

РИСУНОК 1.42

Вертолет первого и четвертого квадрантов.

Повышающий (boost) чоппер, показанный на рис. 1.43, вырабатывает импульсное выходное напряжение, амплитуда которого, $V_{o,p}$, превышает входное напряжение. Если через выходные клеммы подключен достаточно большой конденсатор, выходное напряжение становится непрерывным, причем $V_o \approx V_{o,p} > V_i$. При включении переключателя S входной индуктор L_c заряжается электромагнитной энергией, которая затем отдается в нагрузку при выключении переключателя. Коэффициент регулирования величины M , определяемый как $V_{o,p}/V_i$, в идеальном (без потерь) повышающем преобразователе задается следующим образом

$$M = \frac{1}{1-D} \quad (1.18)$$

где D обозначает коэффициент полезного действия переключателя. В реальных прерывателях значение M насыщается на определенном уровне, обычно не превышающем 10 и зависящем в основном от сопротивления входного индуктора. Примеры осциллограмм выходного напряжения и тока в повышающем прерывателе без выходного конденсатора показаны на рис. 1.44.

1.5 ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА В ПЕРЕМЕННЫЙ

Преобразователи постоянного тока в переменный называются *инверторами* и, в зависимости от типа источника питания и соответствующей топологии силовой цепи, делятся на *инверторы с источником напряжения* (ИОН) и *инверторы с источником тока* (ИИТ). Простейший однофазный полумостовой VSI показан на рис.

1.45. Переключатели не могут быть включены одновременно, так как они закоротили бы источник питания. Выключение обоих переключателей не представляет опасности, но выходное напряжение, v_o , будет зависеть от проводящего диода, то есть его нельзя будет определить без какого-либо токоизмерительного датчика.

расположение. Поэтому допускается только два состояния инвертора. Следовательно, преобразователю может быть назначена единственная функция переключения a . Определим ее как

$$a = \begin{cases} 0, & \text{если } SA = \text{ON и } SA' = \text{OFF} \\ 1, & \text{если } SA = \text{OFF и } SA' = \text{ON}, \end{cases} \quad (1.19)$$

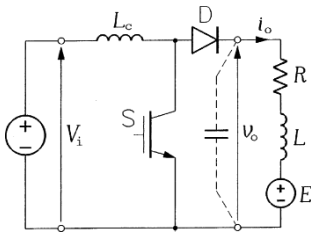


РИСУНОК 1.43
Ступенчатый измельчитель.

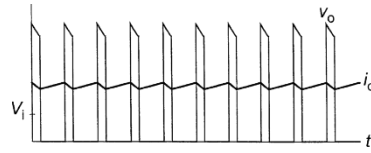


РИСУНОК 1.44
Осциллограммы выходного напряжения и тока
в повышающем прерывателе ($D = 0,75$).

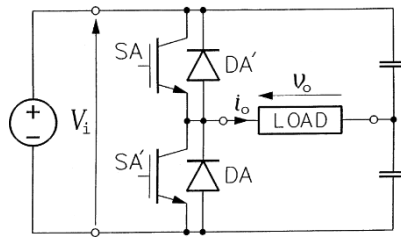


РИСУНОК 1.45

Однофазный полумостовой инвертор с источником напряжения.

выходное напряжение инвертора определяется следующим образом

$$v_o = V_i a - \frac{1}{2} \quad (1.20)$$

где V_i обозначает входное напряжение постоянного тока. Возможны только два значения v_o : $V_i/2$ и $-V_i/2$. Для предотвращения так называемого *пробоя*, то есть короткого замыкания, когда один выключатель включен, а другой еще не полностью выключился, включение задерживается на несколько микросекунд, называемых *мертвым временем*, или *холостым временем*. Такая же мера предосторожности соблюдается во всех VSI в отношении переключателей в одной и той же ветви силовой цепи.

Более распространенный однофазный полномостовой VSI, показанный на рис. 1.46, имеет две активные ноги, поэтому для описания его работы необходимо использовать две функции переключения, a и b . Обратите внимание, что топология инвертора идентична топологии четырехквадрантного прерывателя на рис. 1.40. Выходное напряжение можно выразить в терминах a и b следующим образом

$$v_o = V_i (a - b) \quad (1.21)$$

что означает, что он может принимать три значения: V_i , 0 и $-V_i$. Таким образом, максимальный коэффициент усиления по напряжению у этого инвертора в два раза выше, чем у полумостового инвертора.

Можно выделить два режима работы: режим квадратных волн, слабо связанный с режимом фазового управления в выпрямителях, и режим ШИМ. В режиме квадратных волн, названном так из-за формы волны выходного напряжения, каждый переключатель инвертора включается и выключается только один раз за цикл выходного напряжения. При этом накладывается определенная последовательность состояний инвертора, обозначаемая десятичным эквивалентом ab_2 . Например, если $a = 1$ и $b = 1$, то полномостовой инвертор находится в состоянии 3, так как $11_2 = 3_{10}$. Форма сигнала выходного напряжения для полномостового инвертора в так называемом оптимальном режиме квадратной волны, который приводит к минимальным суммарным гармоническим искажениям этого напряжения, показана на рис. 1.47.

Выходной ток, i_o , зависит от нагрузки, но, как правило, из-за высокого содержания низших гармоник (3-й, 5-й, 7-й и т. д.) в выходном напряжении он существенно отклоняется от синусоиды.

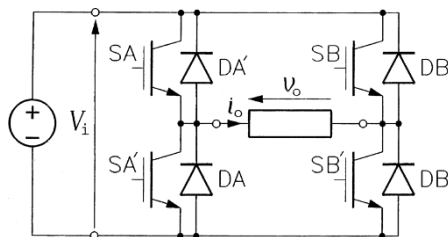


РИСУНОК 1.46

Однофазный полномостовой инвертор с источником напряжения.

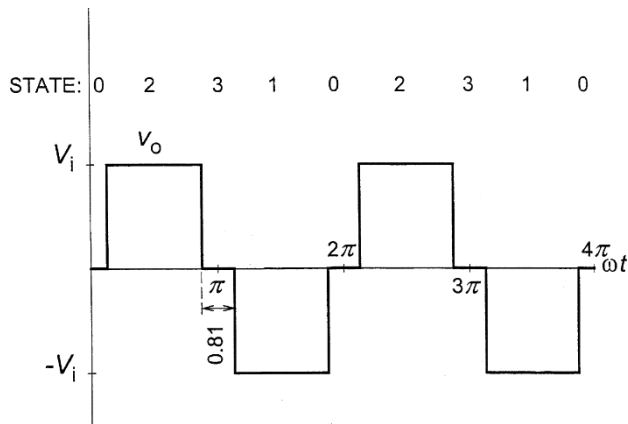


РИСУНОК 1.47

Форма сигнала выходного напряжения в однофазном полномостовом инверторе с источником напряжения в режиме оптимальной квадратной волны.

В инверторе, работающем в режиме ШИМ, получается синусоидальный ток с высокочастотными пульсациями. Примеры осциллограмм v_o и i_o в инверторе с ШИМ показаны на рис. 1.48.

Трехфазные аналоги однофазных полумостовых и полномостовых VSI на рис. 1.45 и 1.46 показаны на рис. 1.49а и 1.49б соответственно. Трехфазный полномостовой инвертор - один из наиболее распространенных в настоящее время силовых электронных преобразователей, который преимущественно используется в регулируемых электроприводах переменного тока и трехфазных источниках бесперебойного питания (ИБП) переменного тока.

Емкостная ножка делителя напряжения неполномостового инвертора также служит звеном постоянного тока. Инвертору можно приписать две функции переключения, a и b , поскольку в его силовой цепи имеются две активные ноги. Выходные напряжения между линиями задаются следующим образом

$$\begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

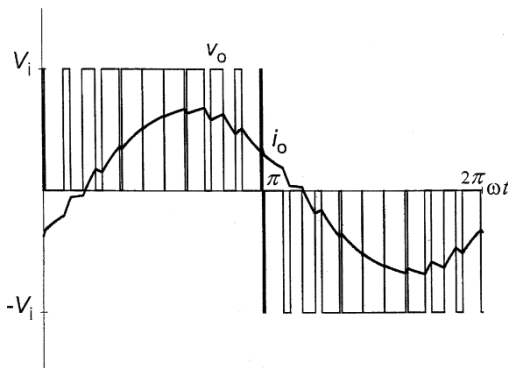
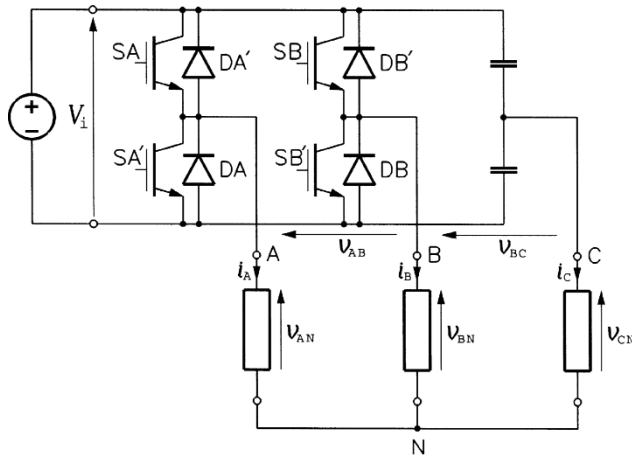
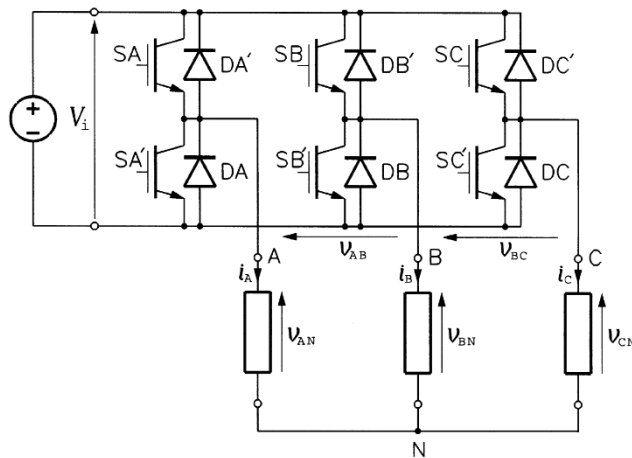


РИСУНОК 1.48

Осциллограммы выходного напряжения и тока в однофазном полномостовом инверторе с источником напряжения в режиме ШИМ.



(a)



(b)

РИСУНОК 1.49

Трехфазные инверторы с источником напряжения: (a) неполномостовой, (b) полномостовой.

и напряжения между линиями и
нейтралью через

$$\begin{pmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{pmatrix} = \frac{V_i}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} \quad (1.23)$$

Напряжение v_{AB} может принимать три значения, V_i , 0 и V_i , но v_{BC} и v_{CA} могут принимать только два значения, $V_i/2$ и $V_i/2$. Напряжения от линии к нейтрали v_{AN} и v_{BN} могут принимать четыре значения, $V_i/2$, $V_i/6$, $V_i/6$ и $V_i/2$, а v_{CN} может принимать три значения, $V_i/3$, 0 и $V_i/3$. Такая асимметрия напряжений делает нецелесообразным использование квадратных волн, а неполный мост инвертор может работать только в режиме ШИМ. Максимальный коэффициент усиления напряжения, принимаемый за отношение

Максимально возможное пиковое значение основного линейного выходного напряжения по отношению к входному напряжению составляет всего 0,5. Поэтому, несмотря на снижение стоимости за счет уменьшения количества устройств, неполномостовой инвертор редко используется на практике.

Поскольку активных ножек три, с полномоетовым трехфазным инвертором связаны три функции переключения - a , b и c . Выходные напряжения между линиями и нейтралью задаются следующим образом

$$\begin{pmatrix} 2 & 3 \\ 4 & 5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{pmatrix} = V_i \begin{pmatrix} 2 & 1 & -1 \\ 4 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 3 & 2 & 3 \\ 5 & 4 & 5 \\ a & b & c \end{pmatrix} \quad (1.24)$$

и

$$\begin{pmatrix} 2 & 3 \\ 4 & 5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{pmatrix} = \frac{V_i}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 4 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 3 & 2 & 3 \\ 5 & 4 & 5 \\ a & b & c \end{pmatrix} \quad (1.25)$$

Каждое напряжение между линиями может принимать три значения, $-V_i$, 0 и V_i , а каждое напряжение-между линиями и нейтралью - пять значений, $2V_i/3$, $V_i/3$, 0, $V_i/3$ и $2V_i/3$. В режиме ШИМ максимальный коэффициент усиления напряжения равен 1, то есть максимально достижимое пиковое значение основного напряжения между линиями равно напряжению питания постоянного тока.

Как и в однофазных инверторах, состояние полномоетового инвертора может быть определено как десятичный эквивалент abc_2 . Последовательность состояний 5-4-6-2-3-1 ..., каждое из которых длится одну шестую часть желаемого периода выходного напряжения, приводит к режиму работы с квадратными волнами, показанному на рис.

1.50. В этом режиме основное линейное выходное напряжение имеет максимально возможное пиковое значение, равное $1,1 B_i$, что позволяет получить максимальный коэффициент усиления напряжения на 10 % выше, чем в режиме ШИМ. В то же время в инверторе отсутствует возможность регулирования величины выходного

напряжения, а формы сигналов напряжения насыщены гармониками низкого порядка, что ухудшает качество выходных токов. Поэтому в практических системах преобразования энергии, включающих инверторы, режим квадратных волн используется редко, только в тех случаях, когда необходимо высокое значение выходного напряжения. Примеры осциллограмм коммутационных функций и выходных напряжений трехфазного полномоетового инвертора в режиме ШИМ приведены на рис.

1.51. Цикл выходного напряжения здесь разделен на 12 равных *интервалов переключения*, импульсы функций переключения расположены в центрах интервалов.

Таким образом, частота переключения, f_{sw} , в 12 раз превышает выходную частоту, f . В

практическом инверторах частота переключения обычно поддерживается постоянной и не зависит от выходного напряжения частоте, на уровне, представляющем наилучший компромисс между коммутационными потерями и качеством выходных токов.

Так называемые *пространственные векторы напряжения* - идея, изначально задуманная для анализа трехфазных электрических машин, - являются полезным инструментом и для анализа и управления трехфазными преобразователями мощности. Обозначая отдельные фазные напряжения инвертора через v_a , v_b и v_c (они могут быть линейными, линейно-земными или линейно-нейтральными), пространственный вектор напряжения, v , определяется как

$$v = v_d + jv_q \quad (1.26)$$

где

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 2 & 1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (1.27)$$

Сведение трех фазных напряжений, v_a , v_b , и v_c , к двум компонентам, v_d и v_q , вектора напряжения справедливо только в том случае, если $v_a + v_b + v_c = 0$. Тогда только два из этих напряжений являются независимыми

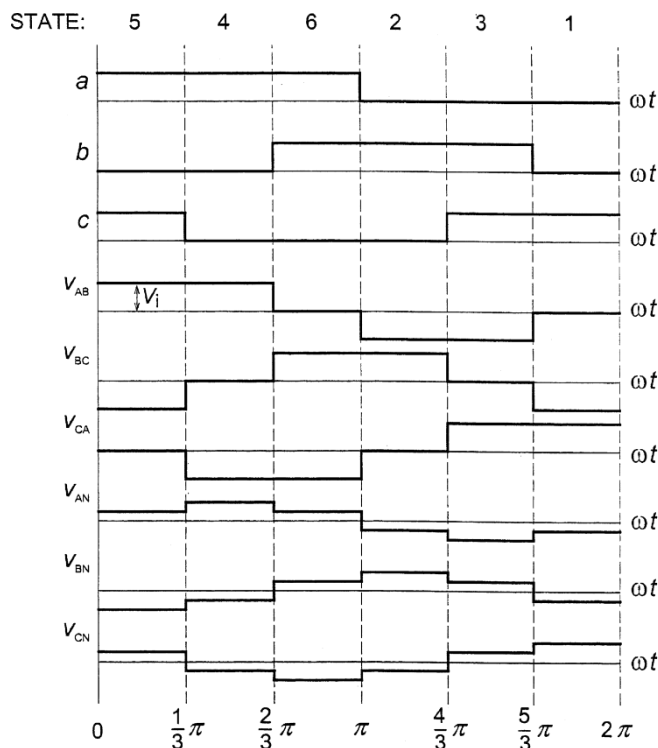


РИСУНОК 1.50

Волновые формы коммутационных функций и выходных напряжений в трехфазном полномостовом инверторе в режиме работы с квадратной волной.

переменных, так что количество информации, переносимой v_a , v_b и v_c , равно количеству информации, переносимой

v_d и v_q .

Если

$$\begin{aligned} v_a &= V_p \cos(\omega t + \theta) \\ v_b &= V_p \cos(\omega t + \theta - 120^\circ) \\ v_c &= V_p \cos(\omega t + \theta + 120^\circ) \end{aligned} \quad (1.28)$$

зате

м

$$v_d = \frac{3}{2} V_p \cos(\omega t + \theta) \quad (1.29)$$

то

есть,

$$v = \frac{3}{2} V_p e^{j(\omega t + \theta)} \quad (1.30)$$

Таким образом, с течением времени t пространственный вектор напряжения v вращается с угловой скоростью ω

в плоскости, определяемой набором ортогональных координат d и q .

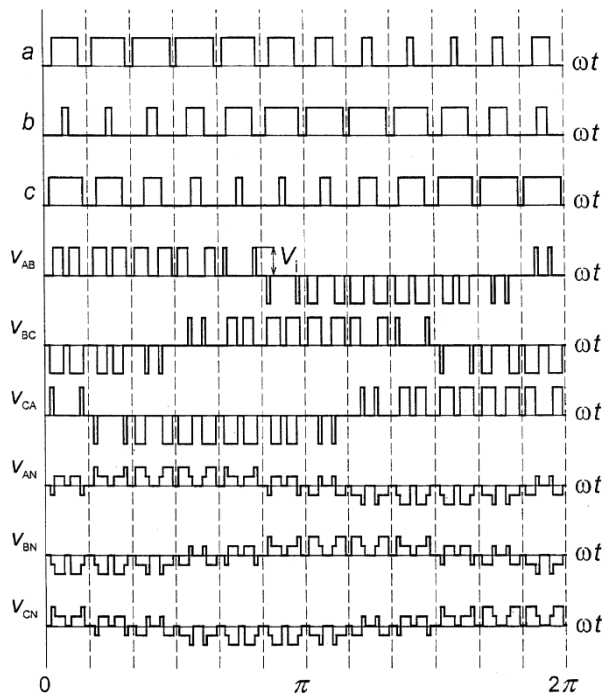


РИСУНОК 1.51

Волновые формы коммутационных функций и выходных напряжений в трехфазном полномостовом инверторе в режиме ШИМ.

Применительно к VSI, вращающийся вектор напряжения описывает фундаментальные выходные напряжения. Каждое состояние инвертора создает определенный стационарный пространственный вектор напряжения, а вращающийся вектор v , который должен следовать за опорным вектором v^* , должен быть синтезирован из стационарных векторов в процессе усреднения по времени. Максимально возможное значение v определяет максимальный коэффициент усиления напряжения инвертора.

Четыре стационарных вектора напряжения, $V_0 - V_3$, трехфазного неполномостового инвертора, соответствующие его четырем допустимым состояниям, показаны на рис. 1.52 в блочном формате.

Входное напряжение, V_i , принимается за базовое напряжение. В процессе широтно-импульсной модуляции вектор v основного выходного напряжения синтезируется как

$$v = \sum_{S=0}^3 D_S V_{SS} \quad (1.31)$$

где D_S обозначает коэффициент использования состояния S ($S = 0 \dots 3$). Каждый интервал переключения, составляющий малую долю периода выходного напряжения, делится на несколько неравных подинтервалов, представляющих собой длительности отдельных состояний инвертора. Не обязательно использовать все четыре состояния, достаточно трех. Используемые векторы зависят от углового положения синтезируемого вектора v . Поскольку сумма

всех задействованных рабочих коэффициентов равна 1, то максимальный вектор генерируемого напряжения ограничен. Можно показать, что круг, изображенный на рис.

1.52, представляет собой местоположение этого вектора. В соответствии с этим, максимальная величина v составляет $\frac{2}{\sqrt{3}} V_{SS}$, что соответствует пиковому значению

основное выходное напряжение между линиями равно половине постоянного напряжения питания инвертора.

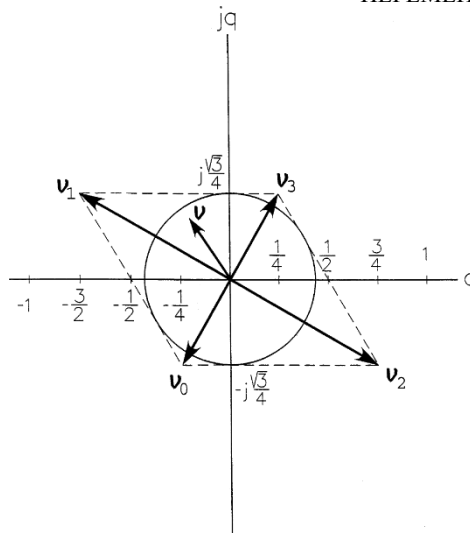


РИСУНОК 1.52

Пространственные векторы выходного напряжения "линия-нейтраль" в трехфазном неполномостовом инверторе с источником напряжения.

Пространственные векторы линейного выходного напряжения полномостового инвертора показаны на рис. 1.53. Имеется шесть ненулевых векторов, $V_1 - V_6$, величина которых равна входному напряжению постоянного тока, V_i , и два нулевых вектора, V_0 и V_7 . В общем случае,

$$v = \sum_{s=0}^P D V_{sS} \quad (1.32)$$

но на практике используются только нулевой вектор и два ненулевых вектора, обрамляющих вектор выходного напряжения. Например, вектор v на рис. 1.53 синтезируется из векторов V_2 и V_3 и нулевого вектора V_0 или V_7 . Радиус кругового локуса вектора максимального выходного напряжения указывает на коэффициент усиления по напряжению в два раза больший, чем у неполномостового инвертора. В частности, максимальное значение

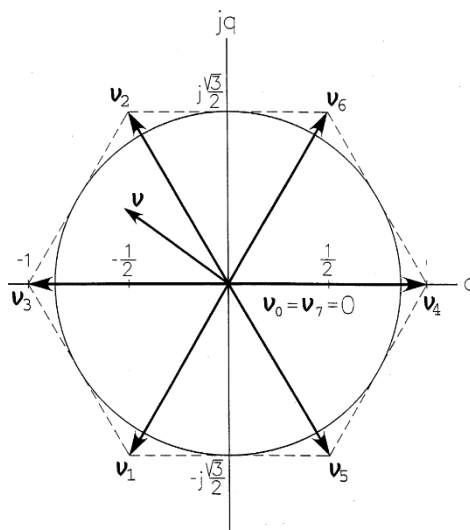


РИСУНОК 1.53

Пространственные векторы выходного напряжения "линия-нейтраль" в трехфазном полномостовом инверторе с источником напряжения.

Доступное пиковое значение основного линейного выходного напряжения равно V_i . Обратите внимание, что движение по часовой стрелке вокруг векторной диаграммы приводит к последовательности состояний 4-6-2-3-1-5 ..., характерной для работы в режиме квадратных волн 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 каждый выходной вывод, временно подключенный к одной из двух шин постоянного тока, может принимать только два уровня напряжения. В последнее время все больше внимания уделяется *многоуровневым инверторам*. Используя те же силовые переключатели, они имеют более высокие номинальные напряжения, чем их двухуровневые аналоги. Кроме того, формы выходного напряжения в них заметно лучше, чем в двухуровневых инверторах, особенно в режиме квадратных волн.

Наиболее распространенный *трехуровневый инвертор с нейтральным зажимом* показан на рис. 1.54. Каждая нога инвертора состоит из четырех полупроводниковых силовых переключателей, $S_1 - S_4$, с диодами свободного хода, $D_1 - D_4$, и двух зажимных диодов, D_5 и D_6 , которые предотвращают замыкание конденсаторов постоянного тока.

от замыкания. Всего 12 полупроводниковых силовых переключателей подразумевают большое количество возможных

состояний инвертора. На практике используется только 27 состояний, поскольку каждая нога инвертора может 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. Видно, что входное напряжение постоянного тока, V_i , всегда подается на пару последовательно соединенных переключателей, что объясняет

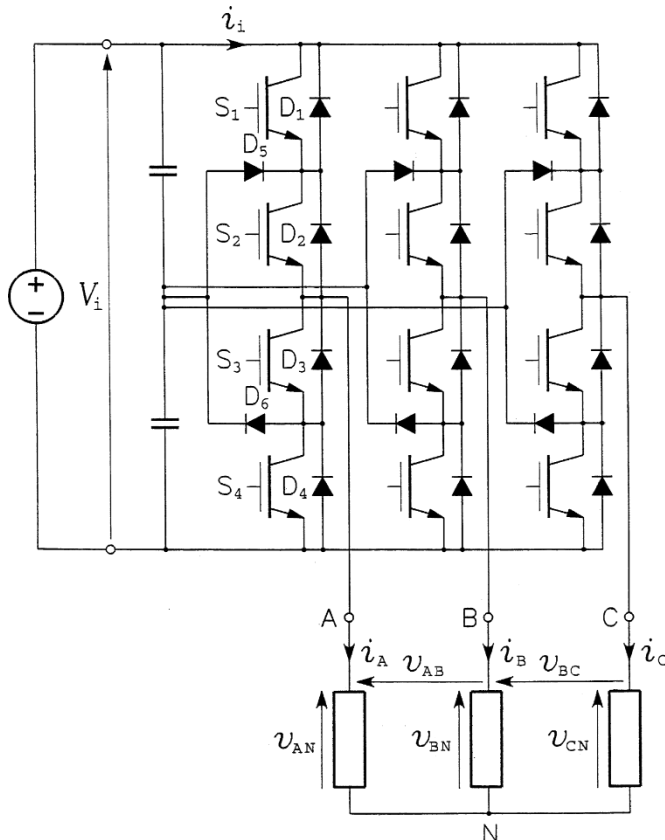


РИСУНОК 1.54

Трехуровневый инвертор с нейтральным зажимом.

Уже упомянутое преимущество многоуровневых инверторов - номинальное напряжение. Оно может быть в два раза выше, чем номинальное напряжение 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 позволяет получить более высокое качество выходного напряжения и тока. Например, при работе в режиме квадратных волн получаются пятиуровневые линейные выходные напряжения и семиуровневые линейно-нейтральные напряжения. Волновые формы выходных напряжений трехуровневого инвертора, работающего в режиме квадратных волн, показаны на рис. 1.56. Методы ШИМ позволяют получить выходные токи с очень низкой пульсацией даже при использовании средних частот переключения.

Все описанные до сих пор инверторы - это преобразователи с жесткой коммутацией, переключатели которых включаются и выключаются в условиях ненулевого напряжения и ненулевого тока. Это приводит к потерям на переключение, 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 ускоренное разрушение изоляции статора и подшипников ротора, наведенные и излучаемые электромагнитные помехи (EMI), перенапряжения в кабелях, соединяющих инвертор с двигателем. Поэтому уже более десяти лет значительные исследовательские усилия направлены на разработку практичных силовых инверторов с плавным переключением.

В инверторах с плавной коммутацией переключатели включаются и выключаются при нулевом напряжении или нулевом токе, используя явление электрического резонанса. Как известно, переходные токи и напряжения, имеющие форму волны переменного тока, могут легко генерироваться в низкоомных индуктивно-емкостных (LC) цепях с постоянным питанием. Таким образом, резонансный LC-контур (или контуры) является неотъемлемой частью инвертора. Появилось два класса инверторов с плавным переключением. В первом классе для инициирования резонанса не добавляется никаких переключателей. Представитель этого класса, классический инвертор с резонансным звеном постоянного тока (RDCL) и отсечкой импульсов напряжения, показан на рис. 1.57.

Резонансный контур состоит из индуктора L_r и конденсатора C_r , расположенных между звеном постоянного тока (не показано) и инвертором. Низкие значения индуктивности и емкости делают резонанс

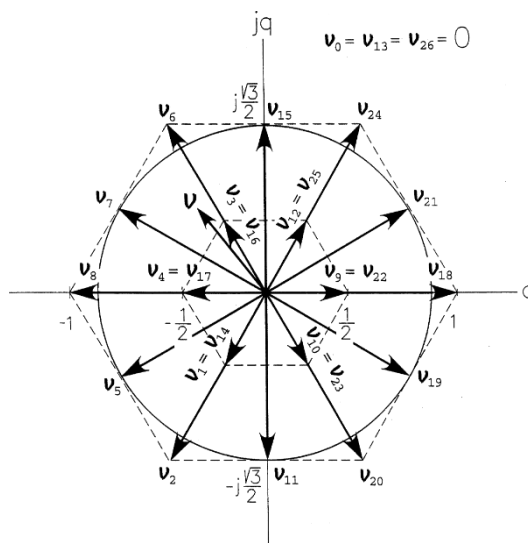


РИСУНОК 1.55

Пространственные векторы выходного напряжения "линия-нейтраль" в трехуровневом инверторе с нейтральным зажимом.

STATE: 18 21 24 15 6 7 8 5 2 11 20 19 18

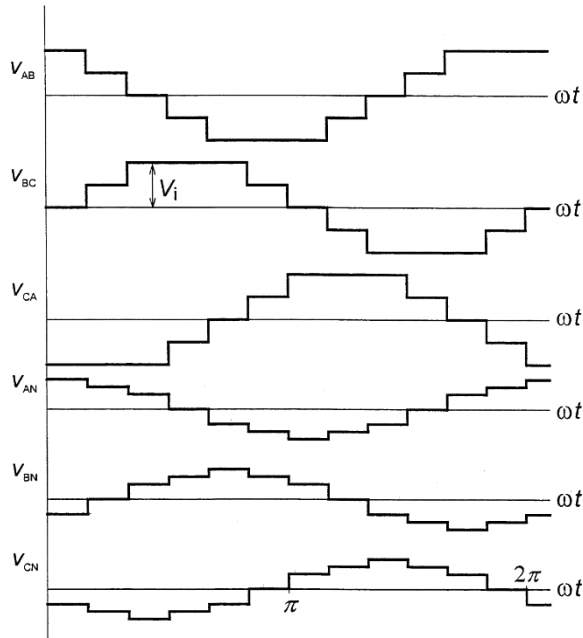


РИСУНОК 1.56

Формы выходного напряжения в трехуровневом инверторе с нейтральным зажимом в режиме квадратных волн.

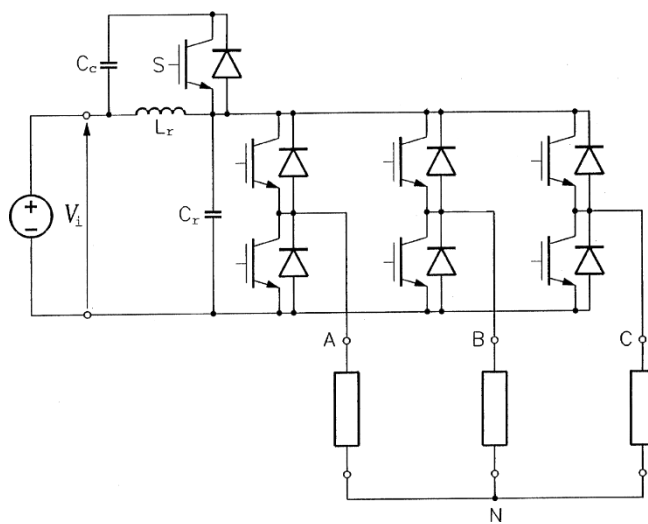


РИСУНОК 1.57

Резонансный инвертор постоянного тока.

частота, на несколько порядков превышающая выходную частоту инвертора. Резонанс инициируется включением на короткий промежуток времени обоих переключателей в одной из ножек инверторного моста. Это нагружает L_T электромагнитной энергией, которая затем высвобождается в C_T при выключении одного из переключателей. Благодаря низкому сопротивлению резонансного

напряжение на конденсаторе приобретает синусоидальную форму. Если зажимная цепь, состоящая из переключателя S и конденсатора C_c , будет неактивна, то пиковое значение выходного напряжения приблизится к $2 B_i$. Когда напряжение падает до нуля, диоды инвертора становятся смещенными вперед и замыкают шины постоянного тока силовой цепи. Это создает условия нулевого напряжения для переключателей инвертора, что позволяет переключать их без потерь.

Формы выходного напряжения в инверторе RDCL состоят из пачек узко разнесенных резонансных импульсов. Зажимная схема обрезает эти импульсы, чтобы увеличить плотность напряжения. Пакет обрезанных импульсов напряжения показан на рис. 1.58. Он представляет собой эквивалент одного прямоугольного импульса выходного напряжения в инверторе с жесткой коммутацией. Видно, что импульсы напряжения имеют низкий dv/dt , что смягчает некоторые нежелательные побочные эффекты переключения инвертора.

В другом классе инверторов с плавным переключением вспомогательные переключатели вызывают резонанс, так что основные переключатели переключаются в условиях нулевого напряжения. Одна из фаз (фаза A) такого преобразователя - инвертор *со вспомогательными резонансными коммутируемыми полюсами* (ARCP) - показана на рис. 1.59. Для минимизации высоких динамических нагрузок на главные выключатели SA и SA' используется резонансный снаббер на основе индуктора L_A и конденсаторов C_{A1} и C_{A2} . Резонанс инициируется включением двунаправленный переключатель, состоящий из вспомогательных переключателей S_{A1} и S_{A2} и их антипараллельных элементов. диоды. Вспомогательные выключатели включаются и выключаются в условиях нулевого тока.

ARCP-инверторы, обычно предназначенные для мощных приложений, обеспечивают высокоэффективное преобразование энергии. В отличие от инвертора RDCL, форма выходного напряжения которого состоит из пачек резонансных импульсов, инвертор ARCP способен осуществлять настоящую широтно-импульсную модуляцию, но при этом импульсы напряжения характеризуются низким dv/dt . Как правило, в качестве основных переключателей используются IGBT или GTO, а в качестве вспомогательных - MCT или IGBT.

Источник напряжения, питающий VSI, обеспечивает фиксированное постоянное входное напряжение. Для этого используется аккумуляторная батарея или, чаще всего, выпрямитель (обычно неуправляемый) со звеном постоянного тока, как, например, источник постоянного тока для чопперов, показанный на рис. 1.37. Следовательно, полярность входного тока зависит от направления передачи энергии между источником и нагрузкой инвертора, что объясняет необходимость использования развязывающих диодов. Источники напряжения более "естественны", чем источники тока. Тем не менее, справедливое представление об источнике тока можно получить, объединив выпрямитель, управляемый током

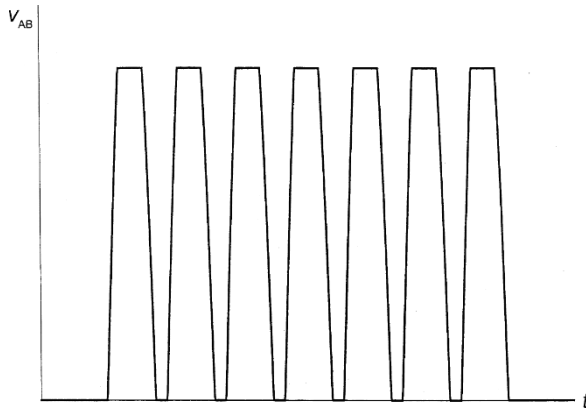


РИСУНОК 1.58

Пакет импульсов выходного напряжения в резонансном инверторе постоянного тока.

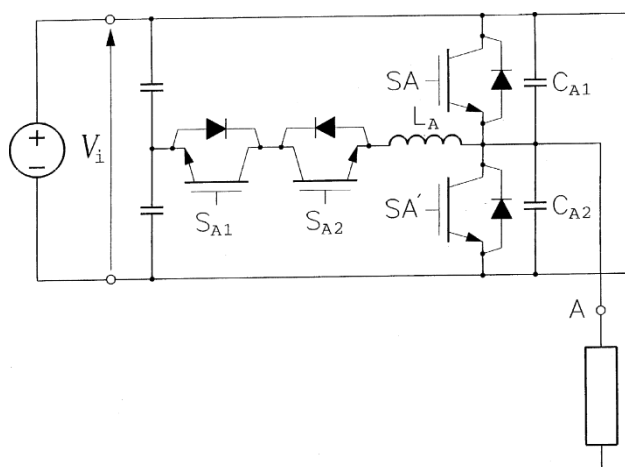


РИСУНОК 1.59

Одна фаза вспомогательного резонансного инвертора с коммутируемыми полюсами.

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 входной ток, I_i , поддерживается постоянным, а изменение полярности входного напряжения сопровождается изменением полярности передачи мощности.

Трехфазный инвертор с источником тока, показанный на рис. 1.61, отличается от своего полномостового аналога с источником напряжения отсутствием развязывающих диодов, которые из-за однонаправленного входного тока были бы излишними. Аналогично, однофазный ИБП можно получить из однофазного полномостового ИБП на рис. 1.46, удалив диоды свободного хода.

В отличие от VSI, оба выключателя в одной ноге CSI могут быть включены одновременно. Благодаря характеристикам источника тока в системе питания перегрузки по току не происходит. Опасность представляет прерывание тока из-за большой индуктивности цепи постоянного тока. Поэтому при изменении состояния инвертора оба переключателя в одной фазе остаются замкнутыми на короткое время, что аналогично мертвому времени в VSI.

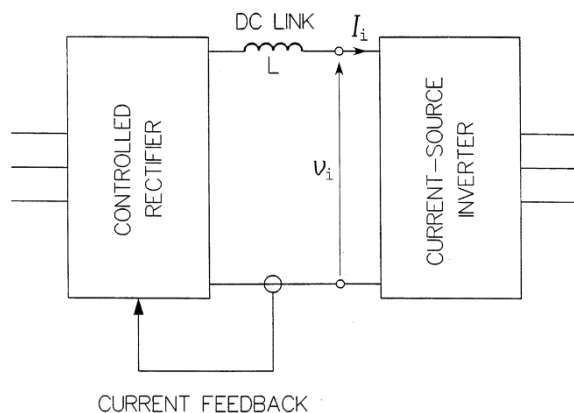


РИСУНОК 1.60

Схема питания инвертора с источником тока.

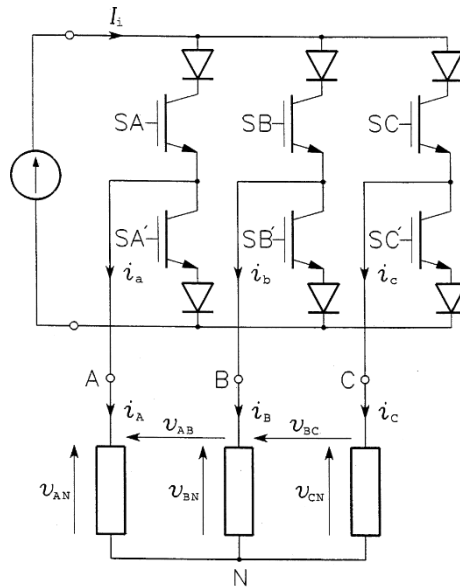


РИСУНОК 1.61

Трехфазный инвертор с источником тока.

Поскольку оба переключателя в одной фазе могут быть включены или выключены одновременно и один переключатель может быть включен, а другой выключен, функции переключения для отдельных фаз должны быть четвертичного типа (со значениями 0, 1, 2 или 3). Это было бы неудобно, поэтому вместо этого отдельным переключателям, $SA - SC^r$, назначаются двоичные функции переключения, a, a^r, b, b^r, c и c^r . Таким образом, получается 64 возможных состояния инвертора, из которых, однако, используются только 9, чтобы избежать неопределенности, возникающей при питании многопутевой сети от источника тока. Допускается только один путь выходного тока, например, от клеммы А к клемме С, то есть с $i_{i.A} \quad c$

Токи выходных линий в трехфазном ИБП можно выразить как

$$\begin{matrix} 2 & 3 & & 02 & 3 & & 2 & 31 \\ & i_A & & a & & & a^r & \\ 4 & i_B & 5 = I_i & @ & 4 & b & 5 & - 4 & b^r & 5A. \\ & i_C & & c & & & c^r & \end{matrix} \quad (1.33)$$

Определяя состояние ИГО как $aa \, bb \, cc^{rr}_2$, используются только состояния 3, 6, 9, 12, 18, 24, 33, 36 и 48, причем в состояниях 3, 12 и 48 выходные токи равны нулю.

Пространственные векторы ИГО показаны на рис.

1.62. Для облегчения интерпретации отдельных векторов также отмечены клеммы инвертора, по которым проходит выходной ток. Например, вектор тока i_{33} , созданный в состоянии 33, представляет ситуацию, когда ток нагрузки протекает между клеммами А и С, то есть $i_{i.A} \quad i \quad i_{i.C} \quad i$.

Аналогично VSI, когда накладывается последовательность состояний, соответствующая последовательным векторам тока $i_{36}, i_{33}, i_9, i_{24}, i_{18}, i_6, \dots$, причем каждое состояние длится одну шестую часть желаемого периода выходного напряжения, CSI работает в режиме квадратных волн, показанном на рис. 1.63. На практике скорость изменения тока на переднем и заднем фронтах каждого импульса ограничена. Тем не менее Индуктивность нагрузки порождает скачки выходного напряжения на этих фронтах, что, наряду с несинусоидальной формой осциллограмм тока, является недостатком ИГО. Синусоидальные токи (с пульсацией) формируются в ШИМ ИГО, который получается

путем добавления конденсаторов

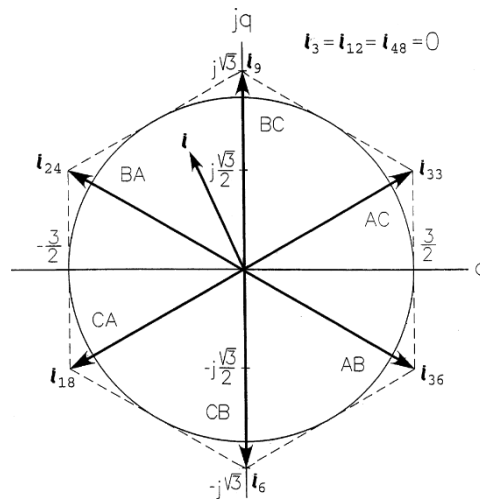


РИСУНОК 1.62

Пространственные векторы линейного тока в трехфазном инверторе с источником тока.

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

1.6 ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Описанное разнообразие силовых электронных преобразователей позволяет эффективно преобразовывать и управлять электроэнергией. Преобразователи с широтно-импульсной модуляцией имеют лучшие рабочие характеристики, чем преобразователи с фазовым управлением, но сам процесс высокочастотного переключения создает нежелательные побочные эффекты. Похоже, что выпрямители с фазовым управлением и регуляторы напряжения переменного тока будут

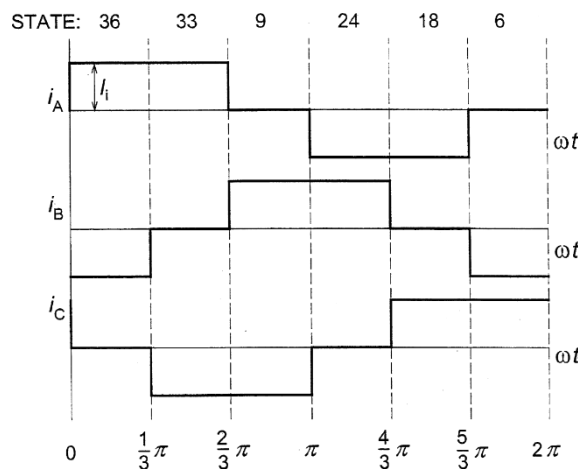


РИСУНОК 1.63

Осциллограммы выходного тока в инверторе с источником тока в режиме квадратных волн.

сохранят свое присутствие в силовой электронике на долгие годы. То же самое можно сказать и о преобразователях с жесткой коммутацией, хотя преобразователи с мягкой коммутацией, безусловно, увеличат свою долю на рынке.

Коммутационные функции, подчеркивающие дискретный характер силовых электронных преобразователей, и 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.

Эта страница намеренно оставлена пустой

Резонансные преобразователи постоянного тока

СТИГ МУНК-НИЛЬСЕН

Институт энергетических технологий, Ольборгский университет, Ольборг, Дания

Применение плавного переключения снижает потери на переключение устройств по сравнению с инверторами с жесткой коммутацией источника напряжения (ИИП), что делает его интересной альтернативой. В отличие от PWM-VSI, где доминирует схема главной цепи без снаббера, здесь нет конфигурации резонансного контура, которая занимала бы доминирующее положение. Существует множество различных схем, способных реализовать мягкое переключение устройства; у каждой схемы есть свои достоинства и недостатки. В этой главе будет представлено несколько различных конфигураций преобразователей, которые считаются базовыми. Базовая конфигурация послужила основой для создания множества преобразователей; некоторые из них также представлены. Наконец, представлены дискретные модуляторы.

2.1 ОБЗОР РЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

2.1.1 Параллельный резонансный звено постоянного тока

Снижение потерь на переключение в ШИМ-VSI может быть достигнуто с помощью схемы снаббера, которая надежна и проста в реализации. Однако схемы снабберов рассчитаны на рассеивание мощности переключения в резисторе, что приводит к увеличению общих потерь. Резонансный контур в идеале является недиссипативным контуром и поэтому представляет собой интересную альтернативу снабберным контурам.

Параллельные резонансные преобразователи постоянного тока (RDCL) имеют осциллирующее напряжение звена, которое колеблется между нулевым и пиковым напряжением. На рис. 2.1 показан параллельный резонансный преобразователь. Переключение транзисторов в преобразователе должно быть синхронизировано с периодами нулевого напряжения v_{do} [1], чтобы получить переключение нулевого напряжения (ZVS). Эта стратегия позволяет устранить

возможность ШИМ высокого разрешения, и вместо этого необходимо использовать дискретную импульсную модуляцию (ДИМ).

В [2] описывается ДПМ, и делается вывод, что ДПМ имеет характеристики, сравнимые с ШИМ-VSI, если частота резонансного звена более чем в 6 раз превышает частоту переключения ШИМ. При сравнении выходных сигналов в [3, 2] показано, что спектральные характеристики ДПМ-преобразователя по сравнению с ШИМ ниже при индексах модуляции менее 0,3.

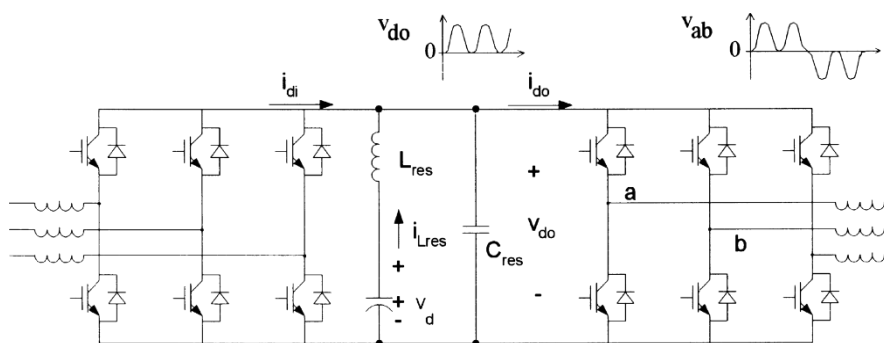


РИСУНОК 2.1

Параллельный резонансный преобразователь постоянного тока.

0.5. По сравнению с жесткими импульсными преобразователями с жестким звеном постоянного напряжения, амплитуда пикового напряжения на транзисторах может более чем в два раза превышать постоянное напряжение, V_d . Пиковое напряжение v_{do} часто ограничивается вспомогательной схемой зажима [4]. Высокое пиковое напряжение на клеммах имеет несколько недостатков: высокий номинал напряжения на устройствах преобразователя и напряжение на изоляции нагрузки и машины, что может привести к пробое изоляции.

2.1.2 Резонансные звенья постоянного тока

Последовательный резонансный преобразователь звена постоянного тока (рис. 2.2) использует принцип коммутации нулевого тока (ZCS), при котором достигается переключение без потерь. Преобразователь тесно связан с тиристорным преобразователем, а напряжение звена является двухполярным, что требует от коммутаторов симметричной способности блокировать напряжение. Ток звена постоянного тока колеблется между нулем и, как минимум, удвоенным током звена постоянного тока, который питается от индуктора постоянного тока L_d . Для индуктивного тока звена постоянного тока всегда должен существовать путь тока, поэтому необходим конденсаторный фильтр.

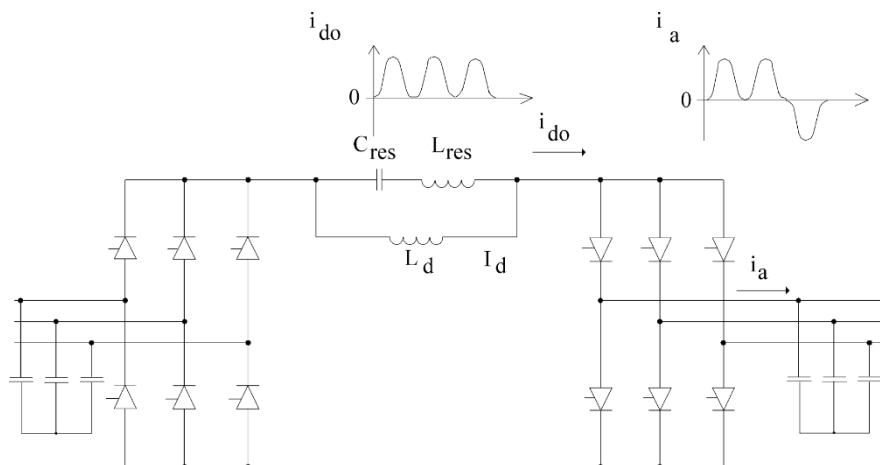


РИСУНОК 2.2

Последовательный резонансный преобразователь постоянного тока.

В преобразователе заложена возможность выпрямления с коэффициентом мощности, равным единице, и двунаправленного потока мощности. При использовании параллельной резонансной топологии выпрямление переменного напряжения часто осуществляется диодами, что исключает возможность использования управляемых переключателей, двунаправленного потока мощности и коррекции коэффициента мощности, равного единице. При использовании последовательных резонансных преобразователей для полномостового трехфазного преобразования переменного тока в переменный требуется всего 12 тиристоров, в то время как в параллельных резонансных преобразователях используются 12 транзисторов и 12 диодов.

Срабатывание тиристоров должно быть синхронизировано с периодами нулевого тока в линии, и снова используется ДПМ. Спектральные характеристики зависят от частоты переключения. Обычно частота переключения ограничивается 30 кГц из-за относительно медленного времени переключения тиристоров [5].

Напряжение тока в звене минимум в два раза превышает ток постоянного индуктора, поэтому 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 рассеиваемой омической мощности [6]. Такое решение ставит размер преобразователя в зависимость от нагрузки.

2.1.3 Полусная коммутация постоянного тока

Полусно-коммутируемый преобразователь (рис. 2.3) имеет жесткое напряжение звена постоянного тока, но переключатели преобразователя переключаются в условиях нулевого напряжения, что позволяет получить низкие коммутационные потери. Для получения ZVS используется вспомогательный резонансный контур. В каждой ветви преобразователя используется один контур, а вспомогательный контур имеет четыре вывода. Три из них подключены к клеммам звена постоянного тока, а четвертая клемма подключена к клемме ветви [7, 8].

В отличие от параллельных и последовательных резонансных преобразователей звена постоянного тока, преобразователь с полусной коммутацией способен выполнять ШИМ. Еще одним преимуществом является то, что основной ток нагрузки не протекает через резонансные элементы, и таким образом напряжение тока на резонансном индукторе относительно невелико. По сравнению с преобразователями с жесткой коммутацией напряжение на коммутаторах преобразователя почти такое же, а выходное напряжение dv/dt меньше. Существует компромисс между низким dv/dt и малым

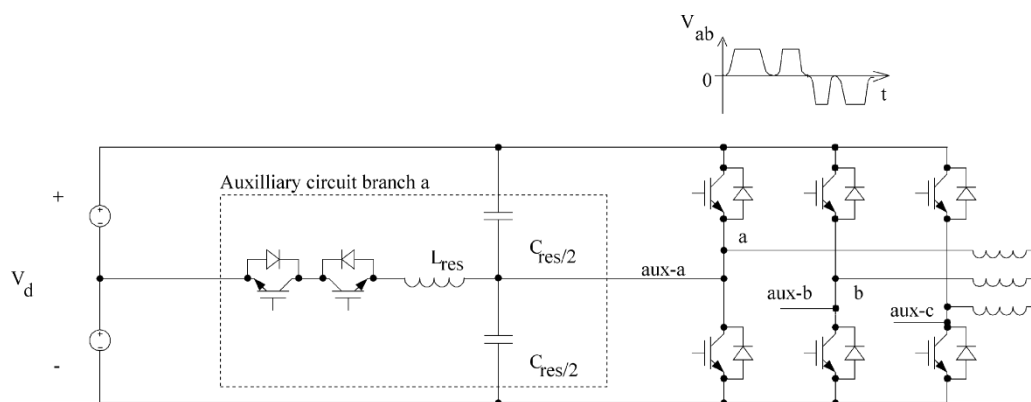


РИСУНОК 2.3

Преобразователь с коммутацией дополнительных полюсов.

минимальная длительность импульса. Увеличение резонансной частоты, заданной L_{res} и C_{res} , увеличивает dv/dt , но снижает ограничения на длительность импульса. Это дает лучшие спектральные характеристики. Преобразователи с полусной коммутацией имеют спектральные характеристики, близкие к характеристикам PWM-VSI при заданной частоте коммутации [7].

2.2 ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Для ограничения пикового напряжения параллельных резонансных преобразователей звена постоянного тока необходимо использовать метод зажима. Часто используется дополнительная цепь зажима, но также возможно ограничить пиковое напряжение простым управлением переключателями инвертора. Далее описаны три различных метода.

2.2.1 Пассивный зажим

Пассивно зажатый параллельный резонансный преобразователь постоянного тока описан в [9]. Схема зажима звена представляет собой трансформатор с диодом, как показано на рис. 2.4. В идеале трансформатор зажимает напряжение звена v_{do} до уровня зажима, в 2 раза превышающего напряжение звена постоянного тока V_d . На практике паразитная индуктивность вызывает уровень зажима, превышающий в 2 раза V_d . В [9] получен коэффициент зажима напряжения звена 2,02. Амплитуда напряжения звена составляет 1252 В при напряжении звена $V_d = 620$ В.

2.2.2 Активный зажим

В преобразователе с активным резонансным звеном постоянного тока (ACRDCL) амплитуда напряжения звена, v_{do} , ограничивается ниже 2-кратного значения V_d с помощью цепи зажима. Схема ACRDCL [10] показана на рис. 2.5.

Амплитуда напряжения связи v_{do} зажимается напряжениями $V_k + V_d$, когда работает диод D_1 . В течение периода, когда диод D_1 работает, индуктор L_{res} разряжается. Для того чтобы в следующем резонансном цикле напряжение на индукторе L_{res} достигло нуля, он должен быть перезаряжен. Переключатель S_1 включен во время перезарядки индуктора.

Стратегия управления активным зажимом находится из энергетических соображений. Энергия, поступающая в источник зажима V_k , должна быть равна энергии, вытекающей из него. В схеме активного зажима используется идеальный источник напряжения, в реализации схемы зажима источники напряжения часто избегают, из-за

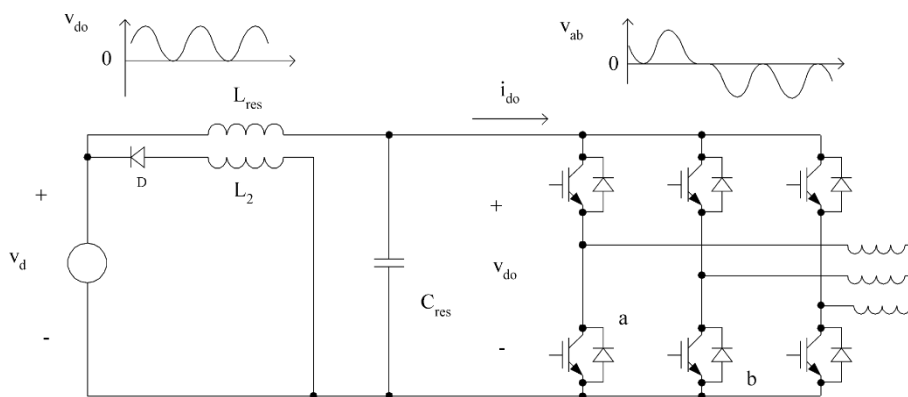


РИСУНОК 2.4

Пассивный резонансный преобразователь с зажимом.

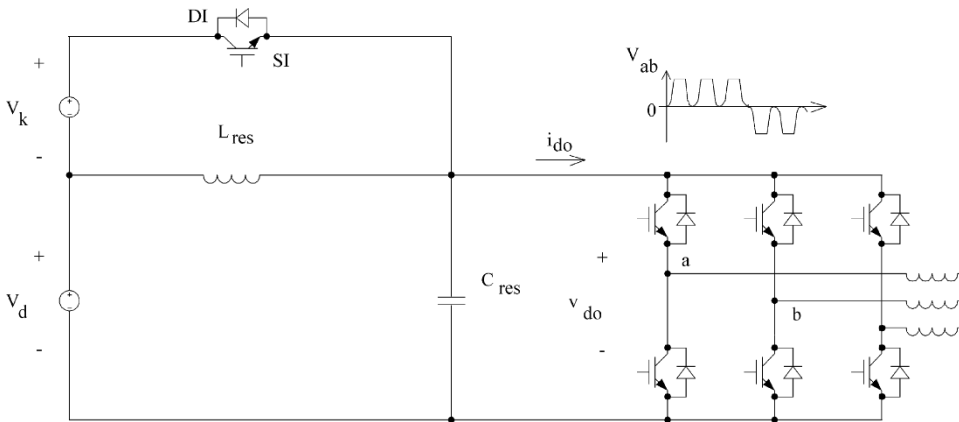


РИСУНОК 2.5

Резонансный преобразователь с активным зажимом.

сложность и стоимость схемы. В [10, 11] приводятся несколько предложений из литературы, описывающих способы реализации схемы зажима.

2.2.3 Управление пиком напряжения

Пик напряжения, превышающий $2 V_d$, возникает, если резонансный индуктор L_{res} , показанный на рис. 2.1, внезапно разряжается, а индуктор разряжается через резонансный конденсатор. Эта ситуация показана на рис. 2.6а. IGBT в инверторе выключается, и ток звена i_{do} резко меняет амплитуду. Заряд резонансного конденсатора вызывает пик высокого напряжения. Пик высокого напряжения можно предотвратить. Выключив IGBT за короткое время до состояния нулевого напряжения звена постоянного тока, можно управлять зарядом конденсатора. Выключение IGBT при уровне напряжения звена DV_{do} приводит к тому, что следующий резонансный пик напряжения будет в два раза выше напряжения звена постоянного тока. Принцип работы проиллюстрирован на рис. 2.6б.

Стратегия управления пиком напряжения (VPC), используемая для управления резонансным напряжением звена постоянного тока, описана в [12]. Стратегия может быть сформулирована с помощью

$$\frac{DV_{do}}{V_d} = 1 - \cos \alpha \sin \frac{D i_{do} Z_{res}}{2 V_d}$$

где V_d - напряжение звена постоянного тока, Z_{res} - резонансное сопротивление, i_{do} - ток звена постоянного тока, D - коэффициент широты импульсов, α - угол выключения IGBT.

DV_{do} - это уровень резонансного напряжения, при котором ток звена постоянного тока должен измениться, чтобы следующий пик резонансного напряжения был вдвое больше напряжения звена постоянного тока. Экспериментальные результаты показаны на рис. 2.7.

2.3 ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ ПВМ-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В данном разделе рассматривается тип параллельных резонансных преобразователей, использующих ШИМ и имеющих нулевое переключение напряжения на главных

ключах. Представлены три преобразователя: трехфазный ШИМ-преобразователь с выемчатой коммутацией [13, 14], ШИМ-преобразователь с нулевыми потерями на переключение с резонансным контуром [15] и модифицированный преобразователь ACRDCL для работы с ШИМ [16].

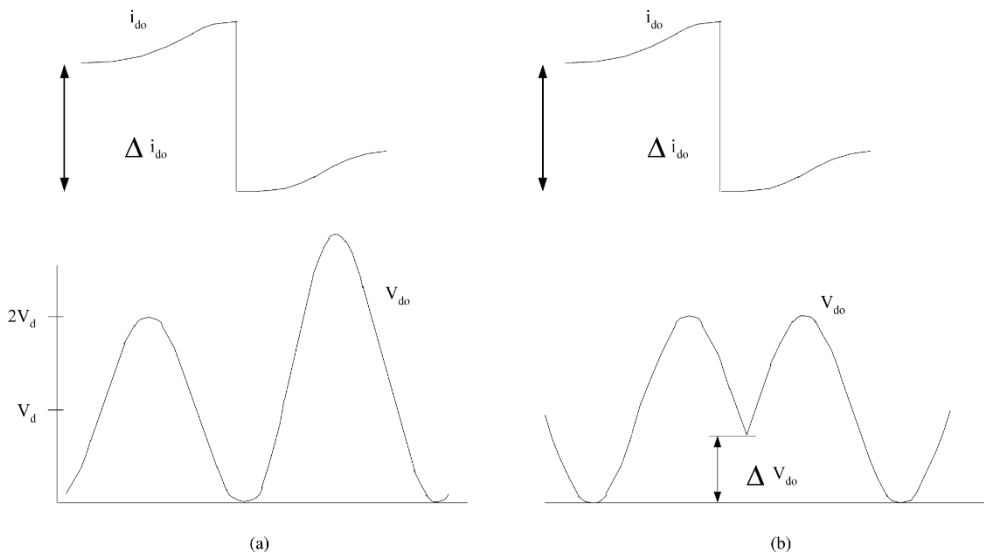


РИСУНОК 2.6

Принцип стратегии управления пиком напряжения. (а) Изменение тока звена постоянного тока i_{do} вызывает увеличение резонансного напряжения

пик напряжения V_{do} . (б) Изменение тока звена по времени, при котором пик напряжения v увеличивается.

я.

2.3.1 Трехфазный ШИМ-преобразователь с насечками

В трехфазном ШИМ-преобразователе с зубчатой коммутацией периоды нулевого напряжения не происходят в отдельные моменты времени, а синхронизируются с импульсами от широтно-импульсного модулятора. На рисунке 2.8 показан преобразователь.

Цепь связи преобразователя обеспечивает синхронизацию с коммутаторами преобразователя. До тех пор, пока не потребуются коммутация, переключатель S_1 выключен. Затем S_1 включается и уменьшает ток резонансного индуктора до начального значения, что обеспечивает резонансный период с ZVS. Зажим Напряжение, V_k , и размер индуктора L_{res} определяют время, необходимое для достижения начального тока.

Энергия в C_{res} рассеивается в S_1 при включении, поэтому уровень зажима низкий. В [14] уровень зажима составляет около 1,2.

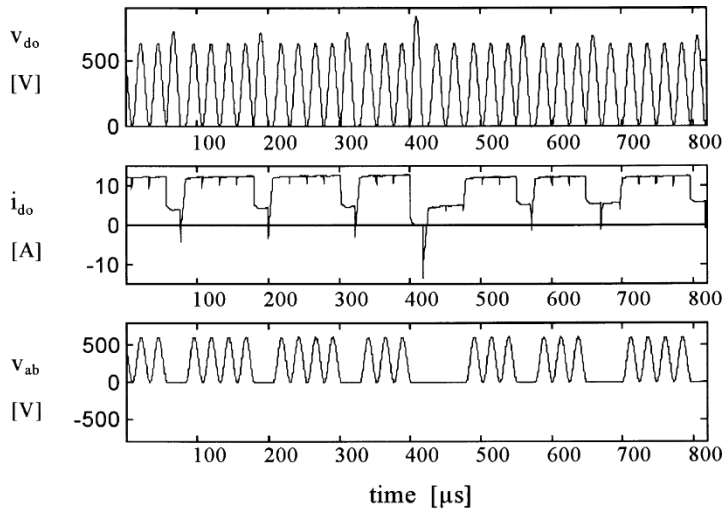
Преобразователь обладает желаемыми свойствами ШИМ, но при включении S_1 возникают потери при разряде конденсаторов C_{res} .

2.3.2 ШИМ-преобразователь с нулевыми коммутационными потерями и резонансными цепями

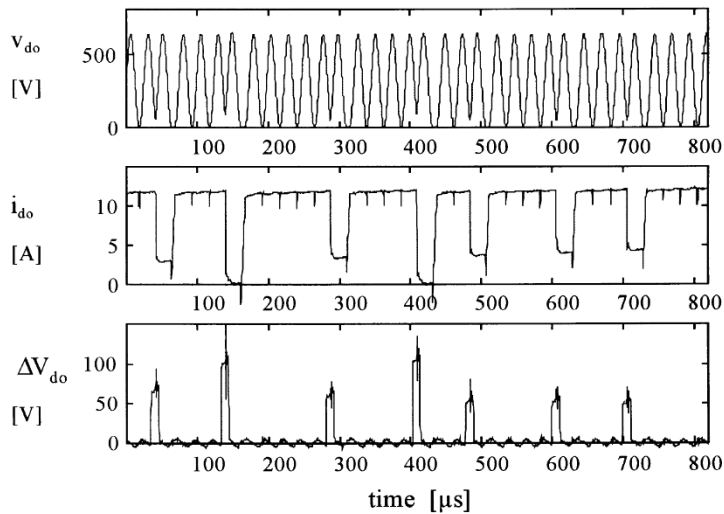
Этот преобразователь обеспечивает ШИМ и переключение нулевого напряжения, как и описанный ранее преобразователь с зубчатой коммутацией, но напряжение на компонентах преобразователя ниже. Преобразователь представлен в [15]. На рисунке 2.9 показан преобразователь.

Напряжение на коммутаторах преобразователя аналогично ШИМ-VSI, но для топологии требуется 2 коммутатора и 3 диода по сравнению с преобразователями с

выемкой, в которых используется 1 транзистор и 1 диод. Резонансный контур отличается от других описанных резонансных контуров. Она использует два резонансных состояния, определяемых изменением величины резонансного конденсатора. Изменение резонансного состояния делает возможным колебание звена без проскакивания напряжения постоянного тока ($V_k = 0$). Однако при этом возникает более высокая напряжение тока на компонентах преобразователя.



(a)



(b)

РИСУНОК 2.7

(а) Экспериментальные результаты преобразователя RDCL, напряжение звена постоянного тока $V_d = 300$ В. (б) Экспериментальные результаты преобразователя RDCLVPC, напряжение звена постоянного тока $V_d = 300$ В.

2.3.3 Модифицированный ACRDCL для работы с ШИМ

Этот преобразователь обеспечивает переключение коммутаторов преобразователя с нулевым напряжением и работу преобразователя в режиме ШИМ [16]. Он представляет собой расширение ACRDCL с дополнительным переключателем и диодом. На рисунке 2.10 показан этот преобразователь.

Напряжение на переключателях конвертера ограничивается значением V_d , пока не потребуются переключение конвертера. Прежде чем произойдет переключение преобразователя, энергия резонансного индуктора L_{res} должна

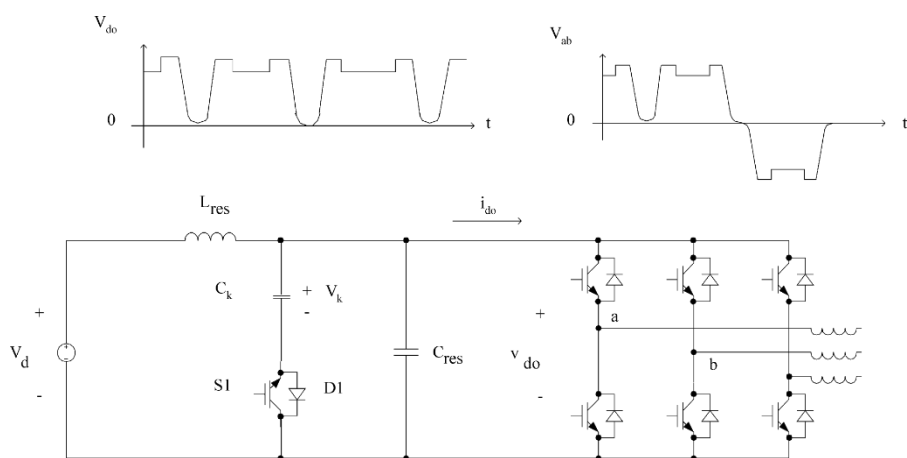


РИСУНОК 2.8
Преобразователь с зубчатой коммутацией.

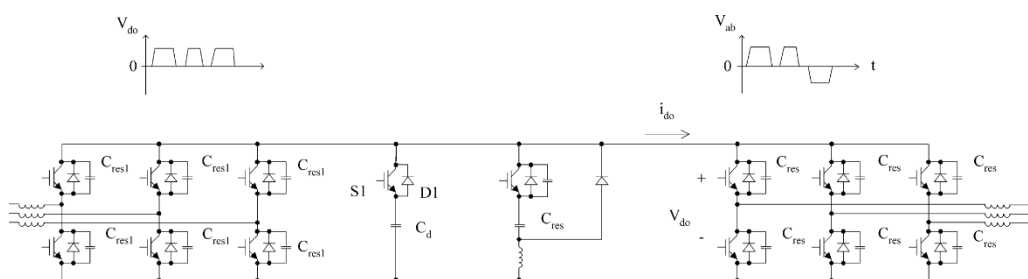


РИСУНОК 2.9
ШИМ-преобразователь с нулевыми коммутационными потерями с резонансными контурами.

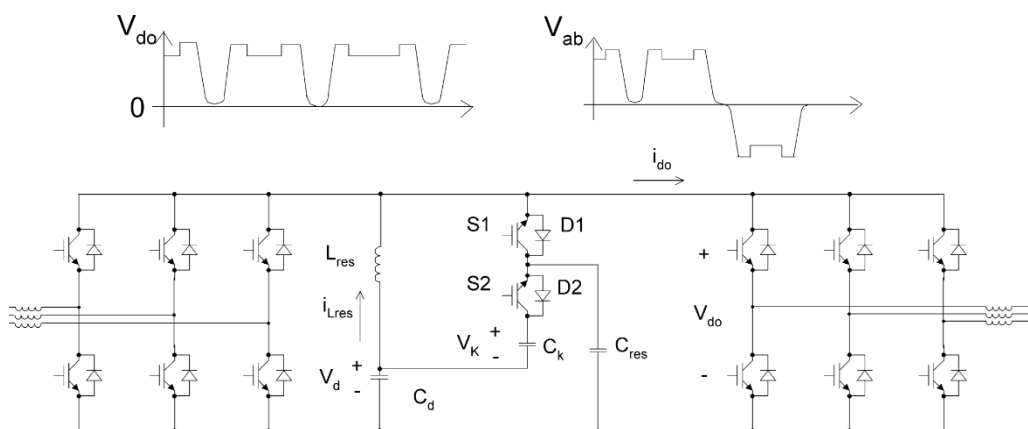


РИСУНОК 2.10
Модифицированный ACRDCL для работы с ШИМ.

увеличение. Энергия резонансного индуктора подается от зажимного источника V_k . В течение интервала зарядки резонансного индуктора напряжение на линии составляет $v_{do} = V_d + V_k$.

Завершая резонансные циклы, необходимо зажать напряжение на уровне V_d . В течение этого интервала зажима энергия, приложенная в течение интервала зарядки индуктора, передается обратно в цепь зажима.

2.4 ПОДДЕРЖАНИЕ РЕЗОНАНСА

В этом разделе описывается, как поддерживается резонанс резонансного контура. На первый взгляд задача кажется простой, но через некоторое время приходит понимание, что это не так. Поддержание резонанса - ключевая проблема, которую необходимо решить. Правильная работа резонанса обеспечивает нулевое или низковольтное переключение коммутаторов инвертора. При проектировании необходимо учитывать несколько моментов:

1. Как инициировать резонанс? Это можно сделать грубым или мягким способом, как описано далее.
2. Резонанс должен быть устойчив к ошибкам, то есть если произойдет ошибка и резонанс не завершится, управление резонансным контуром должно быть способно восстановить резонанс в следующем резонансном цикле. Недопустимо, чтобы из-за электрических помех останавливался весь преобразователь.
3. Резонансный контур накапливает реактивную мощность, и для того, чтобы потери в резонансном контуре были низкими, необходимо поддерживать низкий уровень реактивной мощности.
4. Наконец, схема, управляющая резонансом, должна обеспечивать работу преобразователя при напряжении звена постоянного тока до 500 В.

Представлены два метода. Первый известен как метод короткого замыкания. Второй предложен на основе опыта работы с первым описанным методом. Теоретическое описание этого метода несколько сложнее, чем метода короткого замыкания, и, видимо, требует нескольких дополнительных компонентов.

2.4.1 Метод короткого замыкания

Резонанс поддерживается за счет короткого замыкания ножек моста инвертора в течение интервала нулевого напряжения. Короткое замыкание обеспечивает достаточный запас энергии в резонансном индукторе для преодоления потерь в цепи и, следовательно, обеспечивает резонанс напряжения звена с нулевым напряжением в следующем временном интервале.

В резонансном контуре присутствует несколько основных элементов потерь, наиболее значительными из которых являются последовательные сопротивления резонансного индуктора. Общие резистивные потери определяются из эксперимента, в котором измерение амплитуд последующих резонансных напряжений используется для определения коэффициента добротности Q . Зная Z_{res} , эквивалентный последовательный резистор имеет вид $R = Z_{res}/Q$. Можно найти уравнение, описывающее уровень тока в I_{res} , необходимый для того, чтобы преодолеть потери в резисторах:

$$DI = \frac{U_R}{Z_{\text{res}}} \cdot L_{\text{res}} \cdot \frac{d}{d}$$

ФРЕЗЕРЫ

2.4.2 Реализация метода короткого замыкания

Короткое замыкание резонансного инвертора осуществляется путем включения всех переключателей инвертора, когда напряжение резонансного звена v_{do} достигает нуля. В течение первой части периода короткого замыкания L_{res} правильно разряжается, а антипараллельный диод проводит ток. После разрядки резонансного индуктора ток поворачивается и начинается зарядка резонансного индуктора. Короткое замыкание длится до тех пор, пока ток индуктора не увеличится до $DI i_{Lres_phase}$. Поскольку начало нулевого периода легко обнаружить, включить короткое замыкание просто, а вот выключить его сложнее.

Для определения момента отключения короткого замыкания можно использовать несколько методов. Измерение тока резонансного индуктора - самый прямой способ, но для этого необходим высокоскоростной токовый шунт с малой индуктивностью. Или же измерьте падение напряжения на IGBT в включенном состоянии и, исходя из этого, определите, как долго должны работать IGBT. Реализация этого метода относительно проста, но его точность невелика из-за зависимости напряжения включения от проводимого тока.

Можно использовать метод измерения постоянного тока. Преимуществом этого метода является более высокая точность, но его реализация довольно сложна.

На рис. 2.11 показаны ток звена и резонансное напряжение при напряжении звена постоянного тока 150 В. Начальный ток индуктора поддерживается на уровне 1,5 А; пробовались и меньшие начальные токи, но они привели к нестабильности. Увеличение напряжения звена постоянного тока увеличивает начальный резонансный ток индуктора и реактивные потери.

2.4.3 Метод без короткого замыкания

Передача энергии в резонансный контур необходима для компенсации потерь в элементах. В методе короткого замыкания это делается в начале резонансного периода. Другой способ - индуктивная передача энергии, которая может быть осуществлена с помощью вторичной обмотки резонансной катушки, превращающей ее в трансформатор. Источником энергии на вторичной обмотке является генератор тока, который вырабатывает импульсы с частотой резонансного контура, как показано на рис. 2.12. Если гальваническая развязка не требуется, трансформатор можно не использовать.

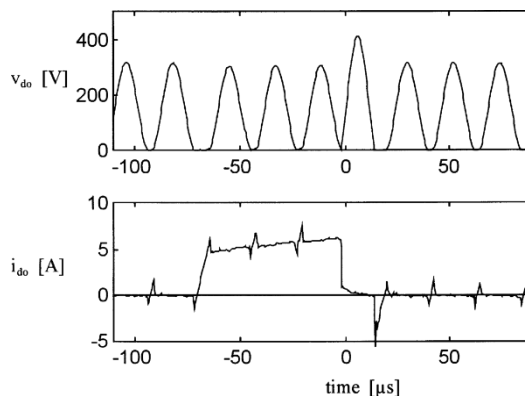


РИСУНОК 2.11

Измеренные напряжение и ток резонансного звена. Резонанс поддерживается методом короткого замыкания.

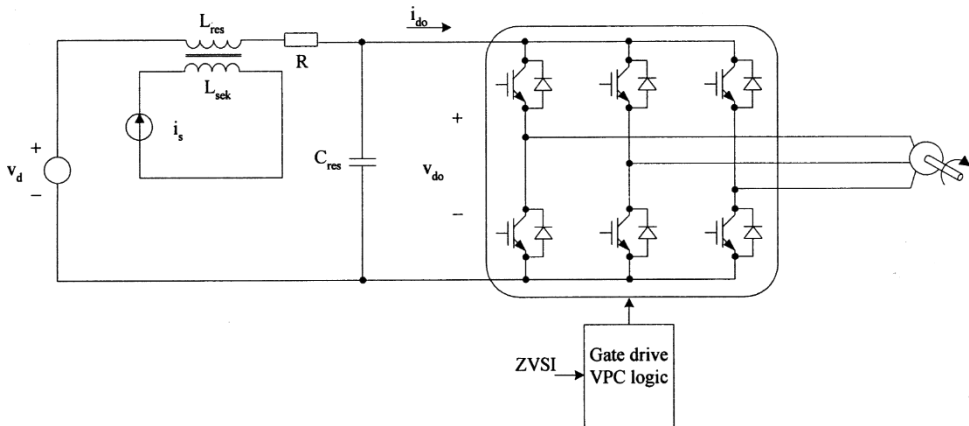


РИСУНОК 2.12

Некороткозамкнутый метод поддержания резонанса, использующий трансформатор и генератор тока.

Источник тока обычно представляет собой квадратную волну, синфазную с напряжением резонансного индуктора. Преимущество смещения нулевой фазы заключается в том, что переход тока происходит при нулевом напряжении, и поэтому переключатели источника тока имеют низкие потери на переключение.

Если в резонансном контуре имеется избыточная энергия, она передается источнику напряжения V_d в течение интервала проводимости антипараллельных диодов. Если напряжение v_{do} не достигает нуля, генератор тока продолжает подавать энергию в резонансный контур, и в конце концов напряжение достигает нуля. Такой способ подачи энергии на резонансный контур делает резонанс устойчивым.

With an approximation assuming $R \approx Z_{res}$, the current amplitude of the current generator may be calculated:

$$\hat{i}_s = R \cdot \frac{V_d}{Z^2}$$

В таблице 2.1 два уравнения тока приведены в блоке метода незамкнутой цепи. Амплитуда i_s относится к случаю источника синусоидального тока, а i_{ds} используется для токов квадратной волны.

2.4.4 Лабораторное испытание метода незамкнутого контура

Поскольку при использовании метода короткого замыкания при напряжении звена постоянного тока выше 300 В возникали проблемы со стабильностью, сначала преобразователь был испытан при напряжении 300 В, затем использовался уровень 500 В. Стабильная работа преобразователя при использовании метода без короткого замыкания была доказана.

На рис. 2.13 видно, что энергия накапливается в резонансном индукторе в конце резонансного периода. Энергия передается в конденсатор напряжения звена постоянного тока во время интервала проводимости антипараллельного диода.

На основе моделирования и лабораторного опыта можно сделать следующие выводы о методе без короткого замыкания:

1. Резонанс начинается без токового напряжения на коммутаторах инвертора или вообще без какого-либо чрезмерного напряжения.

2. Если происходит ошибка и резонансное напряжение v_{do} не опускается ниже, например, 15 В, резонанс не прекращается, передача энергии в резонансный контур продолжается, и работа преобразователя не нарушается. Это делает работу преобразователя надежной.

Таблица 2.1 Расчет начального тока по методу короткого замыкания и амплитуды тока по методу не-короткого замыкания

$V_d = 500 \text{ В}, L_{\text{res}} = 150 \text{ мГн}, C_{\text{res}} = 100 \text{ нК}, Z_{\text{res}} = 38,7 \text{ О},$ $f_{\text{res}} = 41,09 \text{ кГц}, R = 0,35 \text{ О}.$		
Метод короткого замыкания	Метод не короткого замыкания	
$D_{i_{L_{\text{res}}}} = \frac{U_d}{Z_{\text{res}}}$	$i_s = R \frac{V_d}{Z_{\text{res}}^2}$	
	$i_{\text{с}} = \frac{p}{4}$	
$D_{i_{L_{\text{res}}}} = 3,1 \text{ А}$	$i_{\text{ds}} = 92 \text{ мА}$	

3. Резонансный преобразователь работает при напряжении звена постоянного тока 500 В, и нет причин, по которым это напряжение нельзя увеличить.

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

2.5 СТРАТЕГИИ МОДУЛЯЦИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

В этом разделе представлены стратегии дискретной импульсной модуляции. Кратко описаны три различные стратегии. Переключение устройств преобразователя происходит в дискретные моменты времени, синхронизированные с нулевыми интервалами напряжения на линии. Использовать стандартную стратегию ШИМ нереально, так как резонансная частота значительно ниже обычной тактовой частоты преобразователя.

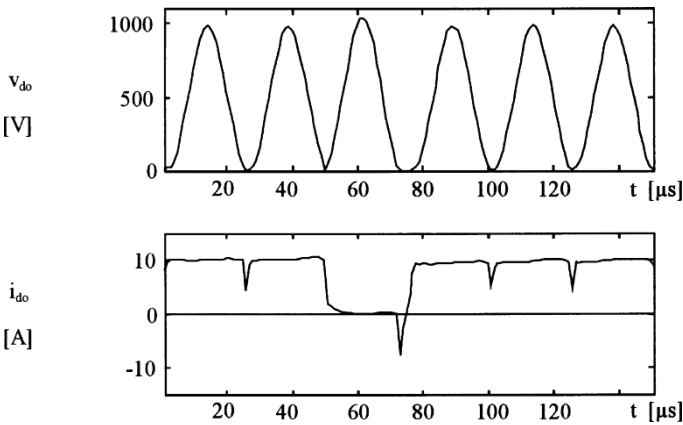


РИСУНОК 2.13

Измерение напряжения и тока в линии связи с помощью метода некороткого замыкания.

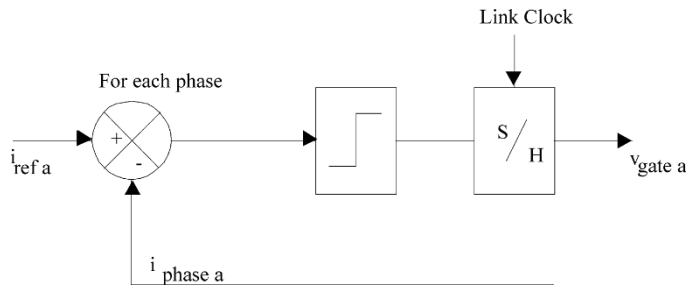


РИСУНОК 2.14

Дельта-токовый модулятор.

ШИМ-таймера, которая находится в мегагерцовой области. К счастью, существует дискретная импульсная модуляция; в отличие от ШИМ, частота переключения не является постоянной, что приводит к появлению спектра выходного напряжения с гармониками, распределенными между основной и резонансной частотами. Наиболее распространенные модуляторы описаны в [2, 11, 17, 18].

2.5.1 Дельта-токовый модулятор

Дельта-токовый модулятор (DCM), показанный на рис. 2.14, представляет собой однофазный модулятор с компаратором с нулевым гистерезисом; фазовое напряжение меняет полярность относительно часто по сравнению с ШИМ. Обычно ШИМ допускает только одно переключение ветви между двумя последовательными активными векторами. Ток резонансного звена часто меняет полярность, поэтому напряжение звена относительно велико.

2.5.2 Модулятор тока смежных состояний

Модулятор тока смежных состояний (ASCM), показанный на рис. 2.15, является модификацией дельта-модулятора тока. Модулятор смежных состояний позволяет преобразователю генерировать только смежные активные векторы.

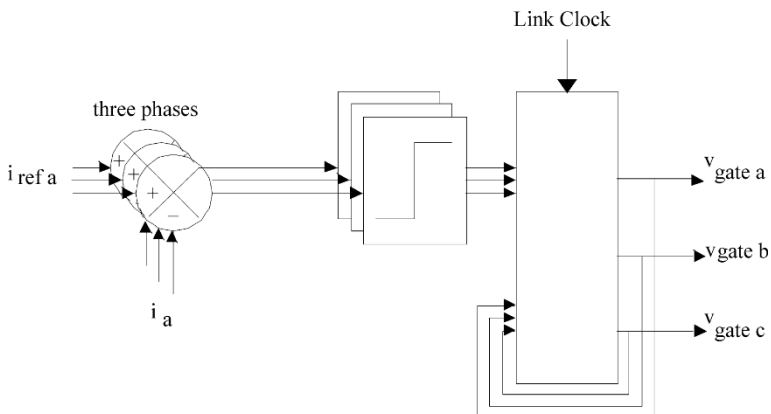


РИСУНОК 2.15

Модулятор тока смежных состояний.

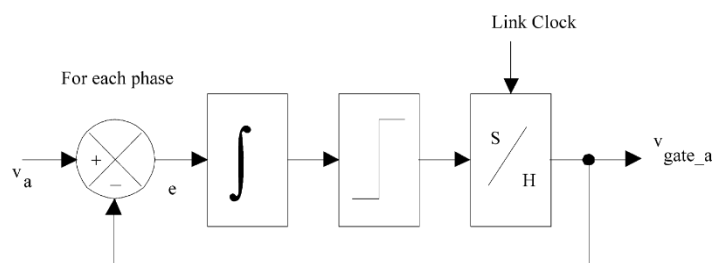


РИСУНОК 2.16
Однофазный сигма-дельта модулятор (SDM).

Последовательность векторов 100 110 010 разрешена, но последовательность векторов 100 010 не разрешена. Если последующий вектор к активному приводит к более чем одному BSO, выбирается вектор нулевого напряжения. Выбирается вектор нулевого напряжения, который ближе всего к предыдущему вектору.

Использование векторов нулевого напряжения значительно ограничивает напряжения в звене, поскольку исключаются реверсы тока в звене.

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 их работы требуется только опорное напряжение и отсутствие обратной связи с нагрузкой. Сигма-дельта модулятор имеет более низкие динамические характеристики по сравнению с DCM, но при этом обладает лучшими показателями THD.

2.6 ВЫВОДЫ

Резонансные преобразователи имеют преимущество плавного переключения, что снижает потери на переключение по сравнению с преобразователями с жесткой коммутацией, но это не гарантирует, что эффективность резонансного преобразователя будет выше, поскольку резонансный контур не лишен потерь. Качество выходного напряжения

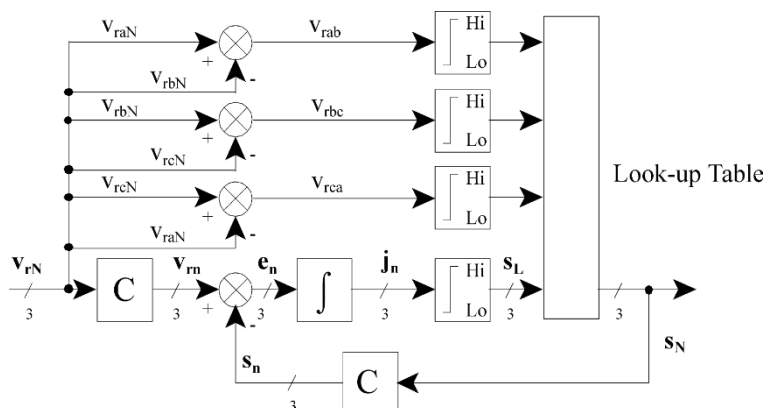


РИСУНОК 2.17

Пространственно-векторный сигма-дельта модулятор для трехфазного инвертора.