

доступное пиковое значение основного межлинейного выходного напряжения равно  $V_1$ . Обратите внимание, что движение по часовой стрелке вокруг векторной диаграммы приводит к последовательности состояний 4-6-2-3-1-5 ..., характерной для прямоугольной работы с положительной последовательностью фаз, А-В-С. Последовательность состояний против часовой стрелки 4-5-1-3-2-6..., приведет к отрицательной последовательности фаз, А-С-В.

Описанные инверторы с источником напряжения можно назвать "двухуровневыми", поскольку каждая выходная клемма, временно подключенная к любой из двух шин постоянного тока, может принимать только два уровня напряжения. В последнее время многоуровневым инверторам уделяется повышенное внимание. Используя те же переключатели питания, они имеют более высокие номинальные напряжения, чем их двухуровневые аналоги. Кроме того, их формы сигналов выходного напряжения значительно превосходят таковые у двухуровневых инверторов, особенно в режиме прямоугольной формы.

Наиболее распространенный трехуровневый инвертор с зажатой нейтралью показан на рис. 1.54. Каждая ветвь инвертора состоит из четырех полупроводниковых силовых переключателей, с  $S_1$  по  $S_4$ , с диодами свободного хода, с  $D_1$  по  $D_4$ , и двух зажимных диодов,  $D_5$  и  $D_6$ , которые предотвращают короткое замыкание конденсаторов постоянного тока. Общее количество 12 полупроводниковых силовых переключателей подразумевает большое количество возможных состояний инвертора. На практике используется только 27 состояний, поскольку каждой ветви инвертора разрешено принимать только три следующих состояния: (1)  $S_1$  и  $S_2$  включены,  $S_3$  и  $S_4$  выключены, (2)  $S_2$  и  $S_3$  включены,  $S_1$  и  $S_4$  выключены и (3)  $S_1$  и  $S_2$  выключены,  $S_3$  и  $S_4$  включены. Можно видеть, что входное напряжение постоянного тока  $V_i$  всегда подается на пару последовательно соединенных переключателей, что объясняет

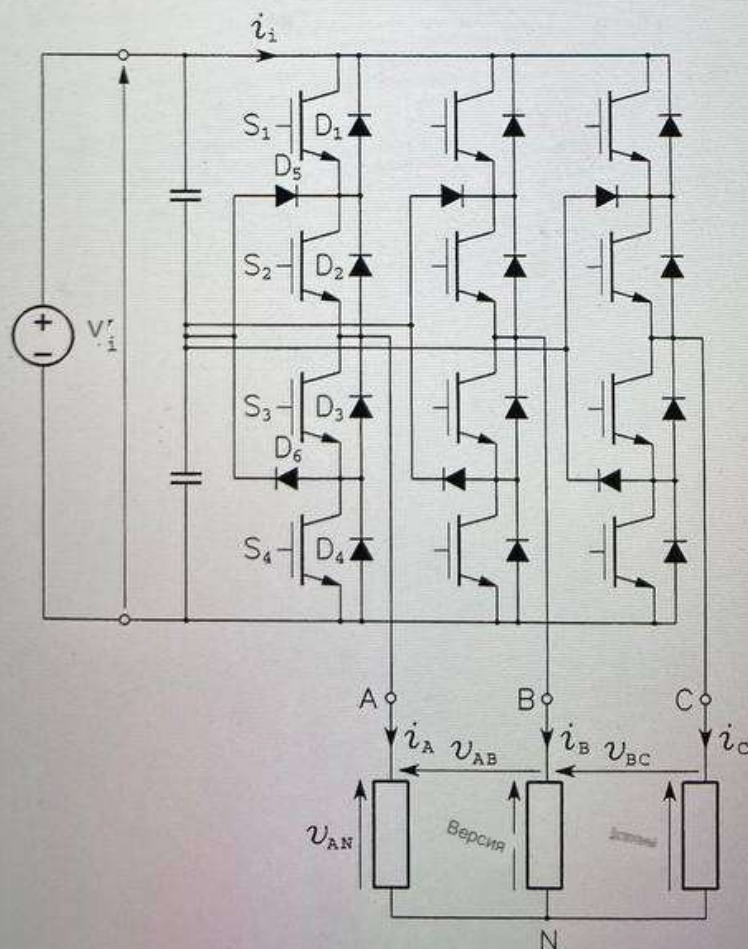


РИСУНОК 1.54

Трехуровневый инвертор с зажатой нейтралью.



уже упоминавшееся преимущество многоуровневых инверторов в отношении номинального напряжения. Оно может быть в два раза выше номинального напряжения переключателей.

Стационарные пространственные векторы выходного напряжения трехуровневого инвертора показаны на рис. 1. 55. Максимальный коэффициент усиления по напряжению у инвертора такой же, как и у двухуровневого полномостового инвертора, но наличие 27 стационарных векторов напряжения обеспечивает более высокое качество выходного напряжения и тока. Например, прямоугольный режим работы приводит к получению пятиуровневых выходных напряжений от линии к линии и семиуровневых напряжений от линии к нейтрали. Формы выходных напряжений в трехуровневом инверторе, работающем в прямоугольном режиме, показаны на рис. 1. 56. Методы ШИМ позволяют получать выходные токи с очень низкими пульсациями даже при использовании средних частот переключения.

Все описанные до сих пор инверторы являются преобразователями с жесткой коммутацией, переключатели которых включаются и выключаются при ненулевом напряжении и ненулевом токе. Это приводит к потерям при переключении, которые при высоких частотах переключения могут быть чрезмерными. Высокие скорости изменения напряжений ( $dv/dt$ ) и токов ( $di/dt$ ) вызывают множество нежелательных побочных эффектов, таких как ускоренный износ изоляции статора и подшипников ротора, проводимые и излучаемые электромагнитные помехи (EMI) и перенапряжения в кабелях, соединяющих инвертор с двигателем. Поэтому на протяжении более десяти лет значительные исследовательские усилия были направлены на разработку практических силовых инверторов с плавным переключением.

В инверторах с плавным переключением переключатели включаются и выключаются в условиях нулевого напряжения или нулевого тока, используя явление электрического резонанса. Как хорошо известно, переходные токи и напряжения, имеющие форму сигналов переменного тока, могут быть легко сгенерированы в низкоомных индуктивно-емкостных (LC) цепях постоянного тока. Таким образом, резонансный LC-контур (или контуры) является неотъемлемой частью инвертора. Появились два класса инверторов с плавным переключением. В первом классе для инициирования резонанса не используются переключатели. Представитель этого класса, классический резонансный инвертор постоянного тока (RDCL) с ограничением импульсов напряжения, показан на рис. 1. 57.

Резонансный контур состоит из катушки индуктивности  $L_r$  и конденсатора  $C_r$ , расположенных между линией постоянного тока (не показана) и инвертором. Низкие значения индуктивности и емкости создают резонанс

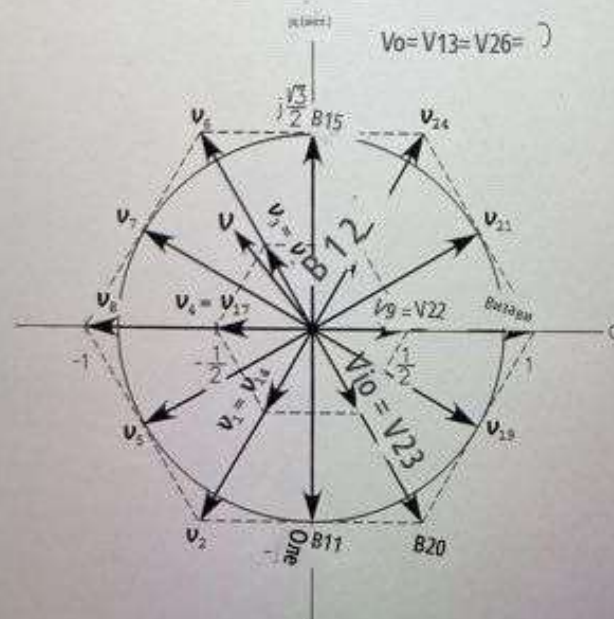


РИСУНОК 1. 55

Пространственные векторы выходного напряжения от линии к нейтрали в трехуровневом инверторе с зажатой нейтралью.



частота на несколько порядков превышает выходную частоту инвертора. Резонанс инициируется включением на короткий промежуток времени обоих переключателей в ветви инверторного моста. Это заряжает  $L$  электромагнитной энергией, которая затем передается в  $C$  при выключении одного из соответствующих переключателей. Из-за низкого сопротивления резонансного контура напряжение на конденсаторе приобретает синусоидальную форму. Если схема зажима, основанная на переключателе  $S$  и конденсаторе  $C_e$ , будет неактивна, пиковое значение выходного напряжения приблизится к  $2B_1$ . Когда напряжение падает до нуля, диоды свободного хода инвертора смещаются в прямом направлении и замыкают шины постоянного тока силовой цепи. Это создает нулевое напряжение условия для инверторных переключателей, позволяющие переключать эти переключатели без потерь.

Сигналы выходного напряжения в инверторе RDCL состоят из пакетов резонансных импульсов с узким интервалом. Схема фиксации фиксирует эти импульсы, чтобы увеличить плотность напряжения. Пакет ограниченных импульсов напряжения показан на рис. 1. 58. Он представляет собой эквивалент одиночного прямоугольного импульса выходного напряжения в инверторе с жесткой коммутацией. Можно видеть, что импульсы напряжения имеют низкое соотношение  $dv/dt$ , что устраняет некоторые нежелательные побочные эффекты переключения инвертора.

В другом классе инверторов с плавным переключением вспомогательные переключатели запускают резонанс, так что основные переключатели переключаются в режиме нулевого напряжения. Одна фаза (фаза A) такого преобразователя, вспомогательного резонансного инвертора с коммутируемым полюсом (ARCP), показана на рис. 1. 59. Для минимизации высоких динамических нагрузок на главные выключатели  $SA$  и  $SA'$  используется резонансный демпфирующий элемент, основанный на катушке индуктивности  $L_a$  и конденсаторах  $Ca_1$  и  $Ca_2$ . Резонанс инициируется включением двунаправленного переключателя, состоящего из вспомогательных переключателей  $SA_1$  и  $SA_2$  и их антипараллельных диодов. Вспомогательные переключатели включаются и выключаются при нулевом токе.

Инверторы ARCP, обычно предназначенные для применения в системах с высокой мощностью, обеспечивают высокоэффективное преобразование энергии. В отличие от инвертора RDCL, сигналы выходного напряжения которого состоят из пакетов резонансных импульсов, инвертор ARCP способен к истинной широтно-импульсной модуляции, но при этом импульсы напряжения характеризуются низким значением  $dv/dt$ . Как правило, IGBT или GTO используются в качестве основных переключателей, в то время как MCT или IGBT служат вспомогательными переключателями.

Источник напряжения, питающий VSI, обеспечивает фиксированное входное напряжение  $de$ . Используется аккумуляторная батарея или, чаще всего, выпрямитель (обычно неуправляемый) с разъединителем, такой как источник разряда для прерывателей, показанных на рис. 1. 37. Следовательно, полярность входного тока зависит от направления передачи мощности между источником и нагрузкой инвертора, что объясняет необходимость использования диодов свободного хода. Источники напряжения являются более "естественными", чем источники тока. Однако точное представление об источнике тока можно получить, используя управляемый ток выпрямитель

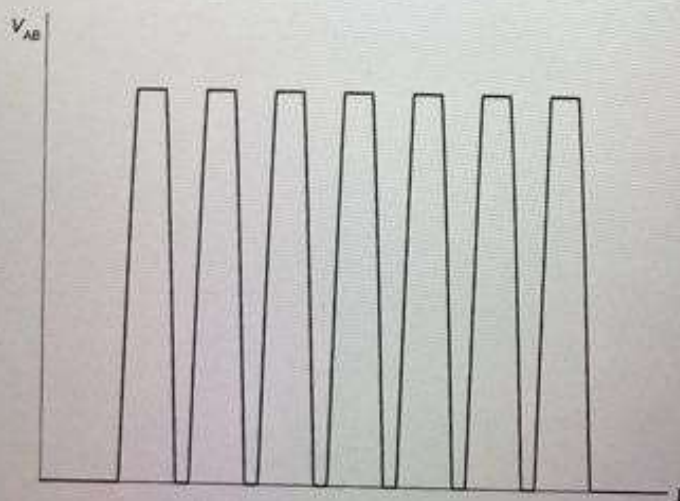


РИСУНОК 1. 58

Пакет импульсов выходного напряжения в резонансном разобщающем инверторе.



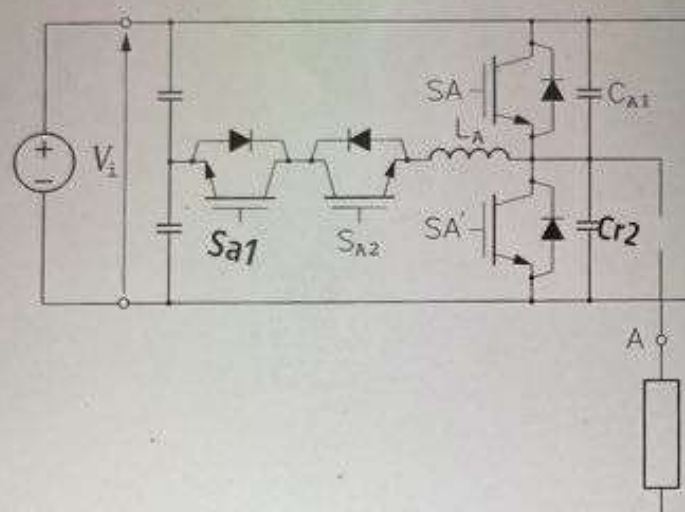


РИСУНОК 1. 59

Одна фаза вспомогательного резонансного инвертора с коммутируемым полюсом.

и большой последовательный индуктор, как показано на рис. 1. 60. Такой источник можно использовать для подачи постоянного тока на инвертор с источником тока. В этом случае именно входной ток  $I$  поддерживается постоянным, а изменение направления передачи мощности сопровождается изменением полярности входного напряжения.

Инвертор с трехфазным источником тока, показанный на рис. 1. 61, отличается от своего аналога с полномостовым источником напряжения отсутствием диодов свободного хода, которые из-за однонаправленного входного тока были бы излишними. Аналогично, однофазный CSI можно получить из однофазного полномостового VSI на рис. 1. 46, удалив диоды свободного хода.

В отличие от VSIs, оба переключателя на одном и том же участке CSI могут быть включены одновременно. Благодаря характеристикам источника тока в системе питания, перегрузки по току не возникнут. Именно прерывание подачи тока опасно из-за большой индуктивности линии постоянного тока. Таким образом, при изменении состояния инвертора оба выключателя в одной фазе остаются замкнутыми в течение короткого периода времени, что аналогично времени простоя в VSIs.

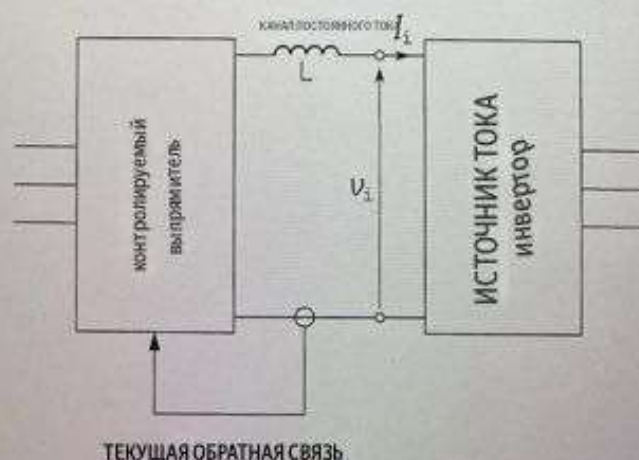


РИСУНОК 1. 60

Устройство питания инвертора с источником тока.

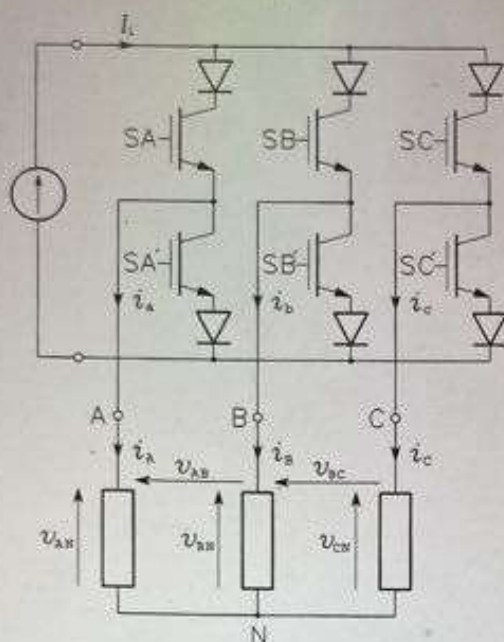


РИСУНОК 1. 61

Трехфазный инвертор с источником тока.

Поскольку оба переключателя в одной и той же фазе могут быть включены или выключены одновременно, и один переключатель может быть включен, в то время как другой выключен, функции переключения для отдельных фаз должны быть четвертичного типа (со значениями 0, 1, 2 или 3). Это было бы неудобно; поэтому функции двоичного переключения,  $a, a', b, b', c$  и  $c'$ , назначаются отдельным переключателям, от SA до SC', вместо этого. Это обеспечивает 64 возможных состояния инвертора, из которых, однако, используются только 9, чтобы избежать неопределенности, возникающей при питании многолучевой сети от источника тока. Допускается только один путь прохождения выходного тока, например, от клеммы A к клемме C, то есть при  $i_a = -i_c$ .

Выходные линейные токи в трехфазном CSI могут быть выражены следующим образом

$$\begin{bmatrix} i_{\text{ля}} \\ i_{\text{ис}} \end{bmatrix} = 4 \begin{bmatrix} b' & -b \\ b & -b' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (1.33)$$

При определении состояния CSI как  $aa'bb'cc'$  используются только состояния 3, 6, 9, 12, 18, 24, 33, 36, и 48. Состояния 3, 12 и 48 дают нулевые выходные токи. Пространственные векторы CSI показаны на рис. 1. 62. Чтобы облегчить интерпретацию отдельных векторов, клеммы инвертора, через которые проходит выходной ток, также помечены. Например, вектор тока  $i_{33}$ , полученный в состоянии 33, представляет ситуацию, когда ток нагрузки протекает между клеммами A и C, то есть  $i_a = i_c = -1$ . Аналогично

VSI, когда последовательность состояний, соответствующая последовательным векторам тока 136, 133, 119, 124, 118, 16, ..., вводится, при этом каждое состояние длится одну шестую требуемого периода выходного напряжения, и CSI работает в прямоугольном режиме, показанном на рис. 1. 63. На практике скорость изменения тока на переднем и заднем фронтах каждого импульса ограничена. Тем не менее, индуктивность нагрузки генерирует всплески выходного напряжения на этих краях, что, в дополнение к несинусоидальной форме сигналов тока, является недостатком CSIs. Синусоидальные токи (с пульсациями) генерируются в PWM CSI, который получается путем добавления конденсаторов



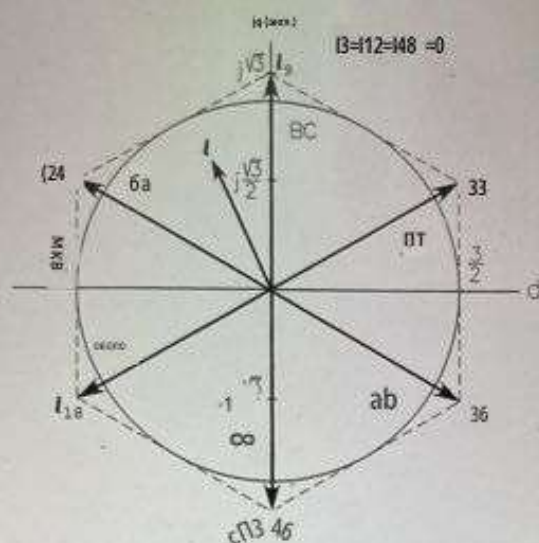


РИСУНОК 1. 62

Пространственные векторы линейного тока в трехфазном инверторе с источником тока.

между выходными клеммами. Эти конденсаторы шунтируют часть гармоник прямоугольных токов, так что токи нагрузки напоминают токи VSI.

## 1. 6 ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Описанное разнообразие силовых электронных преобразователей позволяет эффективно преобразовывать электрическую мощность и управлять ею. Преобразователи с широтно-импульсной модуляцией обладают лучшими рабочими характеристиками, чем преобразователи с фазовым управлением, но сам процесс высокочастотного переключения сам по себе создает нежелательные побочные эффекты. Представляется, что выпрямители с фазовым управлением и регуляторы напряжения переменного тока будут

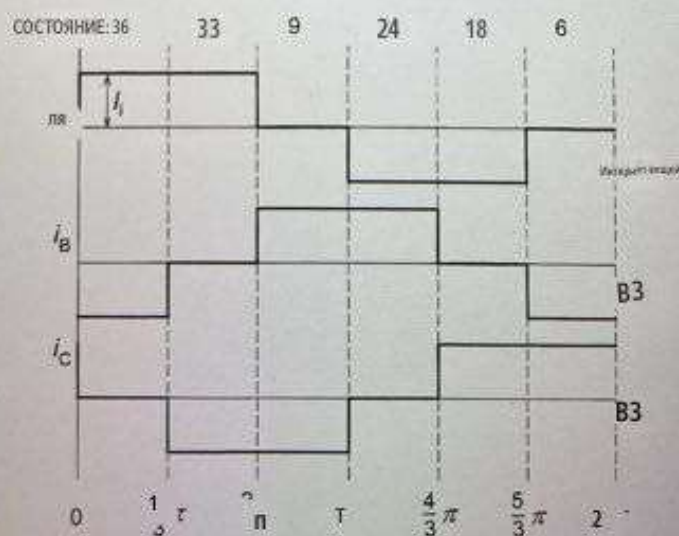


РИСУНОК 1. 63

Выходные сигналы тока формируются в инверторе источника тока в прямоугольном режиме.

они сохраняют свое присутствие на рынке силовой электроники на долгие годы. То же самое относится и к преобразователям с жестким переключением, хотя преобразователи с мягким переключением, безусловно, увеличат свой рынок делиться.

Функции переключения, которые подчеркивают дискретный характер силовых электронных преобразователей, а также пространственные векторы напряжения и тока являются удобными инструментами для анализа и управления этими преобразователями. Стоит также отметить, что прогресс в скорости и эффективности обработки информации и мощности в современных ШИМ-преобразователях делает их практически идеальными усилителями мощности.



# Резонансные линейные преобразователи постоянного тока

---

Институт энергетических

технологий имени СТИГА МУНКА-НИЛЬСЕНА, Ольборгский университет, Ольборг, Дания

Применение мягкого переключения снижает потери при переключении устройств по сравнению с инвертором источника напряжения с жестким переключением (VSI), что делает его интересной альтернативой. В отличие от PWM-VSI, где доминирует конструкция основной схемы без демпфера, здесь нет конфигурации резонансного контура, которая занимала бы доминирующее положение. Существует множество различных схем, которые могут реализовать плавное переключение устройств; каждая схема имеет свои достоинства и недостатки. В этой главе будет представлено несколько различных конфигураций преобразователей, которые считаются базовыми. Базовая конфигурация послужила основой для создания широкого спектра преобразователей; некоторые из них также представлены здесь. Наконец, представлены дискретные модуляторы.

## 2. 1 ОБЗОР РЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

### 2. 1. 1 Параллельная резонансная линия постоянного тока

Снижение потерь при переключении в PWM-VSI может быть достигнуто с помощью демпфирующей схемы, которая является надежной и простой в реализации. Однако демпфирующие схемы сконструированы таким образом, чтобы рассеивать коммутационную мощность в резисторе, и общие потери увеличиваются. Резонансный контур в идеале является недиссипативным контуром и, следовательно, интересной альтернативой демпфирующим контурам.

Параллельные резонансные преобразователи постоянного тока (RDCL) имеют колеблющееся напряжение в цепи, которое колеблется между нулевым напряжением и пиковым напряжением. На рисунке 2. 1 показан параллельный резонансный преобразователь. Переключение транзисторов в преобразователе должно быть синхронизировано с периодами нулевого напряжения  $v_{do}$  [1], чтобы получить переключение по нулевому напряжению (ZVS). Эта стратегия исключает возможность использования ШИМ с высоким разрешением, и вместо этого необходимо использовать дискретную импульсную модуляцию (DPM). В [2] описан DPM, и сделан вывод, что DPM обладает производительностью, сравнимой с производительностью PWM-VSI, если резонансная частота канала более чем в 6 раз превышает частоту переключения ШИМ. При сравнении выходных сигналов, выполненном в [3, 2], показано, что спектральные характеристики преобразователя DPM по сравнению с ШИМ ниже при показателях модуляции ниже 0, 3-



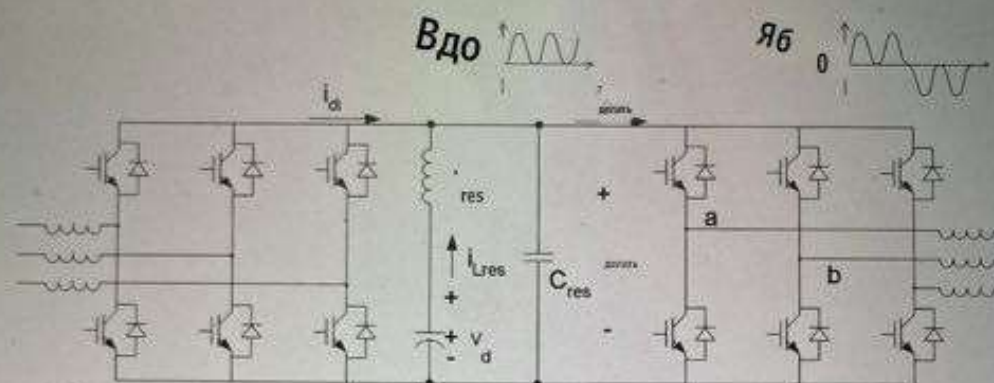


РИСУНОК 2. 1

Параллельный резонансный разобщающий преобразователь.

0. 5. По сравнению с преобразователями с жесткой коммутацией с жесткой связью постоянного напряжения, амплитуда напряжения от пика к пику, наблюдаемая транзисторами, может более чем в два раза превышать напряжение постоянного тока,  $U_{до}$ . Пиковое напряжение  $U_{до}$  часто ограничивается вспомогательной цепью зажима [4]. Высокое пиковое напряжение на клеммах имеет ряд недостатков: высокое номинальное напряжение преобразовательных устройств и нагрузка на изоляцию нагрузки-машины, что может привести к повреждению изоляции.

#### 2. 1. 2 Последовательный резонансный канал постоянного тока

Последовательный резонансный разобщающий преобразователь (рис. 2. 2) использует принцип переключения по нулевому току (ZCS), при котором достигается переключение без потерь. Преобразователь тесно связан с тиристорным преобразователем, а напряжение связи является биполярным, что требует наличия переключателей с возможностью симметричной блокировки напряжения. Ток в цепи постоянного тока колеблется между нулем и, как минимум, в два раза превышает ток в цепи постоянного тока, который подается от катушки индуктивности постоянного тока  $L_a$ . Для индуктивного тока постоянного тока всегда должен быть предусмотрен токопроводящий канал, и поэтому необходим конденсаторный фильтр.

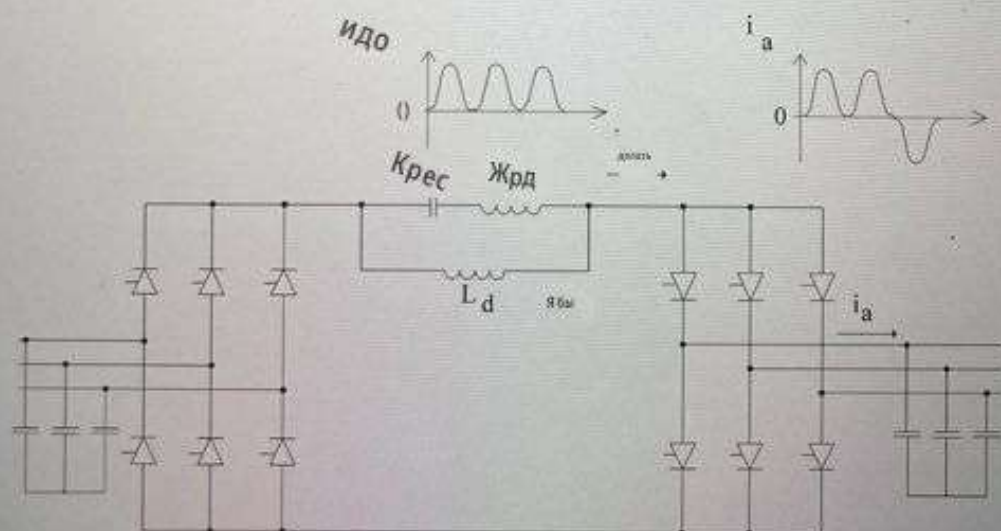


РИСУНОК 2. 2

Последовательный резонансный разобщающий преобразователь.

Преобразователь создан с возможностью выпрямления с единичным коэффициентом мощности и двунаправленным потоком мощности. При использовании параллельной резонансной топологии выпрямление переменного напряжения часто выполняется с помощью диодов, которые устраняют управляемые переключатели, двунаправленный поток мощности и параметры коррекции единичного коэффициента мощности. В последовательных резонансных преобразователях для полномостового преобразования трехфазного переменного тока в переменный требуется всего 12 тиристоров, тогда как в параллельных резонансных преобразователях используется 12 транзисторов и 12 диодов.

Включение тиристоров должно быть синхронизировано с периодами нулевого тока в линии связи, и снова используется DPM. Спектральные характеристики зависят от частоты переключения. Обычно частота переключения ограничена 30 кГц из-за относительно малого времени переключения тиристоров [5].

Напряжение тока в соединении как минимум вдвое превышает ток индуктора постоянного тока, и, таким образом, потери на проводимость относительно высоки по сравнению с параллельными резонансными преобразователями.

Одним из общих недостатков последовательного преобразователя является необходимая емкость фильтра на стороне переменного тока [6]. Взаимодействие емкости фильтра и индуктивности нагрузки двигателя приводит к высокочастотным колебаниям тока нагрузки. Кроме того, конденсатор переменного тока является громоздким. Пассивный фильтр первого порядка может быть использован для снижения высокочастотных колебаний до приемлемого уровня за счет дополнительных компонентов и омического рассеивания мощности [6]. Благодаря такому решению размер преобразователя зависит от нагрузки.

### 2. 1. 3 Линия постоянного тока с коммутацией полюсов

Преобразователь с полюсной коммутацией (рис. 2. 3) имеет жесткое напряжение на линии постоянного тока, но переключатели преобразователя переключаются в режиме нулевого напряжения, и поэтому получаются низкие потери при переключении. Для получения ZVS используется вспомогательный резонансный контур. Каждая ветвь преобразователя использует одну цепь, а вспомогательная цепь имеет четыре вывода. Три из них подключены к выводам линии постоянного тока, а четвертый вывод подключен к выводам ответвления [7, 8].

В отличие от параллельных и последовательных резонансных преобразователей постоянного тока, преобразователь с полюсной коммутацией способен выполнять функцию ШИМ. Другое преимущество заключается в том, что ток основной нагрузки не протекает через резонансные элементы, и, таким образом, напряжение на резонансной катушке индуктивности относительно невелико. По сравнению с преобразователями с жесткой коммутацией напряжение на переключателях преобразователя почти то же самое, но с меньшим выходным напряжением  $dv/dt$ . Существует компромисс между низким  $dv/dt$  и небольшим

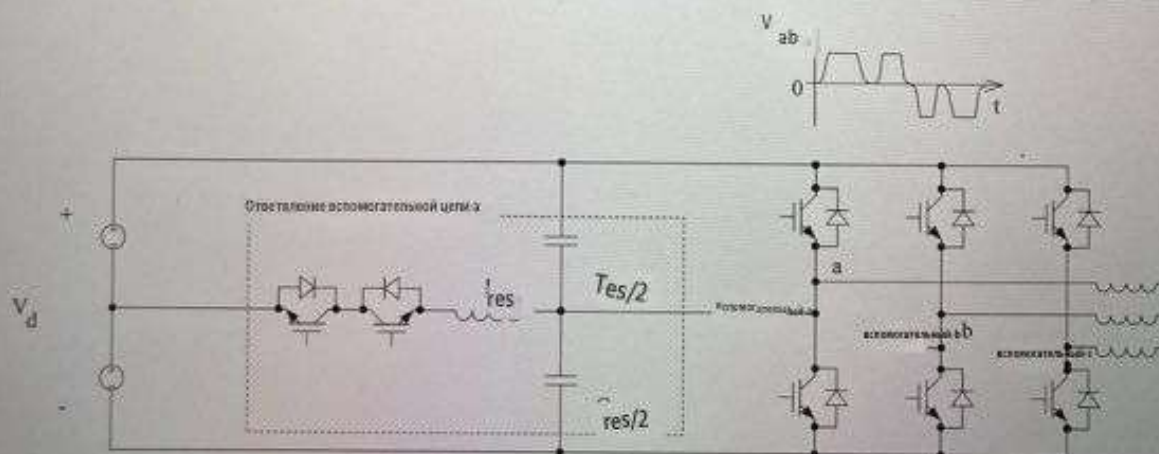


РИСУНОК 2. 3

Преобразователь с коммутацией вспомогательных полюсов.



минимальная длительность импульса. Повышенная резонансная частота, задаваемая  $L_{res}$  и  $C_{res}$ , увеличивает  $dv/dt$ , но снижает ограничения на длительность импульса. Это обеспечивает лучшие спектральные характеристики. Преобразователи с полюсной коммутацией обеспечивают спектральные характеристики, близкие к характеристикам ШИМ-VSI, при заданной частоте переключения [7].

## 2. 2 ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Для ограничения пикового напряжения параллельных резонансных преобразователей постоянного тока необходимо использовать Метод зажима. Часто используется дополнительная схема зажима, но также возможно ограничить пиковое напряжение, просто управляя переключателями инвертора. Ниже описаны три различных метода.

### 2. 2. 1 Пассивный зажим

Параллельный резонансный преобразователь постоянного тока с пассивным замыканием описан в [9]. Схема зажима соединения представляет собой трансформатор с диодом, как показано на рис. 2. 4. В идеале трансформатор зажимает напряжение соединения  $v_{do}$  до уровня, в 2 раза превышающего напряжение соединения постоянного тока  $V_a$ . На практике случайная индуктивность приводит к тому, что уровень замыкания более чем в два раза превышает  $V_a$ . Коэффициент замыкания напряжения на линии связи, равный 2, 02, получен в [9]. Амплитуда напряжения связи составляет 1252 В при напряжении связи  $V_a = 620$  В.

### 2. 2. 2 Активный зажим

В активном резонансном преобразователе постоянного тока с зажимом (ACRDCL) амплитуда напряжения в канале,  $v_{do}$ , ограничена схемой зажима, не превышающей  $2 V_a$ . ACRDCL [10] показан на рис. 1. 2. 5.

Амплитуда напряжения связи  $v_{do}$  ограничена напряжениями  $V_k + V_a$ , когда диод D1 проводит ток. В течение периода, который проводит диод D1, индуктивный  $L_{res}$  разряжается. Для того чтобы в следующем резонансном цикле напряжение достигло нулевого значения, индуктивный  $L_{res}$  необходимо перезарядить. Переключатель S1 включается во время подзарядки катушки индуктивности.

Стратегия управления активным зажимом определяется исходя из энергетических соображений. Энергия, поступающая в источник V1 зажима, должна быть равна энергии, выходящей из него. Активная схема зажима использует идеальный источник напряжения, но при реализации схемы зажима часто не используются источники напряжения из-за

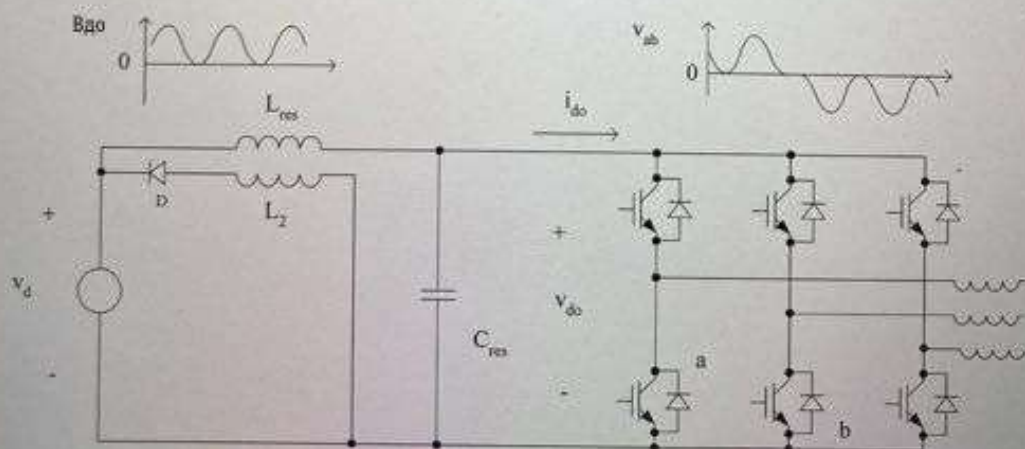


РИСУНОК 2. 4

Пассивный резонансный преобразователь с зажимом.

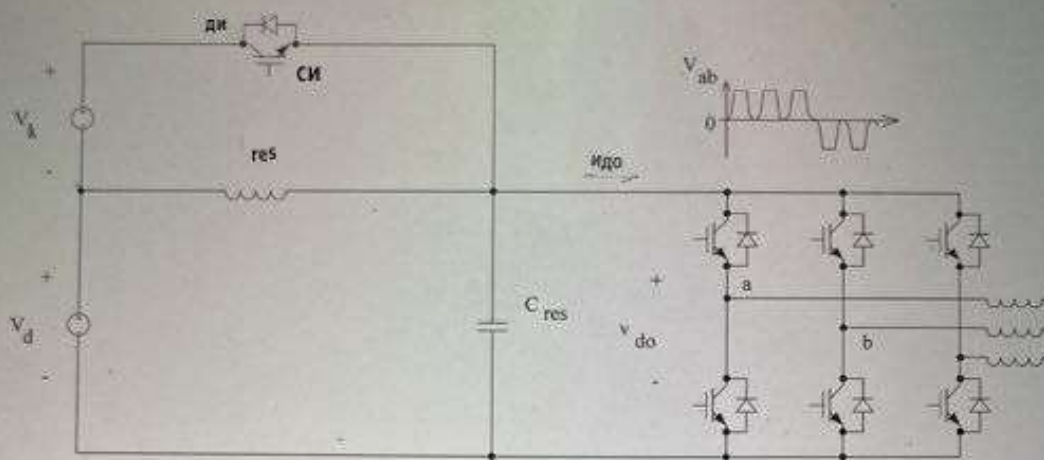


РИСУНОК 2. 5

Активный резонансный преобразователь с зажимом.

сложность схемы и затраты. В [10, 11] в нескольких предложениях из литературы описывается, как реализовать схему clamp.

### 2. 2. 3 Контроль пикового напряжения

Пик напряжения, превышающий  $2V_a$ , генерируется, если резонансная катушка индуктивности  $L_{res}$ , показанная на рис. 2. 1, внезапно разряжается и катушка индуктивности разряжается через резонансный конденсатор. Эта ситуация показана на рис. 2. 6а. IGBT в инверторе выключен, и амплитуда тока  $i_{do}$  в канале связи резко меняется. Последующий заряд резонансного конденсатора отвечает за возникновение пика высокого напряжения. Пик высокого напряжения можно предотвратить. Отключив IGBT за короткое время до того, как напряжение на линии связи постоянного тока достигнет нуля, можно контролировать заряд конденсатора. Отключение IGBT при уровне напряжения в сети  $AV_{do}$  приводит к тому, что следующий резонансный пик напряжения будет в два раза превышать напряжение в сети постоянного тока. Принцип показан на рис. 2. 6, б.

Стратегия управления пиковым напряжением (VPC), используемая для управления резонансным напряжением линии постоянного тока, заключается в следующем: получено в [12]. Стратегия может быть сформулирована с использованием

$$A_{ido} Z_{res} A V_{do} = V_a (1 - \cos(a \sin 2V_a))$$

где  $V_a$  - напряжение разъединителя,  $Z_{res}$  - резонансный импеданс  $= \sqrt{L_{res}/C_{res}}$ , а  $A_{ido}$  - изменение тока соединения.

$AV_{do}$  - это уровень резонансного напряжения, при котором ток линии постоянного тока должен измениться, чтобы следующий пик резонансного напряжения в два раза превысил напряжение линии постоянного тока. Результаты эксперимента показаны на рис. 2. 7.

### 2. 3 ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ ШИМ-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В этом разделе рассматриваются типы параллельных резонансных преобразователей, которые используют ШИМ и имеют переключение главных ключей по нулевому напряжению. Представлены три преобразователя: трехфазный ШИМ-преобразователь с зазубренной коммутацией [13, 14], ШИМ-преобразователь с нулевыми потерями при переключении с резонансным контуром [15] и модифицированный преобразователь ACRDCL для работы с ШИМ [16].



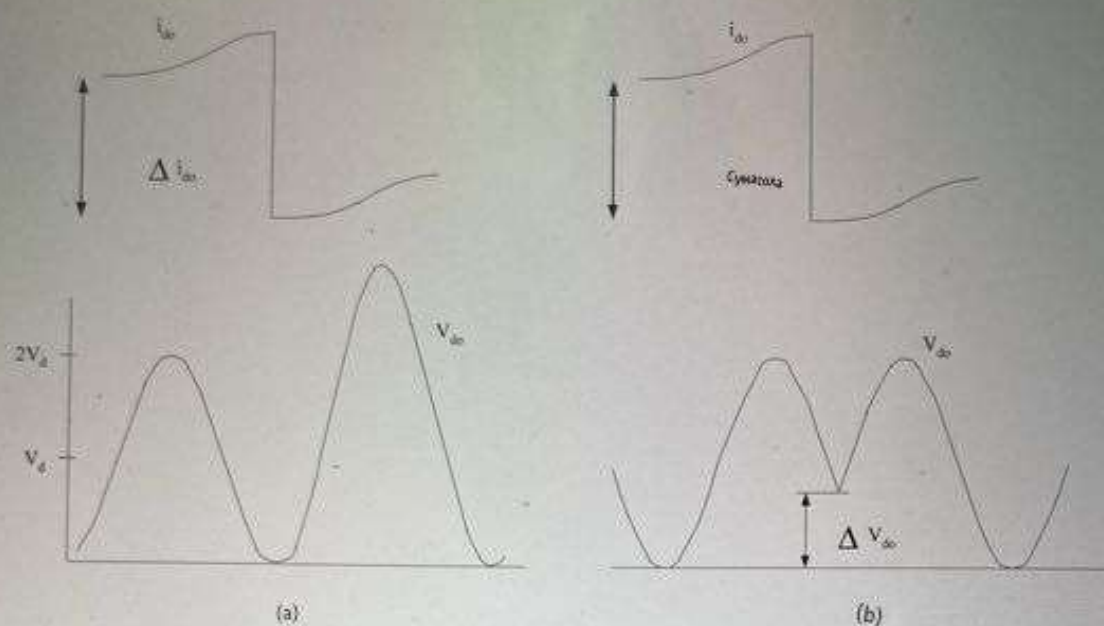


РИСУНОК 2. 6

Принцип стратегии управления пиком напряжения. (а) изменение тока линии постоянного тока  $i_{do}$  приводит к увеличению резонансного пика напряжения  $v_{do}$ . (б) Синхронизация изменения тока линии позволяет избежать увеличения пика напряжения  $v_{do}$ .

### 2. 3. 1 Трехфазный ШИМ-преобразователь с дискретной передачей

В трехфазном ШИМ-преобразователе с коммутацией через зазор периоды нулевого напряжения не возникают в отдельные моменты времени, а синхронизируются с импульсом от широтно-импульсного модулятора. На рисунке 2. 8 показан преобразователь.

Соединительная схема преобразователя обеспечивает возможность синхронизации с переключателями преобразователя. До тех пор, пока не потребуется коммутация, переключатель  $S1$  выключен. Затем включается  $S1$  и уменьшает ток резонансной катушки индуктивности до начального значения, что обеспечивает резонансный период с ZVS. Напряжение зажима,  $V_k$  и размер катушки индуктивности  $L_{res}$  определяют время, необходимое для достижения начального тока.

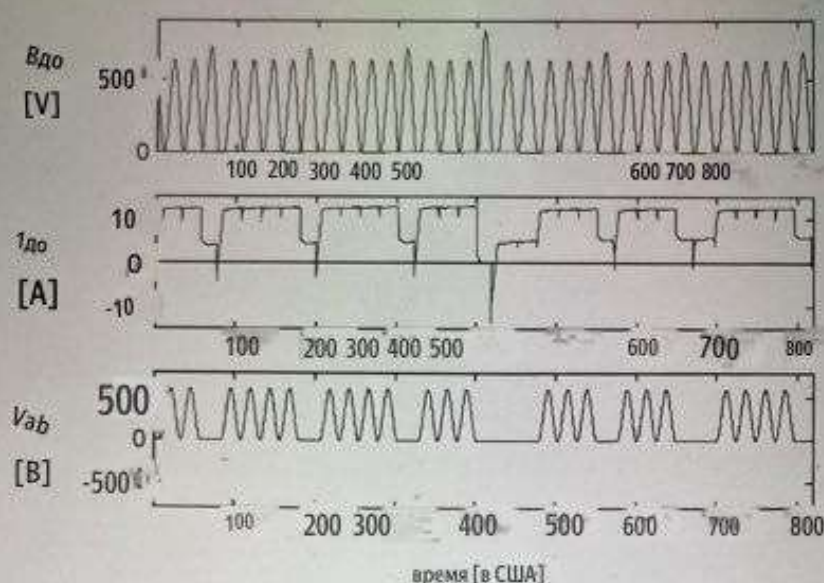
Энергия в  $C_{res}$  рассеивается в  $S1$  при включении, и, следовательно, уровень зажима низкий. В [14] уровень зажима составляет около 1, 2.

Преобразователь обладает желаемыми характеристиками ШИМ, но при включении  $S1$  возникают потери при включении. активизируется включается из-за разряда конденсаторов  $C_{res}$ .

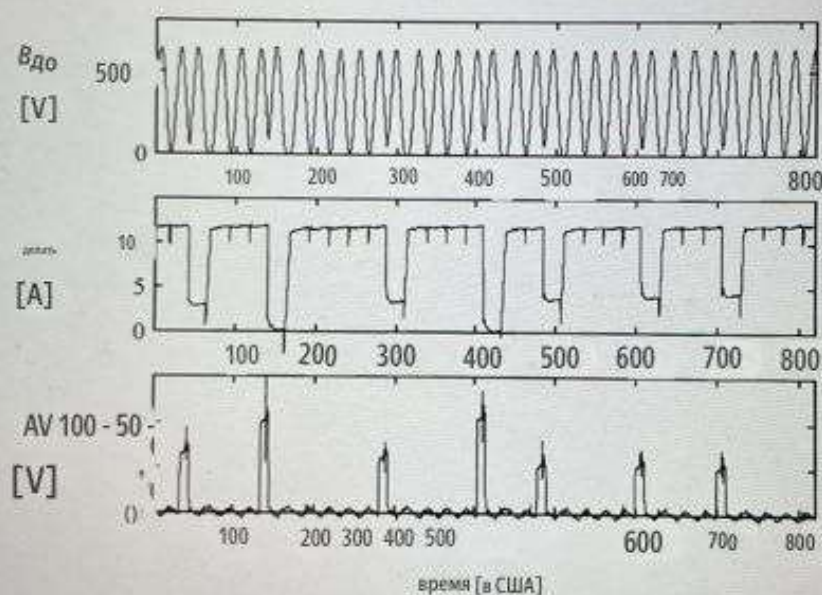
### 2. 3. 2 ШИМ-преобразователь с нулевыми потерями при переключении с резонансными контурами

Этот преобразователь обеспечивает переключение по ШИМ и нулевому напряжению, как и преобразователь с зубчатой коммутацией, описанный ранее, но напряжение, воздействующее на компоненты преобразователя, ниже. Преобразователь оснащен представлено в [15]. На рисунке 2. 9 показан преобразователь.

Напряжение, подаваемое на переключатели преобразователя, аналогично PWM-VSI, но для такой топологии требуется 2 переключателя и 3 диода по сравнению с преобразователями notch с 1 транзистором и 1 диодом. Резонансный контур отличается от других описанных резонансных контуров. В нем используются два резонансных состояния, определяемых изменением величины резонансного конденсатора. Изменение резонансного состояния делает возможным колебание канала связи без какого-либо превышения напряжения на линии постоянного тока ( $V_k = 0$ ). Однако при этом на компоненты преобразователя воздействует более высокий ток.



(a)



(b)

РИСУНОК 2. 7

(а) Экспериментальные результаты преобразователя RDCL, напряжение на линии  $V_a = 300$  В. (б) Экспериментальные результаты преобразователя RDCLVPC, напряжение на линии постоянного тока  $V_a = 300$  В.

### 2. 3. 3 Модифицированный ACRDCL для работы с ШИМ

Этот преобразователь обеспечивает переключение переключателей преобразователя на нулевое напряжение и работу преобразователя в режиме ШИМ [16]. Он является расширением ACRDCL с дополнительным переключателем и диодом. На рисунке 2. 10 показан преобразователь.

Напряжение, подаваемое на переключатели преобразователя, ограничено значением  $V_d$  до тех пор, пока не потребуются переключение преобразователя. Прежде чем произойдет переключение преобразователя, энергия резонансной катушки индуктивности  $L_{res}$  должна



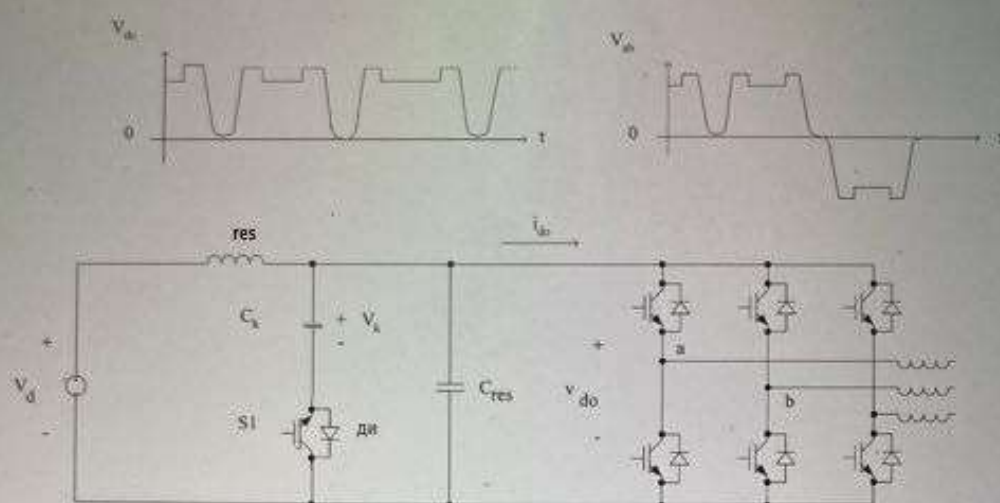


РИСУНОК 2. 8

Коммутируемый преобразователь с зазубриной.

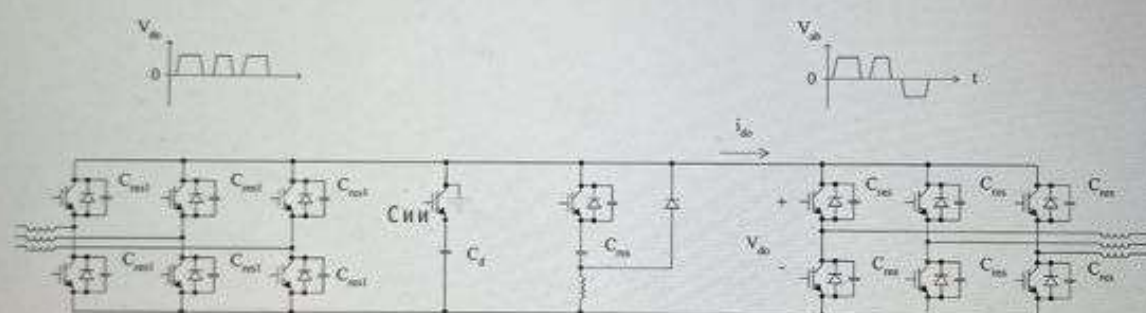


РИСУНОК 2. 9

ШИМ-преобразователь с нулевыми потерями при переключении с резонансными контурами.

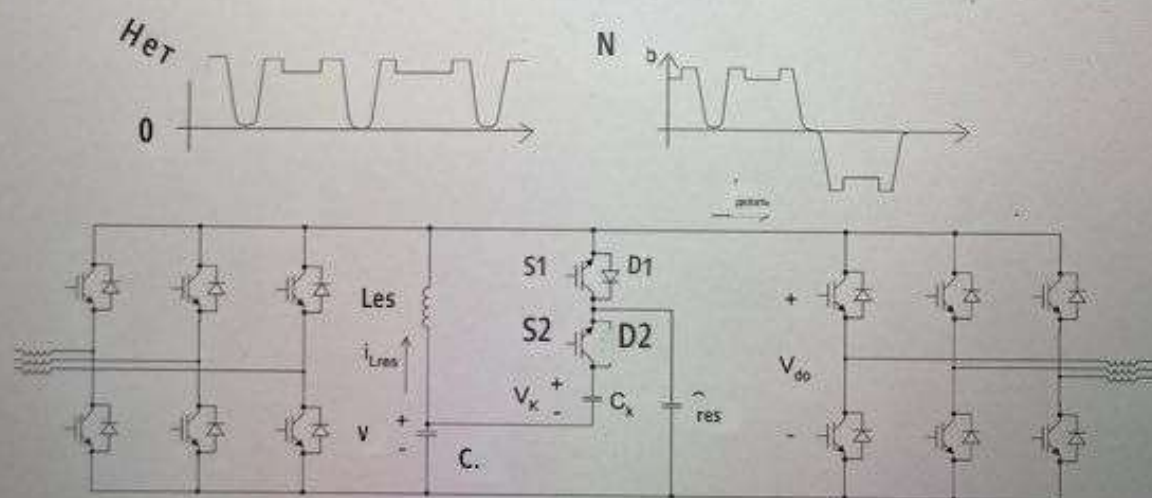


РИСУНОК 2. 10

Модифицированный ACRDCL для работы с ШИМ.

## 2. 4 ПОДДЕРЖАНИЕ РЕЗОНАНСА 53

увеличение. Энергия резонансной катушки индуктивности подается от зажимного источника  $V_k$ . Во время интервала зарядки резонансной катушки индуктивности напряжение на линии связи составляет  $v_{do} = V_d + V_k$ .

По завершении резонансных циклов необходимо зафиксировать напряжение на уровне  $V_a + V_k$ . Во время этого интервала фиксации энергия, приложенная во время интервала зарядки катушки индуктивности, передается обратно в цепь фиксации.

## 2. 4 ПОДДЕРЖАНИЕ РЕЗОНАНСА

В этом разделе описывается, как поддерживается резонанс резонансного контура. На первый взгляд проблема кажется простой; через некоторое время становится понятно, что это неправильно. Поддержание резонанса - ключевая проблема, которую необходимо решить. Правильная работа резонатора обеспечивает переключение инвертора на нулевое или низкое напряжение. При проектировании необходимо учитывать несколько моментов:

1. Как вызвать резонанс? Это можно сделать грубым или мягким способом, как описано ниже.
2. Резонанс должен быть устойчивым к ошибкам, что означает, что в случае возникновения ошибки и предотвращения завершения резонанса управление резонансным контуром должно быть способно восстановить резонанс в следующем резонансном цикле. Недопустимо, чтобы весь преобразователь останавливался из-за электрических помех.
3. Резонансный контур накапливает реактивную мощность, и для того, чтобы снизить потери в резонансном контуре, уровень реактивной мощности должен поддерживаться на низком уровне.
4. Наконец, схема, управляющая резонансом, должна обеспечивать работу преобразователя при напряжении разъединения до 500 В.

Представлены два метода. Первый известен как метод короткого замыкания. Вторым предложен на основе опыта работы с первым описанным методом. Теоретически его немного сложнее описать, чем метод короткого замыкания, и, по-видимому, для него требуется несколько дополнительных компонентов.

### 2. 4. 1 Способ короткого замыкания

Резонанс поддерживается за счет короткого замыкания ветвей инверторного моста в течение интервала нулевого напряжения. Интервал короткого замыкания обеспечивает накопление энергии в резонансной катушке индуктивности, достаточной для преодоления потерь в цепи, и, следовательно, гарантирует, что напряжение на линии связи достигнет нулевого значения в следующем временном интервале.

В резонансном контуре присутствует несколько основных элементов с потерями, наиболее значимыми из которых являются последовательное сопротивление резонансной катушки индуктивности. Общие потери на сопротивление определяются в результате эксперимента, в котором измерение амплитуд последующих резонансных напряжений используется для определения коэффициента качества  $Q$ . При знании  $Z_{res}$  эквивалентный последовательный резистор равен  $R = Z_{res}/Q$ . Можно найти уравнение, описывающее уровень тока в  $I_{res}$ , необходимый для преодоления потерь в резисторе:

$$I_{res} = \sqrt{\frac{R \left( \frac{V_d}{Z_{res}} \right)^2}{Z_{res}}}.$$



## 2. 4. 2 Реализация метода короткого замыкания

Короткое замыкание резонансного инвертора происходит путем включения всех переключателей инвертора, когда напряжение резонансного канала  $v_{do}$  достигает нулевого значения. В течение первой части периода короткого замыкания  $L_{res}$   $i_{res}$  должным образом разряжается, и антипараллельный диод проводит ток. После разряда резонансной катушки индуктивности ток включается и начинается зарядка резонансной катушки индуктивности. Короткое замыкание длится до тех пор, пока ток катушки индуктивности не увеличится до фазы  $AL_{res} \cdot \omega \cdot i_p$ , поскольку начало нулевого периода легко обнаружить, включить короткое замыкание несложно, но отключить его сложнее.

Чтобы решить, когда следует отключить короткое замыкание, можно использовать несколько методов. Наиболее простым способом является измерение тока резонансной катушки индуктивности, но для этого требуется быстродействующий токовый шунт с низкой индуктивностью. Или измерьте падение напряжения на IGBT в включенном состоянии и, исходя из этого, определите, как долго IGBT должны работать. Реализация метода относительно проста, но его точность невысока из-за зависимости напряжения во включенном состоянии от проводимого тока.

Можно выбрать метод измерения постоянным током. Преимуществом этого метода является точность выше, но реализация довольно сложна.

На рис. 2. 11 ток в цепи и резонансное напряжение показаны для напряжения в цепи постоянного тока 150 В. Начальный ток катушки индуктивности поддерживается близким к 1, 5 А; был опробован более низкий начальный ток, но это привело к нестабильности. Увеличение напряжения на линии постоянного тока увеличивает начальный резонансный ток катушки индуктивности и реактивные потери.

## 2. 4. 3 Способ предотвращения короткого замыкания

Передача энергии в резонансный контур необходима для компенсации потерь в элементах. В методе короткого замыкания это делается в начале периода резонанса. Другой метод заключается в индуктивной передаче энергии, что может быть осуществлено с помощью вторичной обмотки на резонансной катушке, превращающей ее в трансформатор. Источником энергии на вторичной стороне является генератор тока, который генерирует импульсы с частотой резонансного контура, как показано на рис. 2. 12. Если гальваническая развязка не требуется, трансформатор можно не использовать.

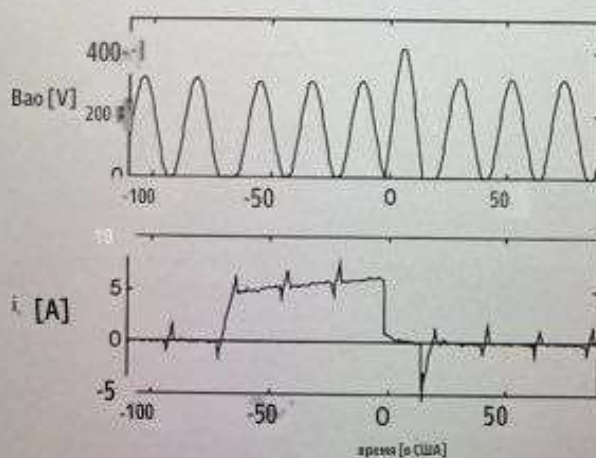


РИСУНОК 2. 11

Измеренные напряжение и ток резонансной линии связи. Резонанс поддерживается методом короткого замыкания.



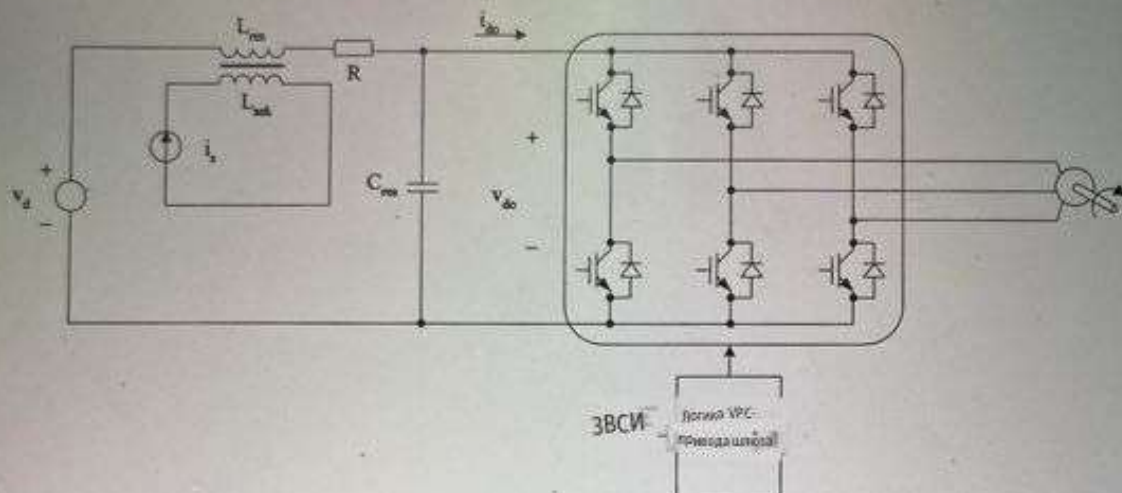


РИСУНОК 2. 12

Метод поддержания резонанса без короткого замыкания, использующий трансформатор и генератор тока.

Источником тока обычно является прямоугольная волна, находящаяся в фазе с резонансным напряжением на катушке индуктивности. Преимущество смещения нулевой фазы заключается в том, что переход тока происходит при нулевом напряжении, и поэтому переключатели источников тока имеют низкие потери при переключении.

Если в резонансном контуре имеется избыточная энергия, она передается на источник напряжения  $V_d$  в течение интервала проводимости антипараллельных диодов. Если напряжение  $v_{do}$  не достигнет нуля, генератор тока продолжит подавать энергию в резонансный контур, и в конечном итоге напряжение достигнет нуля. Такой способ подачи энергии в резонансный контур обеспечивает устойчивость резонанса. С приближением, предполагающим  $R \ll Z_{res}$ , текущая амплитуда генератора тока может быть рассчитан:

$$\hat{i}_{равно} = R \frac{d}{Z_{res}}$$

В таблице 2. 1 приведены два уравнения тока в блоке "Метод без короткого замыкания". Амплитуда из  $i$ , охватывает случай источника синусоидального тока, а  $i_{ds}$  используется для прямоугольных токов.

#### 2. 4. 4 Лабораторное испытание метода без короткого замыкания

Поскольку при использовании метода короткого замыкания при напряжении в линии постоянного тока выше 300 В возникали проблемы со стабильностью, преобразователь сначала был протестирован на уровне 300 В, а затем был использован уровень 500 В. Стабильная работа преобразователя была обеспечена при использовании метода без короткого замыкания.

Глядя на рис. 2. 13, можно видеть, что энергия накапливается в резонансной катушке индуктивности в конце периода резонанса. Энергия передается на конденсатор напряжения линии постоянного тока в течение периода, когда проводимость диода противоположна.

Основываясь на моделировании и лабораторном опыте, можно сделать следующий вывод о неспособе короткого замыкания:

1. Резонанс запускается без напряжения тока на переключателях инвертора или каких-либо чрезмерных стресс вообще.
2. Если возникает ошибка и резонансное напряжение  $v_{do}$  не достигает значения ниже, например, 15 В, резонанс не прекращается, передача энергии в резонансный контур продолжается, и это не влияет на работу преобразователя. Это делает работу преобразователя надежной.



Таблица 2. 1 Расчет начального тока с использованием метода короткого замыкания и амплитуды тока с использованием метода без короткого замыкания

$V_a = 500 \text{ В}$ ,  $L_n = 150 \mu\text{H}$ ,  $C_s = 100 \text{ нм}$ ,  $Z_{ns} = 38,792$ ,  $J_{res} = 41,09$   
кГц,  $R = 0,35 \text{ Н}$ .

Способ короткого замыкания

Способ предотвращения короткого замыкания

$$I_{\text{нач}} = \sqrt{\frac{R \left( \frac{V_d}{Z_{res}} \right)^2}{r_{es} r_{es}}}$$

$$= R Z Z V_a i$$

$$= \frac{\pi}{4}$$

$$A_{Lres} = 3,1 \text{ А}$$

$$I_{ds} = 92 \text{ мА}$$

3. Резонансный преобразователь работает при напряжении линии постоянного тока 500 В, и нет причин, по которым его не следует увеличивать.

Еще одним преимуществом этого метода является то, что не требуется измерение фазного тока или тока соединения.

## 2. 5 СТРАТЕГИИ МОДУЛЯЦИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

В этом разделе представлены стратегии дискретной импульсной модуляции. Кратко описаны три различные стратегии. Переключение преобразовательных устройств происходит в отдельные моменты времени синхронно с нулевыми интервалами напряжения линии. Нереалистично использовать стандартную стратегию ШИМ, поскольку резонансная частота намного ниже обычной тактовой частоты устройства.

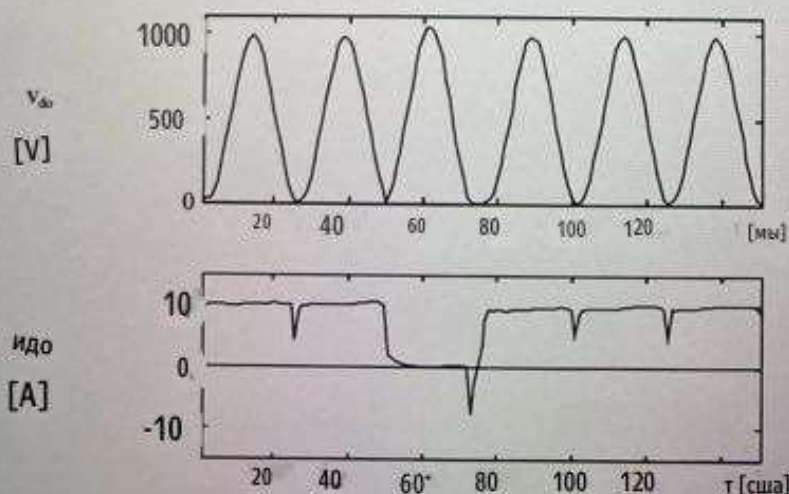


РИСУНОК 2. 13

Измеренное напряжение и ток линии связи с использованием метода без короткого замыкания.

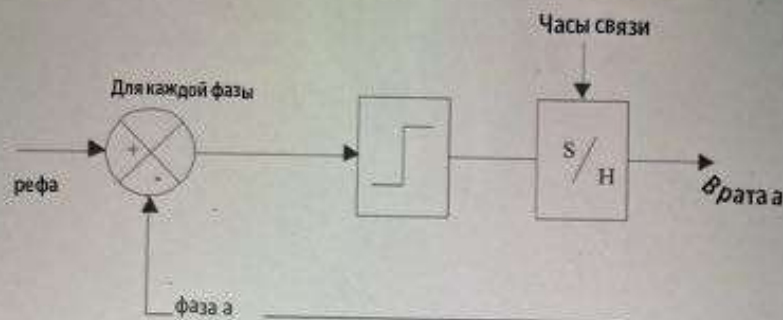


РИСУНОК 2. 14  
Дельта-модулятор тока.

ШИМ-таймер, который находится в диапазоне мегагерц. К счастью, доступна дискретная импульсная модуляция; в отличие от ШИМ, частота переключения не является постоянной, что приводит к спектру выходного напряжения с распределением гармоник между основной и резонансной частотами. Наиболее распространенные модуляторы описаны в [2, 11, 17, 18].

### 2. 5. 1 Дельта-модулятор тока

Дельта-модулятор тока (DCM), показанный на рис. 2. 14, представляет собой однофазный модулятор с нулевым гистерезисным компаратором; фазное напряжение относительно часто меняет полярность по сравнению с ШИМ. Обычно ШИМ позволяет переключать только одну ветвь между двумя последовательными активными векторами. Ток резонансного звена часто меняет полярность, поэтому напряжение в звене относительно велико.

### 2. 5. 2 Модулятор тока смежного состояния

Модулятор тока смежного состояния (ASCM), показанный на рис. 2. 15, является модификацией дельта-модулятора тока. Модулятор смежного состояния позволяет преобразователю генерировать только те активные векторы, которые являются смежными.

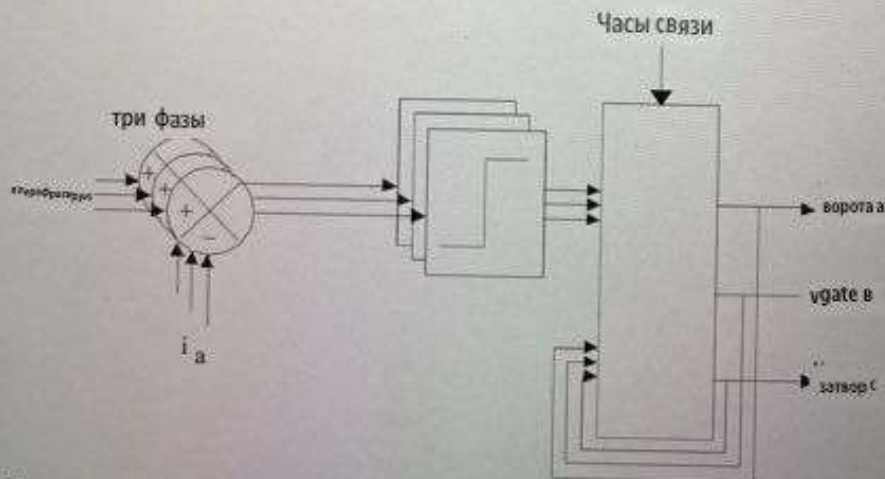


РИСУНОК 2. 15  
Модулятор тока соседнего состояния.



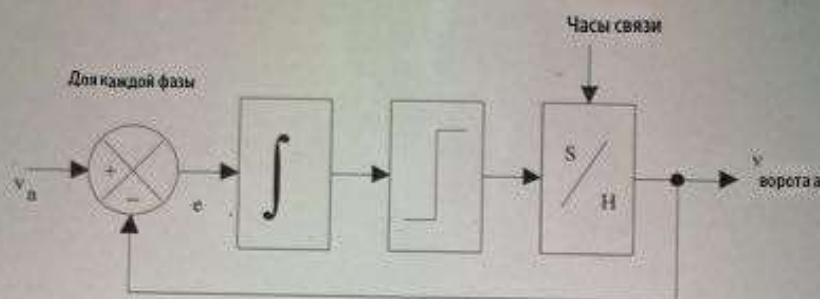


РИСУНОК 2. 16  
Однофазный сигма-дельта модулятор (SDM).

Допустима векторная последовательность 100 → 110 → 010, но недопустима векторная последовательность 100 → 010. Если следующий за активным вектор приводит к более чем одному BSO, выбирается вектор нулевого напряжения. Выбирается вектор нулевого напряжения, который находится ближе всего к предыдущему вектору.

Использование векторов нулевого напряжения значительно ограничивает нагрузку на звено, поскольку ток в звене развороты исключаются.

### 2. 5. 3 Сигма-дельта модулятор

Сигма-дельта модуляторы, показанные на рис. 2. 16 и 2. 17, проще в реализации, чем DCM и ASCM, поскольку для них требуется только опорное напряжение и отсутствует обратная связь от нагрузки. Сигма-дельта-модулятор обладает более низкими динамическими характеристиками по сравнению с DCM, но при этом обладает более высокими частотными характеристиками.

## 2. 6 ВЫВОДЫ

Преимущество резонансных преобразователей заключается в мягком переключении, что позволяет снизить потери при переключении по сравнению с преобразователями с жестким переключением, но это не гарантирует, что эффективность резонансного преобразователя будет выше, поскольку резонансный контур не обходится без потерь. Качество выходного напряжения устройства

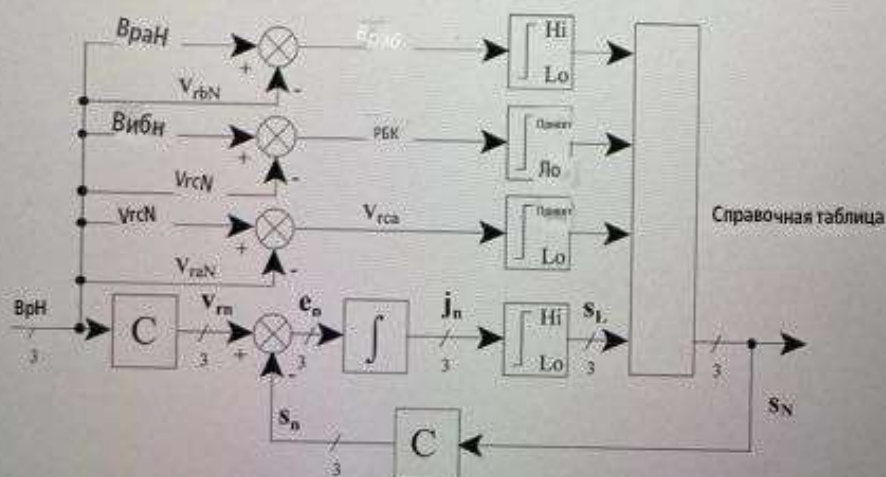


РИСУНОК 2. 17

Сигма-дельта модулятор с пространственным вектором для трехфазного инвертора.