R + L \frac{d\vec{I}}{dt} \quad (17)$$

Где:

$R$  - активное сопротивление дросселя

$L$  - индуктивность дросселя

Для вращающейся системы координат  $dq$ , связанной с вектором напряжения входной сети, (17) можно записать в виде (18):



валяется поддержание заданного  $U_{dc}$  и активный характер тока инвертора по отношению к сети.

Схема имеет три особенности.

**Особенность первая** вытекает из использования системы ФАПЧ, описанной в разделе 7.3.1. Как уже было сказано, угол, определяемый этой системой, опережает угол фазы  $A$  на  $90^\circ$ , поэтому координатные преобразования делаются особым образом (см. пункт 7.3.1).

**Особенность вторая** - необычное построение вычитающих блоков на входе регуляторов тока. В них сигнал задания тока вычитается из сигнала обратной связи, а не наоборот, как обычно бывает. Это связано с тем, что при координатных преобразованиях положительным считается фазный ток, вытекающий из источника напряжения. Для преобразования  $ABC \Rightarrow dq$  источником является сеть, а для обратного преобразования,  $dq \Rightarrow ABC$ , источником является инвертор. Так как фазные токи с точки зрения сети и инвертора противоположны, требуется инвертирование задания и обратной связи в контуре тока, что и реализуется в структуре вычитающих блоков на входе его регуляторов.

**Особенность третья** – компенсация перекрёстных связей в контурах тока делается с учётом формул (18) и инверсии, вытекающей из «особенности второй».

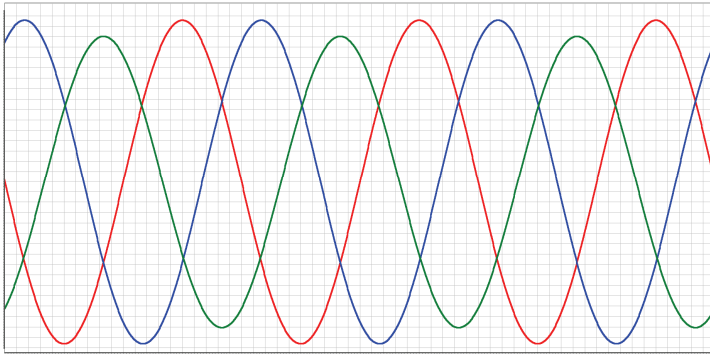
**Для несимметричной сети** за счет измерения фазного угла с помощью ФАПЧ (см. пункт 7.3.1) система сохраняет работоспособность.

Несимметрия вызывает появление в задании  $I_d$  пульсации на частоте второй гармоники (100 Гц), что приводит к некоторым амплитудно-фазовым искажениям формы токов. При этом сохраняется коэффициент мощности, и система токов остается симметричной ( $I_A + I_B + I_C = 0$ ).

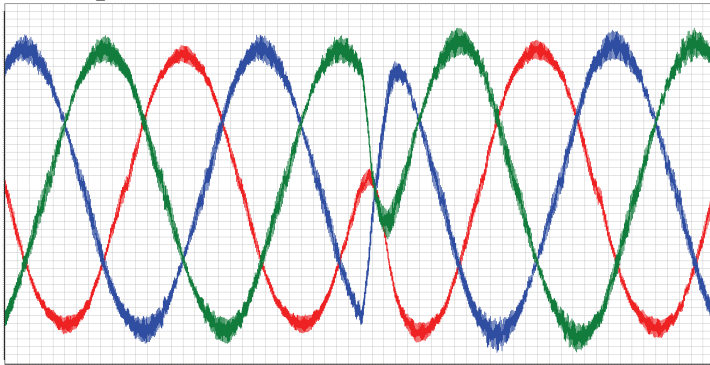
Ниже на Рис.44 приведены графики работы модели активно-го выпрямителя при следующих параметрах:

Индуктивность дросселя	$L$	1 мГн
Напряжение звена пост. тока	$U_{dc}$	800 В
Частота ШИМ	$f_{\text{ШИМ}}$	10кГц (100 мкс)
Время защитной паузы ШИМ	$t_{\text{зп}}$	3 мкс
Напряжение фазы $A$	$U_A$	220 В (действ.)
Напряжение фазы $B$	$U_B$	220 В (действ.)
Напряжение фазы $C$	$U_C$	198 В (действ.)

### Напряжения фаз



### Токи фаз



**Рис.44**

На Рис.44 изображен момент смены режима преобразователя с потребления от сети мощности 40 кВт на выдачу в сеть той же мощности. При этом токи фаз с синфазных, соответствующим напряжениям, меняются на противофазные.

### 7.3.3 Однофазный инвертор, ведомый сетью

Применив подходы пункта 7.2.6 при построении однофазного инвертора, ведомого сетью, на основе активного выпрямителя можно получить систему, модель которой представлена ниже.

Пакет модели состоит (как обычно) из двух синхронизированных проектов. Модели силового преобразователя и модели алгоритма управления.

На Рис.45 представлена модель силового блока.

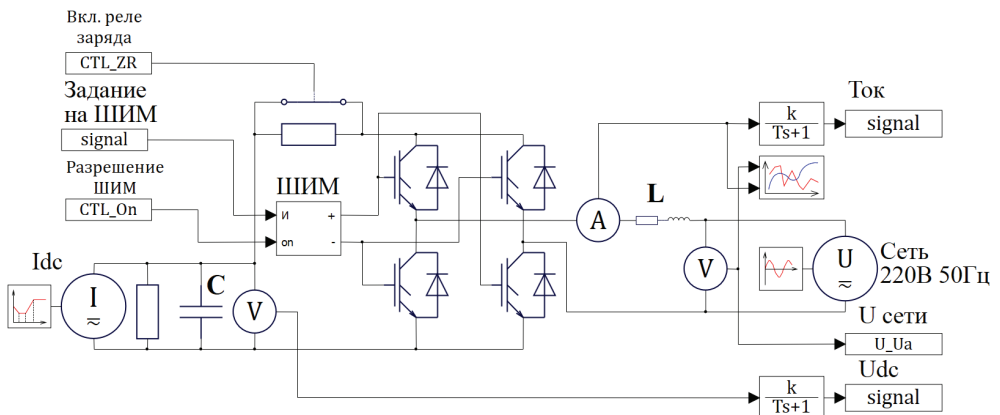


Рис.45

На двух *IGBT*-полумостах строится двунаправленный повышающий ШИМ-преобразователь, поддерживающий заданное  $U_{dc}$  и формирующий совместно с сетью амплитуду и фазу напряжения на дросселе.

Ток звена постоянного тока формируется в схеме управляемым источником тока ( $I_{dc}$ ).

На Рис.46 изображена модель алгоритма управления.

Система управления строится во вращающихся координатах  $dq$ . С помощью управления  $d$ -составляющей тока дросселя поддерживается напряжение  $U_{dc}$ , а задавая  $I_q$ , можно менять коэффициент мощности преобразователя.

Время такта счёта алгоритма совпадает с периодом ШИМ (100 мкс).

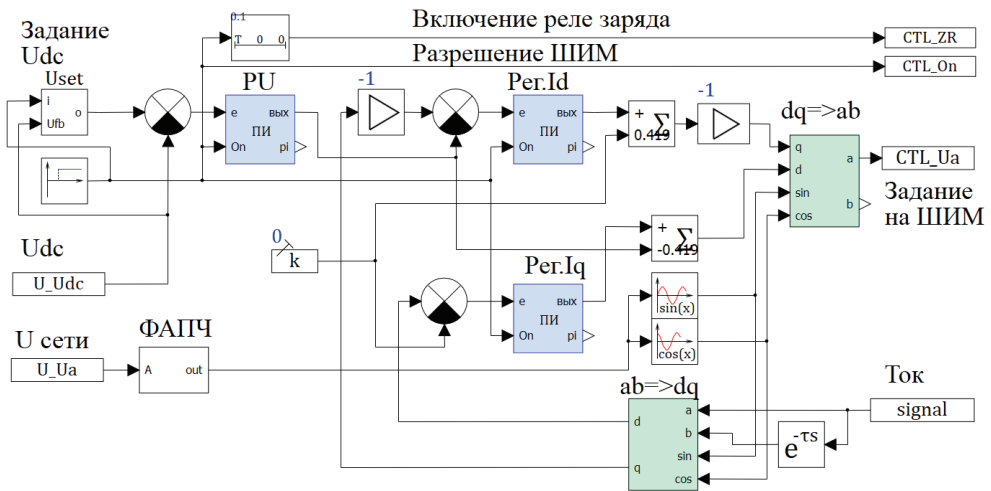


Рис.46

Алгоритм работы системы обеспечивает также начальный заряд конденсатора звена постоянного тока через токоограничивающий резистор и плавное нарастание задания  $U_{dc}$ .

ПАРАМЕТРЫ МОДЕЛИ:

Индуктивность дросселя	$L$	3 мГн
Ёмкость в звене пост. тока	$C$	20 000 мкФ
Напряжение звена пост. тока	$U_{dc}$	450 В
Частота ШИМ	$f_{ШИМ}$	10кГц (100 мкс)
Время защитной паузы ШИМ	$t_{зп}$	3 мкс
Напряжение фазы А	$U_A$	220 В (действ.) 50 Гц

На Рис.47 представлен график тока и напряжения фазы в момент изменения режима с активной выдачи мощности 4.5 кВт в сеть на режим активного потребления такой же мощности.

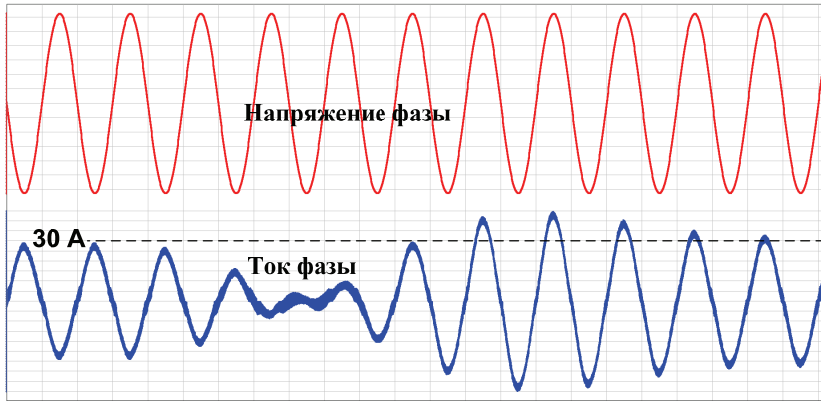


Рис.47

**ПРИМЕЧАНИЕ**

Рассмотренная схема может быть использована как однофазный рекуперативный корректор коэффициента мощности, коим она и является.

**7.3.4 Компенсация несимметрии сети**

Несимметрия сети, как правило, возникает вследствие небаланса фазовых нагрузок. Это приводит к возникновению тока в нулевом проводе. Кроме того, небаланс токов может приводить и к перекосу напряжения сети вследствие перегрузки.

Инвертор, ведомый сетью, может осуществлять компенсацию несимметрии (напряжения или нагрузки). Для этого в его силовую схему надо добавить инвертор нуля (см. Рис.48).

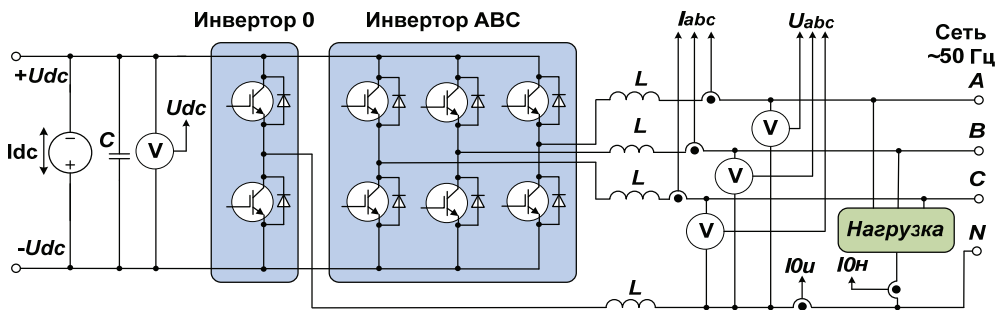


Рис.48

Оценивать несимметрию сети можно по величине нулевой последовательности напряжения, а также по току нулевого провода сети или нагрузки.

4-х проводный инвертор может влиять на симметрию сети с помощью:

- управления напряжением нулевой последовательности инвертора
- управления напряжением нулевой точки с помощью инвертора нуля.

Используя эти возможности при достаточной мощности инвертора, можно, например, скомпенсировать и даже полностью исключить нулевой ток сети, вызванный несимметрией нагрузки (см. Рис.48), разгрузив тем самым сеть от несимметричных составляющих.

Хорошие результаты при моделировании показала система, описанная далее. Её силовая часть имеет структуру, изображённую на Рис.48.

Компенсация несимметрии в ней осуществляется с помощью управления нулевой последовательностью напряжения инвертора – исходя из условия равенства тока нулевого провода нагрузки току нулевого провода инвертора. При этом инвертор нуля работает в режиме 50% -ной скважности (выдает нулевое напряжение).

Модель системы управления инвертора в **SimInTech** представлена на Рис.49.

Она состоит из:

- системы регулирования напряжения звена постоянного тока
- системы регулирования тока нулевого провода.

**Система управления напряжением звена постоянного тока** построена по принципам, рассмотренным ранее. Отличие её от структуры на Рис.43, в том, что она строится в координатах  $dq0$ .



Дополнительно во всех трёх контурах тока используется прямая компенсация напряжения сети.

Ниже (Рис.50) представлены результаты моделирования преобразователя со следующими параметрами:

Индуктивность фильтра	$L$	0.5 мГн
Индуктивность дросселя нуля	$L_0$	1 мГн
Напряжение звена пост. тока	$U_{dc}$	800 В
Частота ШИМ	$f_{\text{ШИМ}}$	10кГц (100 мкс)
Время защитной паузы	$t_{\text{зп}}$	3 мкс
Напряжение фаз АВС	$U_A U_B U_C$	220 В (действ.)
Мощность, отдаваемая инвертором в сеть и нагрузку	$P_A$	40 кВт
Нагрузка фазы А	$R_A$	10 Ом (4.84 кВт)
Нагрузка фазы В	$R_B$	10 Ом (4.84 кВт)
Нагрузка фазы С	$R_C$	4 Ом (12.1 кВт)

На Рис.50 показан момент включения режима компенсации. Видно, что весь ток нулевого провода сети инвертор берёт на себя.

При недостатке мощности инвертора можно разгружать нулевой провод сети частично, выдавая на задание соответствующему контуру регулирования не весь ток нулевого провода нагрузки, а, например, половину.

### ***ПРИМЕЧАНИЕ***

---

В вышеприведенном примере нагрузка была линейной. В случае нелинейной нагрузки надо вводить в систему управления компенсацию токов нагрузки, так, как это было сделано в пункте 7.2.5.

---

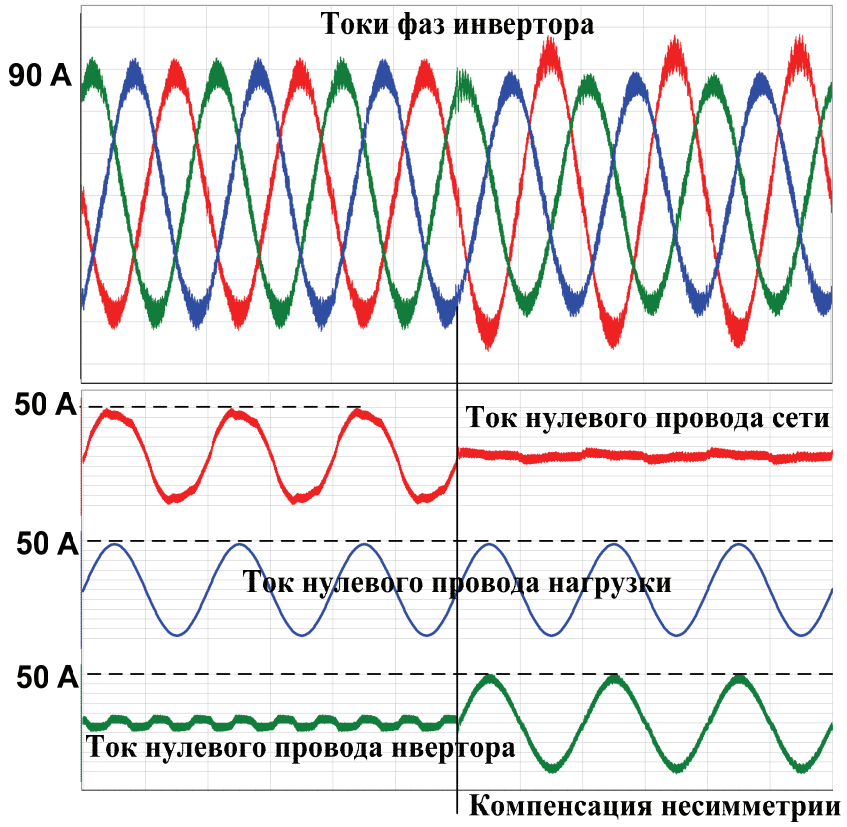


Рис.50

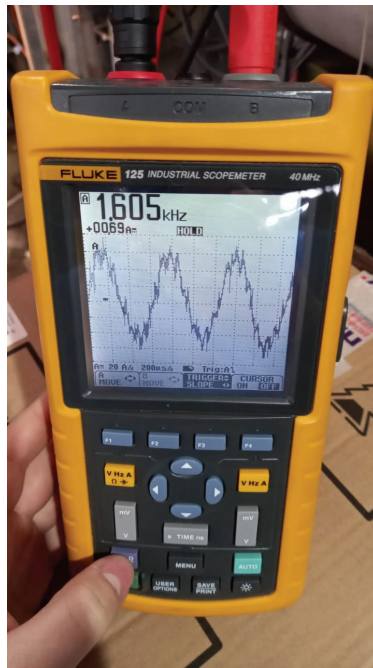
## 8 Заключение

---

В данном сочинении описаны только основные принципы построения преобразовательного комплекса, при реализации которых реализаторов ждет масса тонкостей и даже сюрпризов.

*Но дорогу осилит идущий ...*

*Вперёд - и с песней ...!!!*



## 9 Перечень моделей

Название модели	Файлы
Модель преобразователя аккумулятора	/Преобр_АКБ/
Модель наблюдателя скорости и положения синхронного генератора	/Набл/Поток
Модель скользящего наблюдателя скорости и положения синхронного генератора	/Набл/Скользящий
Модель ФАПЧ	/Преобр_сети/ФАПЧ.prt
Модель выбора параметров фильтра автономного инвертора сети	/Преобр_сети/Фильтр.prt
Модель автономного инвертора сети с линейной нагрузкой	/Преобр_сети /ПС_1/
Модель автономного инвертора сети с нелинейной нагрузкой	/Преобр_сети /ПС_2/
Модель однофазного автономного инвертора сети с нелинейной нагрузкой	/Преобр_сети /ПС_3/
Модель трёхпроводной схемы инвертора ведомого сетью	/Преобр_сети/АВ_3пр/
Модель однофазного инвертора, ведомого сетью	/Преобр_сети/АВ_1ф/
Модель четырёхпроводной схемы инвертора ведомого, сетью	/Преобр_сети/АВ_4пр/

# 10 Список литературы

---

[1] Ю.Н. Калачёв, «Моделирование в электроприводе», Москва, «ДМК», 2019.

[2] Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов, «Основы теории цепей», Учебник для вузов, Изд. 4-е, переработанное, Москва, «Энергия», 1975.

[3] Krzysztof Koska, Marcin Wawro, Adam Ruzszczyk, «Control of 3-leg 4-wire inverter with passive LC output filter operating with nonlinear unbalanced load», Conference Paper ·November 2015, DOI: 10.13140/RG.2.1.4049.8002

[4] Instantaneous Power Control of a High Speed Permanent Magnet Synchronous Generator based on a Sliding Mode Observer and a Phase Locked Loop, Jiandong Duan, Shaogui Fan, Quntao An, Li Sun, Electrical Engineering Department, Harbin Institute of Technology, Harbin, People's Republic of China

[5] Sensorless Field Oriented Control of PMSM Motors, author: Jorge Zambada, Microchip Technology Inc.

[6] A Compensation Method for Time Delay of Full-Digital Synchronous Frame Current, Regulator of PWM AC Drives, Bon-Ho Bae, Member, IEEE, and Seung-Ki Sul, Fellow, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 39, NO. 3, MAY/JUNE 2003

[7] Hybrid Intelligent Control Method to Improve the Frequency, Support Capability of Wind Energy Conversion Systems, Shin Young Heo, Mun Kyeom Kim \* and Jin Woo Choi, Department of Energy System Engineering, Chung-Ang University, 84 Heukseok-ro, Dongjak-gu, Seoul 604-714, Korea.

Книги издательства «ДМК Пресс» можно заказать в торгово-издательском холдинге «Планета Альянс» наложенным платежом, выслав открытку или письмо по почтовому адресу:

**115487, г. Москва, 2-й Нагатинский пр-д, д. 6А.**

При оформлении заказа следует указать адрес (полностью), по которому должны быть высланы книги; фамилию, имя и отчество получателя.

Желательно также указать свой телефон и электронный адрес.

Эти книги вы можете заказать и в интернет-магазине: **[www.a-planet.ru](http://www.a-planet.ru)**.

Оптовые закупки: тел. **+7(499) 782-38-89**.

Электронный адрес: **[books@aliens-kniga.ru](mailto:books@aliens-kniga.ru)**.

Калачев Ю.Н., Александров А.Г.

**Преобразователи  
автономных источников электроэнергии  
(и их модели)**

**SimInTech**

Текст печатается в авторской редакции

Главный редактор Мовчан Д. А.

**[dmkpress@gmail.com](mailto:dmkpress@gmail.com)**

Зам. главного редактора Сенченкова Е. А.

Формат 60×90<sup>1</sup>/<sub>8</sub>.

Печать цифровая. Усл. печ. л. 10.

Тираж 100 экз.

Веб-сайт издательства: **[www.dmkpress.com](http://www.dmkpress.com)**