



ЭКРА

СОХРАНЯЯ ЭНЕРГИЮ



Особенности управления преобразователем напряжения по топологии MMC и его применение в системах распределения электроэнергии

Иванчин Иван Иванович, к.т.н., руководитель направления
Департамент высоковольтной преобразовательной техники

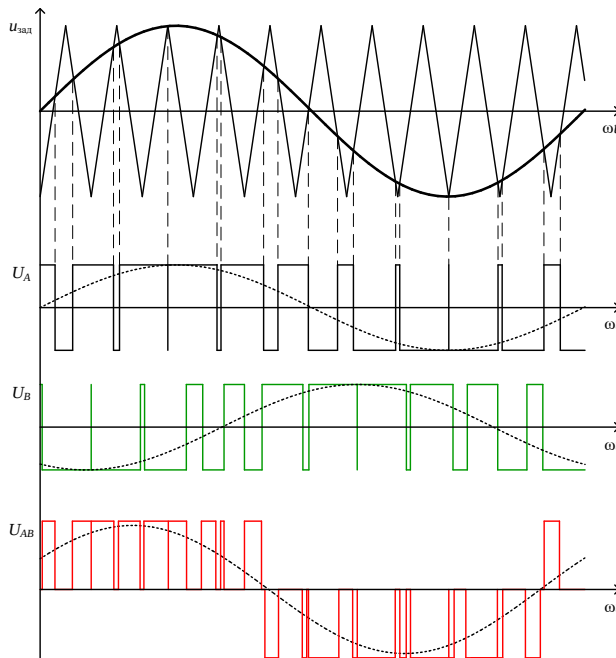
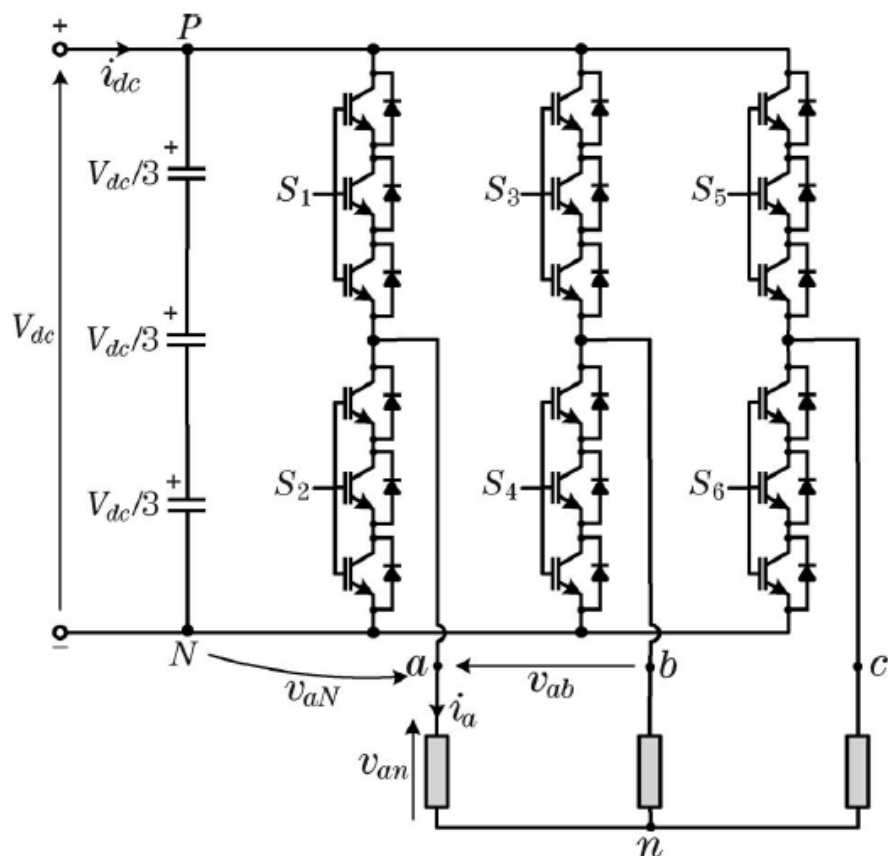
Актуальность

Силовая преобразовательная техника на средние напряжения 3-35 кВ приобретает всё более широкое распространение в современном мире. В немалой степени это обусловлено способностью регулирования мгновенными параметрами электроэнергии на повышенных напряжениях и мощностях позволяет значительно повысить энергоэффективность и увеличить энергосбережение, что положительно влияет на экономику и производство во всех отраслях промышленности, использующих электроэнергию.

Эффективность управляемого преобразования электроэнергии связана как с развитием силовых полупроводниковых приборов и различных структурных схем силовых преобразователей, так и способами формирования коммутационной функции для управления силовыми ключами преобразователя. Отечественная школа имеет обширный опыт создания преобразовательной техники на основе тиристоров, выпускаемых в нашей стране начиная с 1961 г. и обладающих низкими потерями в проводящем состоянии, устойчивостью к кратковременным перегрузкам и относительно простой аналоговой реализацией системы управления. В 1990-е годы на рынке получил распространение новый силовой полупроводниковый прибор IGBT, объединивший в себе положительные качества биполярного и полевого транзистора: полную управляемость, высокое быстродействие и малую мощность цепей управления. Развитие IGBT оказало существенное влияние на преобразовательную технику, предназначенную для управления электрическими машинами переменного. Параллельно развивались силовые схемы преобразователей частоты, в особенности для силовых преобразователей на средние и высокие напряжения. Оптимально выбранная силовая схема уменьшает стоимость изготовления и эксплуатации преобразователя и может придать преобразователю новые свойства, например, рекуперацию электроэнергии. Применение многоуровневых схем увеличивает количество силовых приборов, уменьшая их номинальное напряжение, что позволяет использовать более надёжные, экономичные и работающие на меньшей частоте коммутаций, а, следовательно, и с меньшими динамическими потерями, силовые ключи. Увеличение количества уровней напряжения в многоуровневых схемах преобразователей частоты, улучшает гармонический состав выходного напряжения и может увеличить пульсность схемы выпрямления, что значительно снижает негативное воздействие преобразователя на сеть. Многоуровневые преобразователи с активной схемой выпрямления, способны к рекуперации энергии в сеть, что приводит к повышению эффективности энергопотребления. На базе таких преобразователей создаются такие устройства как активные фильтры гармоник тока, компенсаторы реактивной мощности и объединённые контроллеры передаваемой мощности, которые предназначены для улучшения работы оборудования в «слабых» сетях и снижения воздействия нелинейных потребителей электроэнергии.

Двухуровневый преобразователь

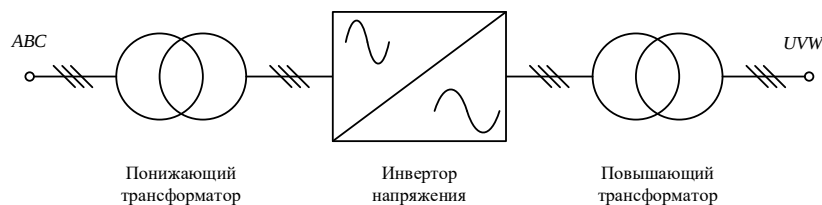
Трёхфазный мостовой инвертор (схема Ларионова)



Сравнительный анализ существующих силовых схем преобразователей частоты среднего напряжения можно начать с трёхфазной мостовой схемы, известной с 1924 года, когда она была предложена Ларионовым Андреем Николаевичем для применения в выпрямителях.

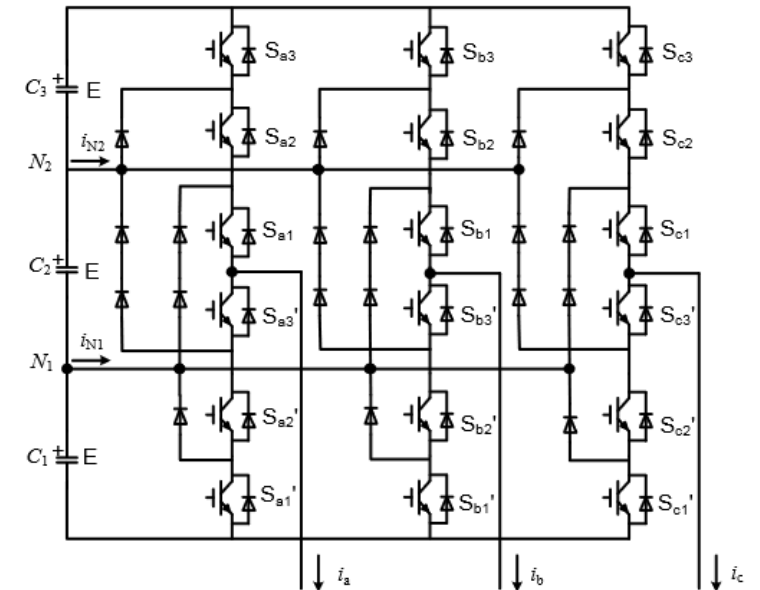
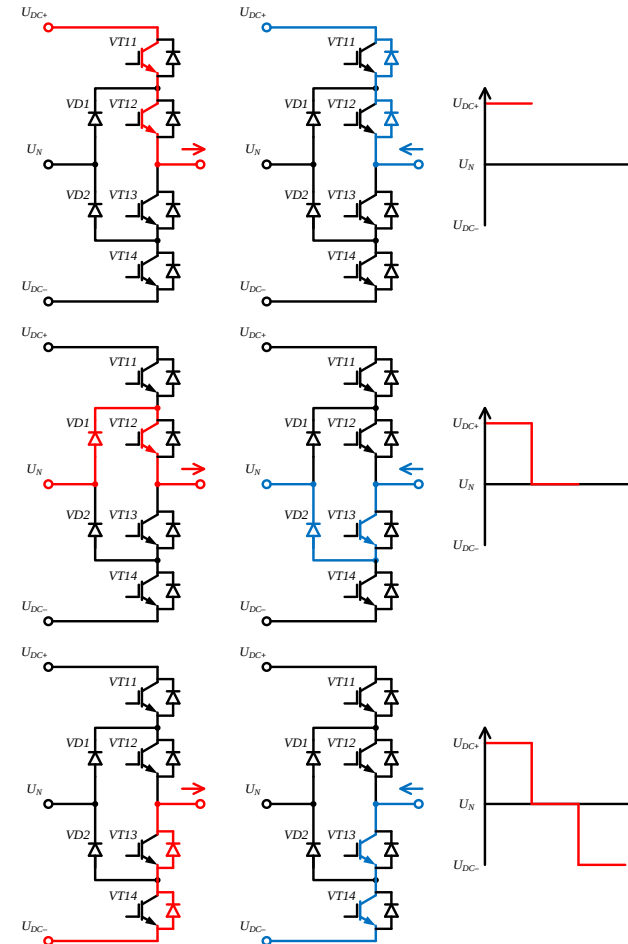
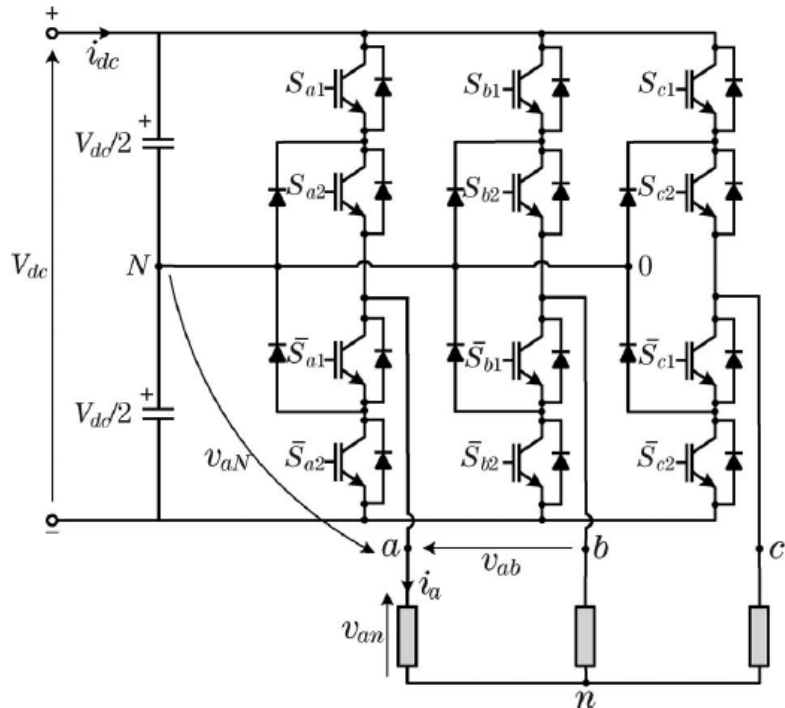
Управление ключами этой схемы глубоко проработано имеет готовую аппаратную реализацию в том числе и векторной формирования переменного напряжения (векторной ШИМ) в большинстве микроконтроллерах.

Для снижения стоимости силовых ключей в преобразователях на средние напряжения применяется последовательное подключения ключей более низкого класса напряжению. Второй способ уменьшить стоимость используемых ключей – применение двухтрансформаторной схемы с повышающим трансформатором со стороны среднего напряжения



Многоуровневые преобразователи

Схема NPC (Neutral Point Clamped)



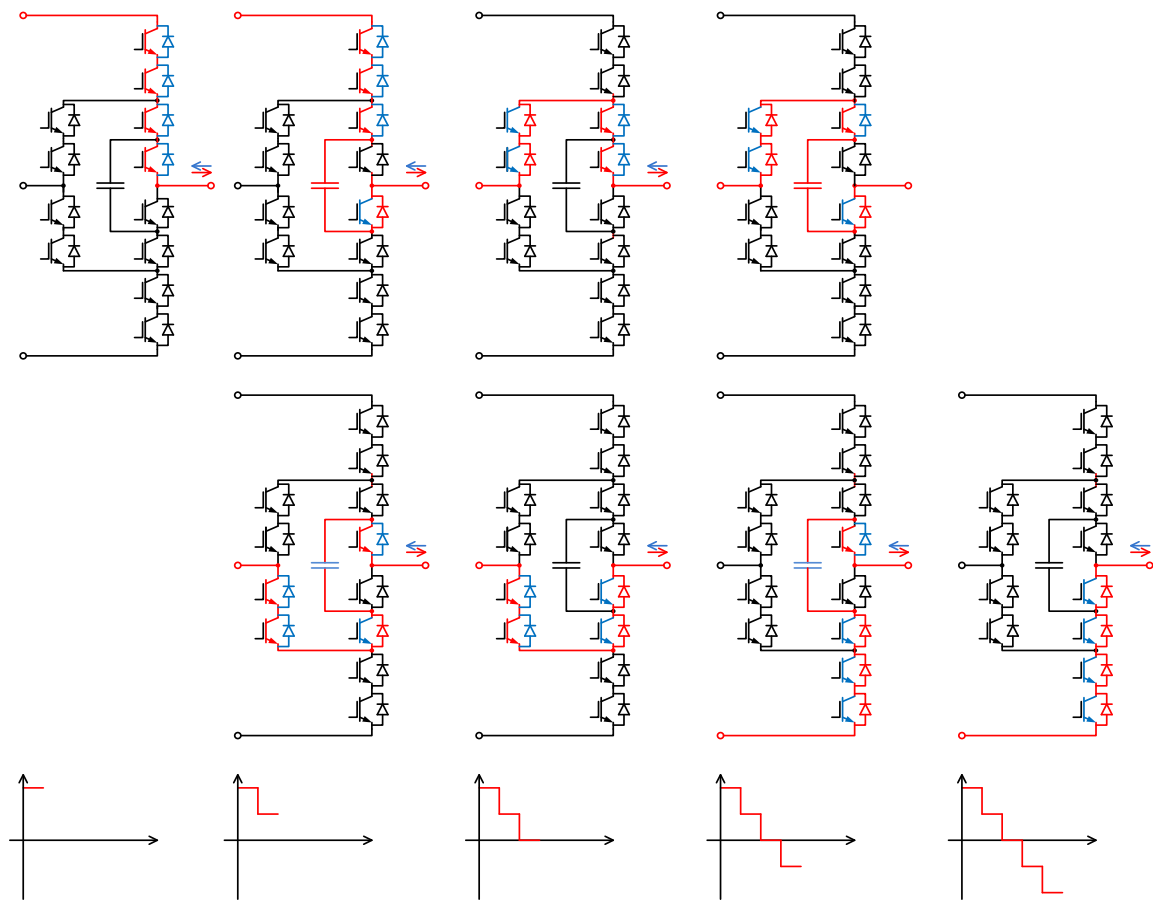
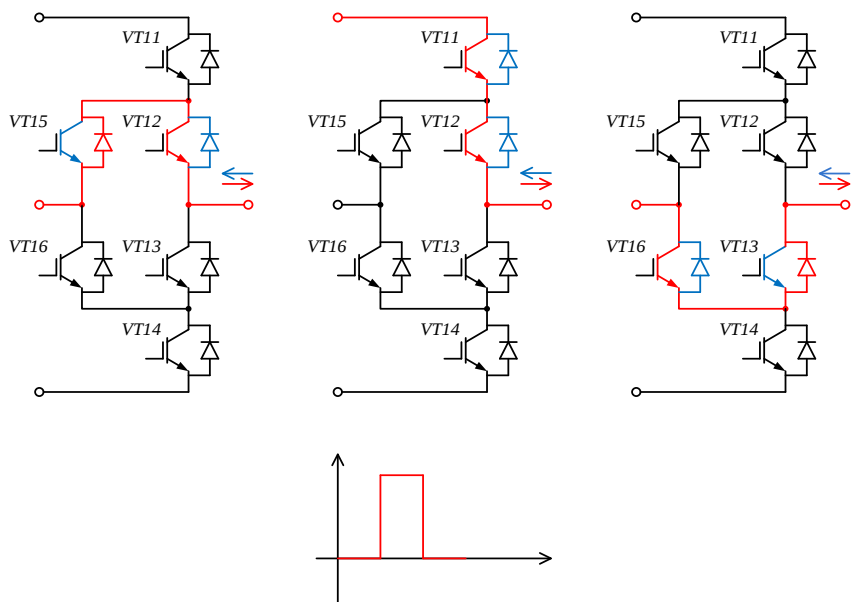
В схемах с привязкой нейтрали для ограничения уровня напряжения на управляемых ключах используются силовые диоды. Классическая схема предполагает уменьшение класса приборов по напряжению вдвое.

Если в схемах NPC сформировать несколько потенциалов напряжения в звене постоянного тока, то силовые диоды могут обеспечить уменьшение класса по напряжению управляемых ключей с увеличением количества уровней выходного напряжения.

Многоуровневые преобразователи

Схема Active NPC и 5L-ANPC

В схемах NPC с отсекающими диодами отсутствует возможность выбора варианта коммутируемой цепи, что приводит к неравномерным потерям силовых ключей преобразователя. Замена диодов управляемыми ключами позволяет убрать этот недостаток. Такие схемы получили название Active-NPC (ANPC). Дальнейшее развитие этой схемы – 5L-ANPC (Five Level ANPC) с установкой дополнительного конденсатора напряжением $U_{DC}/4$ уменьшает класс по напряжению силовых приборов уже в четыре раза. Подобная схема используется фирмой ABB в преобразователях ACS2000.



Многоуровневые преобразователи

Схема Flying Capacitor Inverter

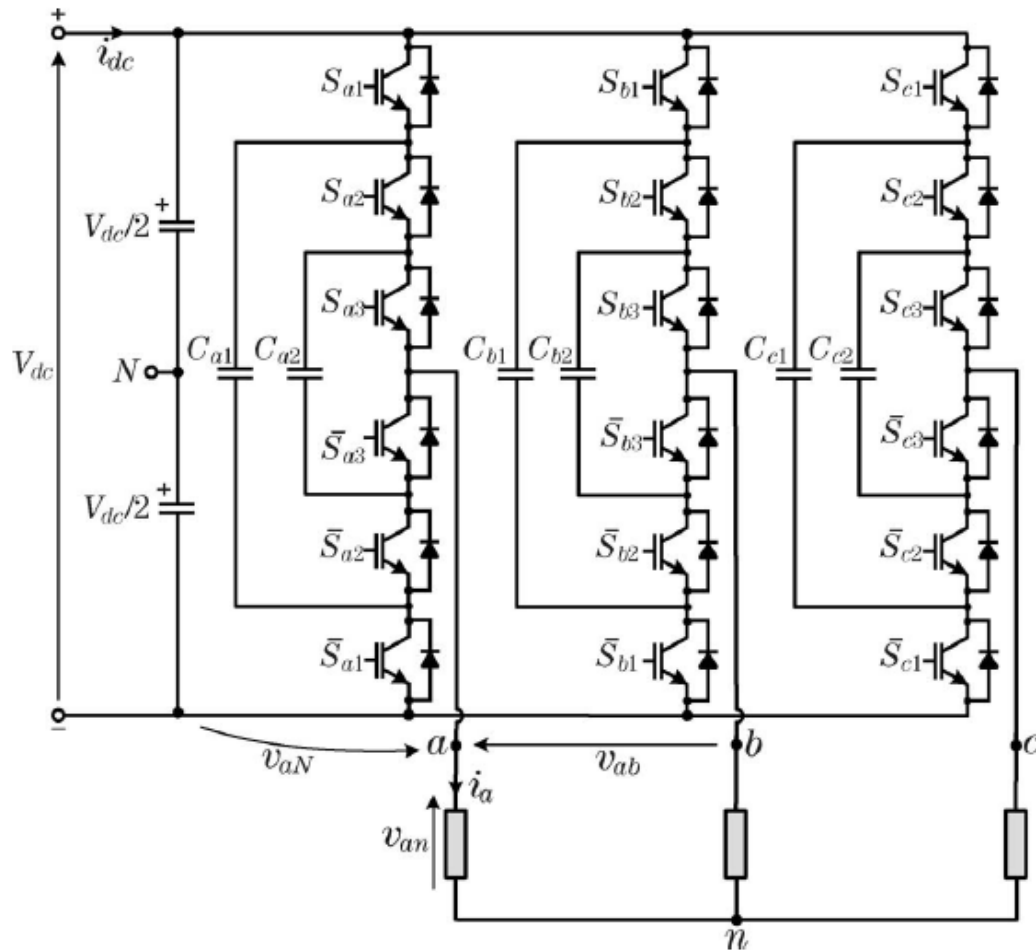
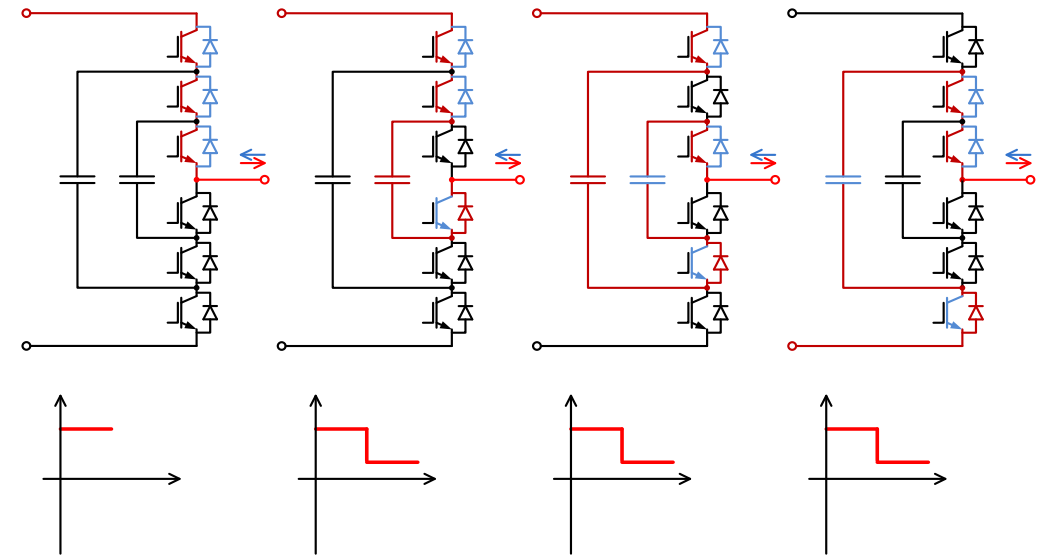
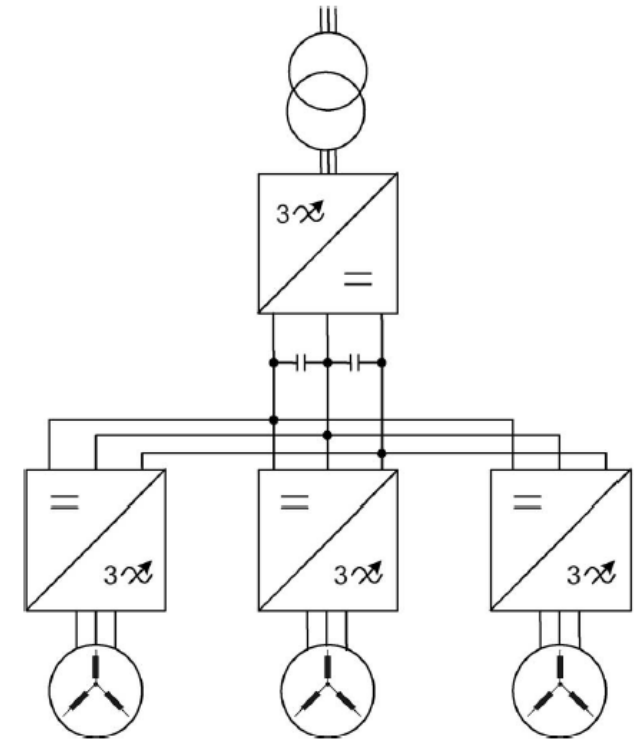
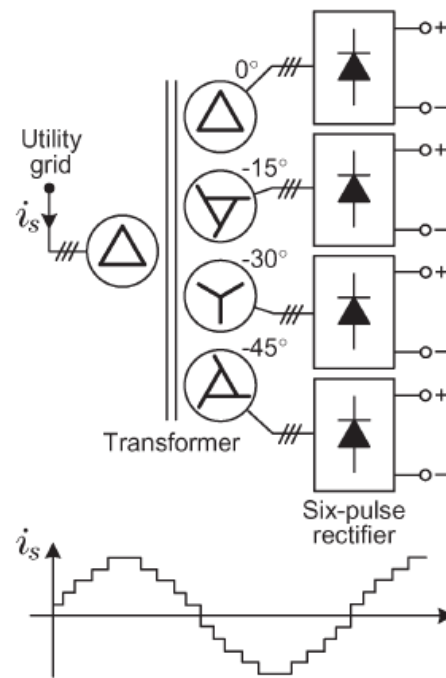
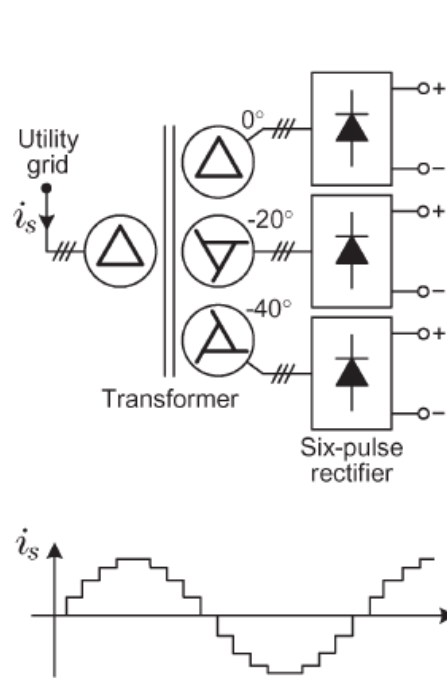
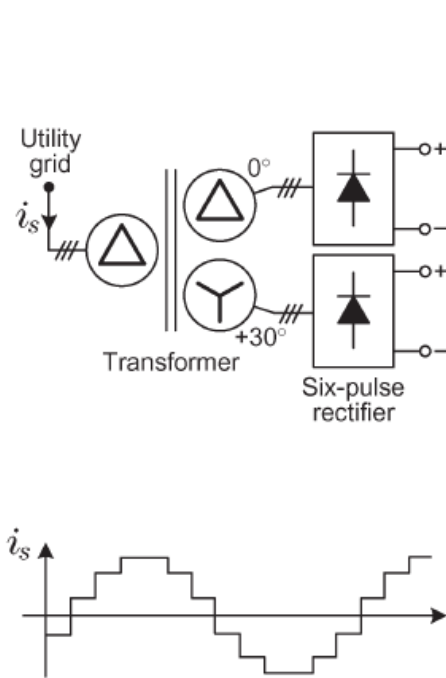


Схема позволяет уменьшить количество силовых приборов в сравнении NPC преобразователями – снимается необходимость организации привязки выходного напряжения к потенциалам звена постоянного тока. Уровни выходного напряжения зависят от схемы подключения фазных конденсаторов и уровня их заряда. Поддержка уровня заряда (балансировка напряжения) конденсаторов определяется выбором из избыточных способов формирования уровня напряжения.



Многоуровневые преобразователи

Рассмотренные выше схемы имеют общее звено постоянного тока для всех фаз преобразователя, что позволяет обмениваться реактивной мощностью между фазами и уменьшить емкость конденсатора звена постоянного тока. Для уменьшения воздействия на питающую сеть и улучшения THD потребляемого тока однонаправленных преобразователей применяются многопульсные схемы выпрямителей. Схемы с общим ЗПТ также позволяют устанавливать общий выпрямитель для группы независимо управляемых инверторов и обмен энергии между ними по звену постоянного тока.



Многоуровневые преобразователи

Схема SCHB (Serial Connected H-bridges)

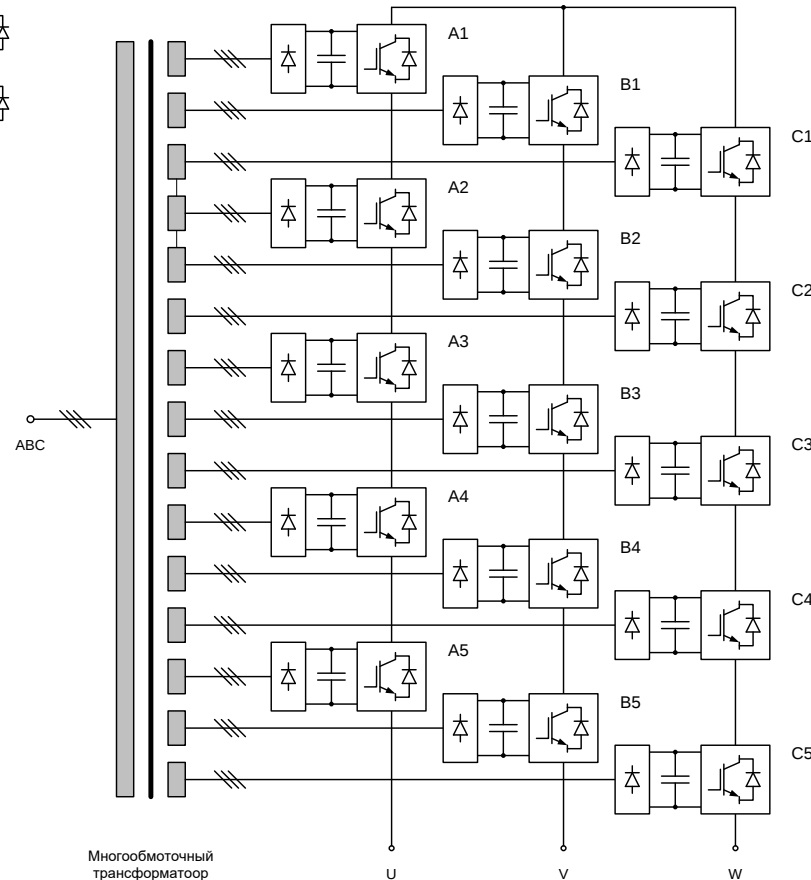
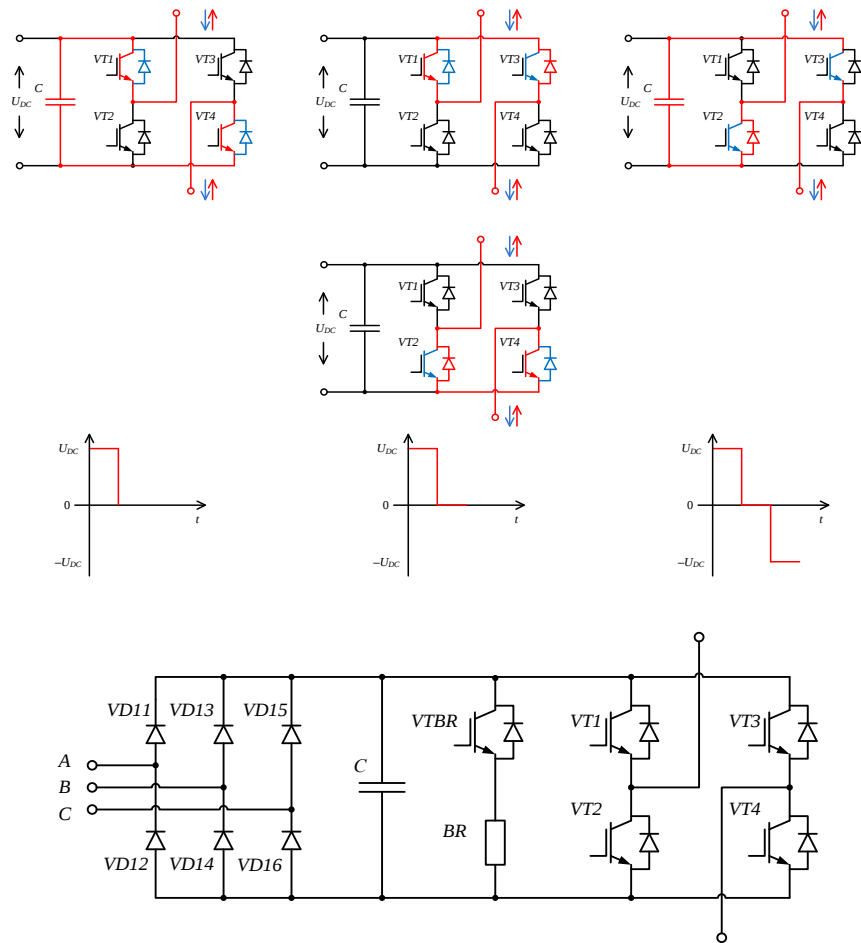
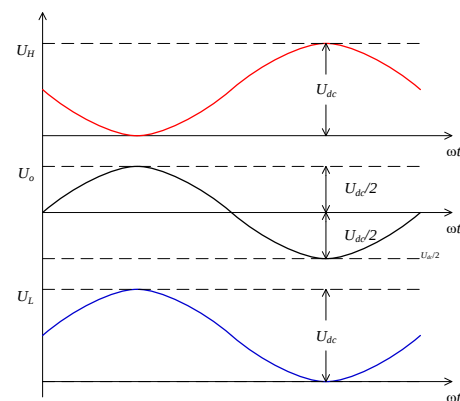
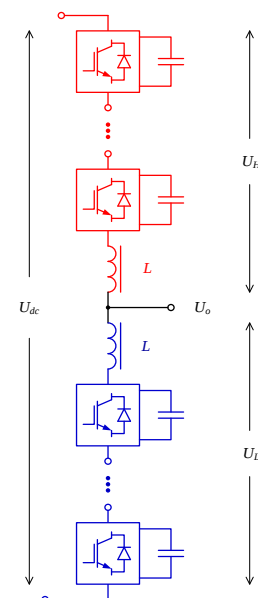
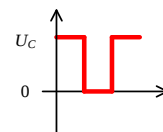
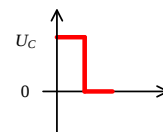
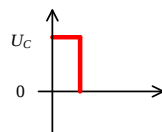
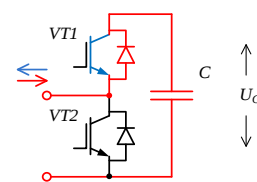
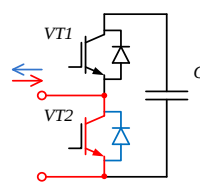
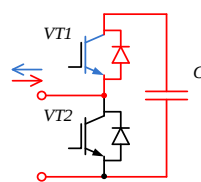
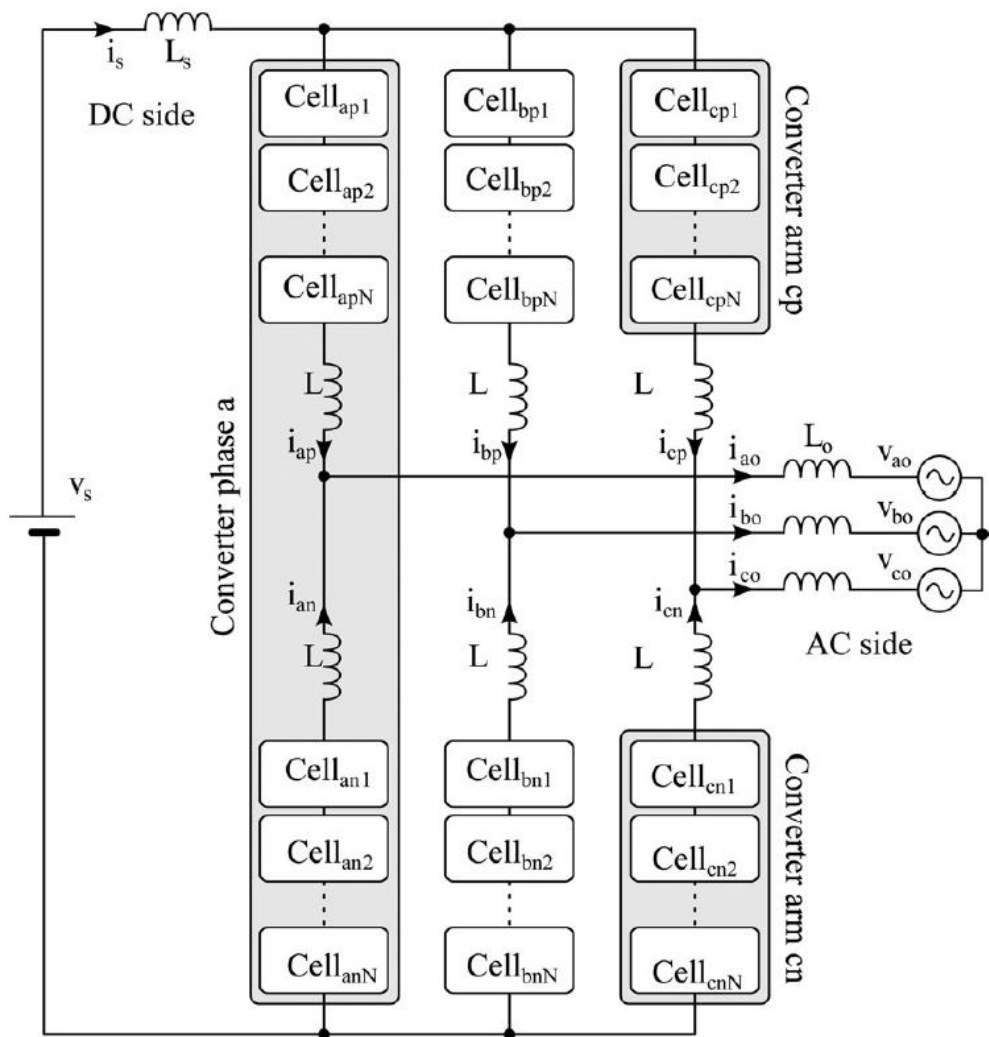


Схема с последовательным соединением однофазных инверторов (H-bridge, либо полный мост). Величина напряжения коммутируемого силового прибора равна напряжению ЗПТ однофазного инвертора. Изменение номинального выходного напряжения предполагает изменения количества однофазных мостов. Напряжение ЗПТ однофазных инверторов формируется выпрямленным напряжением гальванически изолированных вторичных обмоток трансформатора, со смещёнными относительно друг друга фазами для увеличения суммарной пульсности всех выпрямителей. В случае возникновения неисправности силового прибора однофазный инвертор можно перевести в режим «байпас» без значимых ограничений работы преобразователя.

Многоуровневые преобразователи

Схема MMC (Modular Multilevel Converter)



В отличие от предыдущей схемы здесь применяется последовательное соединение полумостов, появляется возможность формирования общего звена постоянного тока, величина напряжения которого определяется суммарным количеством полумостов. Схема используется в передачах постоянного тока, построенных на преобразователях напряжения.

Каждое полулучо фазы преобразователя работает во всём диапазоне напряжения ЗПТ, что приводит к увеличению силовых приборов инверторной части преобразователя в два раза.

Напряжение ЗПТ формируется либо многопульсной схемой выпрямления, либо активным выпрямителем, аналогичным инверторной части.

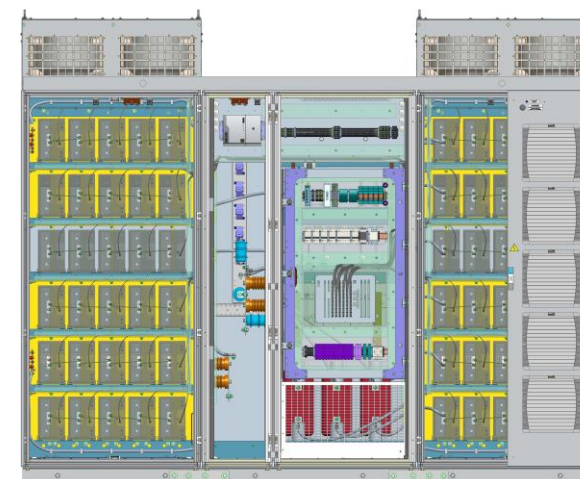
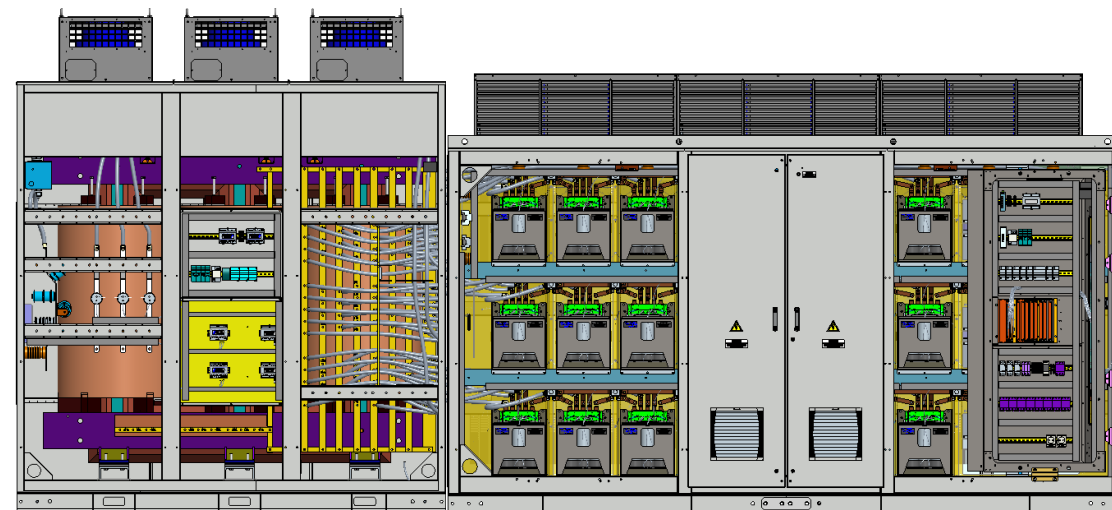
Многоуровневые преобразователи

Преимущества и недостатки топологий

Проведённый анализ существующих схем преобразователей частоты среднего напряжения показывает, что наиболее эффективными по воздействию на энергосистему и подключенную нагрузку, а также по стоимости и потерям в силовом ключе являются многоуровневые схемы: первая – схема с многообмоточным трансформатором и последовательно соединёнными H-мостами (силовыми блоками с однофазными мостовыми инверторами); вторая – схема модульного многоуровневого преобразователя с последовательно соединёнными полумостовыми силовыми блоками.

Первая схема обладает лучшей надежностью, так как в ней используются силовые блоки с независимыми, гальванически развязанными источниками напряжения, в качестве которых выступают индивидуальные вторичные обмотки трансформатора. Многопульсной пассивной схемой выпрямления, что улучшает совместимость преобразователя с сетью и позволяет производить «горячее» шунтирование неисправного силового блока без дополнительного резервирования, сохранив работоспособность преобразователя не нарушая технологию производства продукции.

Вторая схема обладает лучшей функциональностью, а именно: свойством рекуперации электроэнергии в энергосистему, способностью компенсации реактивной мощности в точке подключения, а также простотой дальнейшего увеличения рабочего напряжения добавлением силовых блоков в фазе преобразователя частоты. Эта схема также имеет меньшую массу по причине отсутствия многообмоточного трансформатора, что уменьшает дополнительные материальные затраты на размещение оборудования.



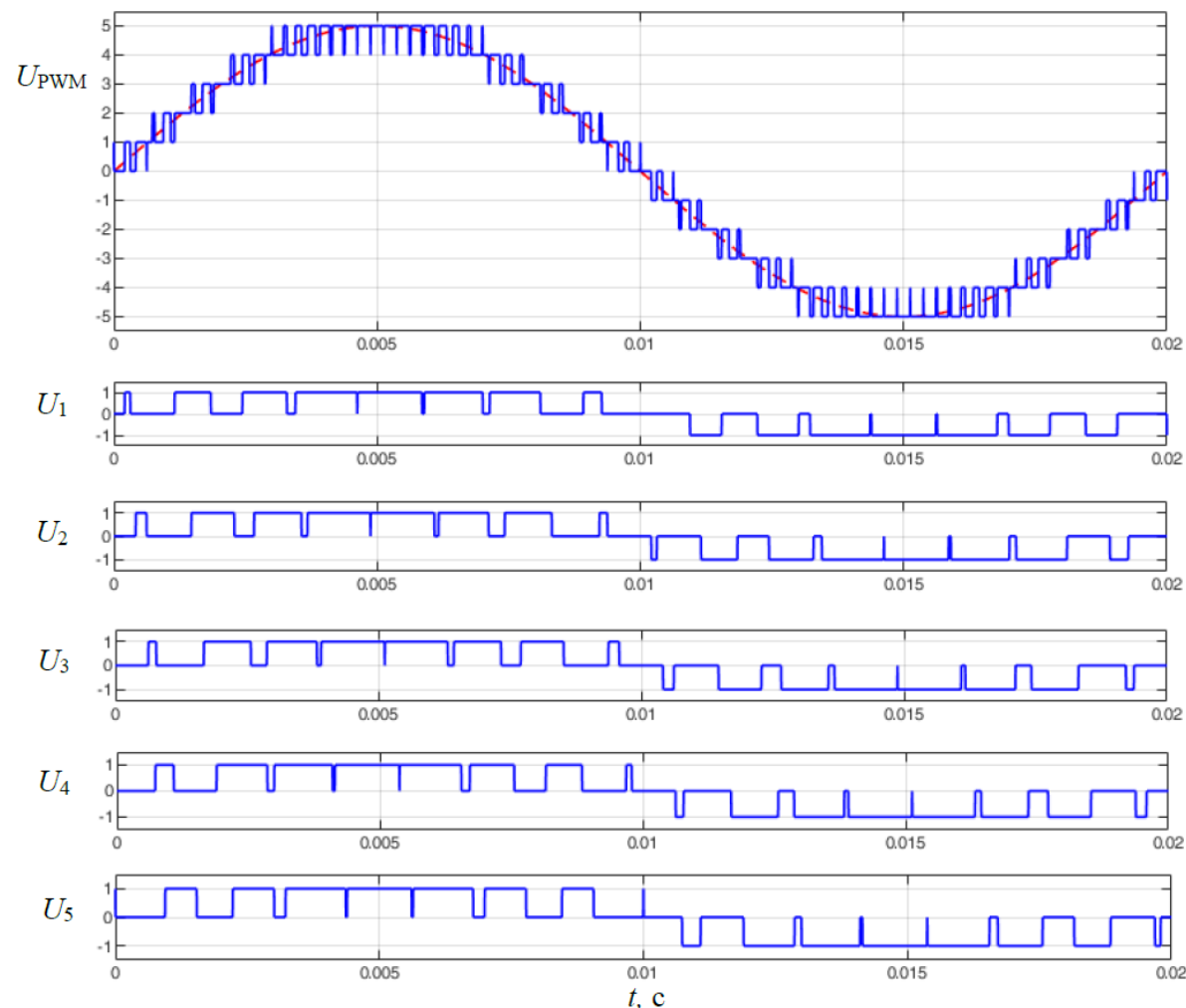
Формирование напряжения

Распределение коммутационной функции

В преобразователях построенных по схемам, предполагающим различные комбинации для формирования уровня фазного напряжения (5L-ANPC, FC, SCHB, MMC) целесообразно выделить алгоритм вычисления коммутационной функции (RU130160U1) для возможности выбора как оптимального метода модуляции, так и силовой схемы преобразователя

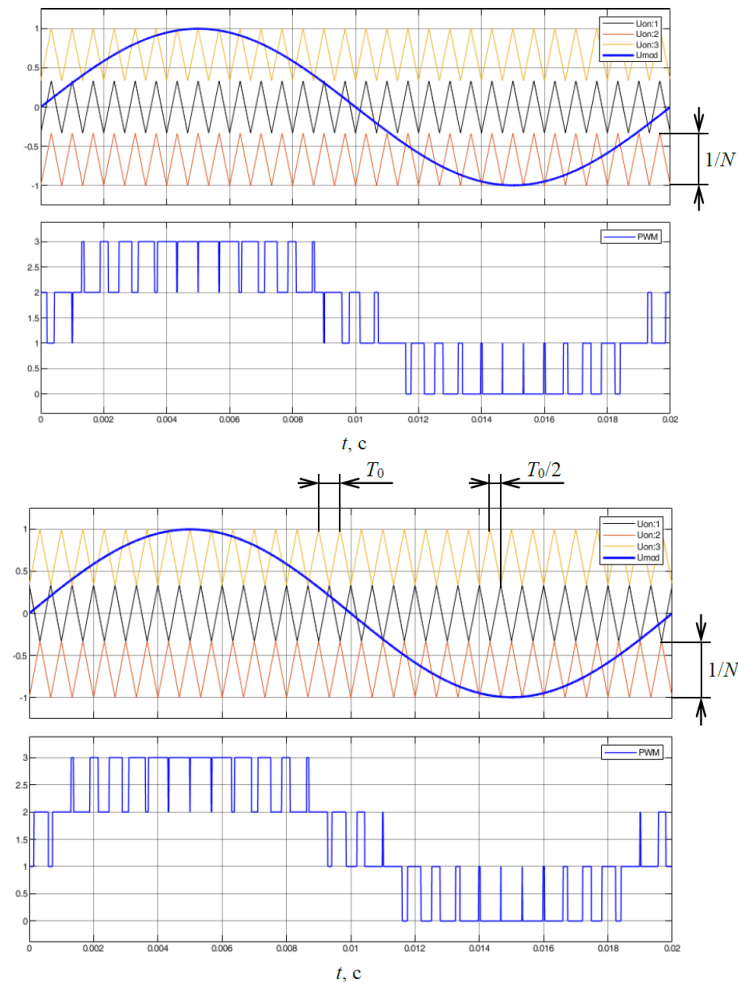
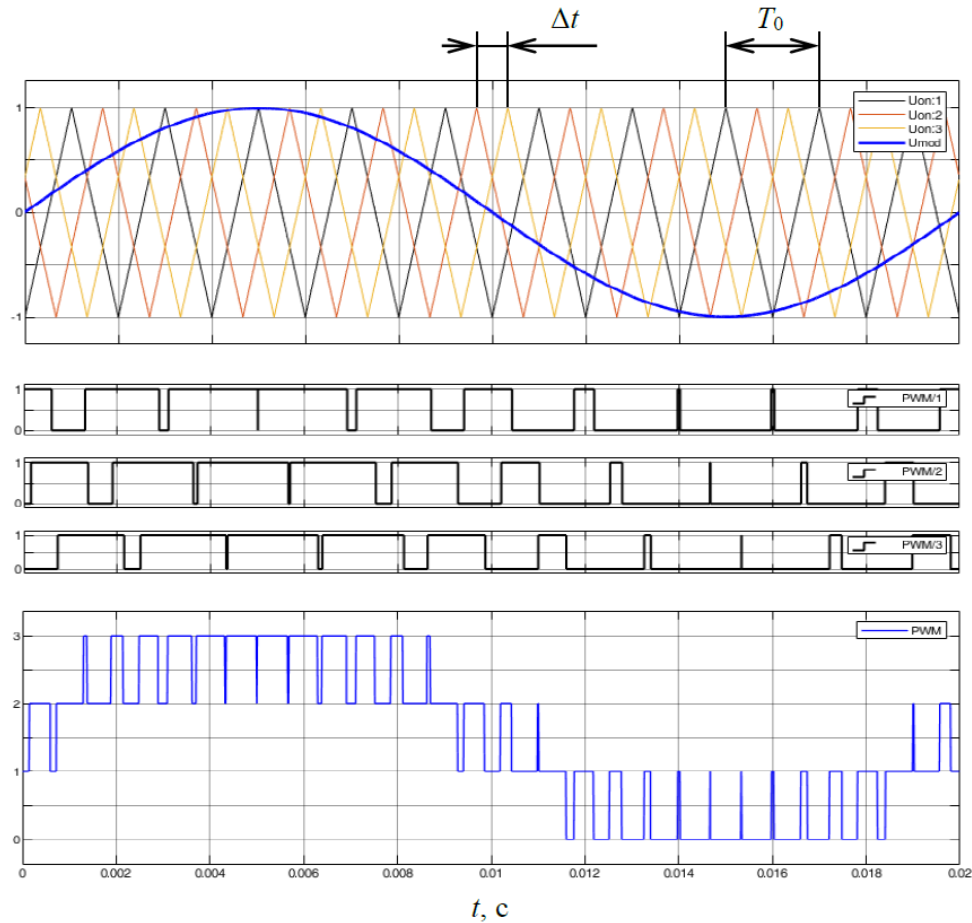


$k \backslash l$	1	2	3	4	5
5	[p p p p p]	[p p p p p]	[p p p p p]	[p p p p p]	[p p p p p]
4	[p p p z p]	[p p p p z]	[z p p p p]	[p z p p p]	[p p z p p]
3	[p p z z p]	[p p p z z]	[z p p p z]	[z z p p p]	[p z z p p]
2	[p p z z z]	[z p p z z]	[z z p p z]	[z z z p p]	[p z z z p]
1	[p z z z z]	[z p z z z]	[z z p z z]	[z z z p z]	[z z z z p]
0	[z z z z z]	[z z z z z]	[z z z z z]	[z z z z z]	[z z z z z]
-1	[m z z z z]	[z m z z z]	[z z m z z]	[z z z m z]	[z z z z m]
-2	[m m z z z]	[z m m z z]	[z z m m z]	[z z z m m]	[m z z z m]
-3	[m m z z m]	[m m m z z]	[z m m m z]	[z z m m m]	[m z z m m]
-4	[m m m z m]	[m m m m z]	[z m m m m]	[m z m m m]	[m m z m m]
-5	[m m m m m]	[m m m m m]	[m m m m m]	[m m m m m]	[m m m m m]



Формирование напряжения

Фазная ШИМ

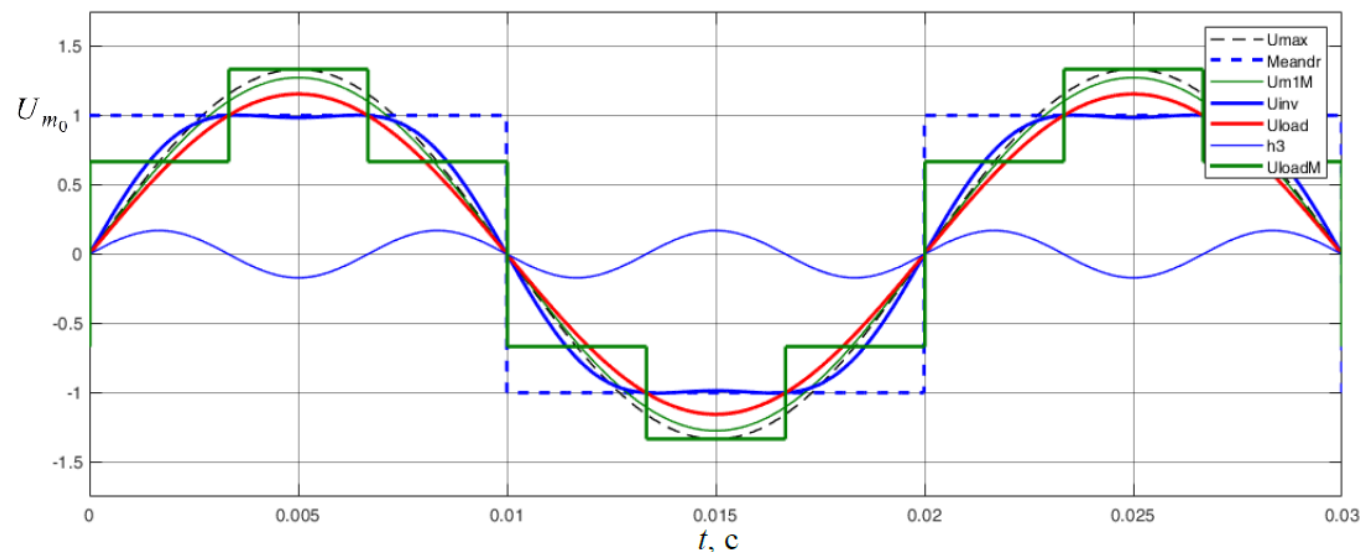
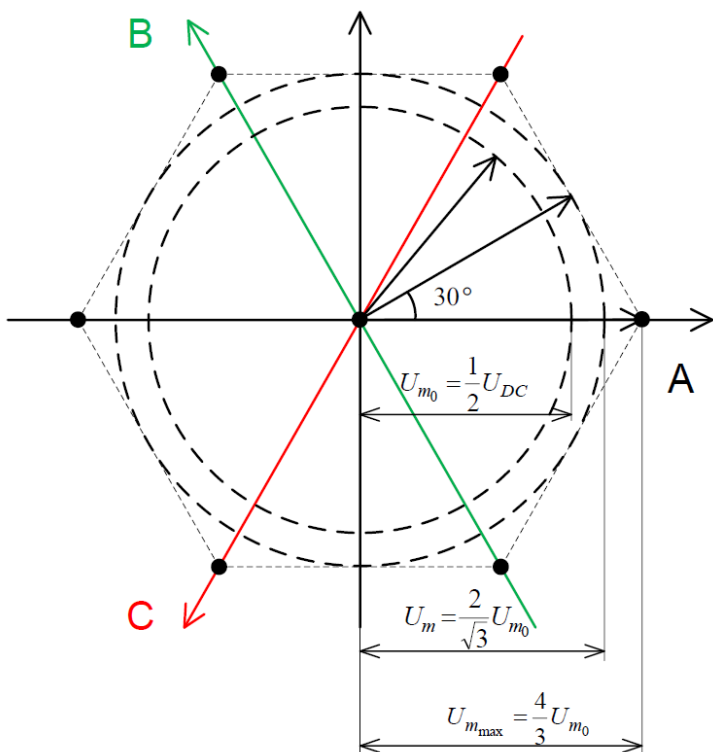


Фазная ШИМ предполагает формирование напряжения по заданию управляющего напряжения независимо для каждой и фаз. Таким образом, коммутации ключей разных фаз происходят также независимо. В качестве модулирующего сигнала чаще все используется двухсторонние пилообразные сигналы, смещенные между собой по времени или по времени и уровню, количество которых определяется числом уровней напряжения. Преимущество смещения только по времени является автоматическое вычисления коммутационной функции с равномерным распределение нагрузки на ключи.

Формирование напряжения

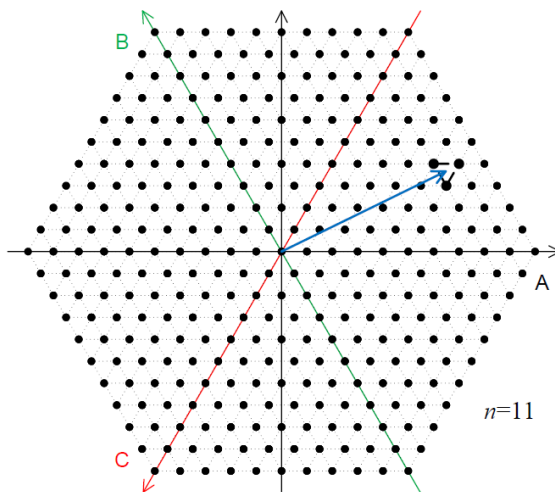
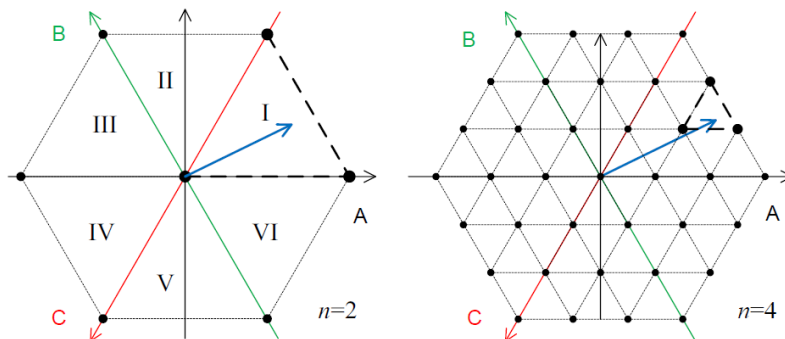
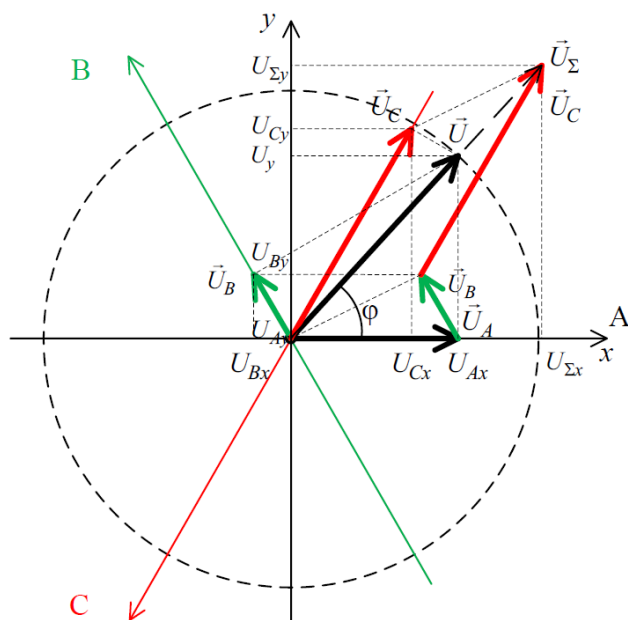
Максимальная амплитуда напряжения

При независимой фазной ШИМ, максимальное значение напряжения определяется размахом напряжения ЗПТ, что при синусоидальном управляющем сигнале ограничивает амплитуду половиной напряжения U_{DC} . Однако максимально возможное напряжение в фазе нагрузки с изолированной общей точкой определяется как $2U_{DC}/3$. Для более полного использования напряжения ЗПТ с подобной нагрузкой применяется метод предмодуляции одинаковым смещением управляющего сигнала всех фаз, которое не оказывает влияния на межфазное напряжение. С сохранением синусоидальной формы, максимальная амплитуда увеличивается на 15 % в сравнении методом без предмодуляции.

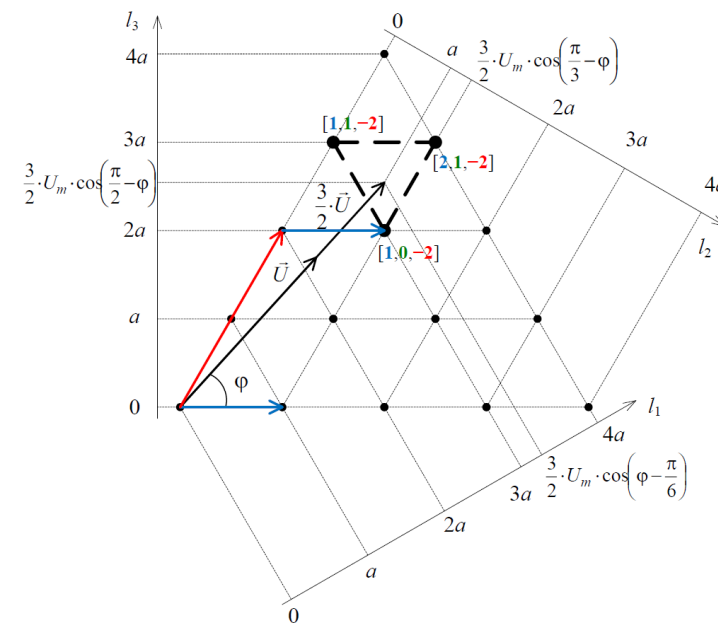


Формирование напряжения

Векторная ШИМ

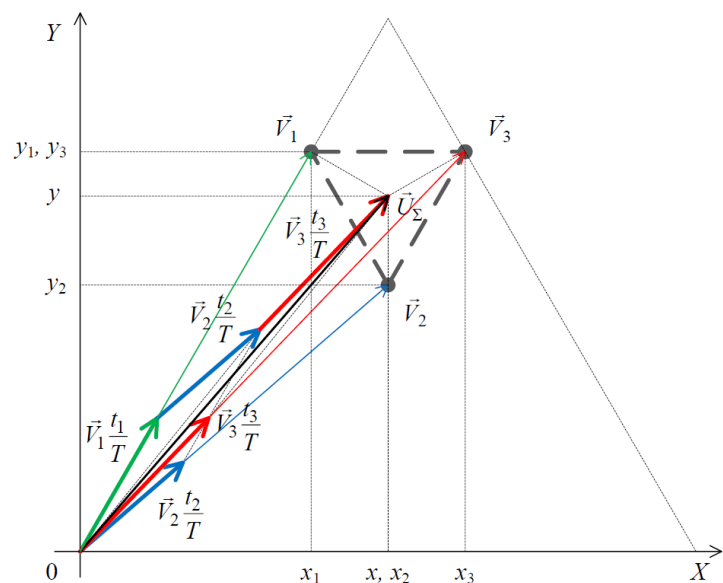


Векторная ШИМ предполагает формирование напряжения коммутациями трёх ближайших к заданному базовых векторов напряжения преобразователя. Базовые вектора определяются как все возможные комбинации дискретных уровней напряжения в фазах преобразователя. Коммутации ключей разных фаз в таком случае происходят согласовано.

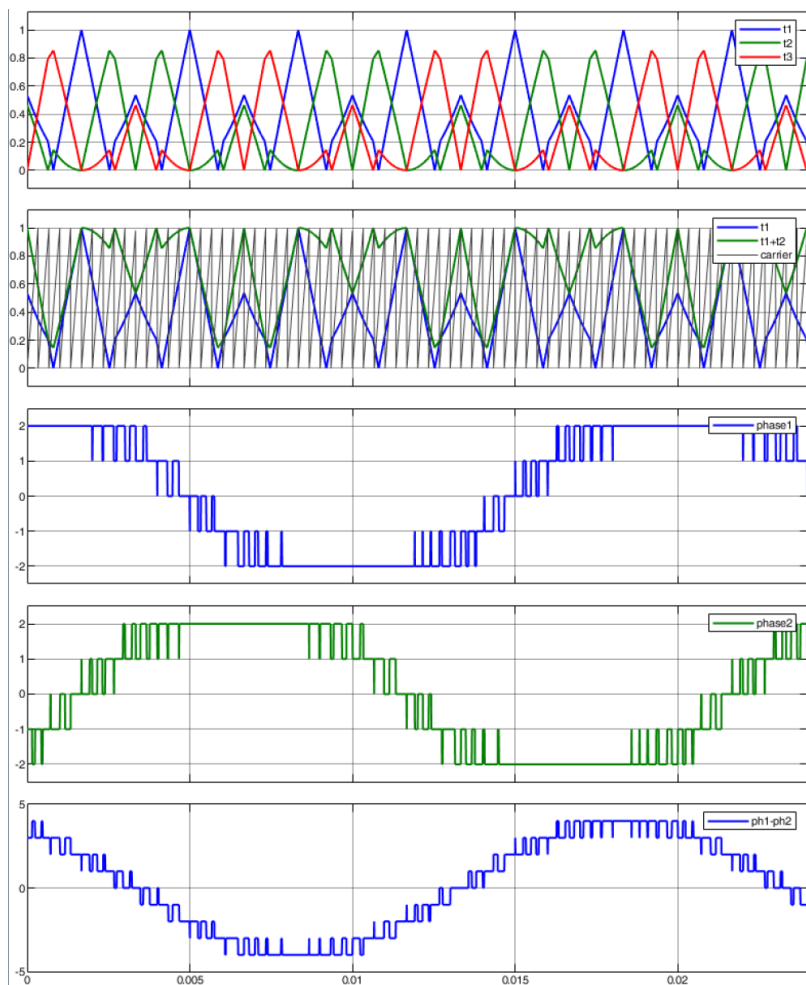


Формирование напряжения

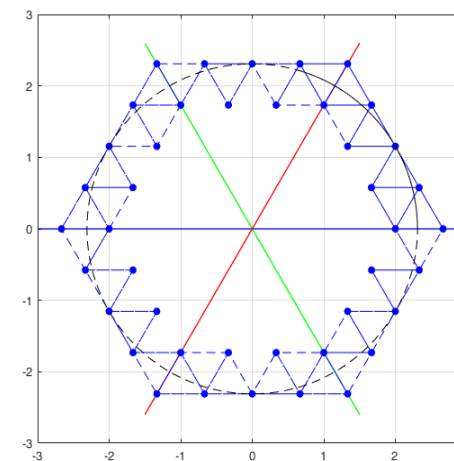
Векторная ШИМ



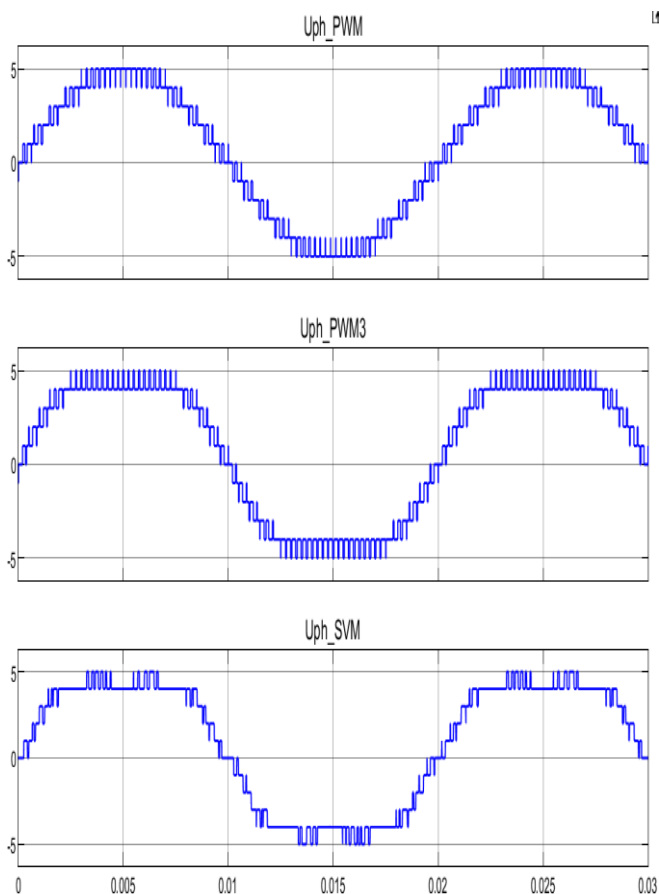
$$\begin{cases} x_1 t_1 + x_2 t_2 + x_3 t_3 = x, \\ y_1 t_1 + y_2 t_2 + y_3 t_3 = y, \\ t_1 + t_2 + t_3 = T_0, \end{cases}$$



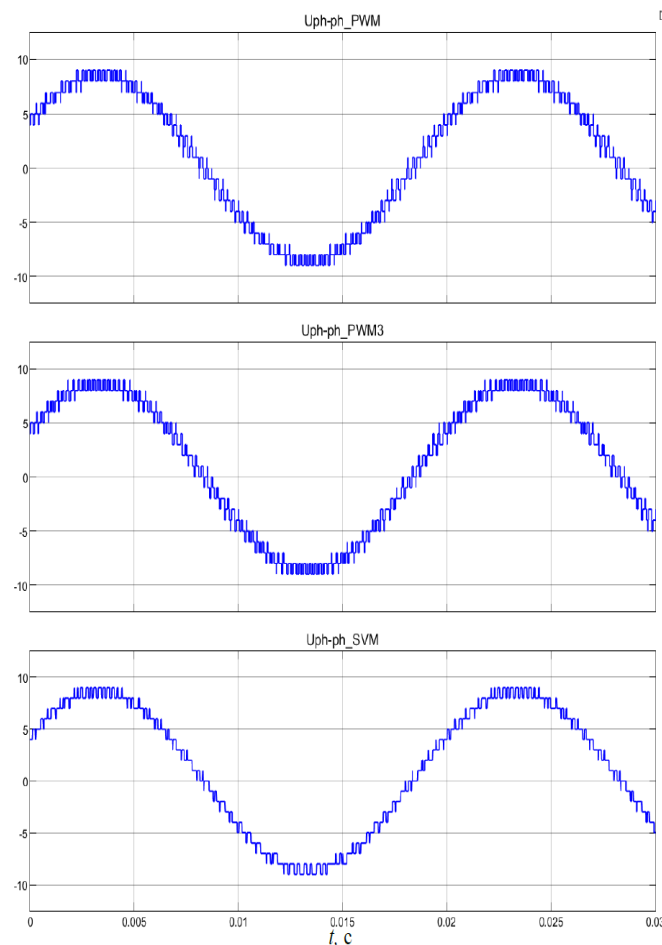
После определения трёх ближайших базовых векторов вычисляется «вклад» каждого в формирование заданного вектора по их относительному расположению и при известном периоде коммутации определяются времена включения базовых векторов. Огибающая фазных напряжений инвертора может иметь отличную от синусоиды форму, так как она принимает абсолютные значения, а длина вектора величина относительная, что подтверждается синусоидальной формой огибающей межфазного (линейного) напряжения.



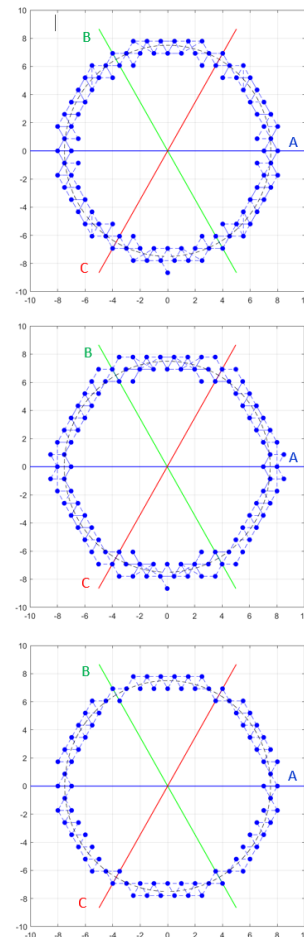
Формирование напряжения



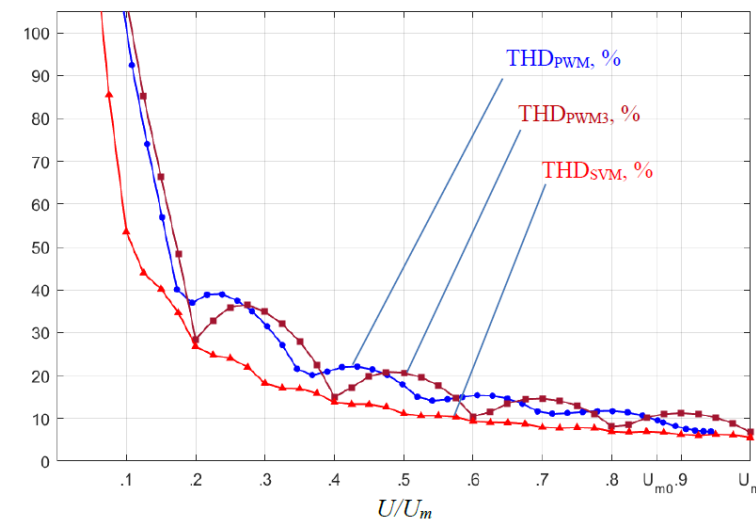
Фазные напряжения
(в преобразователе)



Межфазные (линейные) напряжения
(в преобразователе и нагрузке)



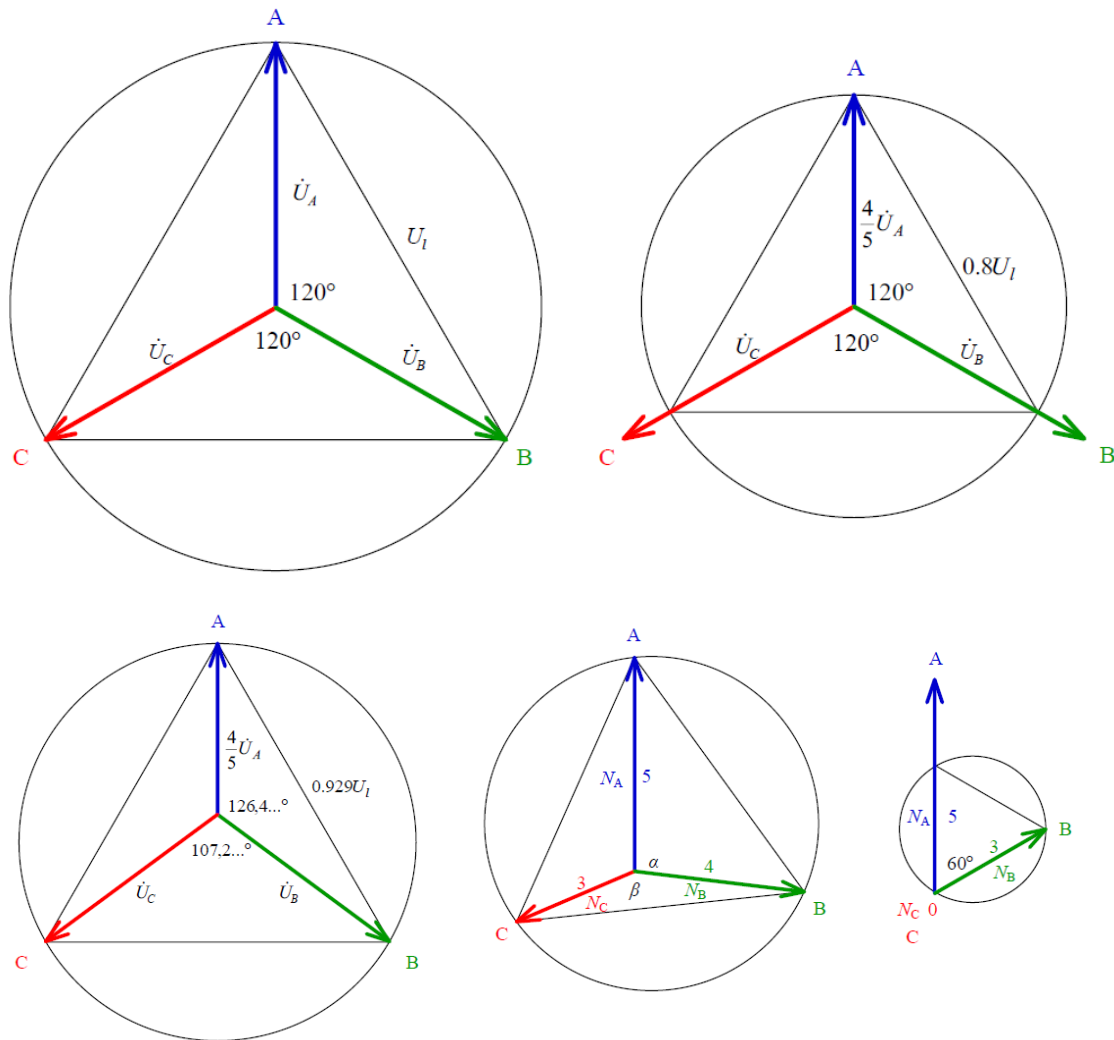
Годограф
резльтирующего
вектора напряжения



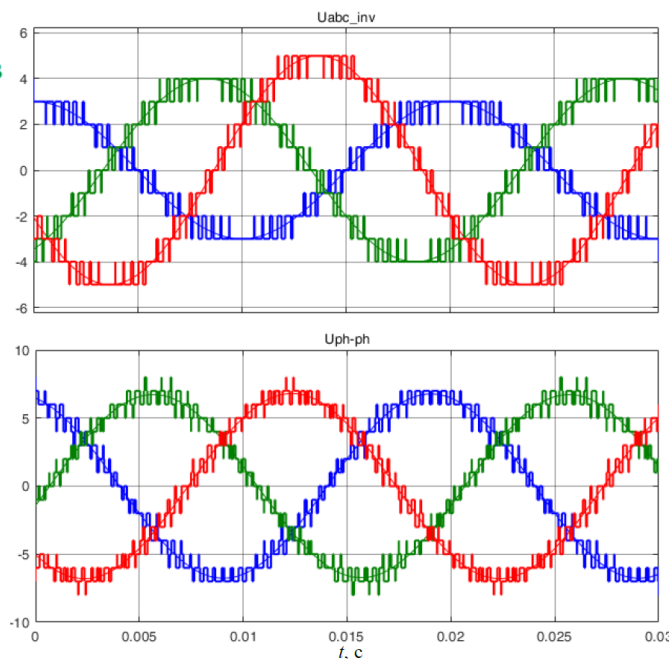
Анализ зависимости гармонических искажений формируемого напряжения от амплитуды задания при постоянной частоте 50 Гц показывает, что наиболее оптимальным является векторный способ ШИМ, который обеспечивает наименьший THD и его наиболее равномерное изменение. Предмодуляция третьей гармоникой дает сравнимый с векторным ШИМ диапазон регулирования амплитуды напряжения.

Формирование напряжения

Байпас уровня напряжения



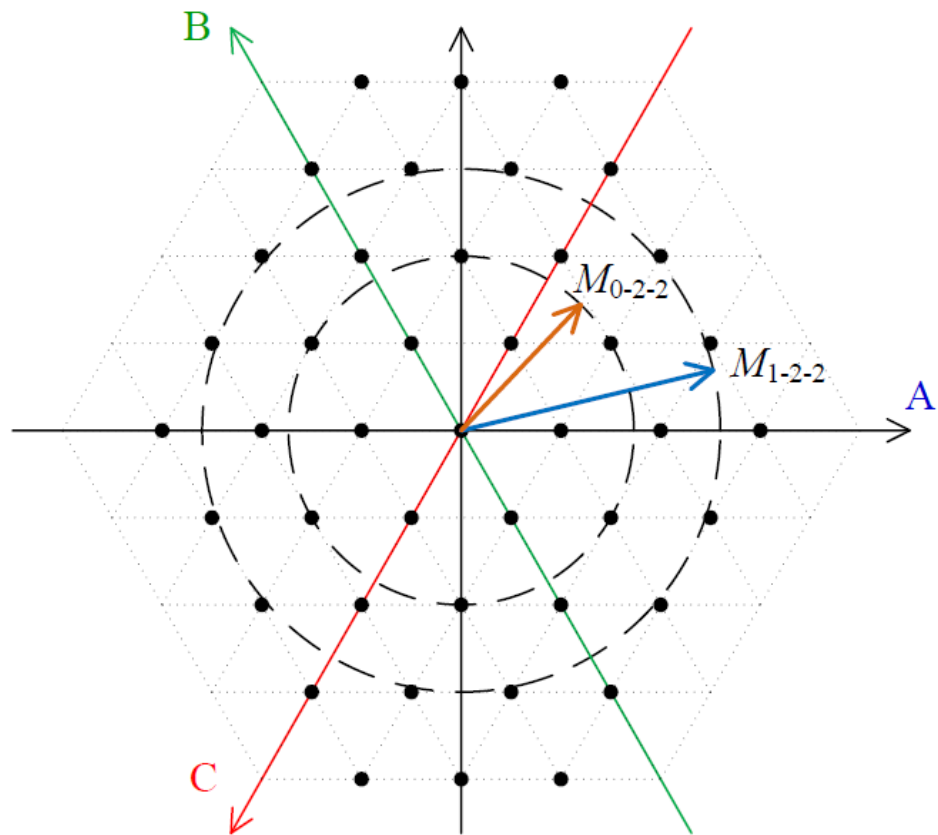
$$\begin{cases} U_l^2 = (N_A^2 + N_B^2 - 2N_A N_B \cos \alpha) U_1^2, \\ U_l^2 = (N_B^2 + N_C^2 - 2N_B N_C \cos \beta) U_1^2, \\ U_l^2 = [N_C^2 + N_A^2 - 2N_C N_A \cos(\alpha + \beta)] U_1^2, \end{cases}$$



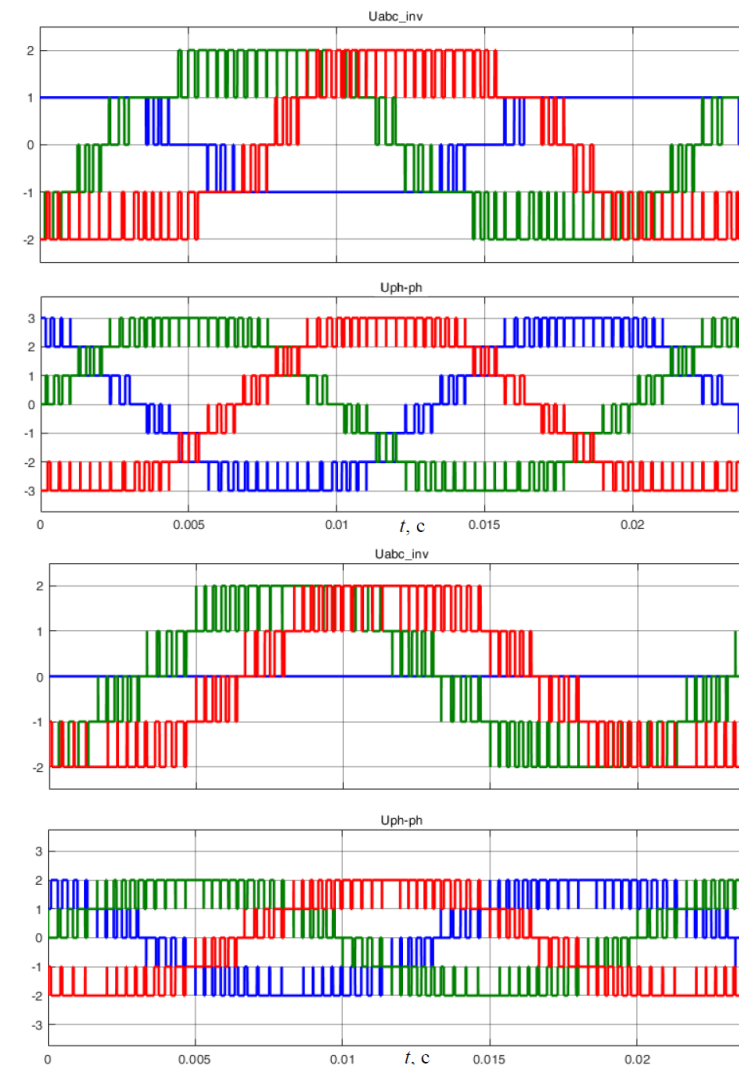
В случае возникновения неисправности силового прибора для сохранения работоспособности преобразователя соответствующий силовой блок переходит в режим байпаса с уменьшением количества формируемых уровней фазного напряжения. Одним из способов формирования максимального синусоидального межфазного (линейного) напряжения в таком случае является перерасчет угловых смещений синусоидальных заданий фазных напряжений, при котором на комплексной плоскости концы векторов фазных действующих значений напряжения являются вершинами равностороннего треугольника, стороны которого будут соответствовать действующим значениям линейного напряжения.

Формирование напряжения

Байпас уровня напряжения

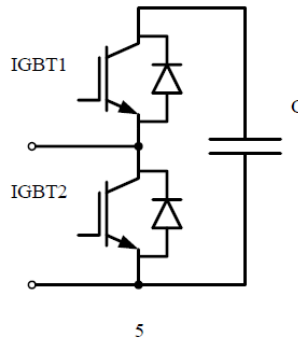
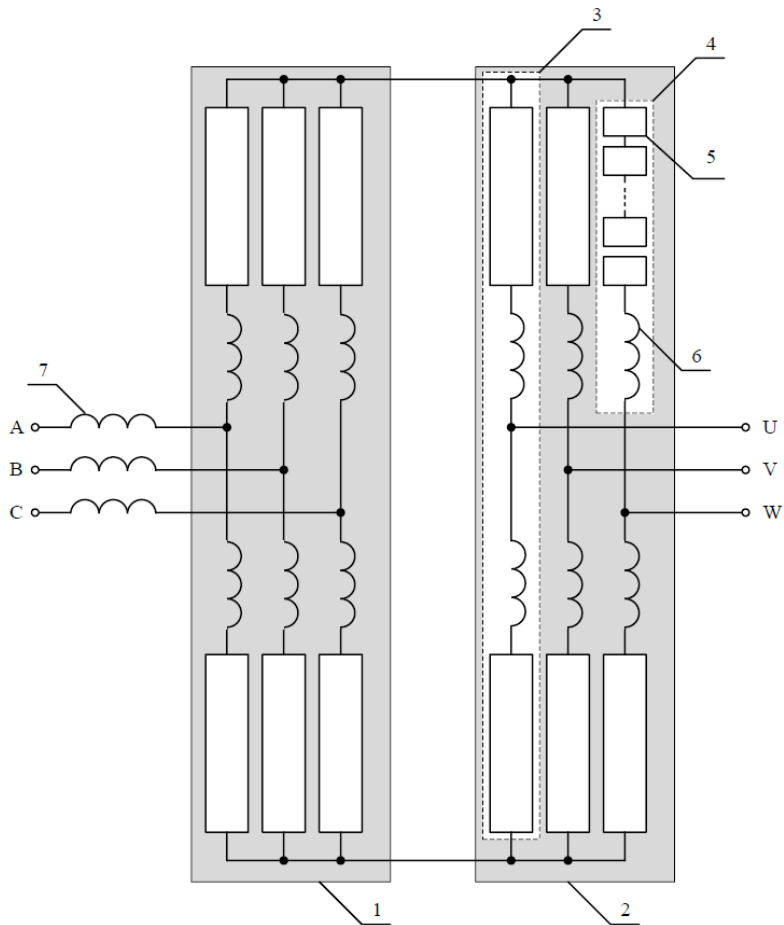


При векторной ШИМ задание формируется в виде вектора напряжения и при байпасе уровня необходимо лишь учитывать уменьшение максимально амплитуды вектора напряжения. Каждый неисправный уровень исключает возможность формирования базовых векторов, находящихся на сторонах шестиугольника в пространстве базовых векторов не параллельных фазе с неисправным уровнем. При этом уходит необходимость вычисления и формирования угловых сдвигов синусоидальных заданий фазного напряжения как при независимой фазной ШИМ, что значительно упрощает систему управления.



Топология ММС

Схема преобразователя



Силовая схема преобразователя функционально представляет собой выпрямитель 1 и идентичный ему инвертор 2, которые соединены через звено постоянного тока и состоят из трёх фаз 3 с возможностью их независимого управления. Каждая фаза преобразователя состоит из верхнего и нижнего плеча 4. Плечо преобразователя состоит из N последовательно соединённых полумостовых силовых блоков 5 и индуктивности 6. Входная индуктивность 7 необходима для работы в активном режиме выпрямителя. Силовой модуль 5 состоит из двух силовых ключей IGBT1 и IGBT2 и ёмкости C .

При работе преобразователя используется два состояния силового блока. При включенном ключе IGBT1 и закрытом ключе IGBT2 напряжение между выводами силового блока определяется напряжением на конденсаторе U_C , силовой ток преобразователя протекает через конденсатор C , увеличивая напряжение U_C при условно положительном направлении, либо разряжая конденсатор при обратном направлении. В случае, когда ключ IGBT1 закрыт, IGBT2 открыт силовой модуль шунтируется, напряжение на конденсаторе C остается неизменным. Подключая необходимое количество конденсаторов полумостовых силовых блоков, шунтируя оставшиеся силовые блоки и используя широтно-импульсную модуляцию, можно регулировать напряжение на выходе фазы преобразователя относительно потенциалов шин звена постоянного тока. Индуктивность 6 ограничивает нарастание тока при неравенстве суммарного напряжения подключенных конденсаторов полному напряжению звена постоянного тока преобразователя.

Топология ММС

Схема фазы преобразователя

Рассмотрим электромагнитные процессы в фазе преобразователя ММС с учётом, что потенциал общей точки нагрузки N_{Load} равен потенциалу средней точки ЗПТ N_{dc} , тогда выходное напряжение определится:

$$u_o = \frac{U_{dc}}{2} - u_H - (R + pL)i_H \quad u_o = -\frac{U_{dc}}{2} + u_L + (R + pL)i_L$$

$$u_o = \frac{1}{2}[(u_L - u_H) - (R + pL)i_o]$$

Ток ЗПТ:

$$i_{dc} = \frac{1}{2(R + pL)}(U_{dc} - (u_H + u_L))$$

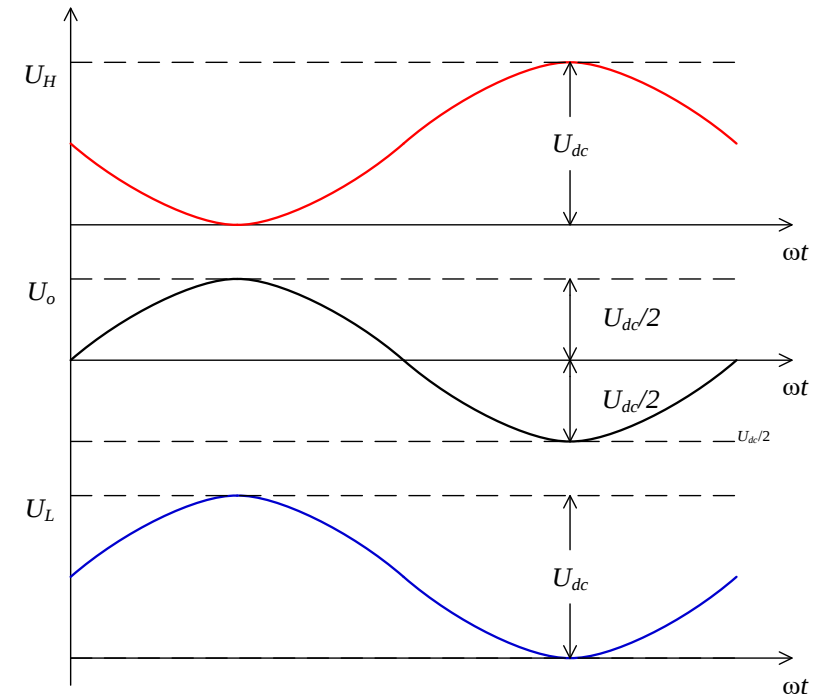
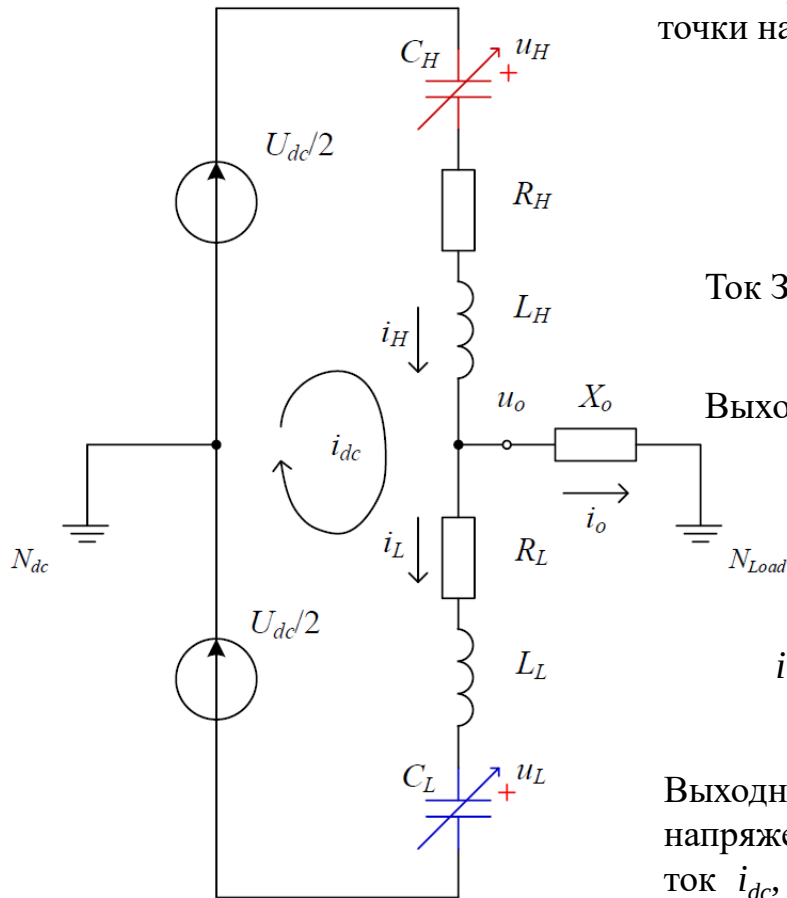
Выходной ток:

$$i_o = i_H - i_L$$

С условием равного распределения нагрузки верхнего и нижнего плеча:

$$i_H = \frac{i_o}{2} + i_{dc} \quad i_L = -\frac{i_o}{2} + i_{dc} \quad i_{dc} = \frac{i_H + i_L}{2}$$

Выходной ток фазы i_o , зависящий от выходного напряжения u_o определяется разностью $-(u_H - u_L)$, ток i_{dc} , зависящий от потребляемой фазой из ЗПТ активной мощности, определяется суммой $(u_H + u_L)$, что позволяет независимо управление ими.



Топология ММС

Мощность фазы

С учётом относительной малости падения напряжения на фазных индуктивностях

$$u_H = \frac{U_{dc}}{2} - u_o \quad u_L = \frac{U_{dc}}{2} + u_o$$

Электромагнитные мощности верхнего и нижнего плеча равна:

$$p_H = u_H i_H = \frac{U_{dc} i_{dc}}{2} + \frac{U_{dc} i_o}{2} - u_o i_{dc} - \frac{u_o i_o}{2} \quad p_L = u_L i_L = \frac{U_{dc} i_{dc}}{2} - \frac{U_{dc} i_o}{2} + u_o i_{dc} - \frac{u_o i_o}{2}$$

Суммарная мощность фазы:

$$p_{HL} = p_H + p_L = U_{dc} i_{dc} - u_o i_o$$

При синусоидальных выходных напряжении и токе:

$$u_o(t) = U_{om} \cos(\omega t) \quad i_o(t) = I_{om} \cos(\omega t - \varphi)$$

$$p_{HL}(t) = U_{dc} i_{dc} - U_{om} \cos(\omega t) I_{om} \cos(\omega t - \varphi) = U_{dc} i_{dc} - \frac{U_{om} I_{om}}{2} \cos(\varphi) - \frac{U_{om} I_{om}}{2} \cos(2\omega t - \varphi).$$

Для компенсации постоянной составляющей должно выполняться условие для сквозного тока фазы:

$$i_{dc} = \frac{U_{om} I_{om}}{2 U_{dc}} \cos(\varphi)$$

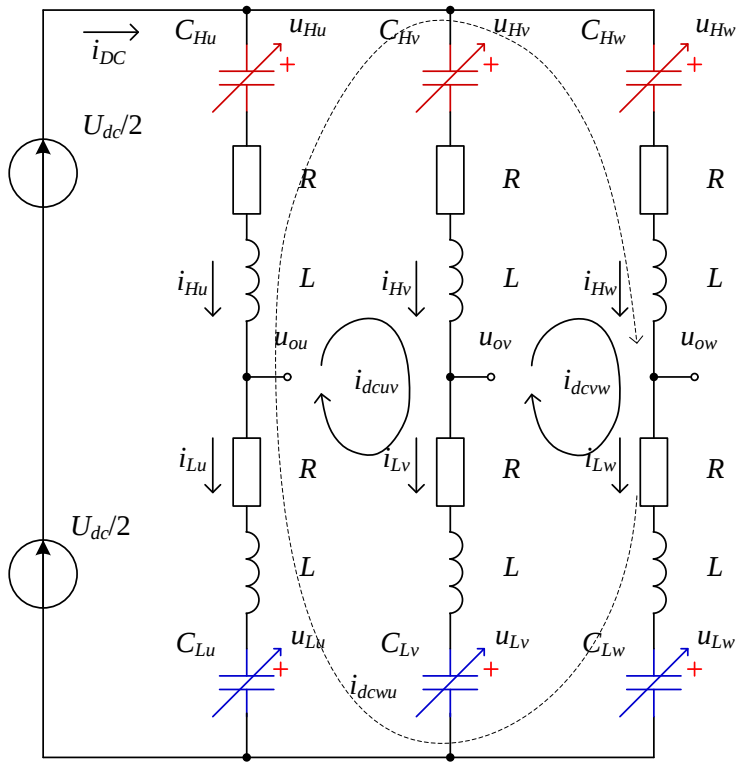
Электромагнитная мощность фазы при синусоидальном напряжении определится как:

$$p_{HL}(t) = -\frac{U_{om} I_{om}}{2} \cos(2\omega t - \varphi)$$

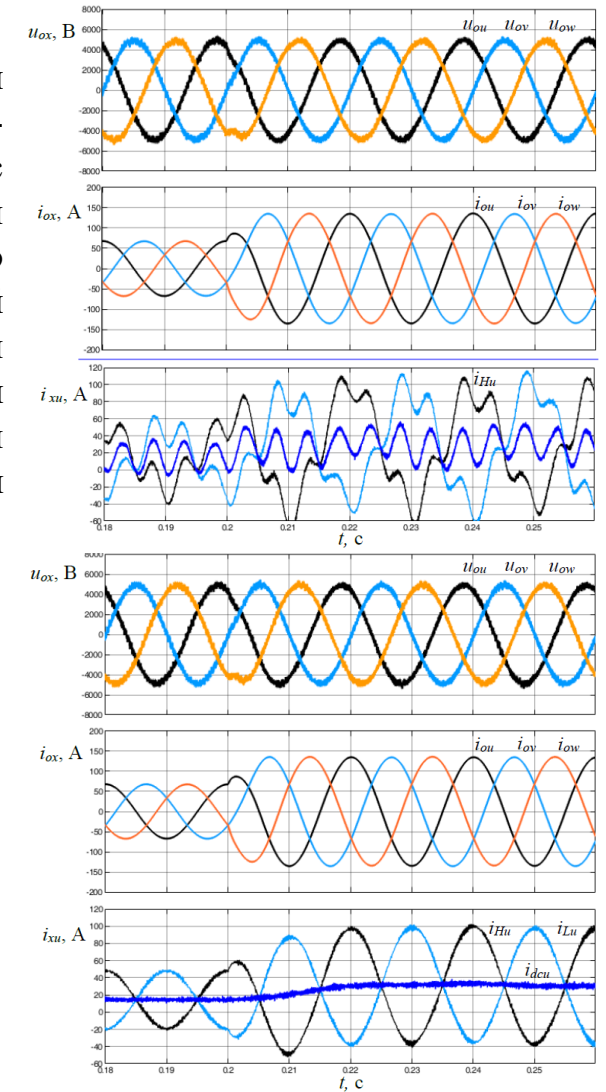
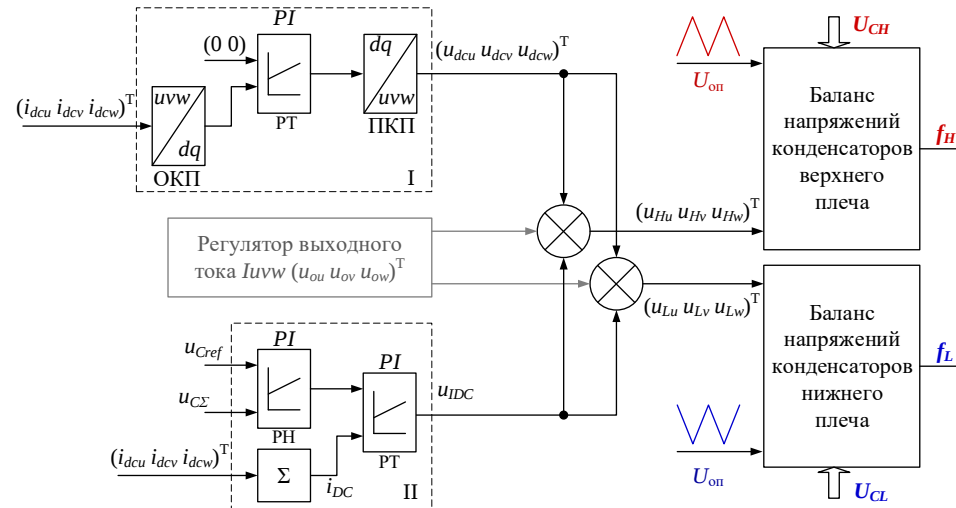
Мгновенная мощность фазе преобразователя, носит колебательный характер с частотой в два раза большей частоты выходного напряжения, что приводит к соответствующему изменению накопленной в конденсаторах энергии, а следовательно и к колебаниям коэффициента усиления преобразователя, формируя возмущающее воздействие на ток i_{dc} , зависящий от суммы напряжений ($u_H + u_L$), которая определяется количеством включенных в цепь в данный момент времени конденсаторов. В трехфазной системе увеличение частоты фазных синусоидальных сигналов со смещением $\pm 2\pi/3$ вдвое приводит к инвертированию направления вращения суммарного вектора на комплексной плоскости.

СУ инвертором

$$i_{ox} = i_{Hx} - i_{Lx} \qquad i_{dcx} = \frac{i_{Hx} + i_{Lx}}{2}$$



Для компенсации возмущений, вызванных колебаниями мощности передаваемой в нагрузку переменного тока используется ПИ-регулятор с нулевым заданием, работающий от вращающейся с угловой скоростью ω системе координат. Для подавления резонансных явлений, так как из-за малости активного сопротивления каждая фаза преобразователя представляют собой параллельные LC звенья объединённые ЗПТ, и компенсации передаваемой в нагрузку активной энергии поддержанием уровня заряда конденсаторов используется ПИ-регулятор нулевой последовательности тока i_{dc} . СУ построена на возможности независимого регулирования выходным током и током i_{dc} .



Топология ММС

Емкость конденсаторов силовых блоков

$$\Delta W = \frac{CU_{\max}^2}{2} - \frac{CU_{\min}^2}{2} = \frac{C}{2}(U_{\max}^2 - U_{\min}^2) = \\ = \frac{C}{2}(U_{\max} + U_{\min})(U_{\max} - U_{\min}) = 2C\bar{U}(U_{\max} - \bar{U}),$$

$$C = \frac{\Delta W}{2\bar{U}(KU_{\max} - \bar{U})}$$

$$p_H(t) = u_H i_H = \left(\frac{U_{dc}}{2} - U_{om} \cos(\omega t) \right) \left(I_{dc} + \frac{I_{om}}{2} \cos(\omega t - \varphi) \right)$$

$$S_H = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{om}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{om}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{om} I_{om}}{4} \quad m = \frac{2}{U_{dc}} \cdot U_{om}$$

$$P_H = \frac{U_{dc}}{2} I_{dc} = \frac{U_{om} I_{om}}{4} \cos(\varphi) = S_H \cos(\varphi)$$

$$Q_H = \frac{U_{om} I_{om}}{4} \sin(\varphi) = S_H \sin(\varphi)$$

Колебания мощности в фазах преобразователя приводят к изменению уровня напряжения на конденсаторах силовых блоков, что обуславливает необходимость вычисления емкости для исключения перенапряжений и вывода из строя элементов преобразователя. Нужную емкость можно найти задаваясь средним $\bar{U}$, максимально допустимым $U_{\max}$ значениями напряжений конденсатора силового модуля и коэффициентом запаса по напряжению конденсатора K . Диапазон изменения энергии ΔW за период заданной мощности находится через вывод аналитического выражения для мгновенной мощности, интеграл от которого определит аналитическое выражение для мгновенной энергии. Далее, через нахождение экстремальных численных значений определяется ΔW и его зависимость от коэффициента мощности.

$$p_H(t) = m \left(\frac{2}{m^2} - 1 \right) P_H \cos(\omega t) + \frac{2}{m} Q_H \sin(\omega t) - P_H \cos(2\omega t) - Q_H \sin(2\omega t).$$

для максимальной мощности в плече $m = 1$, тогда

$$p_H(t) = P_H (\cos(\omega t) - \cos(2\omega t)) + Q_H (2 \sin(\omega t) - \sin(2\omega t))$$

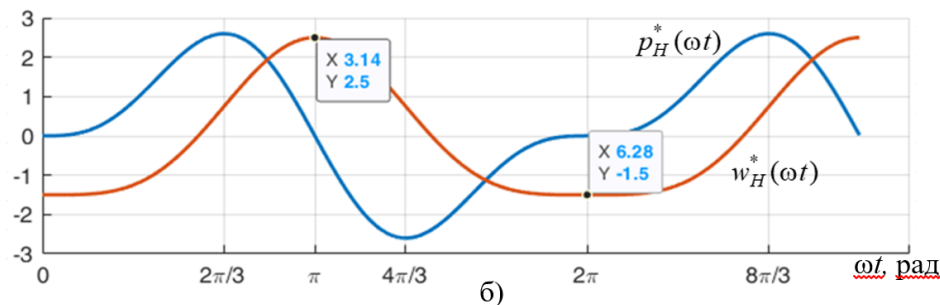
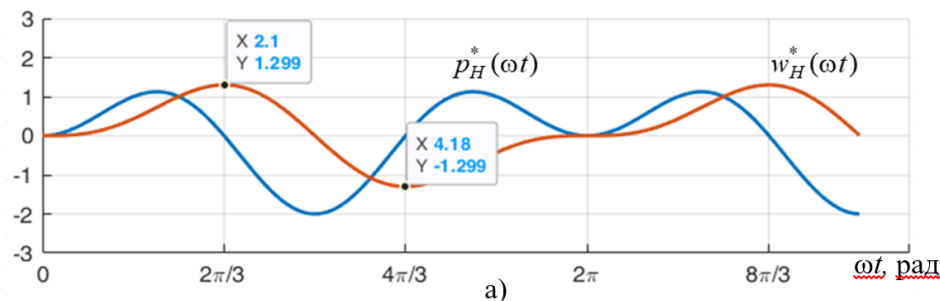
$$w_H(t) = \frac{P_H}{\omega} \left(\sin(\omega t) - \frac{1}{2} \sin(2\omega t) \right) + \frac{Q_H}{\omega} \left(-2 \cos(\omega t) + \frac{1}{2} \cos(2\omega t) \right)$$

Топология ММС

Энергия в фазе преобразователя

$$p_H^*(\omega t) = \frac{p_H(\omega t)}{P_H}$$

$$w_H^*(\omega t) = \frac{w_H(\omega t)\omega}{P_H}$$



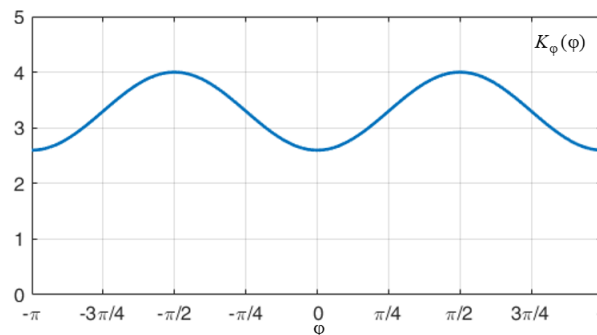
Мощность и энергия в плече преобразователя, а – при $\cos\phi = 1$, б – при $\cos\phi = 0$

$$w_H(\omega t, \phi) = \frac{S_H}{\omega} (A(\omega t, 2\omega t) \cos(\phi) + B(\omega t, 2\omega t) \sin(\phi))$$

$$A(\omega t, 2\omega t) = \sin(\omega t) - \frac{1}{2} \sin(2\omega t)$$

$$B(\omega t, 2\omega t) = -2 \cos(\omega t) + \frac{1}{2} \cos(2\omega t)$$

Определение аналитического выражения для ΔW_H представляет собой нахождение экстремумов тригонометрической функции от двух независимых переменных ωt и ϕ , что представляется достаточно громоздкой задачей. Можно сделать предположение, что функция диапазона изменения энергии ΔW_H также будет иметь тригонометрический характер при изменении ϕ в диапазоне $(-\pi, \pi]$, максимальные и минимальные значения которой определяются при углах $\phi = \pm\pi/2$ с $\cos(\phi) = 0$ ($P_H = 0$, $Q_H = 1$) и углах $\phi = 0$, $\phi = \pi$ с $\cos(\phi) = 1$ ($P_H = 1$, $Q_H = 0$), тогда введя переменную



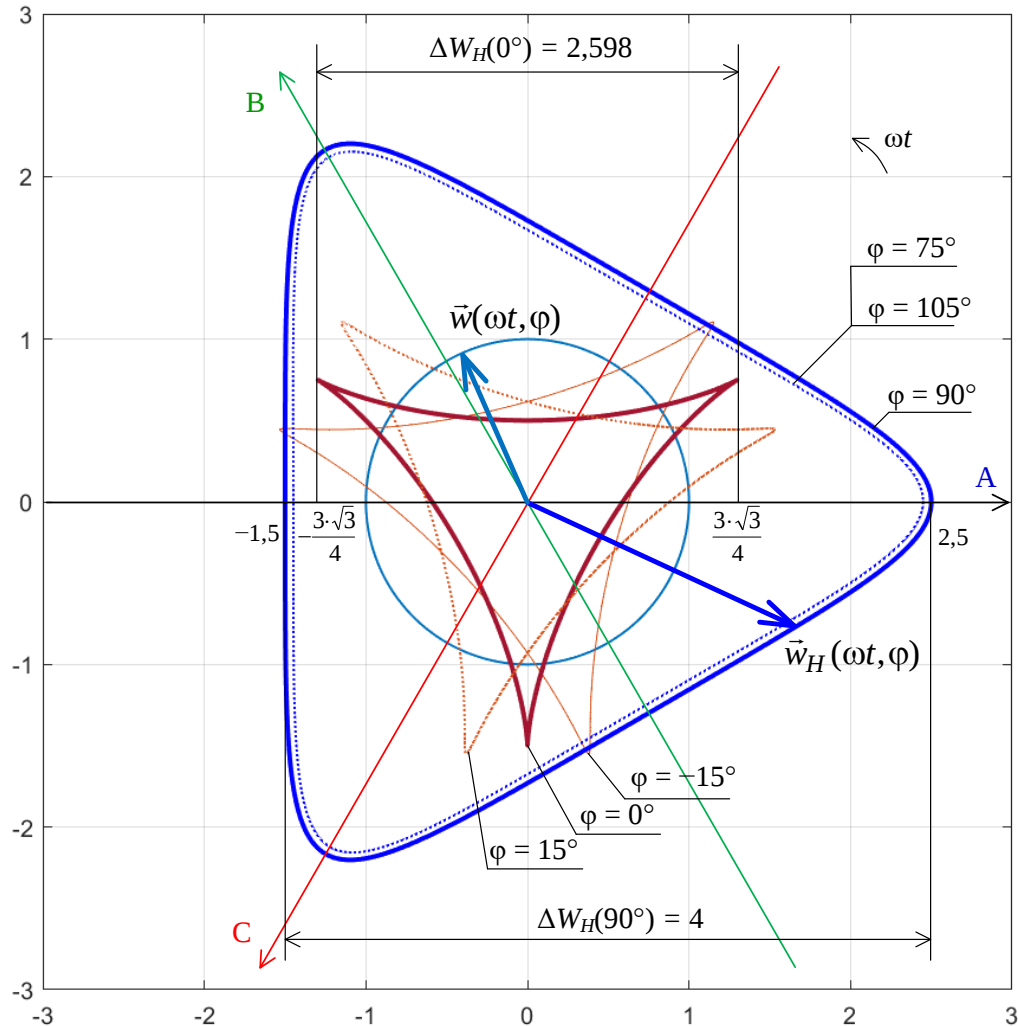
Зависимость коэффициента $K_\phi(\phi)$

$$K_\phi(\phi) = \frac{8+3\sqrt{3}}{4} - \frac{8-3\sqrt{3}}{4} \cos(2\phi)$$

$$\Delta W_H(\phi) = K_\phi(\phi) \frac{1}{\omega} S_H$$

Топология ММС

Энергия в трёхфазном преобразователя



$$\vec{w}_H(\omega t, \varphi) = w_H(\omega t, \varphi) \cdot \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{-j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{pmatrix}^T$$

$$\vec{w}_{H\alpha\beta}(\omega t, \varphi) = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \cdot \vec{w}_H(\omega t, \varphi)$$

$$p_L(t) = u_L i_L = \left(\frac{U_{DC}}{2} + U_{om} \cos(\omega t) \right) \cdot \left(I_{dc} - \frac{I_{om}}{2} \cos(\omega t - \varphi) \right)$$

$$p_L(t) = P_L(-\cos(\omega t) - \cos(2\omega t)) + Q_L(-2\sin(\omega t) - \sin(2\omega t))$$

$$p_L(\omega t) = p_H(\omega t - \pi)$$

$$w_L(\omega t) = w_H(\omega t - \pi)$$

$$\vec{w}(\omega t, \varphi) = \vec{w}_H(\omega t, \varphi) + \vec{w}_L(\omega t, \varphi)$$

Амплитуда результирующего трёхфазного вектора энергии постоянна и в относительных единицах равна 1.

Топология ММС

Особенности работы на низкой частоте

С учётом симметричной нагрузки преобразователя по фазам и плечам в фазах можно заключить, что мощность в отдельном плече S_H определяется через полную мощность преобразователя как:

$$S_H = \frac{1}{6} S \quad \bar{U} = \frac{1}{N} U_{dc}$$

$$\Delta W = \frac{1}{6} \cdot \frac{1}{N} \cdot \frac{S}{\omega} K_\varphi(\varphi)$$

$$C = \frac{1}{6} \cdot \frac{N}{2U_{dc}(NKU_{\max} - U_{dc})} \cdot \frac{S}{\omega} K_\varphi(\varphi)$$

$$\frac{S}{\omega} = \frac{U_{\text{ном}} I_{\text{ном}}}{2\pi f_{\text{ном}}} = \frac{P_{\text{ном}}}{2\pi f_{\text{ном}} \cos(\varphi)}$$

При известной емкости конденсатора C и известном значении среднего напряжения на конденсаторе, максимальный уровень напряжения в установившемся режиме из определится выражением:

$$U_{\max} = \frac{1}{K} \left(\frac{\Delta W}{2C\bar{U}} + \bar{U} \right)$$

$$U_{\max} = \frac{K_\varphi}{12C\bar{U}} \cdot \frac{S}{N} \cdot \frac{1}{\omega} + \bar{U} \quad \text{при } K = 1$$

снижение угловой скорости ω до 0 при ненулевой выходной мощности преобразователя теоретически может увеличить напряжение конденсатора $U_{\max}$ до бесконечности

Для уменьшения напряжение $U_{\max}$ необходимо обеспечить обмен мгновенной электромагнитной мощностью между верхним и нижним плечом преобразователя. Для этого можно добавить ток i_{cc} (в сквозной ток I_{dc}) и напряжение смещения u_N (в выходное напряжение u_o) повышенных частот, которые не должны оказать влияния на межфазное напряжение и ток на выходе преобразователя. Угловую частоту добавленных составляющих напряжения и тока обозначим ω_{cc} и примем много выше выходной частоты ω :

$$\omega_{cc} \gg \omega$$

$$\begin{aligned} u_H &= \frac{U_{dc}}{2} - (u_o + u_N), & u_L &= \frac{U_{dc}}{2} + (u_o + u_N), \\ i_L &= I_{dc} + i_{cc} - \frac{i_o}{2}, & i_H &= I_{dc} + i_{cc} + \frac{i_o}{2}, \end{aligned}$$

$$u_N = U_N \cos(\omega_{cc} t) \quad i_{cc} = I_{cc} \cos(\omega_{cc} t)$$

СУ на низкой частоте

$$p_H = \frac{U_{dc}}{2} I_{dc} + \frac{U_{dc}}{2} i_{cc} - u_o \frac{i_o}{2} - u_N \frac{i_o}{2} + \frac{U_{dc} i_o}{4} - u_o I_{dc} - u_o i_{cc} - u_N I_{dc} - u_N i_{cc}$$

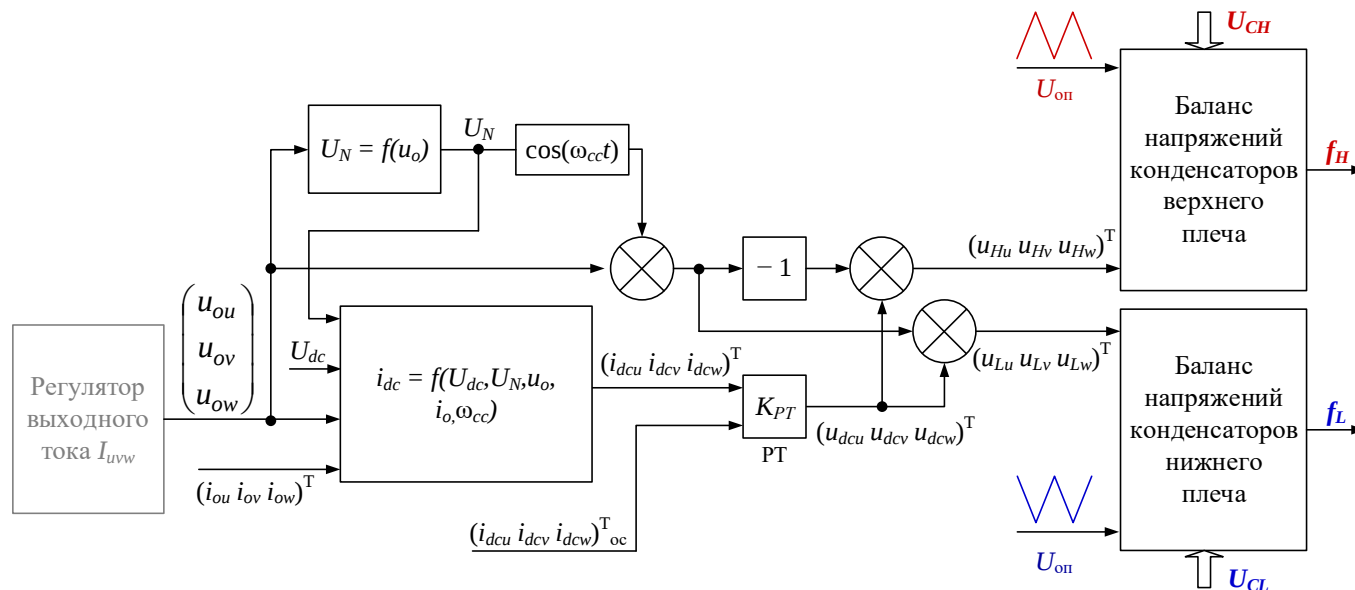
$$p_L = \frac{U_{dc}}{2} I_{dc} + \frac{U_{dc}}{2} i_{cc} - u_o \frac{i_o}{2} - u_N \frac{i_o}{2} - \frac{U_{dc} i_o}{4} + u_o I_{dc} + u_o i_{cc} + u_N I_{dc} + u_N i_{cc}$$

Сквозной ток, компенсирующий низкочастотные составляющие определится выражением:

$$i_{dc} = I_{dc} + i_{cc} = \frac{u_o i_o}{U_{dc}} + \frac{2}{U_N} \left(\frac{U_{dc}}{4} - \frac{u_o^2}{U_{dc}} \right) i_o \cos(\omega_{cc} t)$$

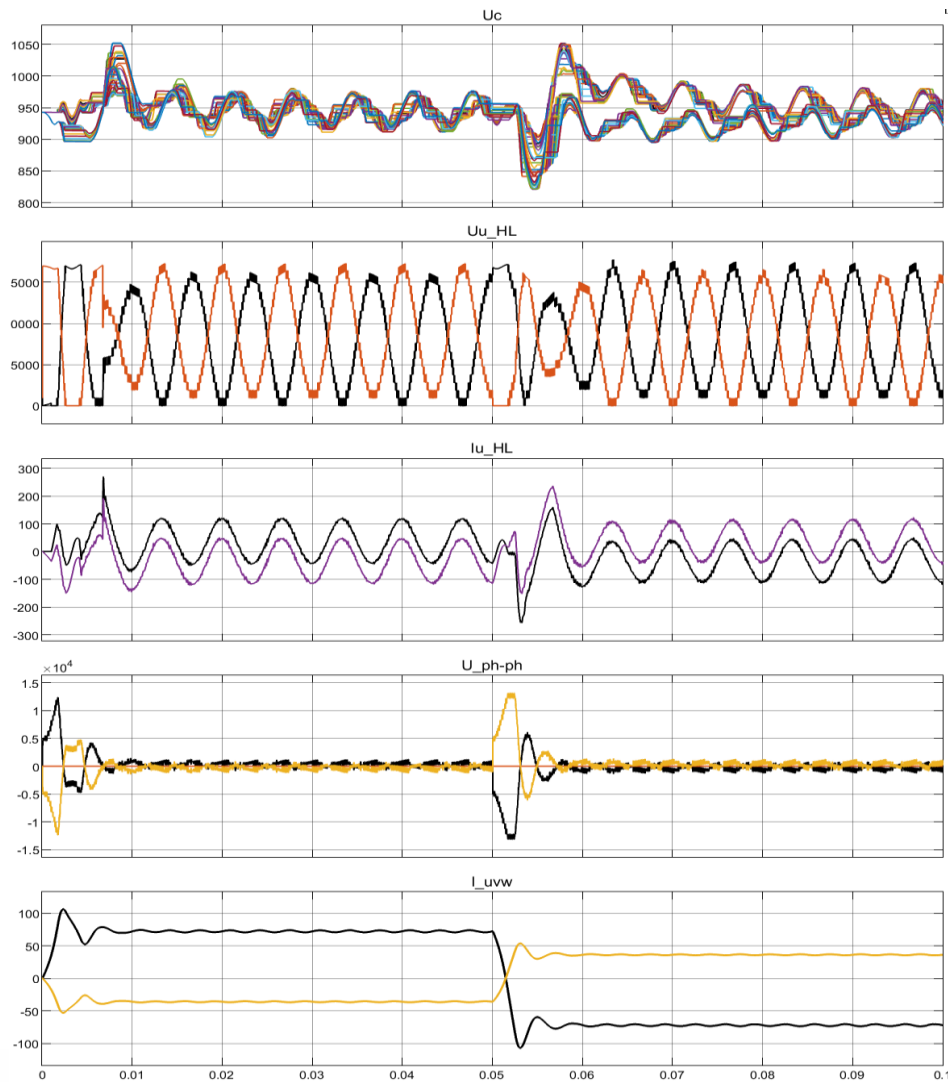
Для уменьшения полного тока, протекающего через силовые модули преобразователя, нужно увеличить амплитуду смещения общей точки U_N . Максимально возможная амплитуда смещения определяется напряжением звена постоянного тока U_{dc} и значением заданного выходного напряжения по выражению

$$U_N = \frac{U_{dc}}{2} - u_o$$



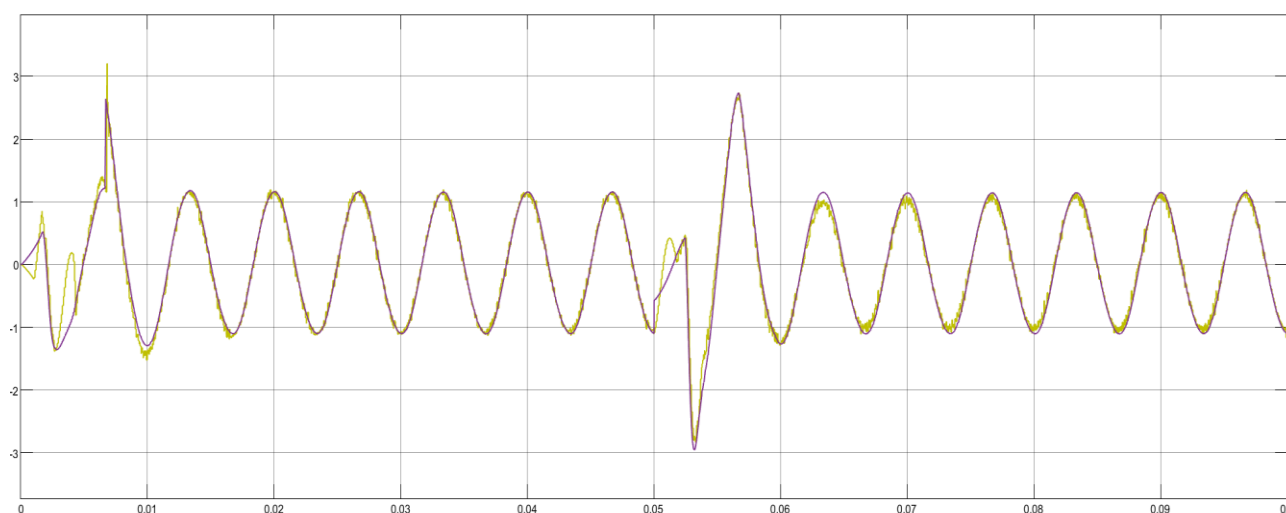
Топология ММС

Работа на низкой частоте



Показаны напряжения на конденсаторах, напряжения и токи верхнего и нижнего плеча фазы u преобразователя, линейные (межфазные) напряжения и токи в нагрузке. Взят наихудший вариант при $\omega = 0$, когда на выходе преобразователя протекает постоянный ток. В момент времени 0,05 с происходит инвертирование задания тока.

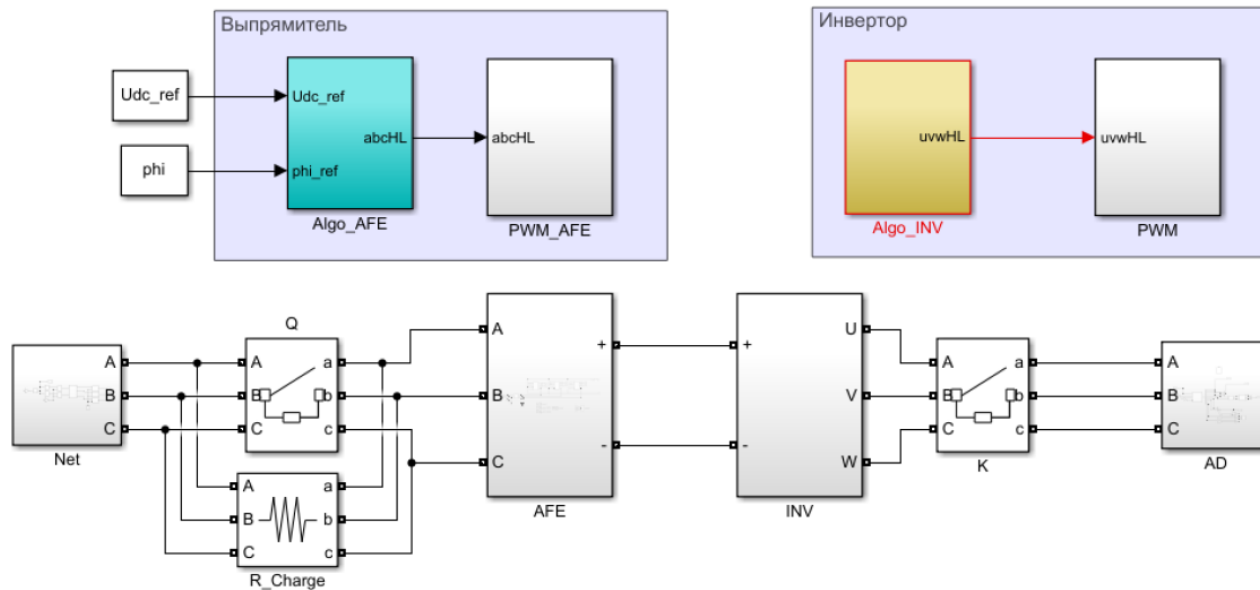
Ниже приведены задание и обратная связь в относительных величинах по току i_{dc} в фазе преобразователя.



Задание и обратная связь тока i_{dc} в фазе преобразователя.

Топология ММС

Модель преобразователя

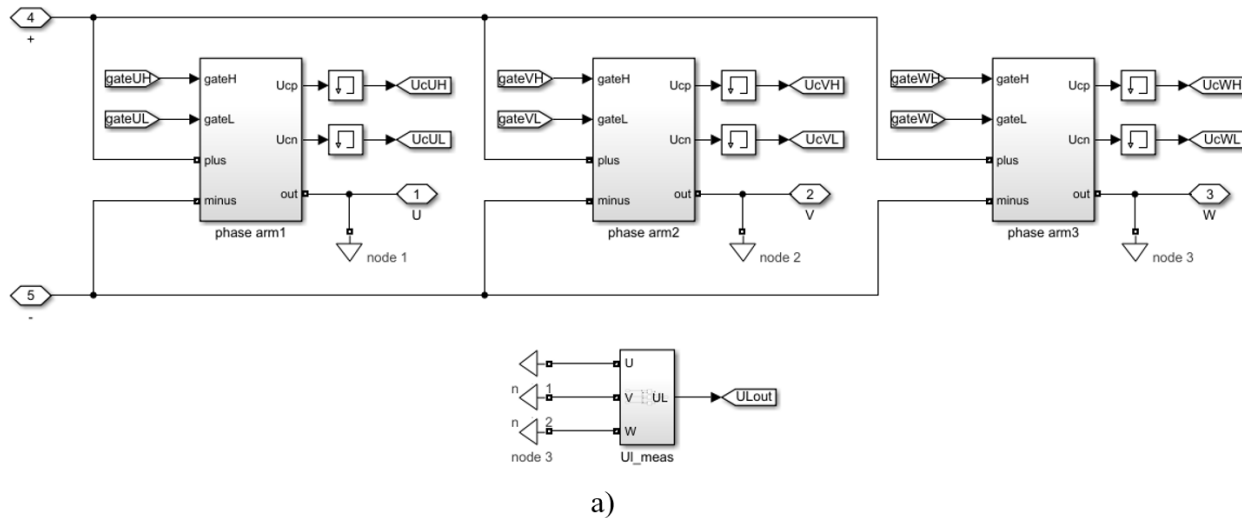


В математической модели преобразователя по структуре *MMC*, выпрямитель и инвертор преобразователя обозначены как *AFE* и *INV*. Зарядные резисторы *R_charge* с шунтирующим выключателем *Q* на входе выпрямителя предназначены для моделирования алгоритма предварительного заряда конденсаторов силовых модулей преобразователя. Моделирование нагрузки инвертора происходило с помощью контактора *K* и асинхронного двигателя *AD*.

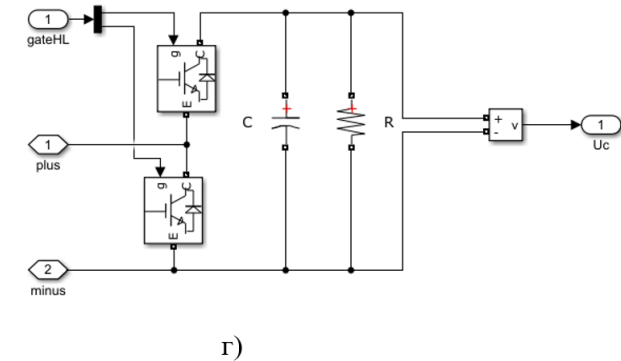
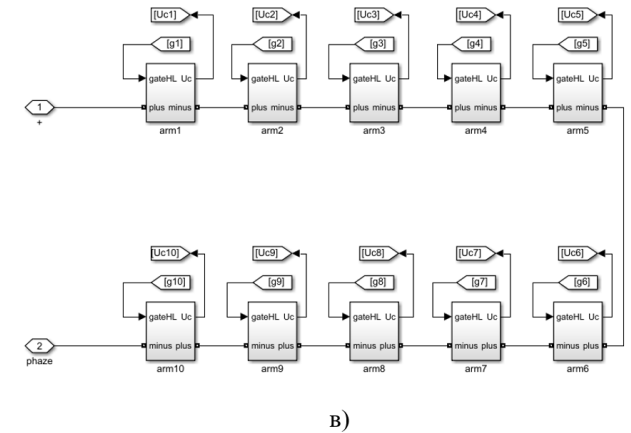
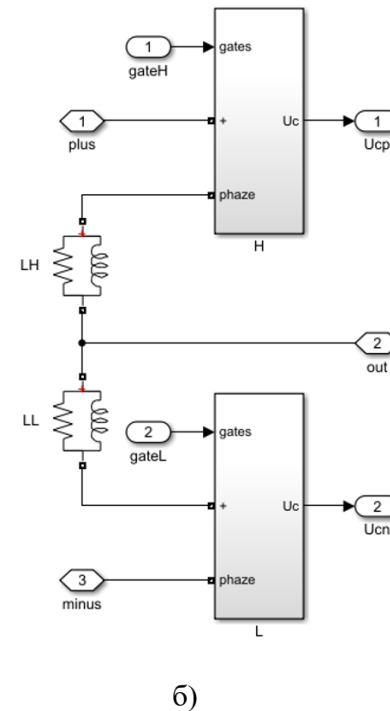
Моделирование системы управления выпрямителем производилось при помощи блока *Algo_AFE* и блока формирования коммутационной функции выпрямителя *PWM_AFE*. Задание для регуляторов управления входным током выпрямителя формировалось по желаемому напряжению звена постоянного тока U_{dc_ref} , определяющего необходимую активную составляющую тока выпрямителя, и угла сдвига ϕ между напряжением и током энергосистемы *Net*, определяющего реактивную составляющую входного тока. Моделирование системы управления инвертором производилось при помощи блока *Algo_INV* и блока формирования коммутационной функции инвертора *PWM*. Блоки *PWM_AFE* и *PWM*, соответствуют блокам баланса напряжений конденсаторов верхнего и нижнего плеча, предназначены для вычисления коммутационной функции транзисторов. Коммутационная функция силовых транзисторов вычислялась с учётом баланса напряжения на конденсаторах 60-ти силовых блоков преобразователя частоты номинальным напряжением 6 кВ переменного тока и 10 кВ в ЗПТ.

Топология ММС

Модель преобразователя



Инвертор и выпрямитель имеют одностипную структуру (а) и состоят из трёх фазных блоков $phase\ arm1 \div 3$ и блока для измерения линейных напряжений UL_meas для СУ нагрузкой. Модель каждой фазы преобразователя (б) состоит из верхнего H , нижнего L плеча с соответствующими фазными индуктивностями LH и LL , измеренные токи которых i_H и i_L использовались для обратной связи по току преобразователя i_{dc} и нагрузки i_o . Верхнее и нижнее плечо имеют одностипную структуру (в) и для преобразователя напряжением 6 кВ переменного тока состоят из 10-ти силовых блоков. Силовой блок (г) представлен транзисторным модулем из двух IGBT с обратными диодами, конденсатором C , напряжение которого заводится в СУ преобразователем и резистором R для снятия остаточного напряжения на конденсаторе.



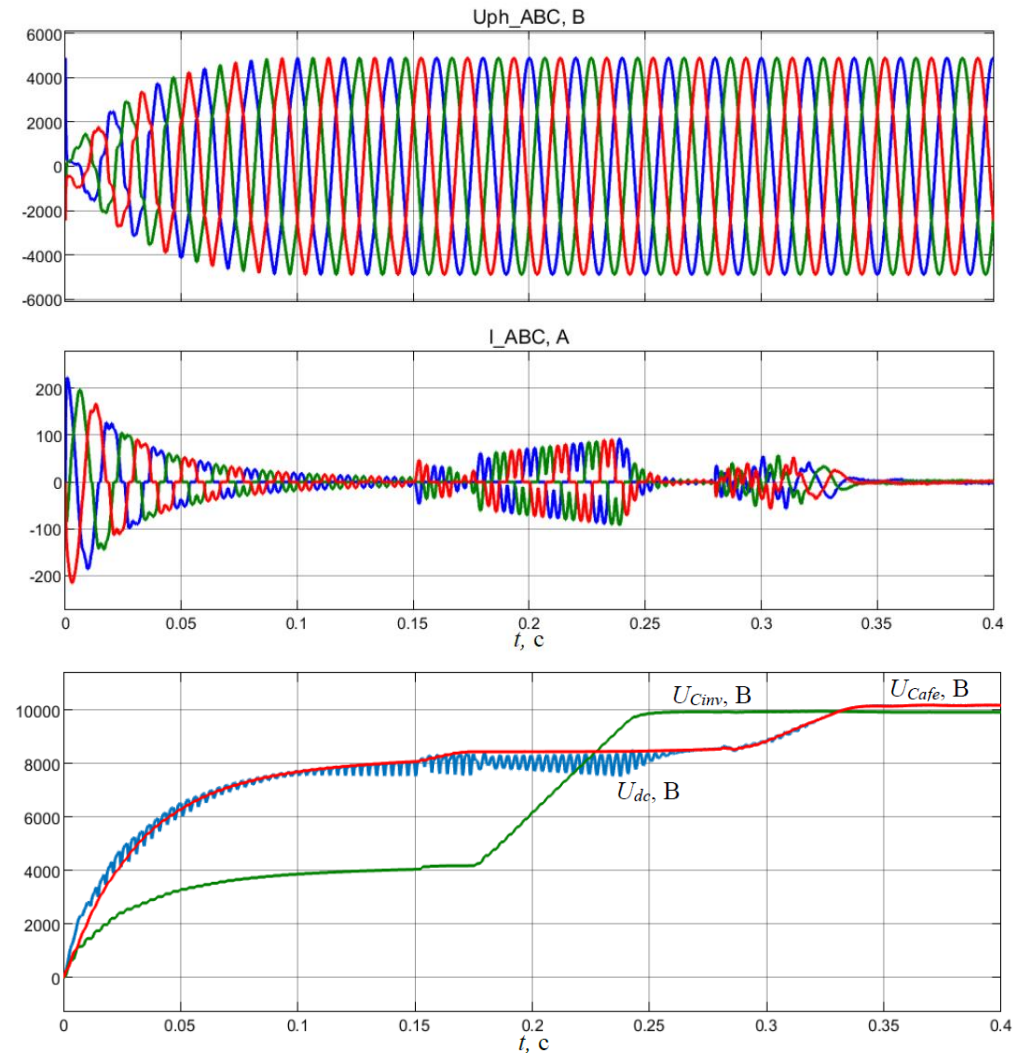
Топология ММС

Моделирование заряда преобразователя

Перед переходом в рабочий режим нужно произвести контролируемый заряд множества конденсаторов силовых блоков преобразователя, имеющих значительную суммарную емкость. В противном случае при подключении силового напряжения зарядный ток через обратные диоды силовых блоков выпрямителя, который будут представлять собой мостовую схему выпрямления, может достичь больших величин, что может привести к разрушению составных частей преобразователя. Существует две возможные цепи заряда. Напряжения в ЗПТ подается через вспомогательный повышающий трансформатор и схему выпрямления, величина тока в данном случае ограничивается сопротивлением рассеяния трансформатора. Либо заряд происходит через сетевой ввод преобразователя, но ток ограничивается резистором, который в последующем шунтируется. В модели, как и в опытном образце, представлен второй вариант.

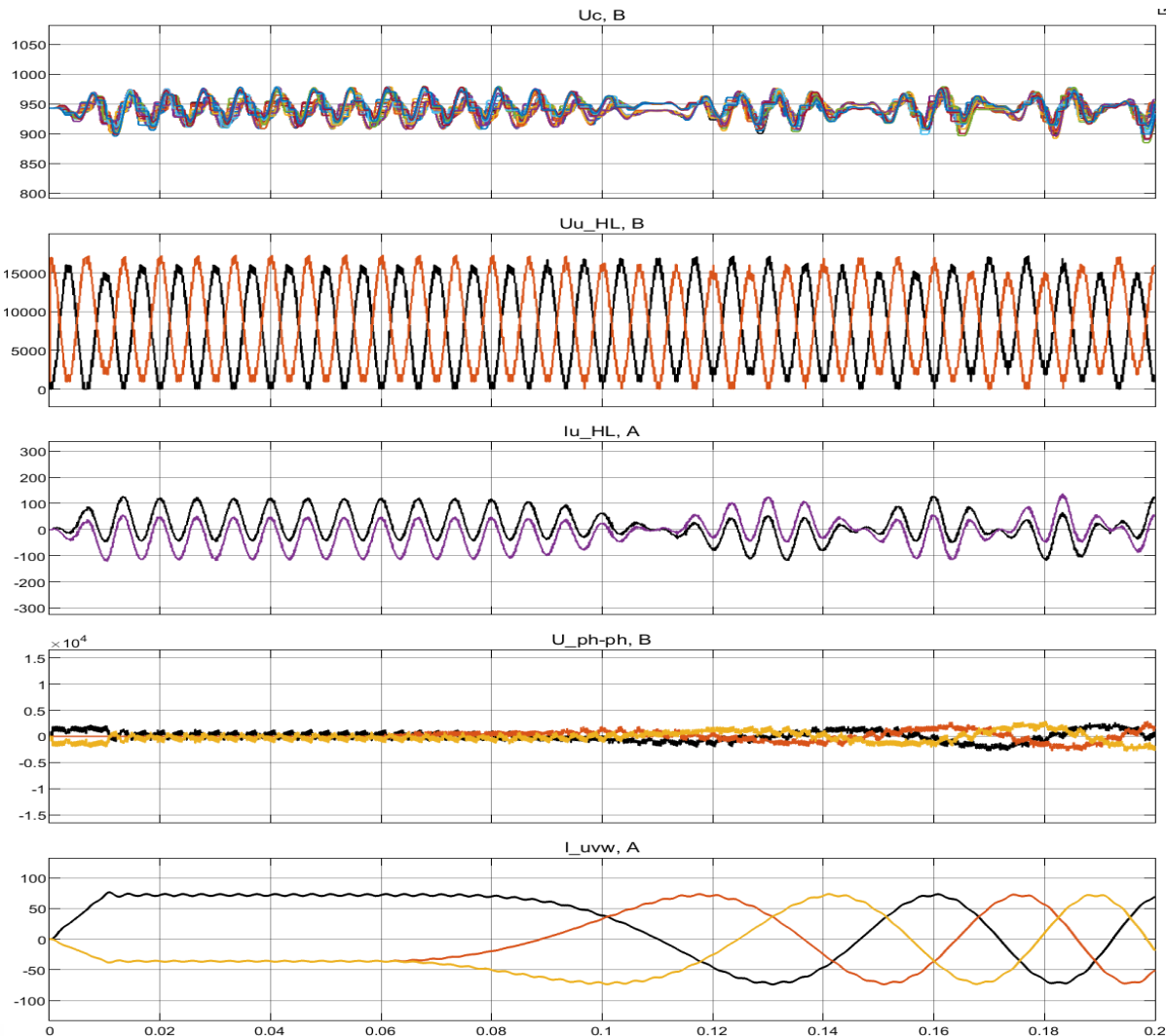
На графиках показаны фазное напряжения на входе выпрямителя U_{ph_ABC} (после зарядных резисторов), сетевой ток I_{ABC} , напряжения в ЗПТ U_{dc} и уменьшенное вдвое суммарное напряжение конденсаторов выпрямителя U_{Cafe} и инвертора U_{Cinv} .

Уровень напряжения ЗПТ и в конденсаторах как выпрямителя так и инвертора с разработанной СУ может регулироваться независимо.



Топология ММС

Работа на низкой частоте выходного напряжения



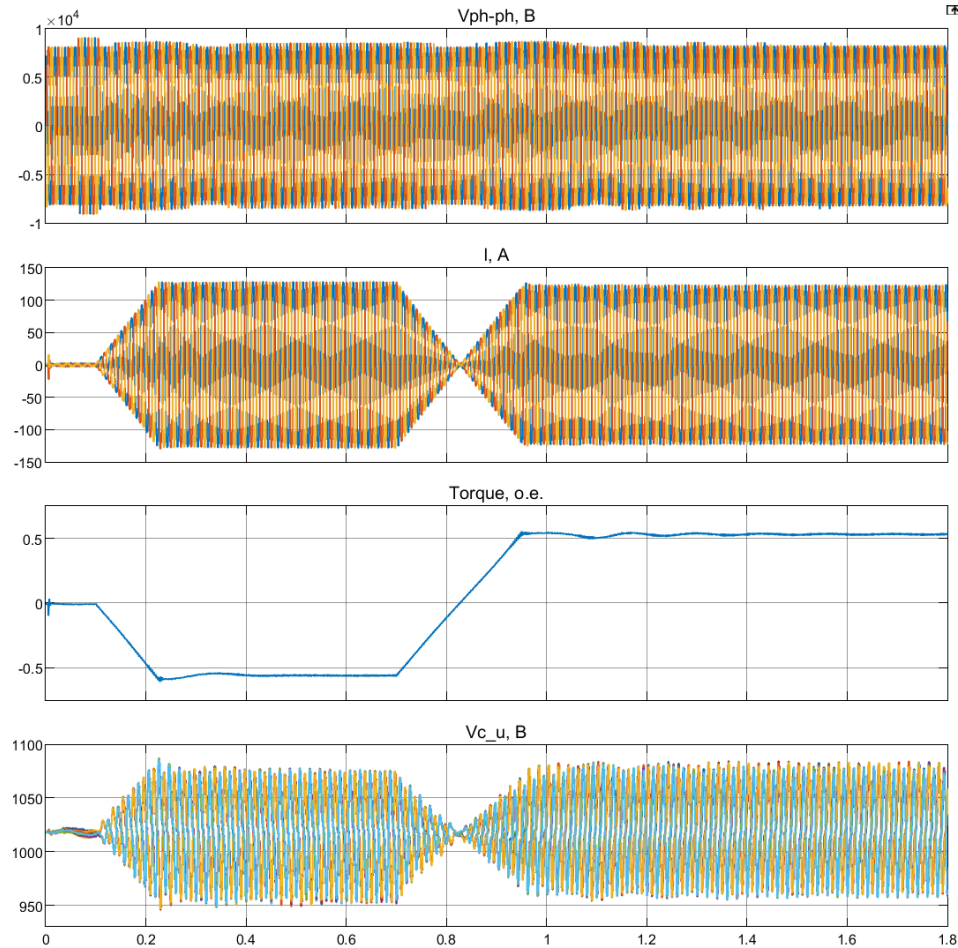
Инвертор, нагрузкой которого является электрическая машины (как в режиме двигателя, так и генератора) предполагает обеспечение подготовительных и сервисных работ, которые предполагают как работы на нулевой частоте (этап возбуждения асинхронных генераторов), так и на малых частотах – разгон электрической машины вместе с турбиной, сервисные работы по турбине, контроль балансировки и т.д.

На графиках, полученных по результатам исследований на математической модели показаны изменения напряжений на конденсаторах фазы u – U_c , напряжение верхнего и нижнего плеча той же фазы U_{u_HL} , токи, протекающие в плечах фазы u – I_{u_HL} , а также межфазные (линейные) выходные напряжения преобразователя (нагрузки) U_{ph-ph} и выходные фазные токи (протекающие также и в нагрузке) I_{uvw} .

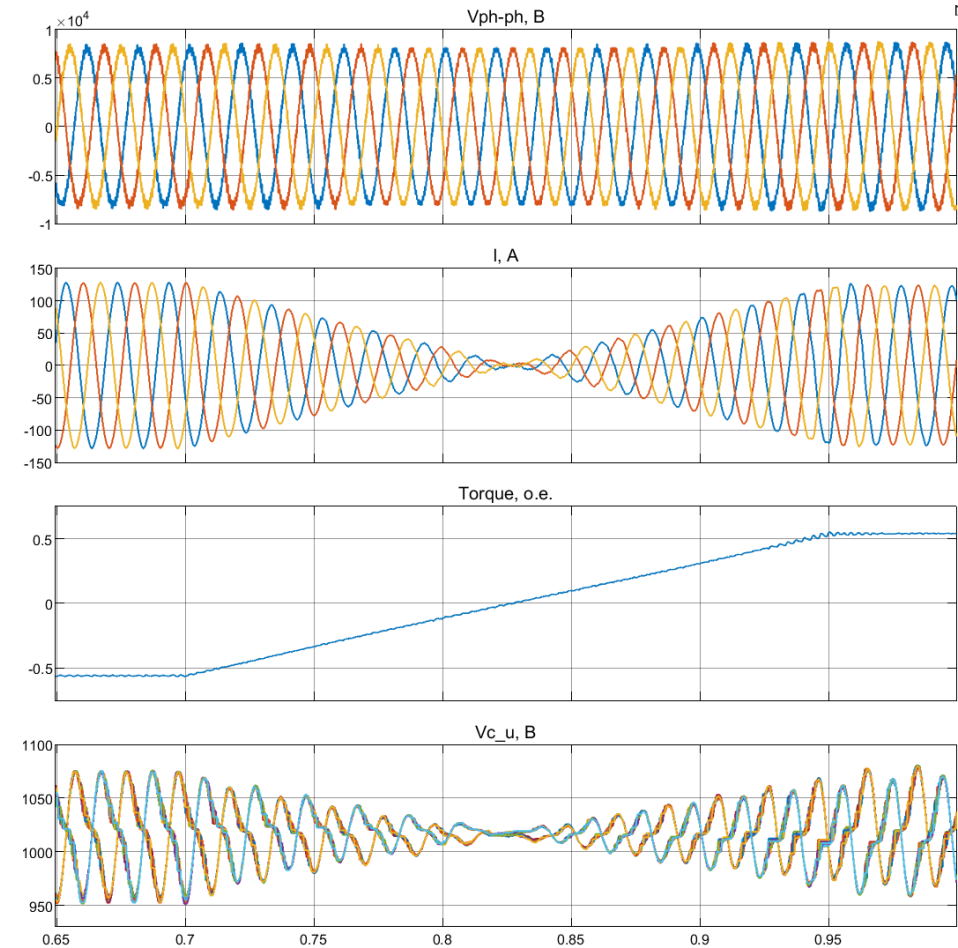
Система управления инвертором обрабатывала заданный ток, то есть линейное увеличение амплитуды тока, затем имитировался режим намагничивания (поддержание постоянного тока), а после осуществлялось линейное увеличения частоты тока задания с 0,6 секунды.

Топология ММС

Регулирование мощности инвертора

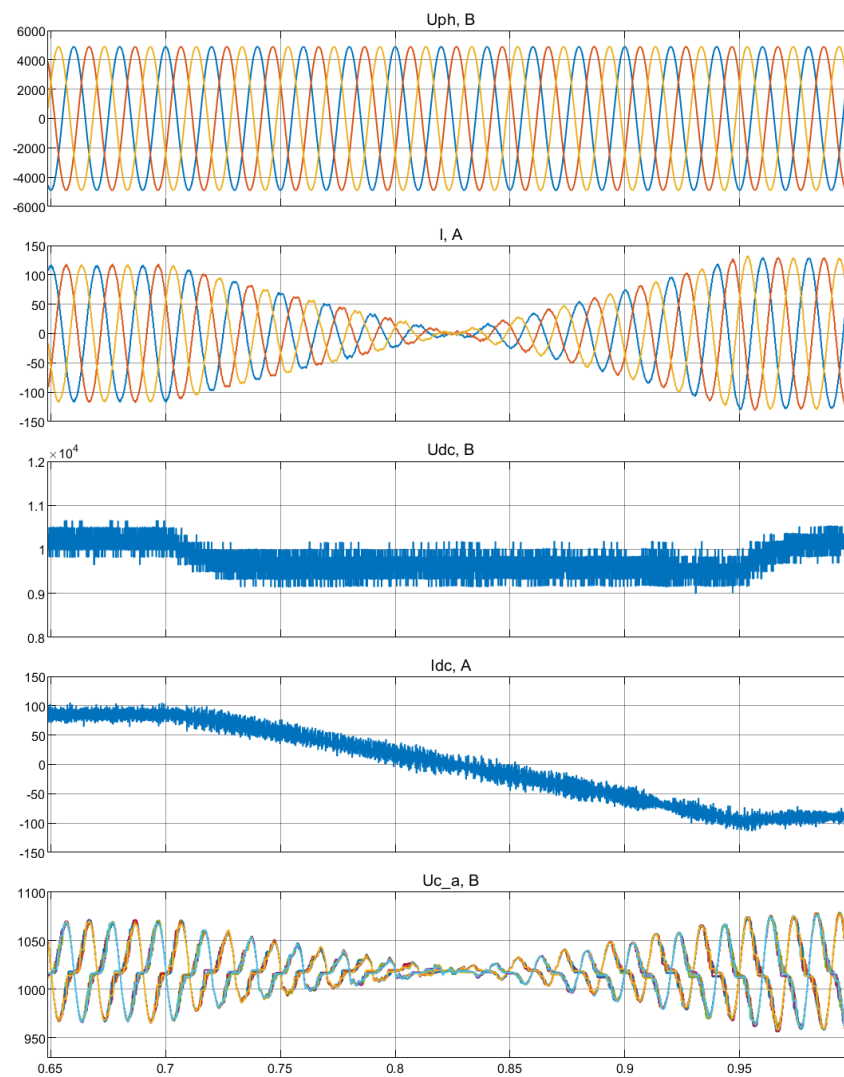
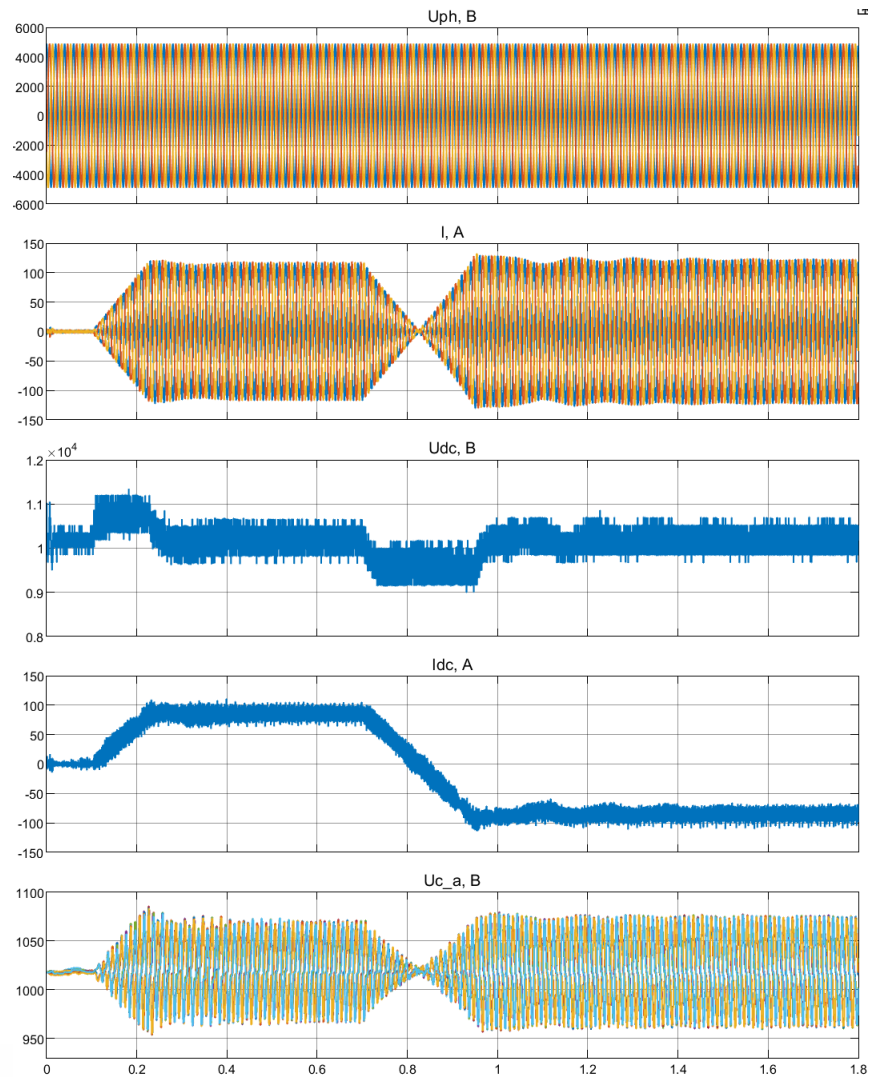


Для имитации режимов регулирования электромагнитной мощности со стороны инвертора, к нему подключался синхронный двигатель, частота вращения которого определялась скоростью вращения вала, а регулирование мощности осуществлялось заданием вектора тока якоря и линейным изменением знака активной составляющей. Система возбуждения СМ поддерживала заданную амплитуду напряжения. На рисунках представлены графики выхода в генераторный режим и смена его на двигательный режим с потреблением энергии из ЗПТ. Справа более приведены более подробные осциллограммы смены режимов.



Топология ММС

Регулирование мощности выпрямителя

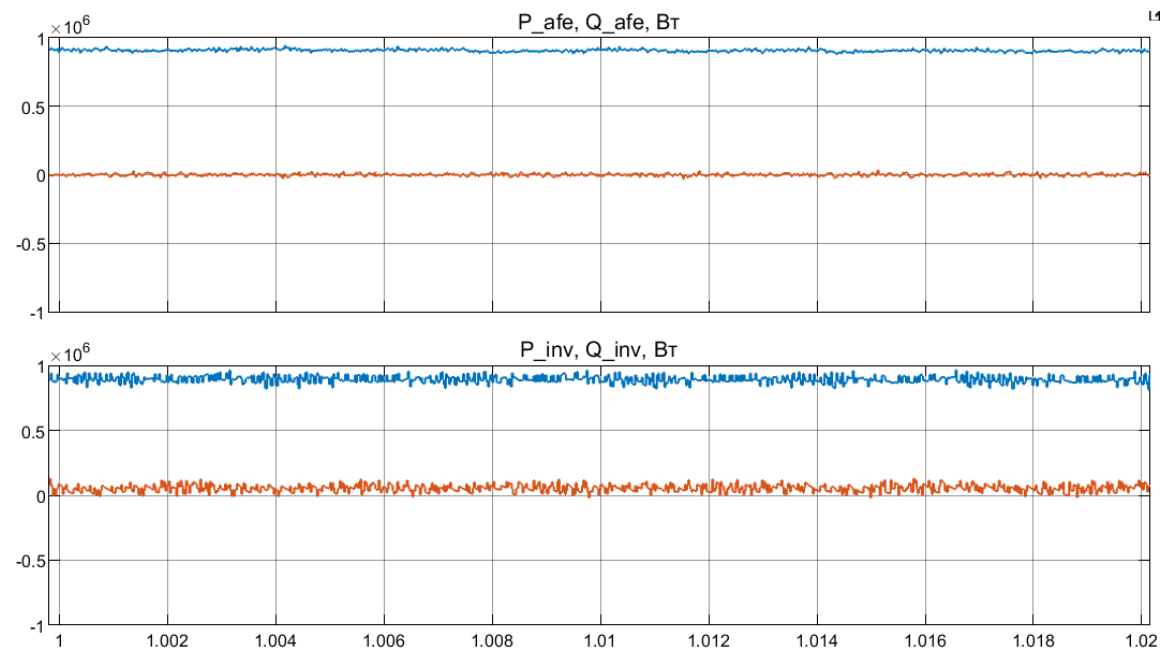
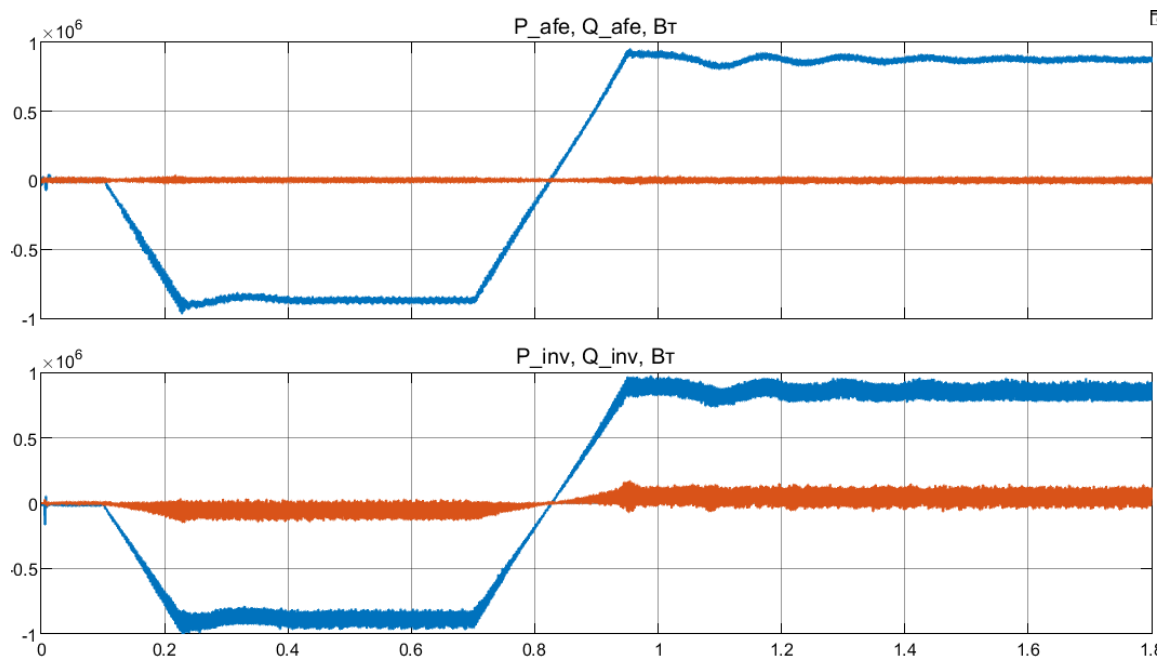


На осциллограммах работы выпрямителя преобразователя вместо механического момента на валу синхронной машины показан ток звена постоянного тока, смена знака которого соответствует изменению направления мощности. Также можно отметить, что в отличие от работы инвертора в установившихся режимах амплитуда сетевого тока выпрямителя имеет разное значение, так как СУ поддерживает постоянную активную мощность (активную составляющую тока при постоянстве амплитуды напряжения) СМ, а активная мощность со стороны сети зависит от КПД преобразователя.

Топология ММС

Регулирование мощности преобразователя

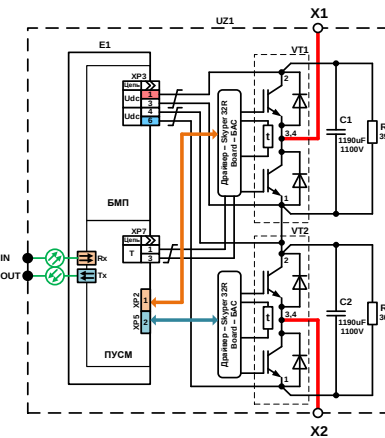
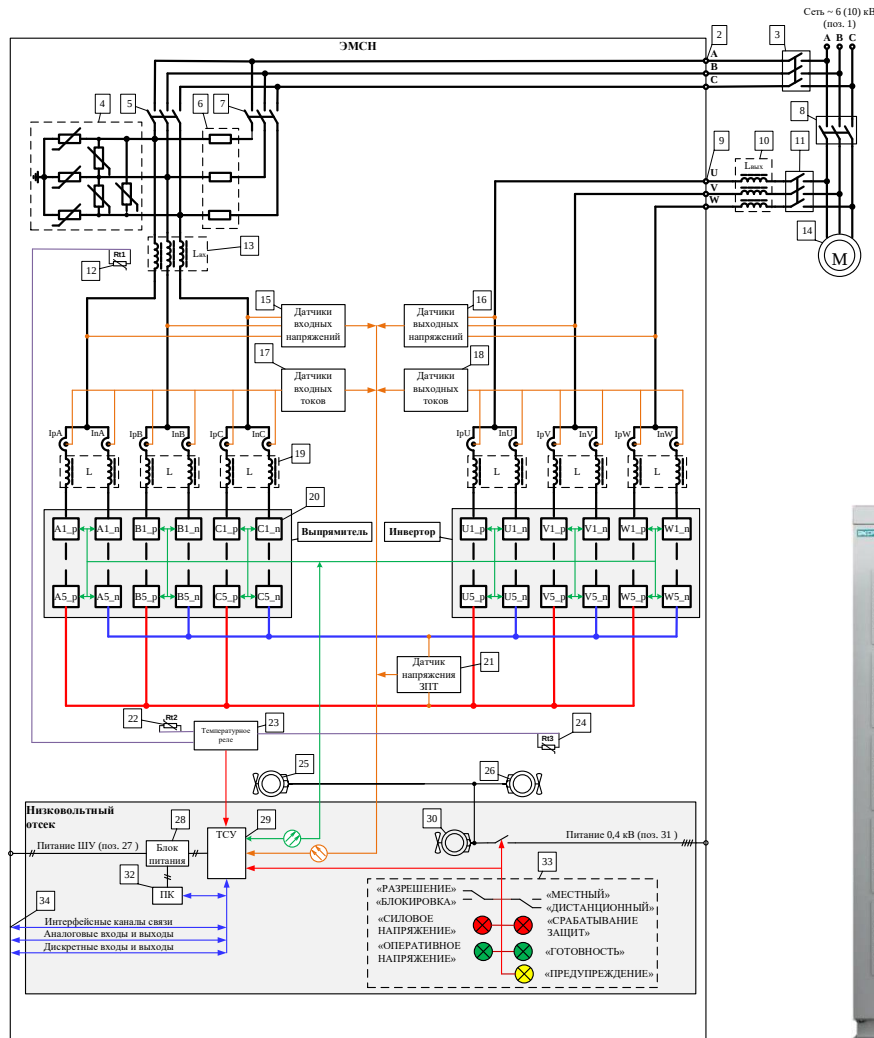
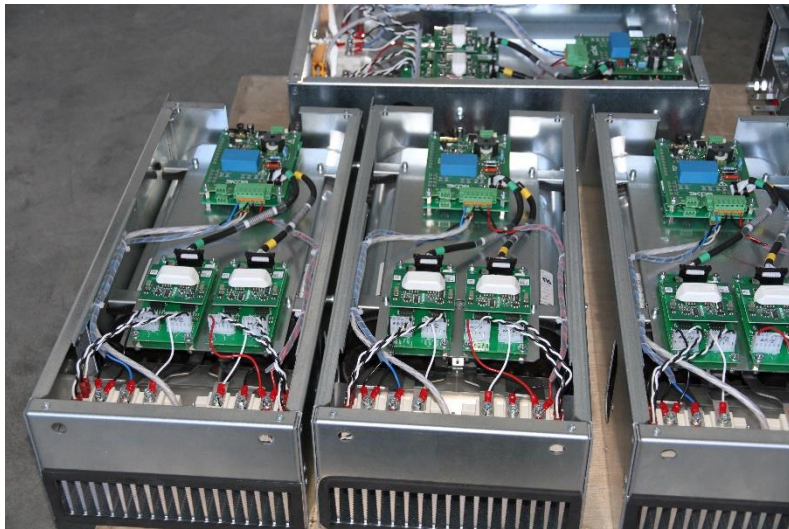
Незначительные колебательные процессы перед переходом в установившийся режим при моделировании связаны с регулированием тока возбуждения синхронной машины в функции поддержания амплитуды напряжения. Также при работе преобразователя в передаваемой мощности присутствуют «шум», связанный с ШИМ формированием напряжения. Со стороны сети влияние ШИМ сглажено индуктивностью входного реактора.



Топология ММС

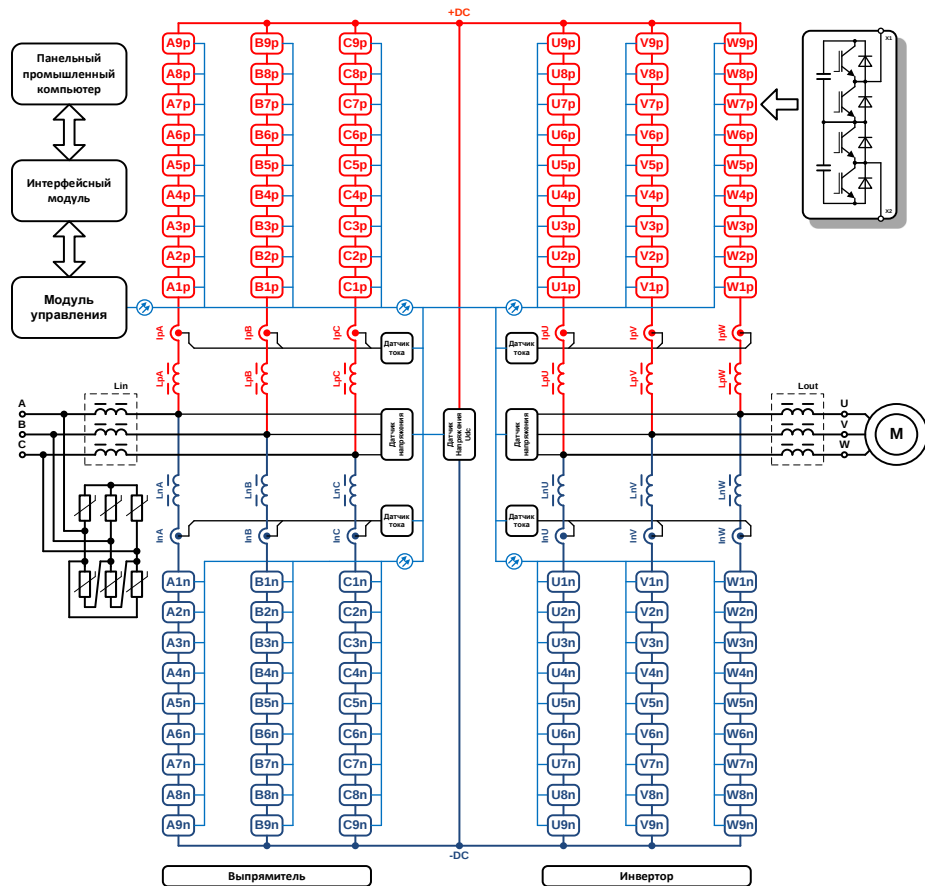
Опытный образец ЭМСН-6-100

При разработке опытного образца номинальным напряжением 6 кВ и ток до 100 А делался упор на возможность применения отечественных комплектующих силовой части. Для оптимизации массогабаритных показателей было принято решение применить сдвоенный силовой блок.



Топология ММС

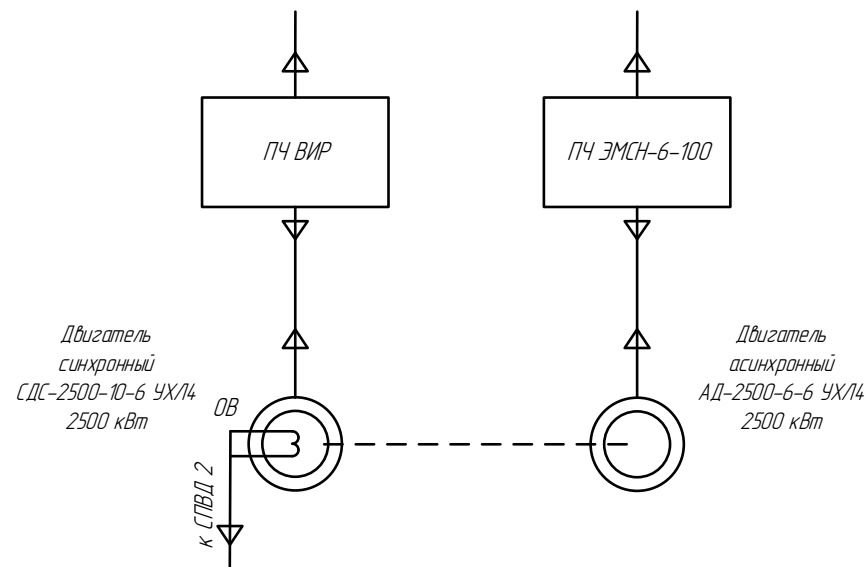
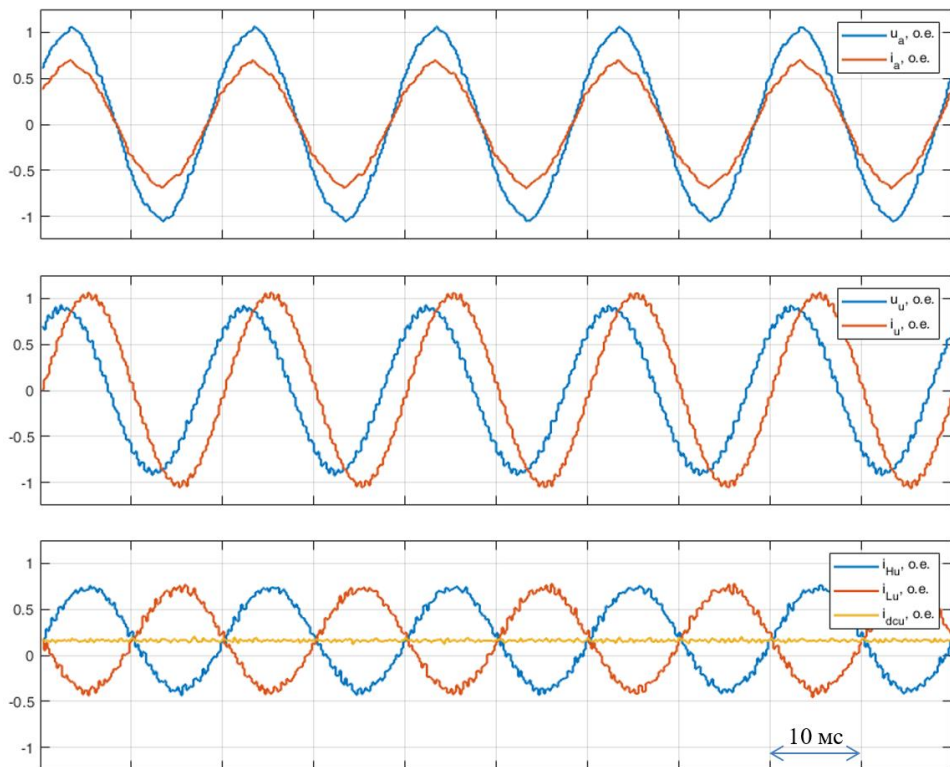
ЭМСН-10-80



Преобразователь по схеме ММС номинальным напряжением 10 кВ и 1,35 МВт получен путём увеличения количества последовательно соединённых силовых блоков. Напряжение звена постоянного тока преобразователя составляет 18 кВ. Внутрифазные, входной и выходной индуктивные элементы установлены в нижней части преобразователя. Выходная индуктивность со стороны инвертора необходима для переводов электрической машины на работу напрямую с питающей сетью и обратно.

Топология ММС

Испытательная база

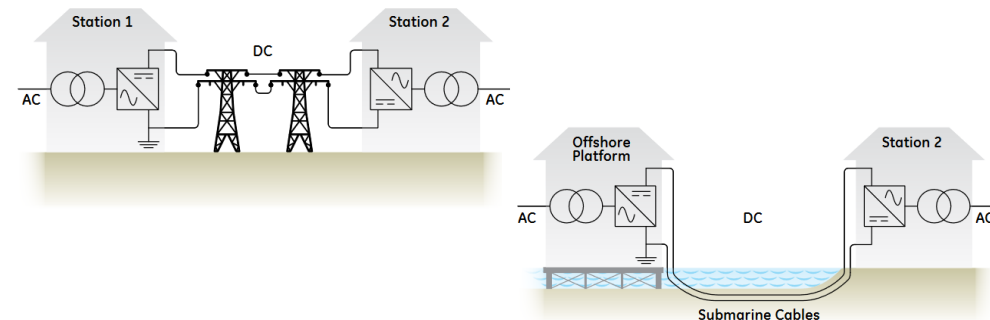


Для проведения испытаний на базе предприятия есть машзал с нагрузочными с асинхронными и синхронными машинами с независимым возбуждением напряжением 6 кВ и 10 кВ мощностью до 2,5 МВт. Показаны входные фазные напряжение u_a и ток i_a выпрямителя, выходные фазные напряжение u_u и ток i_u инвертора с токами верхнего i_{Hu} , нижнего i_{Lu} плеча и постоянной составляющей сквозного тока i_{dcu} на номинальной частоте напряжения $f = 50$ Гц. Входное напряжение соответствует 6 кВ, коэффициент мощности равен 1. Выходной ток соответствует 100 А, при этом выходное напряжение пониженное в силу работы на электродвигатель 2,5 МВт, для которого номинальный ток составляет 279 А.

Многоуровневые преобразователи

Предложения по развитию

Опыт и знания полученные при разработке, последующим поставкам, наладке, гарантийному и постгарантийному сопровождению многоуровневых преобразователей как по схеме SCHB с последовательным включением однофазных инверторов (H-мостов), так и схемы MMC с последовательным включением полумостовых силовых блоков позволяет нашему предприятию предложить промышленности широкий спектр устройств для электроэнергетики, предполагающих непосредственное управление протекающей через них мощностью. Это могут быть преобразователи, обеспечивающие подключение к энергосистеме узлов генерации связанных с электромеханическими преобразованиями (ВЭС, ГАЭС, мини-ГАЭС, детандеры, мусоросжигающие заводы). Преобразователи среднего напряжения обеспечивающие эффективную передачу электроэнергии переменного тока (FACTS) – компенсаторы реактивной мощности, активные фильтры гармоник тока, контроллеры передаваемой мощности (UPFC). Многоуровневые преобразователи для организации вставок и передач постоянного тока инверторами напряжения по топологии MMC на максимально гибкой номенклатуре комплектующих изделий, вплоть до отечественной силовой полупроводниковой элементной базы. Основные вопросы по дальнейшему развитию в настоящий момент связаны с испытаниями устройств на мощности более 12 МВт и организации защит в передачах постоянного тока со стороны шин постоянного напряжения.





ЭКРА

СПАСИБО ЗА ВНИМАНИЕ!