

Аннотация

Объектом исследования представленной магистерской диссертации является трехуровневый инвертор напряжения для энергосберегающих технологий в энергетике и электромеханике.

Цель работы — разработка алгоритмов для цифровой системы управления трехуровневым инвертором напряжения. В процессе работы проводилось исследование объекта управления и синтез алгоритмов для формирования векторной ШИМ под управлением микроконтроллера. Кроме того, изучался вопрос построения системы поддержания тока на основе данного инвертора при управлении ключами в релейных режимах – прямого токового управления.

В результате работы был создан работающий прототип трехуровневого инвертора мощностью 15 кВт, на котором были испытаны разработанные алгоритмы управления.

Студент

Лашкевич М.М.

Научный руководитель профессор, д.т.н. каф. АЭП

Козаченко В.Ф.

Оглавление

Введение.....	5
1. Алгоритмы векторной ШИМ.....	8
1.1. Синтез алгоритма векторной ШИМ трехуровневого инвертора напряжения.....	8
1.1.1. Возможные состояния ключей инвертора.....	8
1.1.2. Базовые вектора.....	10
1.1.3. Этапы реализации векторной ШИМ трехуровневого инвертора..	12
1.1.4. Выравнивание напряжений на конденсаторах звена постоянного тока.....	16
1.2. Получение аналитических зависимостей, необходимых для программной реализации алгоритма.....	20
1.2.1. Выбор способа задания напряжения.....	20
1.2.2. Выбор базовых величин.....	20
1.2.2.1. Нормирование фазных напряжений.....	21
1.2.2.2. Нормирование напряжений на конденсаторах звена постоянного тока	22
1.2.2.3. Нормирование угловых положений.....	22
1.2.2.4. Обозначение переменных в относительном виде.....	23
1.3. Расчет скажностей.....	23
1.3.1. Переход к полярным координатам и определение номера сектора.	23
1.3.2. Коллинеарное ограничение вектора вписыванием в окружность.	24
1.3.3. Смена базиса для нормирования фазного напряжения.....	25
1.3.4. Расчет вспомогательных проекций m_1 , m_2	25
1.3.5. Коллинеарное ограничение вектора шестиугольником максимально-реализуемых фазных напряжений.....	26

1.3.6. Определение номера текущего подсектора.....	27
1.3.7. Расчет скажностей включения базовых векторов для различных подсекторов.....	28
1.4. Работа с периферией контроллера, расчет уставок сравнения.....	30
1.5. Испытания алгоритма ШИМ на макете инвертора.....	35
1.5.1. Описание установки	35
1.5.2. Результаты испытаний.....	36
1.6. Синтез алгоритма векторной ШИМ методом реализации мгновенных фазных потенциалов	44
1.6.1. Основные положения.....	44
1.6.2. Алгоритм расчета смещения фазных потенциалов.....	46
1.6.3. Алгоритм расчета уставок сравнения.....	47
1.6.4. Ограничение максимального напряжения для метода реализации мгновенных фазных потенциалов.....	47
2. Исследование возможности реализации на базе трехуровневого инвертора напряжения режима прямого токового управления двигателем.....	50
2.1. Вступление.....	50
2.2. Однофазный релейный алгоритм с переключающимися диапазонами напряжения.....	51
2.3. Трехфазный релейный алгоритм с переключающимися рабочими секторами.....	60
2.4. Применение однофазного релейного алгоритма при раздельном регулировании тока фаз.....	71
2.5. Применение алгоритмов нечеткой логики при раздельном регулировании тока фаз.....	75
2.6. Использование квантованных по уровню ПИ-регуляторов.....	77
2.7. Моделирование и сравнительный анализ различных алгоритмов прямого токового управления.....	81

2.8. Обобщенный вывод и прогноз применения прямого токового управления.....	98
3. Список литературы.....	100

ВВЕДЕНИЕ

Большая часть современного регулируемого электропривода оснащается теми или иными видами преобразователей частоты. Они используются для асинхронных, синхронных, вентильно-индукторных и других видов машин. Наиболее часто преобразователи частоты строятся по схеме выпрямитель — звено постоянного тока — инвертор напряжения на IGBT ключах. При этом повышение мощности электропривода принципиально может достигаться двумя путями: увеличением протекающих токов или повышением выходного напряжения. Наиболее просто достигим первый путь: параллельное соединение одностипных блоков позволяет увеличить токи двигателя, не меняя системы управления и конструкции самих блоков. Однако на определенной мощности нагрузка на соединительные шины становится недопустимо высокой, омические потери проводов высоки и дальнейшее увеличение мощности таким способом становится нецелесообразным. Второй способ увеличения мощности (повышение напряжения) — может быть достигнут либо за счет применения высоковольтных IGBT ключей, либо за счет последовательного их соединения (многоуровневая схема). Однако высоковольтные ключи в настоящее время относительно дороги, имеют большие коммутационные потери и сложны в обслуживании. Из множества различных схем высоковольтных инверторов можно выделить два основных типа:

- 1) Схема с объединением низковольтных ячеек
- 2) Многоуровневый инвертор

Схема с объединением низковольтных ячеек технически сложнее, чем многоуровневый инвертор, защищена рядом патентов и требует использования специального трансформатора, вследствие чего в данной работе было отдано предпочтение многоуровневому инвертору.

Помимо формирования более высокого напряжения, эта схема интересна тем, что позволяет реализовать более качественное управление двигателем: если обычный шестиключевой двухуровневый инвертор позволяет формировать лишь два уровня напряжения (ноль и максимум), то многоуровневый может формировать и промежуточные значения. Например, трехуровневый инвертор позволяет создать три уровня напряжения: ноль, максимальное и половина максимального значения. Но такая схема имеет выигрыш только при наличии специального алгоритма управления силовыми ключами, значительно более сложного по сравнению с двухуровневым инвертором. Такие алгоритмы зачастую являются интеллектуальной собственностью фирмы-производителя и закрыты для общего доступа. Дополнительной сложностью является состыковка таких алгоритмов с более высокоуровневыми методами управления двигателями, такими как векторное управление и прямое управление моментом. Разработка такой системы управления, комплексно объединяющей в себе все перечисленные выше алгоритмы, является непростой задачей и решена только у ряда крупных европейских производителей. На рынке же отечественной продукции практически отсутствуют преобразователи частоты, оснащенные всем желаемым спектром функций и возможностей, которые дают многоуровневые инверторы. При этом спрос на такие устройства велик, так идет общая тенденция к замене нерегулируемого электропривода на регулируемый, что особенно важно для электроприводов большой мощности.

Разработка такой системы управления, комплексно объединяющей в себе все перечисленные выше алгоритмы, является непростой задачей и решена только у ряда крупных европейских производителей. На рынке отечественной продукции практически отсутствуют преобразователи частоты, оснащенные всем желаемым спектром функций и возможностей, которые дают многоуровневые инверторы. При этом спрос на такие

устройства велик, так как идет общая тенденция к замене нерегулируемого электропривода на регулируемый, что особенно важно для электроприводов большой мощности. Целью данной работы является разработка системы управления трехуровневым инвертором для комплектного электропривода, объединяющего в себе все современные методы управления в этой сфере.

1. АЛГОРИТМЫ ВЕКТОРНОЙ ШИМ

1.1. Синтез алгоритма векторной ШИМ трехуровневого инвертора напряжения

1.1.1. Возможные состояния ключей инвертора

Для создания алгоритма векторной широтно-импульсной модуляции базовых векторов трехуровневого инвертора напряжения необходимо предварительно исследовать его схему (рис. 1.1.1), поставив в соответствие каждому возможному состоянию ключей инвертора определенный вектор

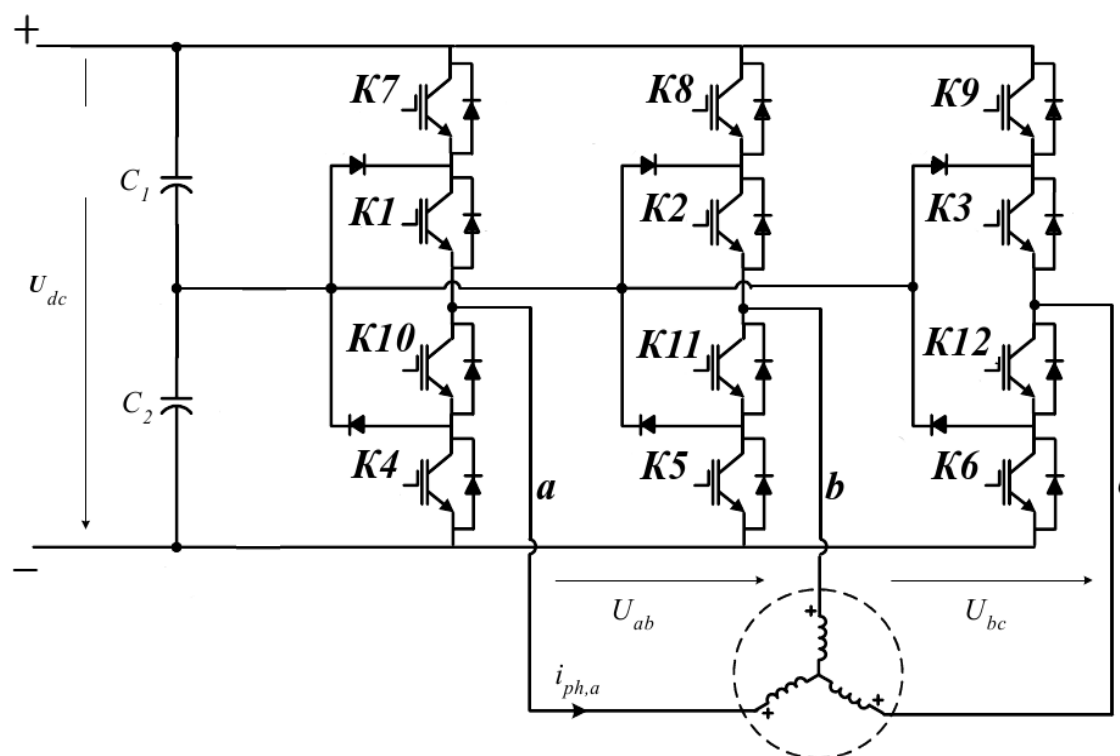


Рис. 1.1.1. Принципиальная схема трехфазного трехуровневого инвертора.

напряжения. Определим, какие возможные состояния ключей существуют для одной стойки инвертора, например состояния стойки с ключами K7, K1, K10, K4. Для построения инвертора напряжения важно, чтобы потенциал точки подключения фазы всегда был определен исключительно состоянием ключей и не зависел от направления протекания тока по фазе. Несложно

увидеть, что таких состояний ключей одной стойки всего три (рис. 1.1.2): замкнуты два нижних ключа, два средних, два верхних. Обозначим их соответственно состояние 0, 1, 2.

На рис. 1.1.2 каждое состояние приведено при разных направлениях тока фазы, а направления токов обозначены толстыми стрелками. Видно, что при любом знаке фазного тока есть контур для его протекания, при этом фаза "привязана" к нужному потенциалу (верхней, нижней шине или средней точке). Замыкание ключей в любой другой комбинации приведет либо к неопределенности потенциала фазы, либо к КЗ одного или обоих конденсаторов. Управление верхними и нижними ключами оказывается комплиментарным. Так, состояние ключа K4 всегда противоположно состоянию K1, а состояние K10 противоположно K7.

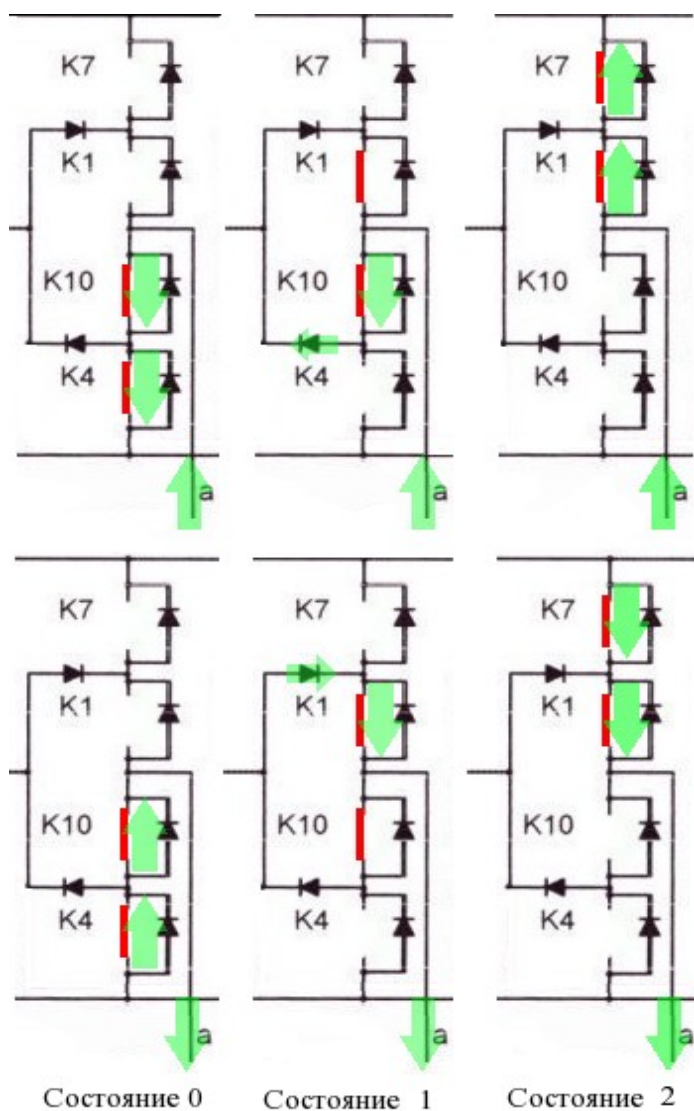


Рис. 1.1.2. Возможные состояния стойки инвертора

Аналогично и в других стойках. Состояние всего инвертора тогда кодируется тремя цифрами, по числу стоек, например 022, 120, 111 и т.п. Исходя из этого, число возможных состояний инвертора $3^3=27$, каждое из которых соответствует некоторому вектору напряжения в пространстве – базовому вектору. Эти вектора зависят также от напряжения на

конденсаторах C_1 и C_2 . Особенностью данной схемы является то, что средняя точка (место соединения конденсаторов C_1 и C_2 , использующихся в качестве звена постоянного тока) не подключена к соответствующей средней точке питающей сети. Это предполагает такой алгоритм управления ключами, при котором напряжение на конденсаторах должно автоматически поддерживаться и быть равным половине напряжения U_{dc} . Алгоритм будет рассмотрен в следующих главах, а сейчас для простоты будем считать, что напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 равны.

1.1.2. Базовые вектора

На рис. 1.1.4 приведены некоторые типовые базовые вектора и соответствующие им состояния инвертора. Толстыми стрелками показаны направления токов, протекающих по ключам при активной нагрузке. Прделав подобную операцию со всеми состояниями, можно получить полный набор базовых векторов – рис. 1.1.3, где каждый из которых подписан кодом состояния, его образующим.

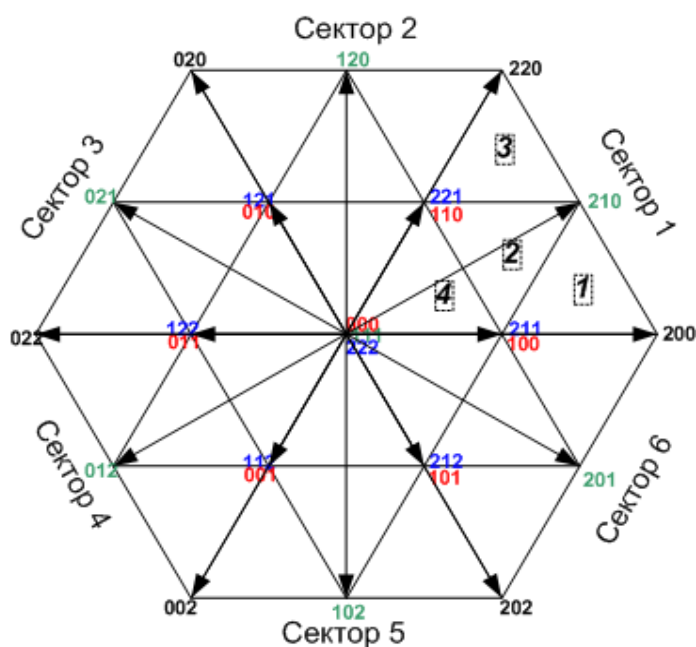


Рис. 1.1.3. Плоскость, разбитая базовыми векторами

Легко заметить, что по сравнению с классическим двухуровневым инвертором, базовые вектора которого образуют шестиугольник [1], здесь выделяются два шестиугольника – внешний и внутренний.

Еще одной отличительной особенностью является то, что некоторые базовые вектора совпадают, хотя и образованы различными состояниями ключей. Сравнивая их, по направлениям токов можно заметить, что основное отличие заключается в «используемом конденсаторе». Например, вектор 211 (рис. 1.1.4, а) использует энергию преимущественно конденсатора C_1 , а вектор 100 (рис. 1.1.4, б) – C_2 . Это свойство удобно использовать для построения алгоритма автоматического выравнивания напряжения на конденсаторах, используя энергию того конденсатора, напряжение на котором больше.

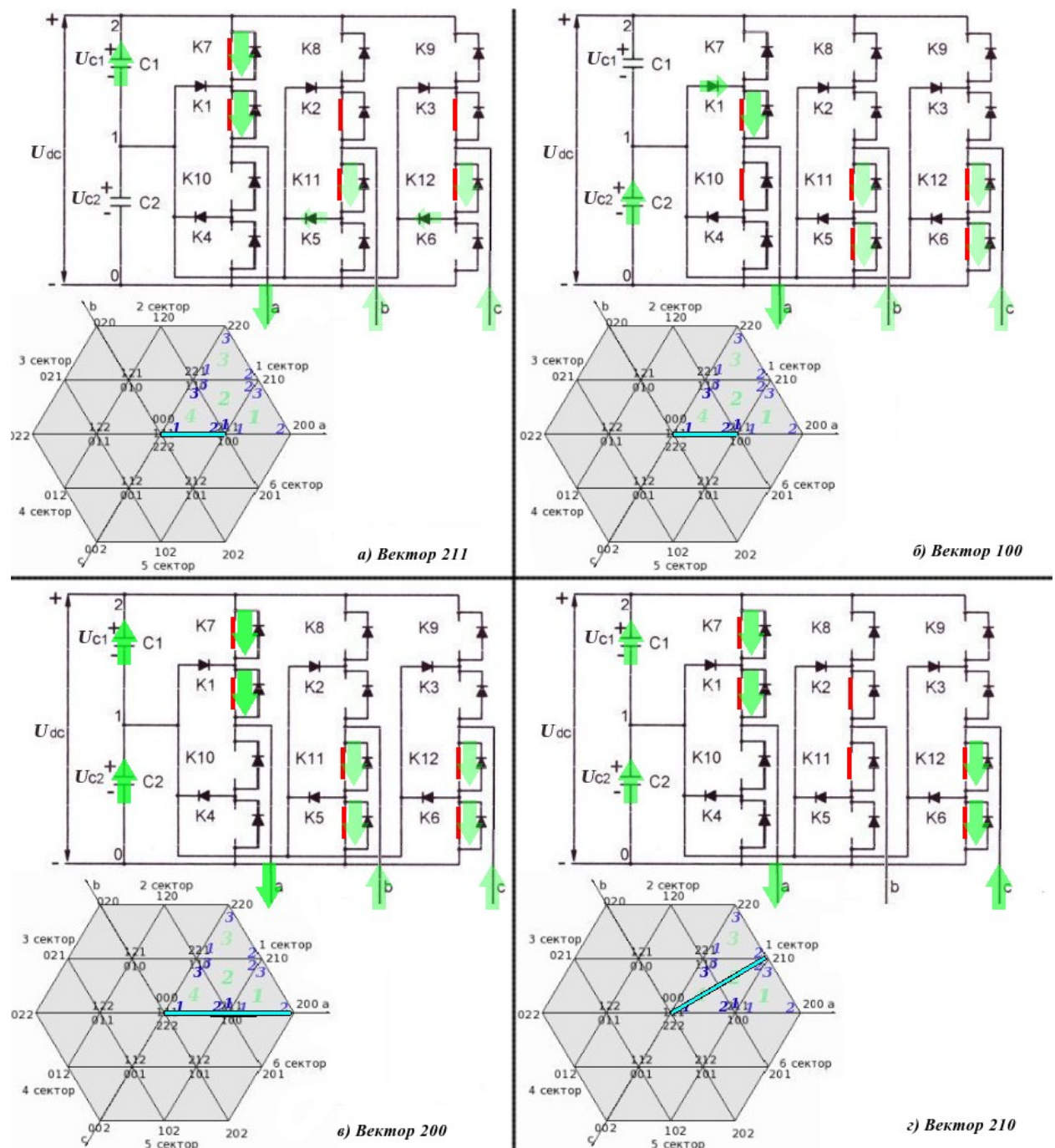


Рис. 1.1.4. Базовые вектора и соответствующие им состояния инвертора

1.1.3. Этапы реализации векторной ШИМ трехуровневого инвертора

Как и в классическом шестиключевом двухуровневом инверторе, для получения любого заданного вектора напряжения, не совпадающего с

базовыми векторами, рационально использовать векторную широтно-импульсную модуляцию [1]. При этом в пространстве базовых векторов должны быть найдены три базовых вектора, ближайших к заданному вектору, после чего должна рассчитываться скважность для каждого из них – продолжительность включения по отношению к периоду ШИМ. Все эти операции должны производиться микропроцессорной системой управления в реальном времени.

Для удобства решения первой задачи (определения трех ближайших к заданному базовых векторов) плоскость базовых векторов удобно разбивать на секторы и подсекторы (названия условны). На рис. 1.1.3 выделены шесть больших секторов, каждый из которых, в свою очередь, делится на четыре подсектора (для первого сектора пронумерованы на рисунке). Любой заданный вектор напряжения, не выходящий за внешний шестиугольник, будет принадлежать одному из подсекторов какого-либо сектора, тем самым определяя ближайшие к нему базовые вектора. Векторов будет больше, чем три, так как часть из них, как уже было сказано, совпадает в пространстве, но отличается состоянием инвертора и используемым конденсатором. Необходимо выбрать те векторы, которые приведут к выравниванию напряжений на конденсаторах. Приведем пример. Допустим, в данный момент к нагрузке требуется приложить вектор напряжения, который находится во втором подсекторе первого сектора (см. рис. 1.1.3.). Для его реализации посредством ШИМ потребуются следующие состояния инвертора: 221 или 110, 211 или 100, 210. Допустим, в данный момент напряжение на C_1 превышает напряжение на C_2 . Следовательно, для выравнивания напряжений желательно использование состояний 221, 211, 210 как использующих энергию C_1 .

Кроме определения самих базовых векторов (или состояний инвертора), необходимых для реализации заданного напряжения, требуется также задать последовательность их перебора. Как и в классических методах, для

уменьшения коммутационных потерь перебор базовых векторов следует производить таким образом,

чтобы обеспечить одну коммутацию (коммутация двух комплиментарных ключей) при переходе от одного вектора к другому. Это соответствует смене любой из цифр кода состояния инвертора на единицу.

Например, если заданный вектор напряжения оказался в подсекторе 3 первого сектора, то

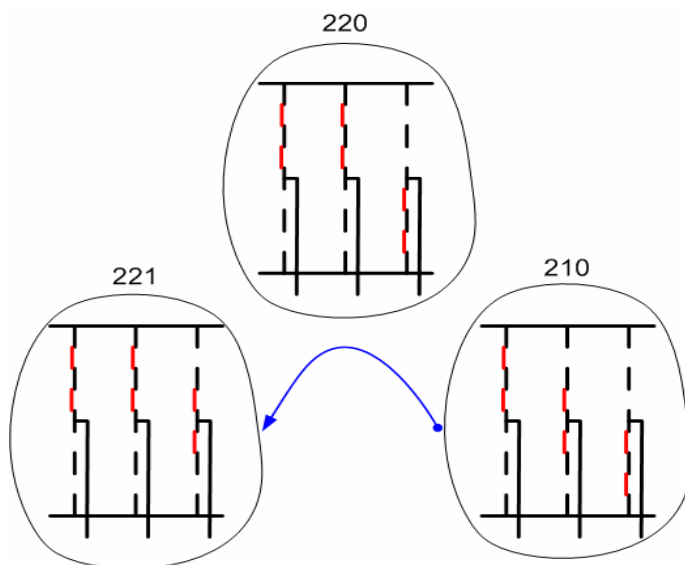


Рис. 1.1.5. Состояния инвертора при переборе базовых векторов 210→220→221→220→210

возможная схема переключений ШИМ следующая: 210→220→221→220→210 (рис. 1.1.5). Такие схемы будем называть обходом подсектора, а начальный вектор (210 в данном случае) назовем начальным вектором обхода.

Во всех четвертых подсекторах каждого сектора существует еще большее разнообразие в вариантах перебора векторов, так как могут быть задействованы три разных нулевых вектора (000, 111, 222). Необходимо задаться некоторым условием, чтобы исключить неопределенность выбора обхода подсектора. Примем, что таким условием будет отсутствие коммутаций при переходе из сектора в сектор. Например, для всех четвертых подсекторов каждого сектора начальный вектор обхода можно принять нулевым. Тогда при отработке вращающегося вектора напряжения, который находится в границах шестиугольника, образованного четвертыми подсекторами, дополнительных коммутаций при смене подсектора не потребуется.

Теперь, когда сформулированы требования к перебору базовых векторов и сняты все неоднозначности, можно определить конкретную

Чтобы уменьшить коммутационные потери при смене секторов, при определении последовательности перебора в четвертых подсекторах



было принято использовать нулевой вектор в качестве начального. Однако это справедливо только при амплитуде обрабатываемого вектора

напряжения, не превышающей окружности, вписанной в шестиугольник, образованный четвертыми подсекторами. При заданном векторе напряжения, амплитуда которого лежит между вписанной в упомянутый шестиугольник окружностью и описанной вокруг него (см. рис. 1.1.3, диапазон амплитуд изображен в виде кольца), желательна другая последовательность перебора векторов. При вращении обрабатываемого вектора с такой амплитудой будет наблюдаться последовательная смена второго и четвертого подсекторов. В этом случае начальный базовый вектор перебора должен выбираться по возможности общим для второго и четвертого подсекторов. Такая последовательность перебора показана в виде стрелок в углах меньшего шестиугольника. Следует заметить, что данная оптимизация не является существенной и может не реализовываться на практике.

1.1.4. Выравнивание напряжений на конденсаторах звена постоянного тока

Все предыдущие рассуждения строились на основе допущения, что ток инвертора имеет активный характер. Когда имеется фазовый сдвиг между векторами тока и напряжения, распределение потребляемой мощности для каждого из конденсаторов иное. На модели в Simulink MATLAB были определены мощности, потребляемые с каждого из конденсаторов при использовании типичных базовых векторов в зависимости от фазового сдвига между током и напряжением инвертора. Были рассмотрены следующие базовые вектора (см. рис. 1.1.6):

- 221 и 110, как взаимозаменяемые и используемые для алгоритма баланса напряжений. Им подобны 121 и 010, 122 и 011, 112 и 001, 212 и 101, 211 и 100.
- 210 и 120, как вектора, имеющие интересные зависимости потребляемой с каждого из конденсаторов мощности от фазового

сдвига. Им подобны 021 и 012, 102 и 201. "Парная разнополярная коммутация".

- 220, как вектор, подобный векторам 020, 022, 002, 202, 200. "Одновременная коммутация фаз".

В табл. 1 приведены упомянутые зависимости. Мощность указана в относительных единицах, где за базовое значение для каждого из векторов принята мощность, потребляемая с конденсаторов при активном токе. Как видно из таблицы, взаимозаменяемые вектора 221 и 110 действительно удобны для управления потоками мощности через конденсаторы как в режиме "инвертора" (фазовый сдвиг не более 90°) так и в режиме активного выпрямителя (фазовый сдвиг более 90°), где логика переключения должна быть скорректирована с учетом изменившегося знака мощности. Вектор 220 равномерно использует оба конденсатора при любом фазовом сдвиге, что является положительным фактором. Неудобным является вектор 210, при котором распределение мощности по конденсаторам существенно неравномерно, особенно при фазовом сдвиге близком к 90° . На рис. 1.1.7 показаны контура протекания токов в этом состоянии при различных фазовых сдвигах между векторами напряжения и тока, что иллюстрирует приведенные в таблице данные. При этом вектору 210 (и подобным ему, парная разнополярная коммутация) нет альтернативы (см рис. 1.1.6), и он обязателен к использованию в 1, 2, 3 подсекторах. Однако, рассматривая вектор 120 (аналогичный в соседнем секторе), можно заметить, что дисбаланс мощности при том же фазовом сдвиге меняется на противоположный (см. табл. 1). Так как вектор напряжения в реальных применениях инвертора обычно является вращающимся и переходящим из сектора в сектор, суммарный дисбаланс мощности, созданный векторами 210, 120 и т.п. на периоде вращения вектора напряжения должен стремиться к нулю. Другими словами, энергия, потребленная с каждого из конденсаторов за период, должна оказаться одинаковой. При этом чем выше

скорость вращения, тем меньшие пульсации в напряжении на конденсаторах должны наблюдаться. Аналитический расчет таких пульсаций затруднен, так как они зависят от большого количества факторов, таких как амплитуда тока, напряжения, частота вращения, фазовый сдвиг между векторами тока и напряжения, емкости конденсаторов и т.п. (ПРОВЕРКА НА МОДЕЛИ ДЛЯ ВИП).

Таблица 1. Зависимость потребляемой с каждого из конденсаторов мощности от фазового сдвига при различных базовых векторах.

угол, °	Мощность, о.е.									
	Вектор 221		Вектор 110		Вектор 210		Вектор 120		Вектор 220	
	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2
0	1,0	0	0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
30	0,9	0	0	0,9	1,1	0,6	0,6	1,1	0,9	0,9
60	0,5	0	0	0,5	1,0	0	0	1,0	0,5	0,5
90	0	0	0	0	0,5	-0,5	-0,5	0,5	0	0
120	-0,5	0	0	-0,5	0	-1,0	-1,0	0	-0,5	-0,5
150	-0,9	0	0	-0,9	-0,6	-1,1	-1,1	-0,6	-0,9	-0,9
180	-1,0	0	0	-1,0	-1,0	-1,0	-1,0	-1,0	-1,0	-1,0
210	-0,9	0	0	-0,9	-1,1	-0,6	-0,6	-1,1	-0,9	-0,9
240	-0,5	0	0	-0,5	-1,0	0	0	-1,0	-0,5	-0,5
270	0	0	0	0	-0,5	0,5	0,5	-0,5	0	0
300	0,5	0	0	0,5	0	1,0	1,0	0	0,5	0,5
330	-0,9	0	0	0,9	0,6	1,1	1,1	0,6	0,9	0,9

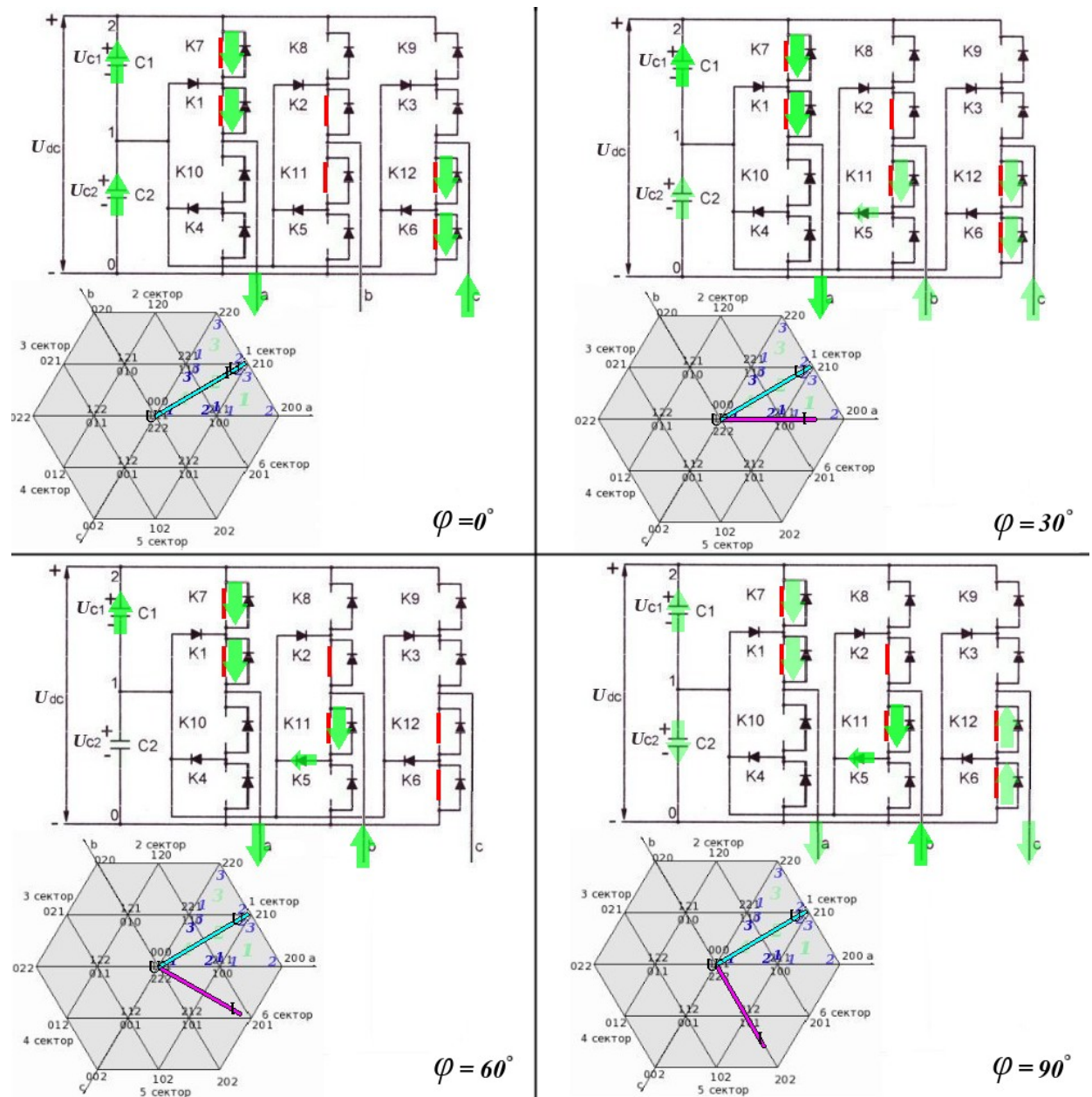


Рис. 1.1.7. Контура протекания токов в состоянии инвертора 210

1.2. Получение аналитических зависимостей, необходимых для программной реализации алгоритма

1.2.1. Выбор способа задания напряжения

При построении программного модуля инвертора напряжения необходимо выбрать способ передачи задания напряжения. Таких способов может быть несколько:

- 1) Передача задания в полярной системе координат – длина вектора и угол его поворота (радиус-вектор).
- 2) Передача задания в декартовой системе координат в неподвижных перпендикулярных осях α, β , связанных со статором двигателя.
- 3) Передача задания в декартовой системе координат в подвижных перпендикулярных осях d, q , связанных с ротором, а также угла поворота ротора. (Подходит для векторной системы управления).
- 4) Передача задания в осях a, b, c , связанных с фазными обмотками статора.
- 5) Другие способы

Так как разрабатываемый модуль векторной ШИМ трехуровневого инвертора предполагается использовать в уже существующей системе управления ВИД, то рационально в целях унификации выбрать тот способ задания, который используется в модуле ШИМ двухуровневого инвертора – второй способ.

1.2.2. Выбор базовых величин

Систему управления удобно строить в относительных единицах [1], поэтому необходимо выбрать базовые величины, значение которых будет приниматься за единицу.

1.2.2.1. Нормирование фазных напряжений

Для векторной ШИМ распространены два способа нормирования фазного напряжения:

1) За базовое принимается значение длины вектора напряжения, годографом которого является окружность, вписанная в шестиугольник максимально-реализуемых фазных напряжений инвертора (рис. 1.2.1, а).

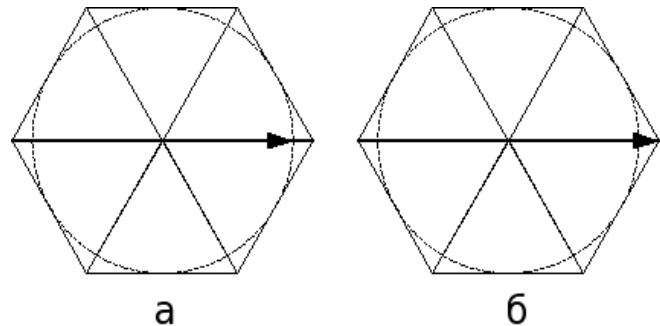


Рис. 1.2.1. Способы нормирования напряжения инвертора

2) За базовое принимается максимальное значение фазного напряжения инвертора (рис. 1.2.1, б).

Так как разрабатываемый модуль векторной ШИМ трехуровневого инвертора предполагается использовать в уже существующей системе управления ВИД, то рационально в целях унификации выбрать тот способ нормирования задания, который используется в модуле ШИМ двухуровневого инвертора – первый способ.

Базовое значение для фазных напряжений, нормированное по первому базису:

$$U_{\phi} = \sqrt{2} \sqrt{3} \cdot U_{dc} = \sqrt{2} \cdot U_{\phi.ном},$$

где $U_{\phi.ном}$ – номинальное фазное значение напряжения;

$U_{dc} = U_{dc.1} + U_{dc.2}$ – номинальное напряжение на звене постоянного тока;

$U_{dc.1}, U_{dc.2}$ – номинальные напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 соответственно.

В дальнейшем будет показано, что расчет скважностей для каждого из ключей удобно производить при нормировании относительно второго

базиса, поэтому для некоторых внутренних расчетов будет производиться переход на него.

Базовое значение для фазных напряжений, нормированное по второму базису:

$$U_{\bar{\phi}.max} = \frac{2}{3} \cdot U_{dc} \text{ .}$$

1.2.2.2. Нормирование напряжений на конденсаторах звена постоянного тока

Нормирование может быть выполнено двумя путями:

- 1) За базовое значение принимается номинальное значение напряжения на одном конденсаторе.
- 2) За базовое значение принимается суммарное номинальное значение напряжения на обоих конденсаторах.

Ни один из способов не имеет каких-либо преимуществ, но было принято использовать первый вариант, так как в этом случае более просто применить уже готовые программные модули защиты от превышения и понижения напряжения на конденсаторах, написанные для системы управления двухуровневым инвертором.

$$U_{dc.\bar{\phi}} = \frac{U_{dc}}{2} = U_{dc.1} = U_{dc.2} \text{ .}$$

1.2.2.3. Нормирование угловых положений

За базовое значение примем полный оборот – $2 \cdot \pi$ радиан.

$$\varphi_{\bar{\phi}} = 2 \cdot \pi \text{ .}$$

1.2.2.4. Обозначение переменных в относительном виде

Все переменные в относительном виде обозначаются так же, как и их абсолютные значения, но с верхним индексом "*". Исключение составляют переменные, нормированные по второму базису фазных напряжений ($U_{б.max}$), для них примем верхний индекс "*max".

1.3. Расчет скважностей

1.3.1. Переход к полярным координатам и определение номера сектора.

После передачи в модуль ШИМ задания на обработку какого-либо вектора напряжения в осях α, β необходимо произвести определение номера "большого" сектора, в который попал заданный вектор. На рис. 1.1.3 приведена нумерация секторов. Удобно перейти к полярным координатам, найти в них соответствующий заданию радиус-вектор, а затем по его углу определить номер сектора. Примем, что нулевой угол задается вектором 200 (см. рис. 1.1.3). Для нахождения угла радиус-вектора воспользуемся функцией $\text{atan2}(y, x)$. Эта функция вычисляет арктангенс переменных x и y , но знаки обоих аргументов используются для определения квадранта результата.

$$\varphi^* = \text{atan2}(U_{\beta}^*, U_{\alpha}^*);$$

Определяем номер текущего сектора:

если $0 \leq \varphi^* \leq 1/6$, $n_{\text{сект}}=1$;

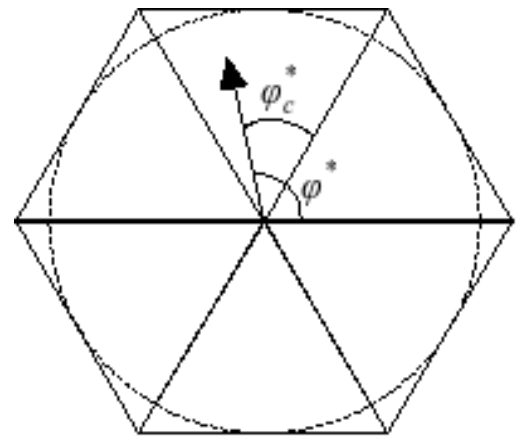


Рис. 1.3.1. К расчету угла радиус-вектора

если $1/6 \leq \varphi^* \leq 2/6$, $n_{\text{сект}}=2$;

и т.д.

Для дальнейших расчетов понадобится внутрисекторный угол, отсчитываемый от начала каждого сектора, как показано на рис. 1.3.1:

$$\varphi_c^* = \varphi^* - 1/6 \cdot (n_{\text{сект}} - 1) .$$

Амплитуда вектора:

$$U_{\text{mag}}^* = \sqrt{(U_{\text{beta}}^*)^2 + (U_{\text{alpha}}^*)^2} .$$

1.3.2. Коллинеарное ограничение вектора вписыванием в окружность.

Формально заданный вектор напряжения может превосходить физически реализуемое инвертором напряжение, вследствие чего требуется его ограничение. Существует много способов такого ограничения [1]. В данном модуле трехуровневой ШИМ будет реализовано два различных коллинеарных ограничения:

- 1) Вектор ограничивается по амплитуде окружностью, вписанной в шестиугольник максимально-реализуемых фазных напряжений инвертора, т.е. не превышает по амплитуде базовое значение фазного напряжения.
- 2) Вектор ограничивается по амплитуде шестиугольником максимально-реализуемых фазных напряжений инвертора.

На данном этапе расчета удобно произвести ограничение амплитуды первым способом:

если $U_{\text{mag}}^* > 1,0$, $U_{\text{mag}}^* = 1,0$.

Ниже будет рассмотрен второй способ. Стоит отметить, что ограничение первым способом строже ограничения вторым, поэтому целесообразно первое сделать опционально включаемым, а второе действующим постоянно.

1.3.3. Смена базиса для нормирования фазного напряжения

Для дальнейших расчетов удобно перейти на другой базис нормирования фазного напряжения, который равен максимальному значению фазного напряжения инвертора (рис. 1.2.1, б). Несложными геометрическими преобразованиями можно найти, что базисы на рис. 1.2.1 отличаются в $\sqrt{3}/2$ раз. Осуществляем переход:

$$U_{mag}^{*max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_{mag},$$

где U_{mag}^{*max} – амплитуда заданного вектора напряжения, нормированного относительно базиса $U_{б. max}$.

1.3.4. Расчет вспомогательных проекций m1, m2

Для дальнейшего расчета удобно определить проекции $m1$ и $m2$ заданного радиус-вектора напряжения на боковые границы текущего сектора, как это показано на рис. 1.3.2. Заданный радиус-вектор на рисунке обозначен как U^{*max} , приведена нумерация подсекторов 1-4 внутри сектора. При этом для каждого сектора нумерация неизменна, а подсектор 4 является ближайшим к нулевому вектору. Вследствие этого результаты дальнейшего расчета могут быть распространены на все сектора без каких-либо изменений.

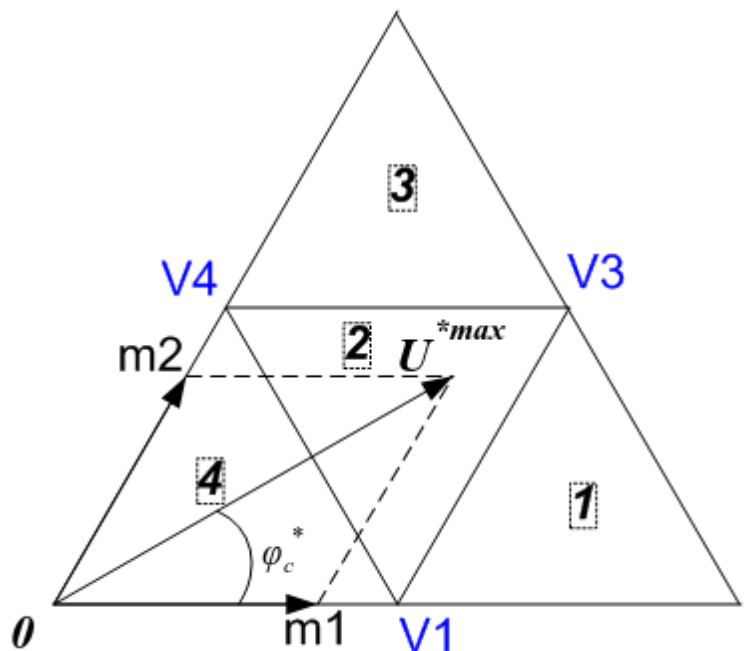


Рис. 1.3.2. К расчету проекций $m1$, $m2$

Из геометрических преобразований следует:

$$m1 = U^{*max} \cdot \left[\cos(\varphi_c^*) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\varphi_c^*) \right],$$

$$m2 = U^{*max} \cdot \left[\frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\varphi_c^*) \right].$$

1.3.5. Коллинеарное ограничение вектора шестиугольником максимально-реализуемых фазных напряжений.

На данном этапе с помощью рассчитанных проекций $m1$ и $m2$ легко выполнить коллинеарное ограничение вектора шестиугольником максимально-реализуемых фазных напряжений. На рис. 1.3.3 выделена прямая, описываемая формулой $m1 + m2 = 1$.

Если сумма $m1$ и $m2$ превышает единицу, то заданный вектор U^{*max} выходит за изображенный шестиугольник, и требуется ограничение. Как показано в [1], коллинеарно ограничить вектор в случае упомянутого превышения можно домножением $m1$ и $m2$ на коэффициент:

$$k_{норм} = \frac{1}{m1 + m2};$$

$$m1 = m1 \cdot k_{норм};$$

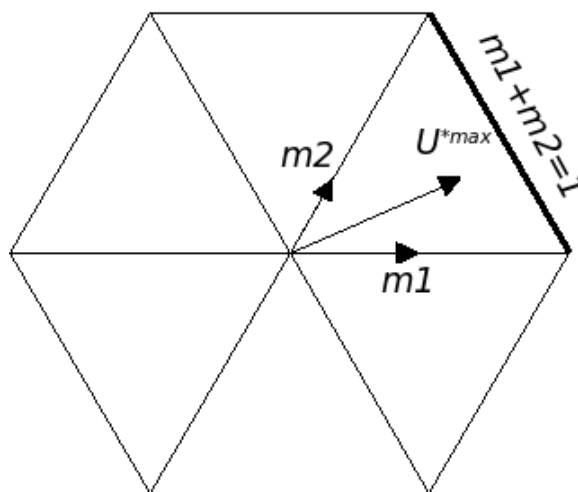


Рис. 1.3.3. К коллинеарному ограничению вектора

В этом случае напряжение ограничится на предельном выходном уровне инвертора. Стоит заметить, что при постоянной работе на таком уровне

будут использоваться только "верхние" вектора, такие как 200, 220, 020 и т.д. (см. рис.4), а внутренние, 110, 221 и т.д. задействованы не будут. Однако именно внутренние вектора, как было показано, используются для автоматического выравнивания напряжений на конденсаторах звена постоянного тока. Следовательно, данный метод не рекомендуется к использованию, так как при таком ограничении вектора есть риск получить дисбаланс напряжений на конденсаторах.

1.3.6. Определение номера текущего подсектора

Для дальнейшего расчета требуется определить номер текущего подсектора внутри текущего сектора. Это наиболее просто сделать из геометрических соотношений и проекций m_1 , m_2 . На рис. 1.3.4 приведены

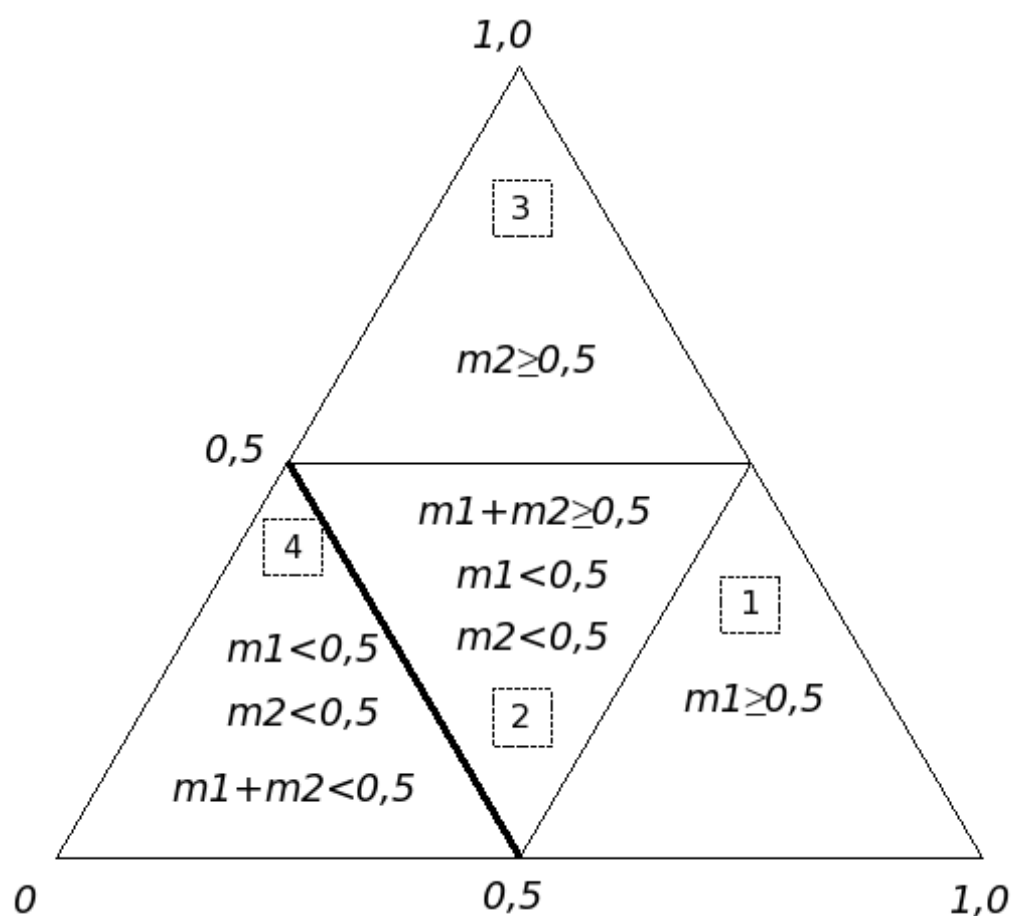


Рис. 1.3.4. Условия для определения номера подсектора

условия, по которым можно идентифицировать номер подсектора.

Неравенства

$$m1+m2<0,5$$

и

$$m1+m2\geq 0,5$$

получены с учетом того, что уравнение выделенной на рис. 1.3.4 прямой

$$m1+m2=0,5.$$

1.3.7. Расчет скважностей включения базовых векторов для различных подсекторов

Для реализации любого заданного вектора напряжения требуется найти три ближайших к нему базовых вектора, что было сделано определением номера сектора и подсектора. Затем требуется рассчитать продолжительность включения этих базовых векторов по отношению к периоду ШИМ – скважность. На рис. 1.3.5 приведена нумерация базовых векторов V0-V5 для одного сектора, для всех остальных она повторяется. Этим векторам соответствуют скважности γ_0 - γ_5 .

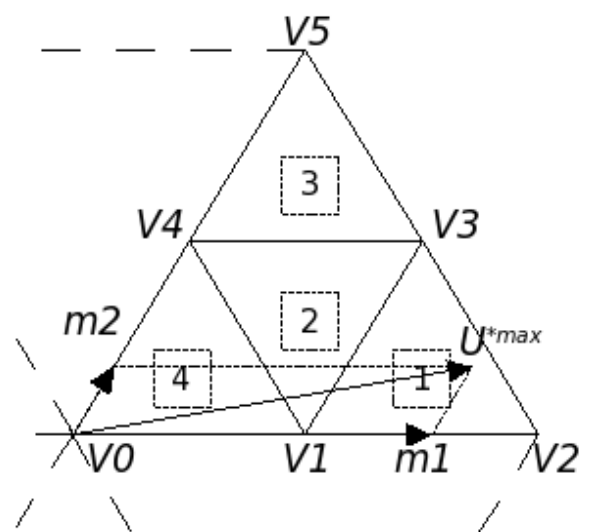


Рис. 1.3.5. Нумерация базовых векторов для одного сектора

Рассмотрим ситуацию, когда вектор задания U^*_{max} попал в первый подсектор, как изображено на рисунке. Для реализации этого вектора должны быть задействованы вектора с номерами V1, V2, V3 (для первого

сектора они соответствовали бы кодам 100 или 211, 200, 220, см. рис. 1.1.3).

Суммарная скважность на периоде:

$$\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3 = 1,0 ;$$

С помощью несложных геометрических преобразований можно найти скважности каждого из векторов:

$$\gamma_2 = 2 \cdot m1 - 1 ;$$

$$\gamma_3 = 2 \cdot m2 ;$$

$$\gamma_1 = 1 - \gamma_2 - \gamma_3 = 1 - (2 \cdot m1 - 1) - 2 \cdot m2 = 2(1 - m1 - m2) .$$

Аналогичным образом можно найти формулы расчета скважностей для каждого подсектора (табл. 2).

Таблица 2. Формулы расчета скважностей для каждого из подсекторов

Подсектор	Формула расчета скважности
1	$\gamma_1 = 2(1 - m1 - m2)$ $\gamma_2 = 2 \cdot m1 - 1$ $\gamma_3 = 2 \cdot m2$
2	$\gamma_1 = 1 - 2 \cdot m2$ $\gamma_3 = 2 \cdot m1 + 2 \cdot m2 - 1$ $\gamma_4 = 1 - 2 \cdot m2$
3	$\gamma_3 = 2 \cdot m1$ $\gamma_4 = 2(1 - m1 - m2)$ $\gamma_5 = 2 \cdot m2 - 1$
4	$\gamma_0 = 1 - 2 \cdot m1 - 2 \cdot m2$ $\gamma_1 = 2 \cdot m1$ $\gamma_4 = 2 \cdot m2$

Расчет скважностей выполняется одинаково для всех секторов, разница заключается лишь в соответствии векторов V0-V5 реальным состояниям инвертора, которое меняется при смене сектора.

1.4. Работа с периферией контроллера, расчет уставок сравнения

Для реализации данного алгоритма на микроконтроллере Texas Instruments TMS320F2810 требуется установить связь рассчитанных скважностей с управляющими воздействиями, оказываемыми на ШИМ-периферию микроконтроллера. Ее подробное описание можно найти в [2], а в [1] рассматривается применение аналогичного контроллера TMS320F24xx для векторной ШИМ двухуровневого инвертора. В микроконтроллерах данного семейства имеется специальный модуль векторной ШИМ, который часто используется для ее реализации в двухуровневом инверторе. Для трехуровневого инвертора из периферии удобно задействовать только аппаратные таймеры и компараторы с задаваемыми уставками сравнения. В большинстве микроконтроллеров, как и в используемом TMS320F2810, центрированная ШИМ реализуется одностипно: запускается внутренний аппаратный таймер, увеличивающий некоторый счетчик на единицу при истечении своего периода, а при достижении счетчика некоторой заданной величины таймер начинает уменьшать значение счетчика, пока оно не достигнет нуля. После процесс повторяется снова. Таким образом, значение счетчика меняется во времени пилообразно (рис. 1.4.1), а полный период счетчика называется периодом ШИМ. Управление шестью верхними ключами осуществляется с помощью шести уставок сравнения CMP1-CMP6. Как только значения счетчика таймера превышает уставку, на соответствующей ножке микроконтроллера появляется логическая единица. Как уже было сказано, нижние шесть ключей управляются комплиментарно соответствующим верхним, поэтому в микроконтроллере для этого предусмотрены инверсные выходы (генерация "мертвого времени" для простоты здесь не рассматривается, хотя необходима, см. [1]). Соответствие

уставок сравнения и ключей может быть выбрано любое, поэтому примем следующую схему:

Уставка сравнения	Номер ключа инвертора
СМР1	К7
СМР2	К8
СМР3	К9
СМР4	К1
СМР5	К2
СМР6	К3

Таким образом, рассчитав СМР1-СМР5 в зависимости от проекций m_1 и m_2 задачу формирования необходимого вектора напряжения можно считать выполненной.

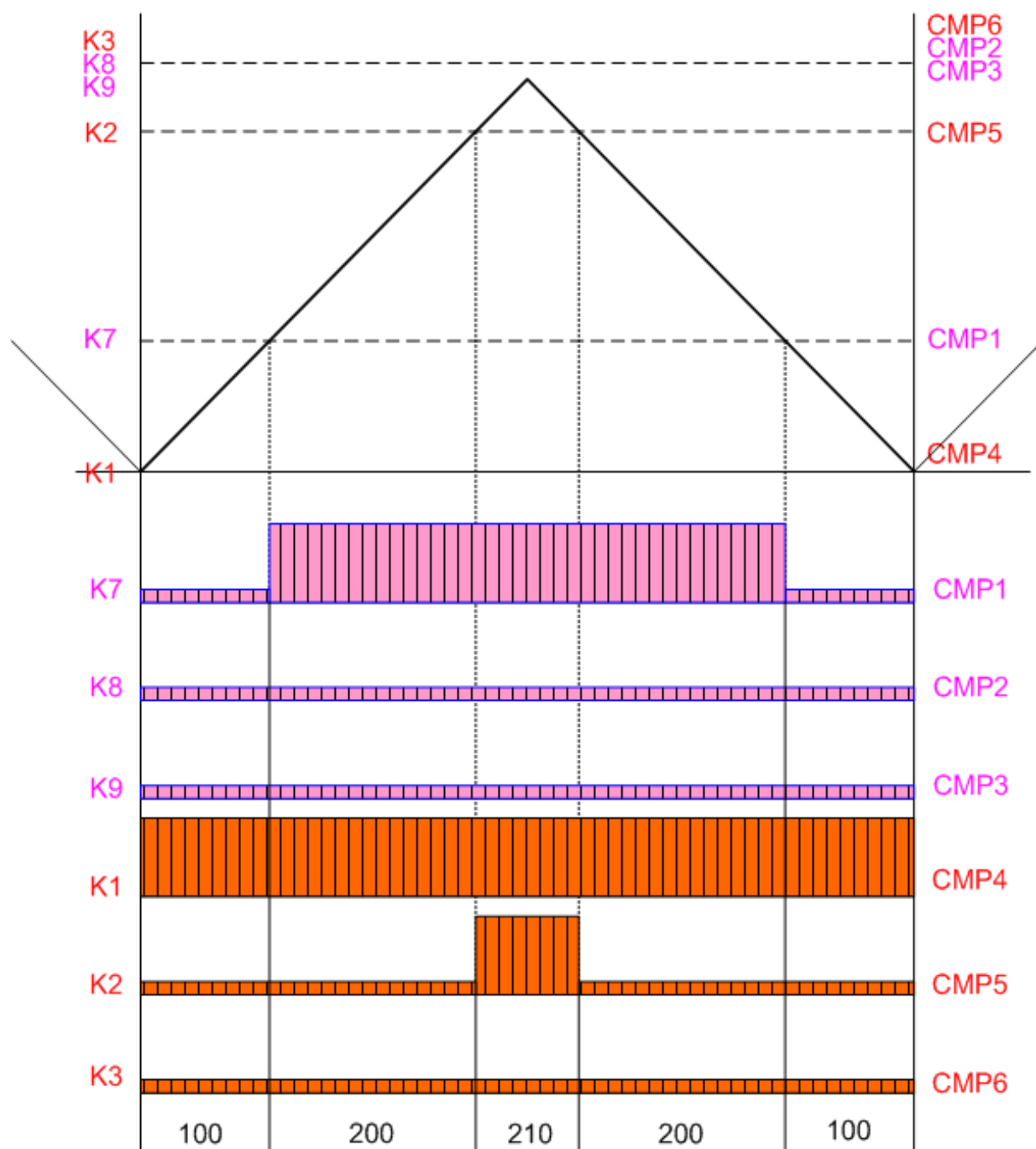


Рис. 1.4.1. Период ШИМ, уставки сравнения и соответствующие сигналы управления ключами

На рис. 1.4.1 изображен пример значений уставок сравнений при отработке вектора напряжения в первом подсекторе первого сектора. Также изображено состояние верхних ключей, где за выключенное состояние принят низкий уровень, за включенное высокий. Схема обхода сектора для примера выбрана следующая: 100→200→210→200→100. Приведем расчет

уставок сравнения для этого случая в относительных единицах, где за базовое значение принимается максимальное значение счетчика таймера ("верх пилы").

$$CMP^* = \frac{CMP}{PR} ;$$

Таким образом, значение $CMP^* \geq 1,0$ на всем периоде соответствует выключенному ключу, а $CMP^* = 0$ включенному.

Анализируя рис. 1, 5 и 14 можно заключить, что ключ К7 включен в состояниях 200 и 210. Этим состояниям соответствуют скважности γ_2 и γ_3 (см. рис. 1.1.3 и 1.3.5). Можно записать:

$$1 - CMP1^* = \gamma_2 + \gamma_3 = (2 \cdot m1 - 1) + 2 \cdot m2 ,$$

$$CMP1^* = 2(1 - m1 - m2) .$$

Ключ К2 включен в состоянии 210, что соответствует скважности γ_3 :

$$1 - CMP5^* = \gamma_3 = 2 \cdot m2 ,$$

$$CMP5^* = 1 - 2 \cdot m2 .$$

Остальные ключи включены или выключены на всем периоде:

$$CMP2^* = CMP3^* = 1,0 ,$$

$$CMP4^* = CMP6^* = 0 .$$

Аналогично можно произвести расчет для всех секторов, сведя результаты в единую таблицу (табл. 3).

Таблица 3. Уставки сравнения для всех секторов и подсекторов

Сектор	Под сектор	Пит. конд.	Уров. напр.	CMP1*	CMP2*	CMP3*	CMP4*	CMP5*	CMP6*
--------	------------	------------	-------------	-------	-------	-------	-------	-------	-------

1	1	H		$2(1-m_1-m_2)$	1	1	0	$1-2m_2$	1
		B		0	1	1	0	$2m_1-1$	$2m_1+2m_2-1$
	2	H		$2(1-m_1-m_2)$	1	1	0	$1-2m_2$	1
		B		0	$2m_1$	1	0	0	$2m_1+m_2-1$
	3	H		$2(1-m_1-m_2)$	$2(1-m_2)$	1	0	0	1
		B		0	$2m_1$	1	0	0	$2m_1+2m_2-1$
	4	H	M	1	1	1	$1-2m_1-2m_2$	$1-m_2$	1
			Б	1	1	1	0	$2m_1$	$2m_1+2m_2$
		B	M	$1-2m_1-2m_2$	$1-2m_2$	1	0	0	0
			Б	0	$2m_1$	$2m_1+2m_2$	0	0	0
2	1	H		$2(1-m_2)$	$2(1-m_1-m_2)$	1	0	0	1
		B		$2m_2$	0	1	0	0	$2m_1+2m_2-1$
	2	H		1	$2(1-m_1-m_2)$	1	$1-2m_2$	0	1
		B		$2m_2$	0	1	0	0	$2m_1+2m_2-1$
	3	H		1	$2(1-m_1-m_2)$	1	$1-2m_1$	0	1
		B		1	0	1	$2m_2-1$	0	$2m_1+2m_2-1$
	4	H	M	1	1	1	$1-2m_1$	$1-2m_1-2m_2$	1
			Б	1	1	1	$2m_2$	0	$2m_1+2m_2$
		B	M	$1-2m_1$	$1-2m_1-2m_2$	1	0	0	0
			Б	$2m_2$	0	$2m_1+2m_2$	0	0	0
3	1	H		1	$2(1-m_1-m_2)$	1	1	0	$1-2m_2$
		B		1	0	1	$2m_1+2m_2-1$	0	$2m_1-1$
	2	H		1	$2(1-m_1-m_2)$	1	1	0	$1-2m_2$
		B		1	0	$2m_1$	$2m_1+2m_2$	0	0
	3	H		1	$2(1-m_1-m_2)$	$2(1-m_2)$	1	0	0
		B		1	0	$2m_1$	$2m_1+2m_2-1$	0	0
	4	H	M	1	1	1	1	$1-2m_1-2m_2$	$1-2m_2$
			Б	1	1	1	$2m_1+2m_2$	0	$2m_1$
		B	M	1	$1-2m_1-2m_2$	$1-2m_2$	0	0	0
			Б	$2m_1+2m_2$	0	$2m_1$	0	0	0
4	1	H		1	$2(1-m_1)$	$2(1-m_1-m_2)$	1	0	0
		B		1	$2m_2$	0	$2m_1+2m_2$	0	0
	2	H		1	1	$2(1-m_1-m_2)$	1	$1-2m_1$	0
		B		1	$2m_2$	0	$2m_1+2m_2-1$	0	0
	3	H		1	1	$2(1-m_1-m_2)$	1	$1-2m_1$	0
		B		1	1	0	$2m_1+2m_2-1$	$2m_2-1$	0
	4	H	M	1	1	1	1	$1-2m_1$	$1-m_1-2m_2$
			Б	1	1	1	$2m_1+2m_2$	$2m_2$	0
		B	M	1	$1-2m_1$	$1-2m_1-2m_2$	0	0	0
			Б	$2m_1+2m_2$	$2m_2$	0	0	0	0

5	1	Н		1	1	$2(1-m_1-m_2)$	$1-2m_2$	1	0
		В		1	1	0	$2m_1-1$	$2m_1+2m_2-1$	0
	2	Н		1	1	$2(1-m_1-m_2)$	$1-2m_2$	1	0
		В		$2m_1$	1	0	0	$2m_1+2m_2-1$	0
	3	Н		$2(1-m_2)$	1	$2(1-m_1-m_2)$	0	1	0
		В		$2m_1$	1	0	0	$2m_1+2m_2-1$	0
	4	Н	М	1	1	1	$1-2m_2$	1	$1-2m_1-2m_2$
			Б	1	1	1	$2m_1$	$2m_1+2m_2$	0
		В	М	$1-2m_2$	1	$1-2m_1-2m_2$	0	0	0
			Б	$2m_1$	$2m_1+2m_2$	0	0	0	0
6	1	Н		$2(1-m_1-m_2)$	1	$2(1-m_1)$	0	1	0
		В		0	1	$2m_2$	0	$2m_1+2m_2-1$	0
	2	Н		$2(1-m_1-m_2)$	1	1	0	1	$1-2m_1$
		В		0	1	$2m_2$	0	$2m_1+2m_2-1$	0
	3	Н		$2(1-m_1-m_2)$	1	1	0	1	$1-2m_1$
		В		0	1	1	0	$2m_1+2m_2-1$	$2m_2-1$
	4	Н	М	1	1	1	$1-2m_1-2m_2$	1	$1-2m_1$
			Б	1	1	1	0	$2m_1+2m_2$	$2m_2$
		В	М	$1-2m_1-2m_2$	1	$1-2m_1$	0	0	0
			Б	0	$2m_1+2m_2$	$2m_2$	0	0	0

1.5. Испытания алгоритма ШИМ на макете инвертора

1.5.1. Описание установки

Приведенный алгоритм управления трехуровневым инвертором был программно реализован для контроллера МК17.1, после чего был испытан на макете.

Характеристики макета инвертора:

Полное соответствие принципиальной схеме, изображенной на рис. 1.1.1.

Мощность 15кВт

Наличие датчиков тока фаз, напряжений на конденсаторах звена постоянного тока

Стандартное фазное напряжение 220 В, что упрощает схему питания и выбор подключаемого двигателя

В качестве нагрузки подключались:

Асинхронный двигатель мощностью 15кВт с нагрузочной машиной для проверки работы инвертора под нагрузкой;

Вентильно-индукторный двигатель мощностью 0,75 кВт на холостом ходе для проверки возможности работы на высоких выходных частотах

1.5.2. Результаты испытаний

Испытания происходили в несколько этапов:

Проверка функционирования ШИМ и автоматического балансирования напряжения на конденсаторах при холостом ходе АД

Аналогичные испытания под нагрузкой 15кВт (АД)

Аналогичные испытания при высокой выходной частоте (до 400Гц) при холостом ходе (ВИД)

По результатам испытаний можно заключить, что разработанный модуль трехуровневой ШИМ функционирует корректно, в соответствии с результатами моделирования. Напряжения на конденсаторах автоматически выравниваются, при этом различие напряжений не превышает единиц вольт в самых неблагоприятных режимах.

На рис. 1.5.1-1.5.5 показаны осциллограммы результатов испытаний инвертора, нагруженного на АД. На верхнем графике показаны фазные напряжения на двигателе, полученные на этапе моделирования в Simulink MATLAB. Изображены мгновенное напряжение (сплошная закрашенная область) и среднее за период ШИМ напряжение. На следующей осциллограмме показаны фазные напряжения на двигателе, снятые при помощи цифрового осциллографа с реального инвертора. Изображены

мгновенное напряжение (ШИМ) и фильтрованное RC-цепочкой с постоянной времени, соответствующей периоду ШИМ (синус). По мгновенным напряжениям удобно судить о количестве работающих "уровней" инвертора.

Нижняя осциллограмма снята со стороны контроллера (со стороны системы управления). Был разработан специальный программный модуль, позволяющий производить осциллографирование величин, измеряемых АЦП, а также переменных внутри системы управления. На осциллограмме показаны:

заданное напряжение фазы А (U_a), которое должен отрабатывать алгоритм векторной ШИМ (синусоидальное задание)

токи фаз А (i_a) и В (i_b), измеряемые датчиками тока. Выглядят в виде синусоид, искаженных влиянием мертвого времени инвертора

двоичная переменная, показывающая работу системы автоматического балансирования напряжения на конденсаторах. Нулю соответствует использование верхнего конденсатора C_1 , единице – использование нижнего C_2 . Осциллограмма этой переменной выглядит в виде сменяющихся дискретных уровней (0 и половина клетки)

Осциллограммы каких-либо других режимов (холостой ход, высокая выходная частота) не приведены, так как не имеют каких-либо принципиальных отличий от изображенных на рис. 1.5.1-1.5.5.

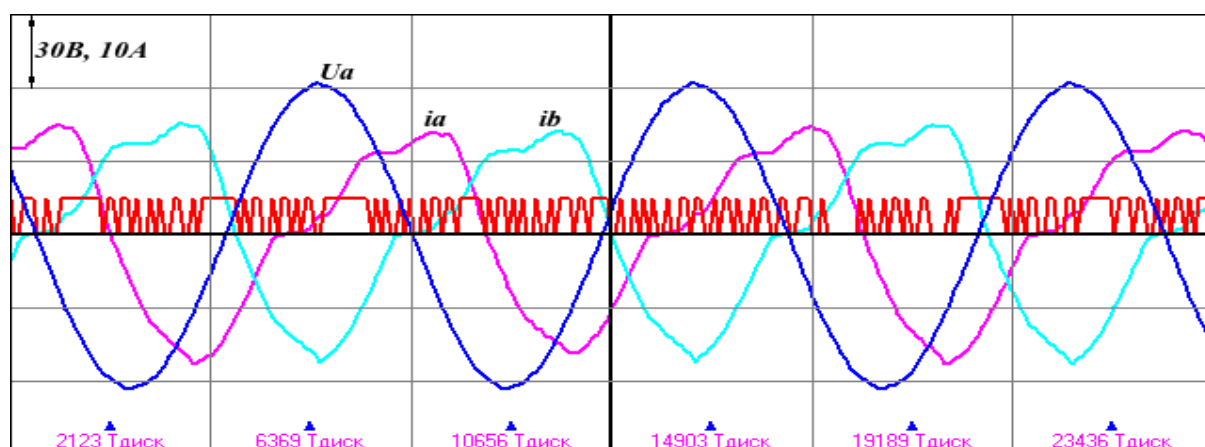
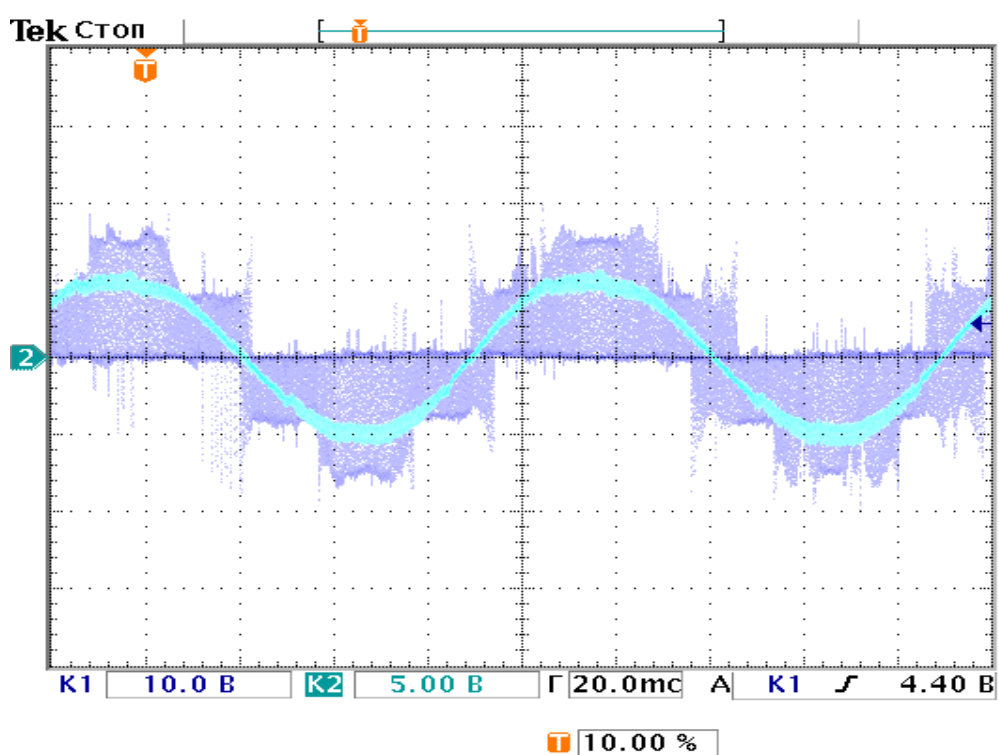
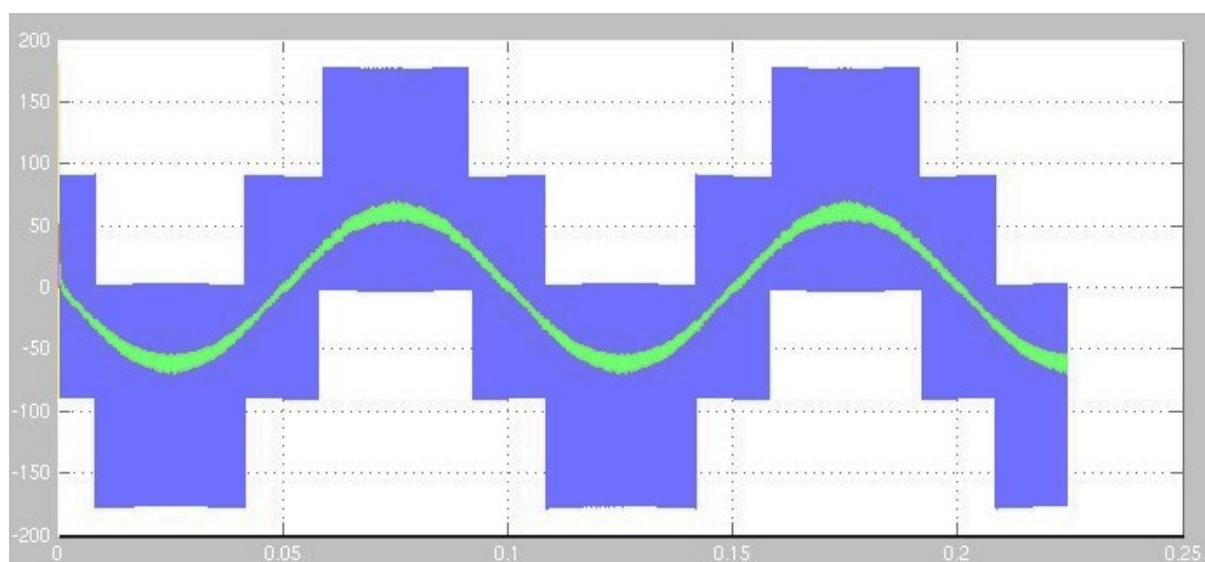


Рис. 1.5.1. Осциллограммы напряжений и токов при частоте 10Гц

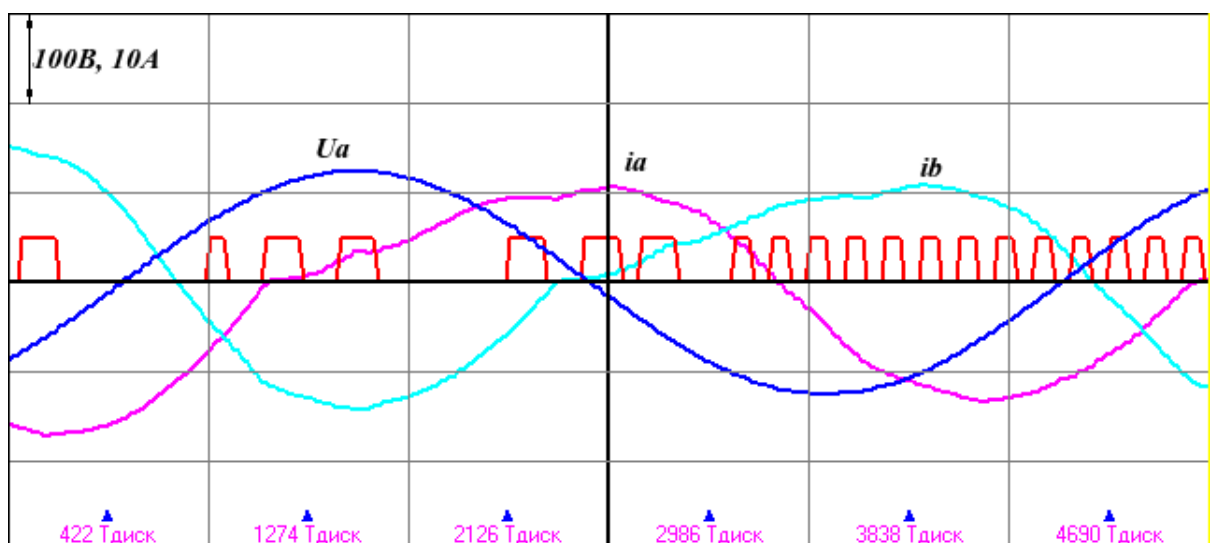
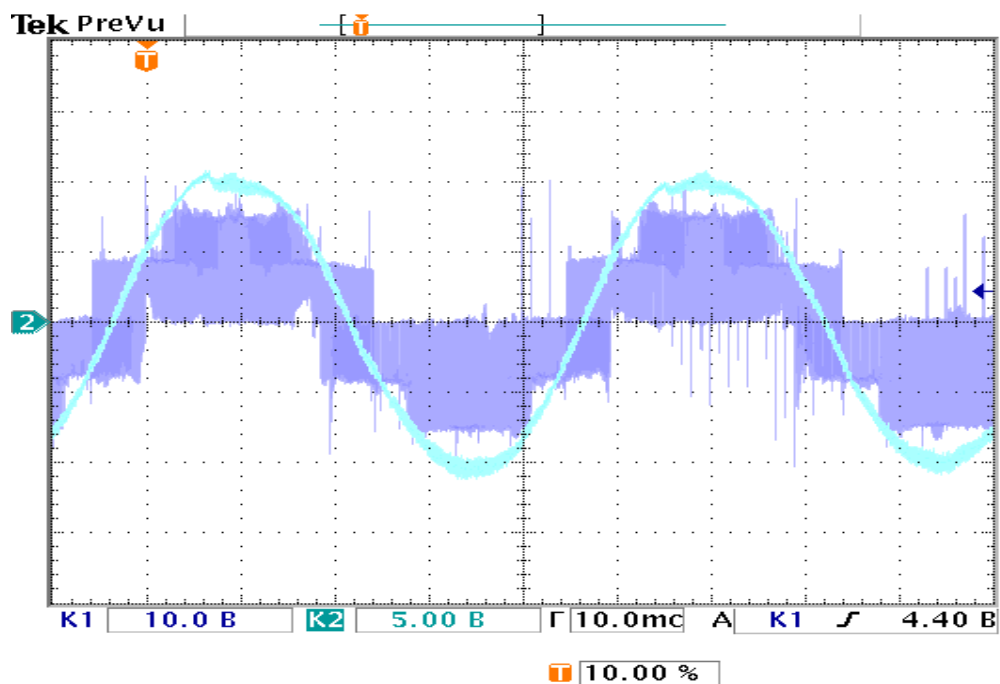
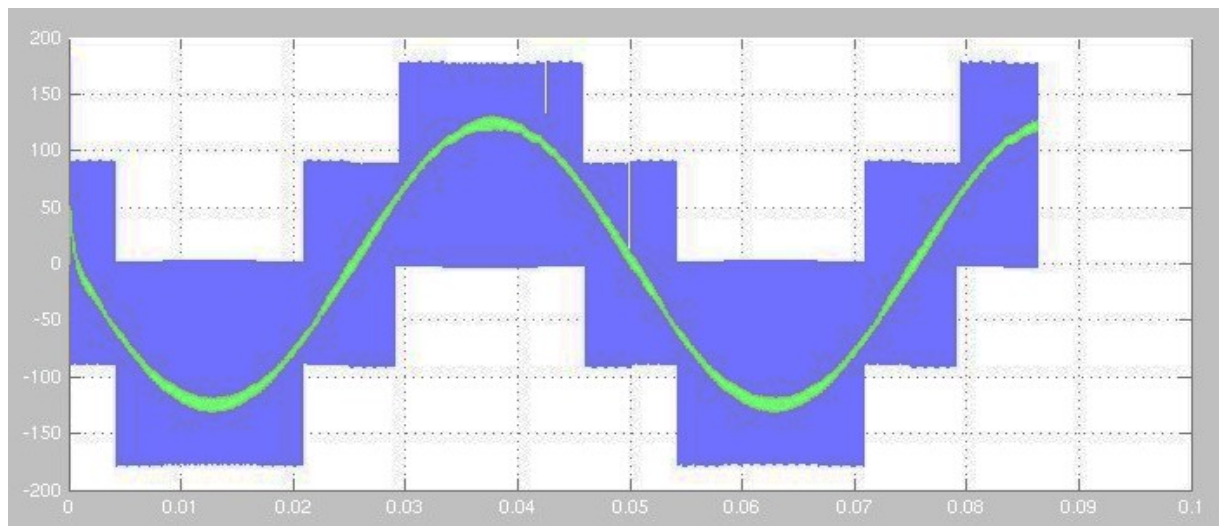
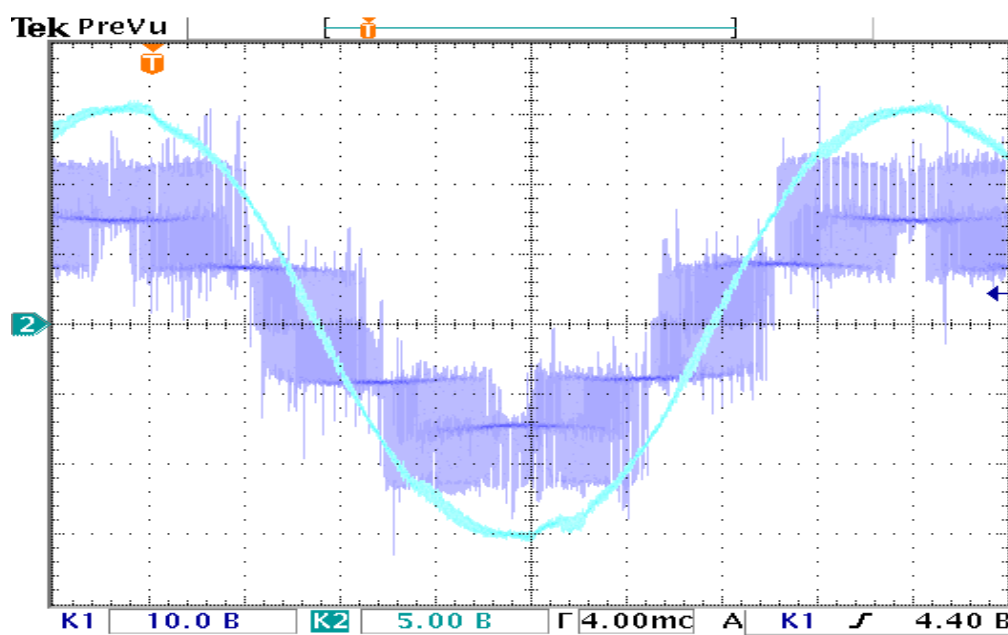
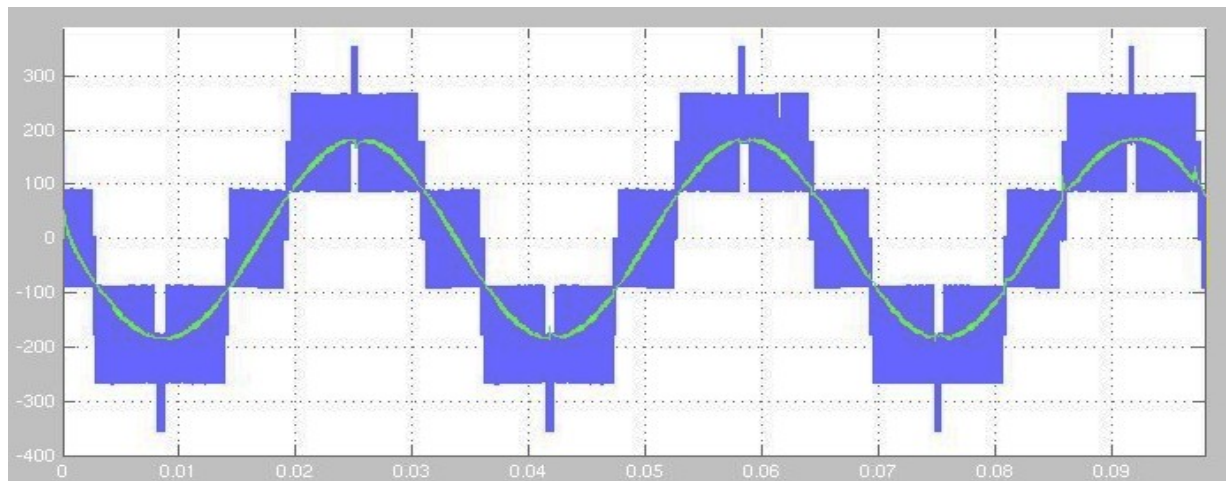


Рис. 1.5.2: Осциллограммы напряжений и токов при частоте 20Гц



12 Фев 2009
19:18:45

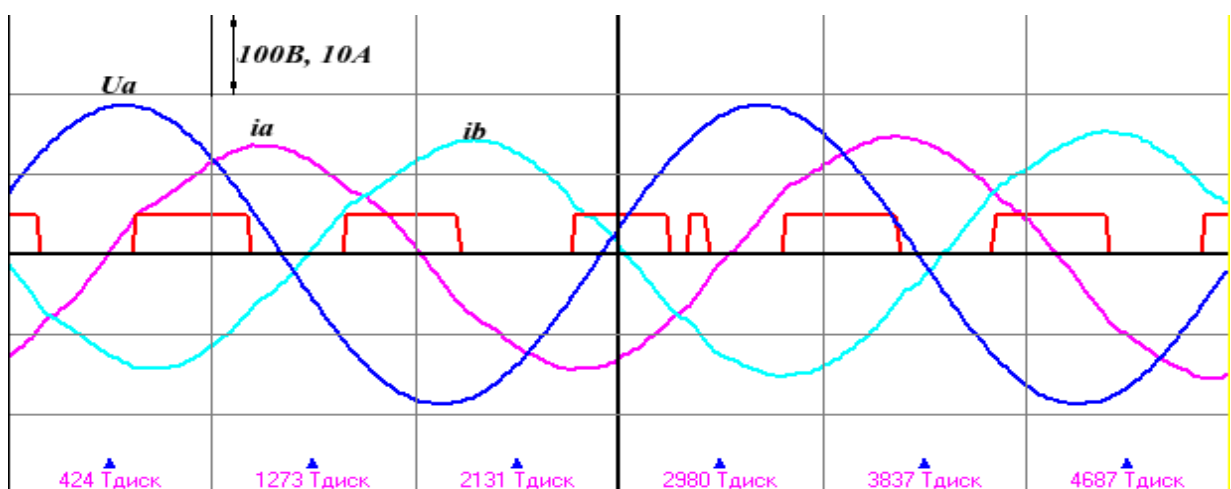


Рис. 1.5.3: Осциллограммы напряжений и токов при частоте 30Гц

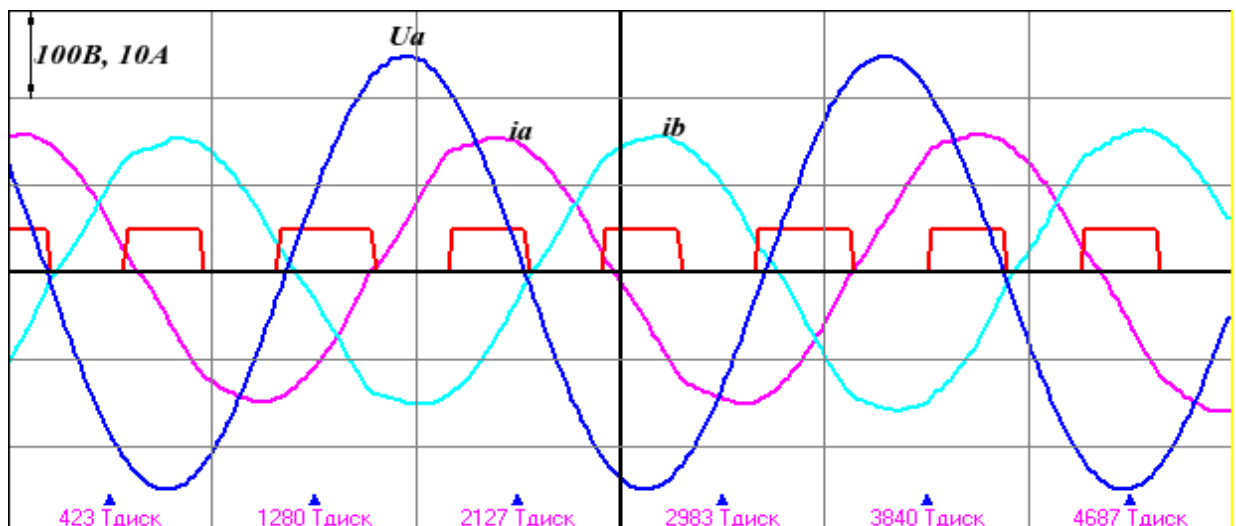
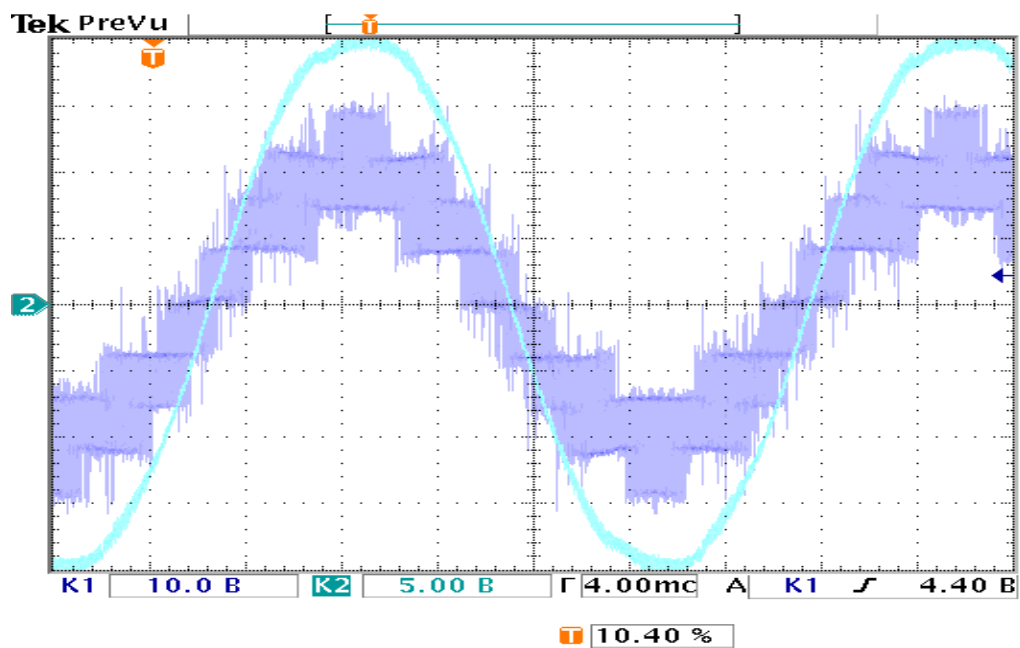
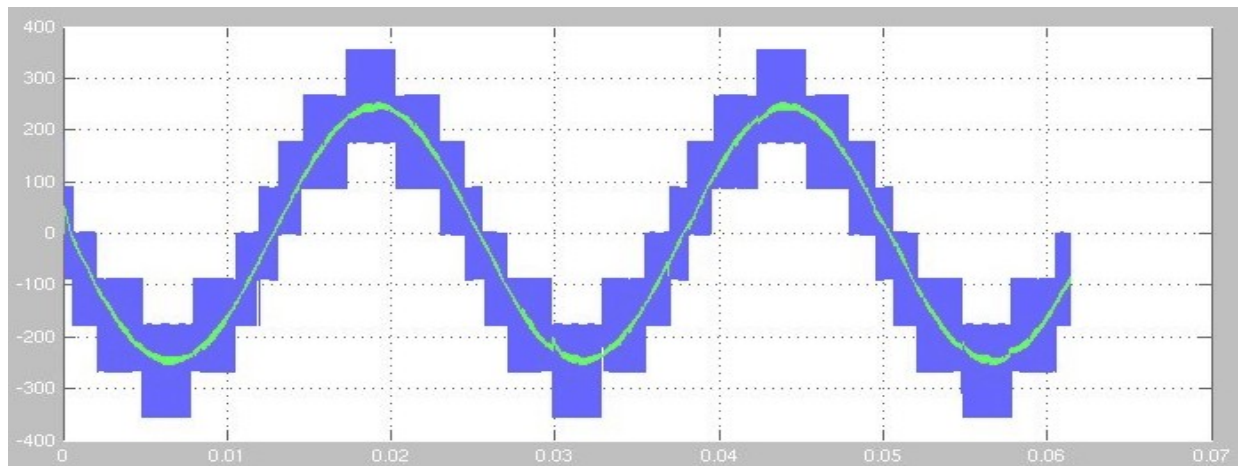
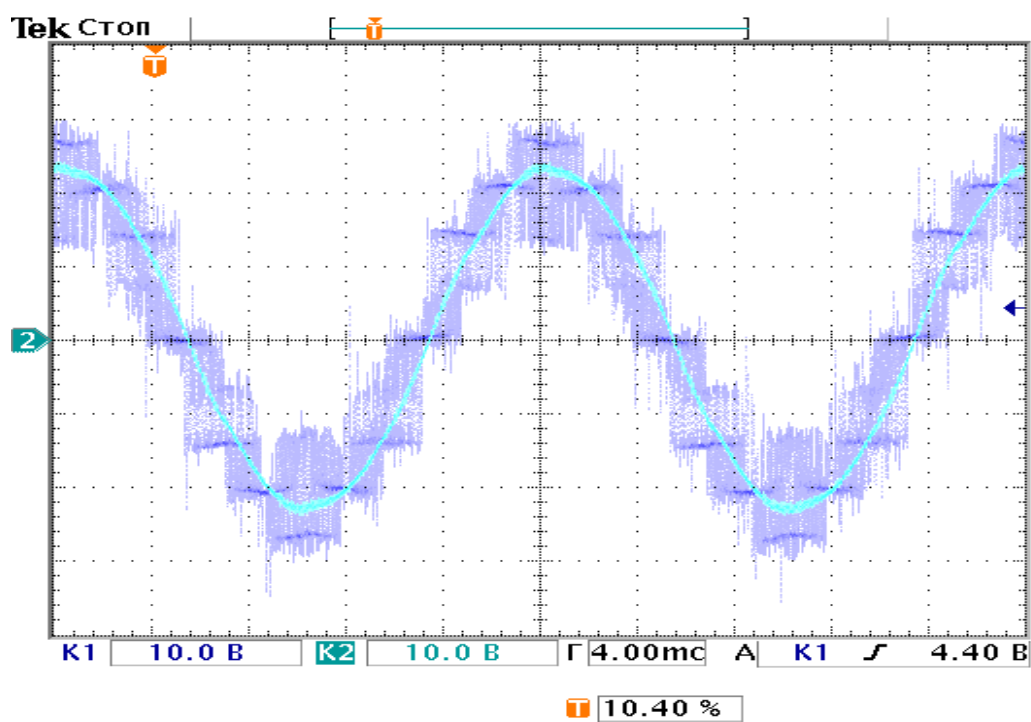
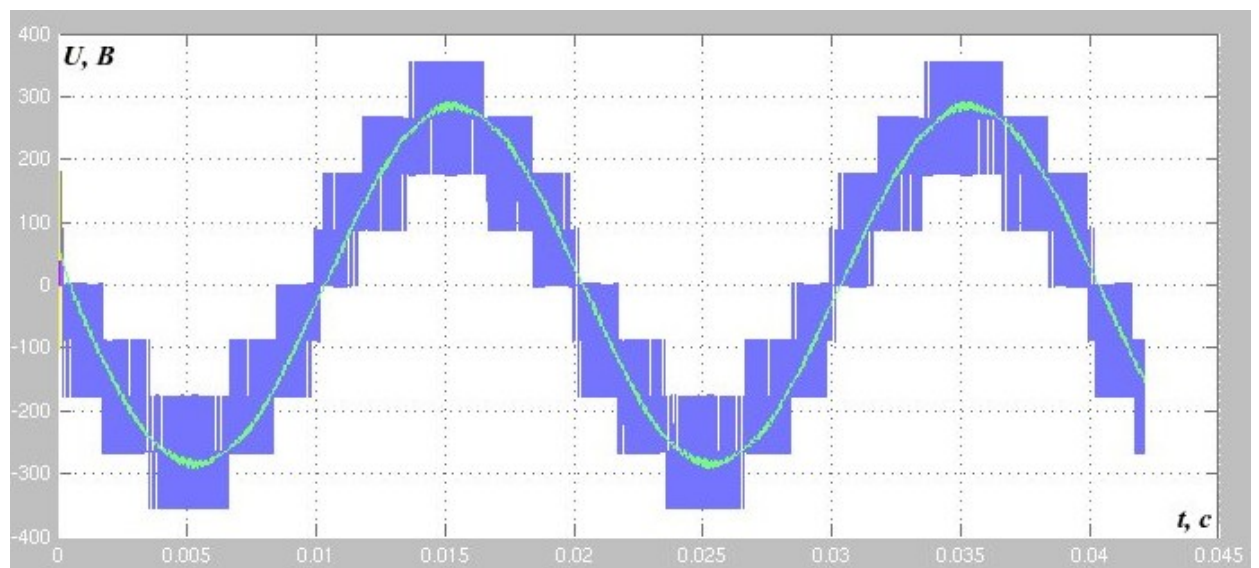


Рис. 1.5.4: Осциллограммы напряжений и токов при частоте 40Гц



12 Фев 2009
19:20:48

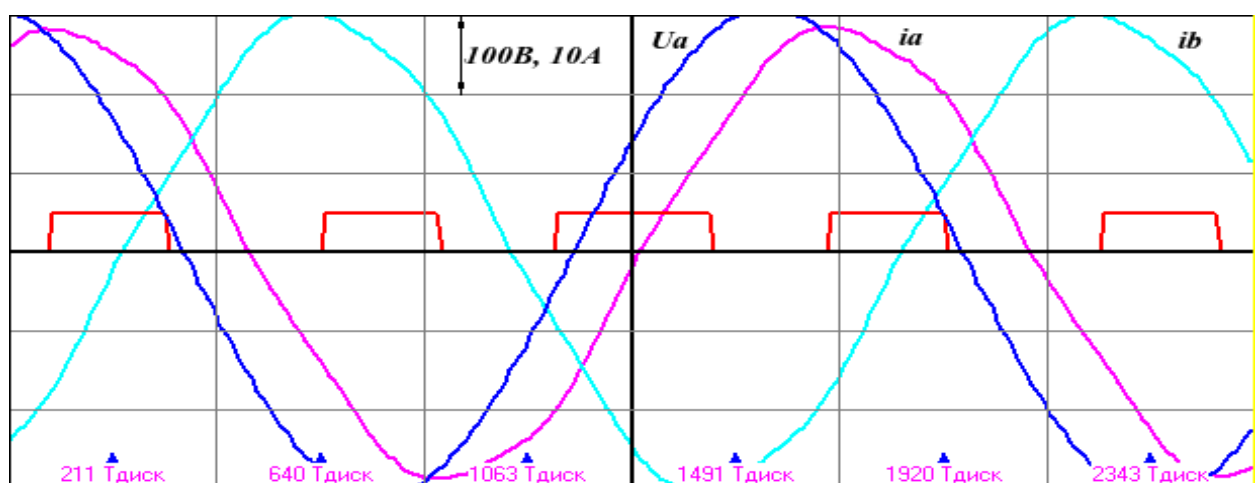


Рис. 1.5.5: Осциллограммы напряжений и токов при частоте 50Гц

Выводы

На рис. 1.5.4, по сравнению с предыдущими рисунками, хорошо видно включившийся в работу третий уровень напряжений инвертора по осциллограмме мгновенных фазных напряжений. На всех рисунках, с учетом масштаба, осциллограммы фазных напряжений на двигателе полученные в результате моделирования совпадают с аналогичными осциллограммами реального инвертора. По рис. 1.5.1 можно сделать вывод о наличии влияния мертвого времени на форму фазных токов при малых фазных напряжениях. Однако эти искажение меньше, чем аналогичные искажения классического шестиключевого инвертора при соответствующей частоте ШИМ и величин мертвого времени. Осциллограммы напряжений на конденсаторах не приведены, так как эти напряжения, благодаря работе алгоритма выравнивания, практически равны. При этом смена используемого конденсатора происходит сравнительно редко (около шести раз на периоде тока частоты 50Гц). Это говорит о дополнительном резерве, который имеет система управления на случай ухудшения по-каким либо причинам возможности выравнивания напряжений.

1.6. Синтез алгоритма векторной ШИМ методом реализации мгновенных фазных потенциалов

1.6.1. Основные положения

Алгоритм векторной ШИМ, описанный выше, при всей своей наглядности и гибкости получается довольно ресурсоемким при реализации на микроконтроллере. Переход к полярным координатам для определения номера сектора, тригонометрические формулы при определении проекций m_1 , m_2 , громоздкая таблица для вычисления уставок сравнения - все это заставляет искать более простые алгоритмы управления инвертором. Одним из таких алгоритмов является метод реализации мгновенных фазных потенциалов. Пусть требуется реализовать вектор напряжения с амплитудой U . Зададим его в координатах a , b , c :

$$U_a = U \cdot \cos(\Theta) ;$$

$$U_b = U \cdot \cos\left(\Theta + \frac{2\pi}{3}\right) ;$$

$$U_c = U \cdot \cos\left(\Theta + \frac{4\pi}{3}\right) .$$

Перейдем от фазных напряжений к потенциалам фаз, принимая нулевой потенциал в точке соединения нагрузки в звезду. Тогда можно записать:

$$\varphi_a = \varphi_a - \varphi_0 = U_a = U \cdot \cos(\Theta) ;$$

$$\varphi_b = \varphi_b - \varphi_0 = U_b = U \cdot \cos\left(\Theta + \frac{2\pi}{3}\right) ;$$

$$\varphi_c = \varphi_c - \varphi_0 = U_c = U \cdot \cos\left(\Theta + \frac{4\pi}{3}\right) .$$

Если прибавить или вычесть к потенциалам фаз некоторый потенциал:

$$\varphi_a' = \varphi_a + \Delta\varphi ;$$

$$\varphi_b' = \varphi_b + \Delta\varphi ;$$

$$\varphi_c' = \varphi_c + \Delta\varphi .$$

то разность потенциалов между фазами не изменится.

Как было показано в главе 1, стойка инвертора позволяет "привязать" потенциал фазы к трем различным уровням: нижней шине, средней точке между конденсаторами, верхней шине. Примем теперь ноль потенциала на нижней шине:

$$\varphi_N = 0,$$

а потенциал верхней шины примем максимальным и равным в относительных единицах

$$\varphi_P = 1,0,$$

потенциал средней точки между конденсаторами соответственно:

$$\varphi_M = 0,5.$$

Чтобы реализовать с помощью инвертора необходимую разность потенциалов между фазами, необходимо прибавить к потенциалам фаз такую константу, чтобы

$$\varphi_a', \varphi_b', \varphi_c' \in \mathbb{R}[\varphi_N, \varphi_P]. \quad (1)$$

Сказанное схематично изображено на рис. 1.6.1, где все потенциалы фаз расположены между φ_N и φ_P .

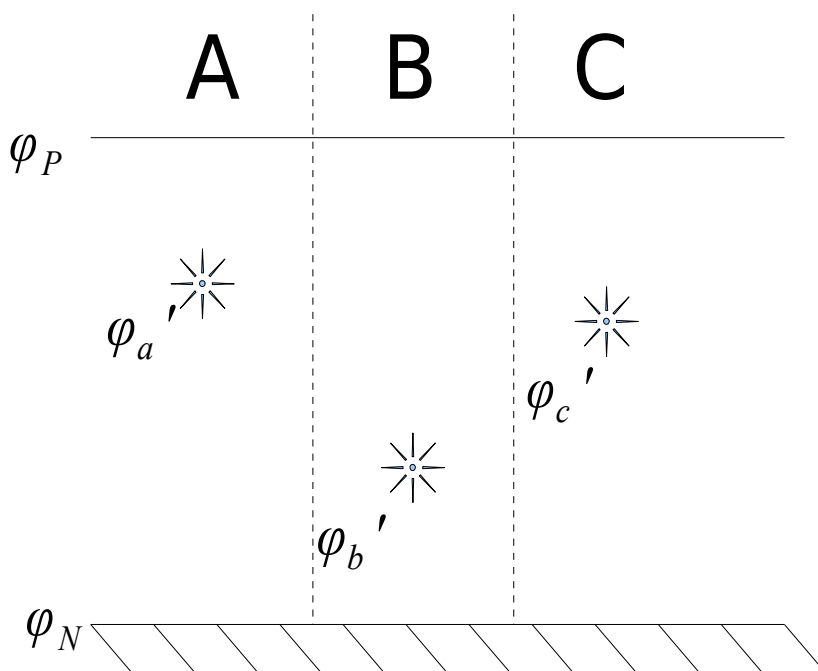


Рис. 1.6.1: Потенциалы фаз расположены "между" максимальным и минимальным

Теперь, чтобы сформировать заданные напряжения необходимо лишь сформировать каждой отдельной стойкой инвертора требуемый потенциал. Очевидно, что если

$$\varphi' \neq \varphi_N, \varphi' \neq \varphi_M, \varphi' \neq \varphi_P, \quad (2)$$

для создания такого потенциала потребуется использовать ШИМ. Чтобы сократить число коммутаций, удобно подобрать такую константу, чтобы один из потенциалов фаз не удовлетворял условию 1.6.2, т.е. совпал с потенциалом одной из шин или средней точкой. В этом случае коммутаций в такой стойке инвертора на периоде не будет. Обращаясь к табл. 1, можно заметить, что базовые вектора, имеющие привязку потенциала одной из фаз к верхней шине (имеющие цифру "2" в коде) преимущественно используют верхний конденсатор, а вектора, привязанные к нижней шине - нижний. Соответственно, в данном методе фазных потенциалов можно аналогично управлять потоком мощности с конденсаторов, прибавляя к потенциалам такую константу, которая обеспечит привязку к нужной шине.

1.6.2. Алгоритм расчета смещения фазных потенциалов

Рассмотрим алгоритм расчета смещения фазных потенциалов для удовлетворения условия 1.6.1. Допустим даны фазные напряжения U_a, U_b, U_c .

Если требуется привязка к нижней шине

$$U_{min} = \min(U_a, U_b, U_c);$$

$$\varphi'_a = U_a - U_{min}; \varphi'_b = U_b - U_{min}; \varphi'_c = U_c - U_{min}$$

Если требуется привязка к верхней шине:

$$U_{max} = \max(U_a, U_b, U_c);$$

$$\varphi'_a = U_a + (1,0 - U_{max}); \varphi'_b = U_b + (1,0 - U_{max}); \varphi'_c = U_c + (1,0 - U_{max})$$

1.6.3. Алгоритм расчета уставок сравнения

Рассмотрим алгоритм расчета уставок сравнения для ключей некоторой стойки. Для определенности будем считать, что потенциал стойки фазы А найден и лежит в диапазоне

$$\varphi_N \leq \varphi_a' \leq \varphi_P,$$

ключ К7 управляется уставкой сравнения $CMP1$, К1 уставкой $CMP4$. Ключи К10 и К4 управляются комплиментарно. Тогда уставки сравнения могут быть рассчитаны по следующему алгоритму:

Если $\varphi_a' \geq 0,5$, то

включить К1: $CMP4=0$;

$$CMP1 = 1,0 - 2 \cdot (\varphi_a' - 0,5).$$

Если $\varphi_a' < 0,5$, то

выключить К7: $CMP1=0$;

$$CMP4 = 1,0 - 2 \cdot \varphi_a'.$$

Аналогично управляются и другие стойки.

1.6.4. Ограничение максимального напряжения для метода реализации мгновенных фазных потенциалов

Коллинеарное ограничение вектора вписыванием в окружность может быть реализовано аналогично рассмотренному в главе 1. Для этого требуется рассчитать амплитуду U_{mag}^* из напряжений задания U_a , U_b , U_c , и в случае

$$U_{mag}^* \geq 1,0$$

пропорционально эти напряжения ограничить.

Более интересной является реализация ограничения вектора шестиугольником максимально-реализуемых фазных напряжений. В методе фазных потенциалов максимальное реализуемое напряжение инвертора удобно интерпретировать как состояние, когда одна из фаз привязана к потенциалу нижней шины, а другая фаза к потенциалу верхней. Линейное напряжение между этими фазами будет максимальным реализуемым.

Состояние третьей фазы при этом не критично. Таким образом, если возникает ситуация, при которой линейное напряжение (разность потенциалов между $\varphi_a', \varphi_b', \varphi_c'$) превышает максимальный потенциал верхней шины φ_P (рис. 1.6.2), то требуется ограничение. Чтобы обеспечить коллинеарность ограничиваемого вектора, все потенциалы фаз необходимо менять пропорционально.

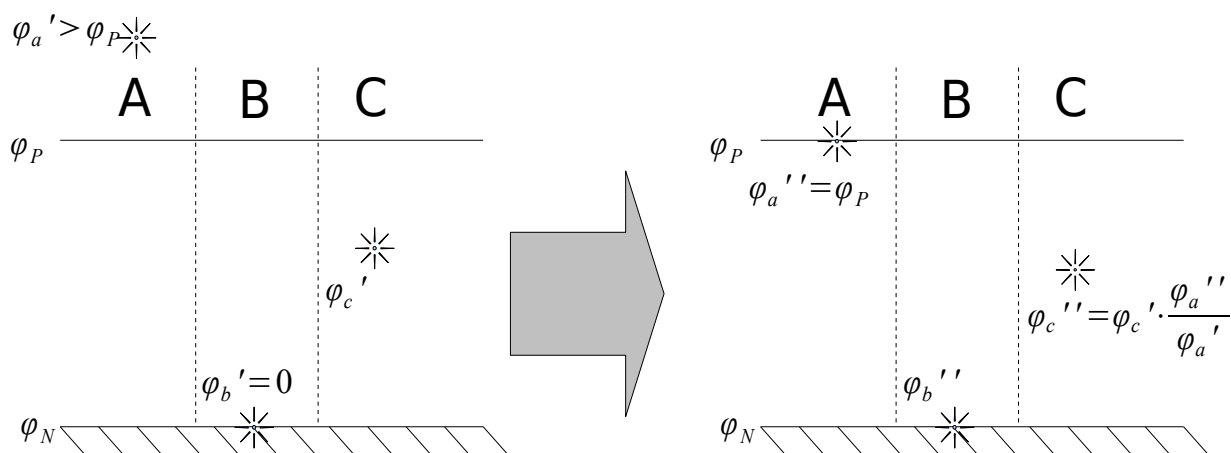


Рис. 1.6.2: Ограничение максимального напряжения

Пример. Допустим, в данный момент действовала привязка к нижней фазе и потенциалы оказались следующими (рис. 1.6.2):

$$\varphi_a' > \varphi_P ;$$

$$\varphi_b' = 0 ;$$

$$\varphi_N \leq \varphi_c' \leq \varphi_P .$$

Рассчитаем коэффициент приведения:

$$k = \frac{\varphi_P}{\varphi_a'} .$$

Новые потенциалы фаз:

$$\varphi_a'' = \varphi_a' \cdot k = \varphi_a' \cdot \frac{\varphi_P}{\varphi_a'} = \varphi_P ;$$

$$\varphi_b'' = \varphi_b' \cdot k = 0 \cdot k = 0 ;$$

$$\varphi_c'' = \varphi_c' \cdot k = \varphi_c' \cdot \frac{\varphi_P}{\varphi_a'} .$$

Аналогичные действия производятся и при привязке к верхней шине.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ НА БАЗЕ ТРЕХУРОВНЕВОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ РЕЖИМА ПРЯМОГО ТОКОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕМ

2.1. Вступление

Под прямым токовым управлением будут пониматься такие алгоритмы, которые на основе каких-либо данных (токи фаз, напряжения и т.п.) определяют такое состояние ключей инвертора, которое приведет к скорейшему (по возможности) приближению фактического тока к заданному. В главе рассматривается однофазный релейный алгоритм поддержания тока при помощи преобразователя, имеющего несколько уровней напряжения (алгоритм с переключающимися рабочими диапазонами). Затем этот алгоритм распространяется для использования в трехфазной системе сначала на базе двухуровневого инвертора, а затем для трехуровневого. Далее однофазный релейный алгоритм с переключающимися рабочими диапазонами применяется для отдельного регулирования токов фаз, в качестве альтернативы синтезируется алгоритм на основе нечеткой логики. Отдельно будет проанализирована возможность использования квантованных по уровню ПИ-регуляторов в классической замкнутой по току системе, позволяющих увеличить полосу пропускания системы за счет уменьшения некомпенсированной постоянной времени.

2.2. Однофазный релейный алгоритм с переключающимися диапазонами напряжения

В качестве вступления необходимо напомнить алгоритм релейного поддержания тока в однофазной нагрузке (рис. 2.3.12), который обеспечивает наилучшую точность поддержания в установившемся режиме за счет рационального выбора значений прикладываемого напряжения. Пусть

необходимо поддерживать какой-либо заданный ток в нагрузке, подключенной к преобразователю, обладающего дискретными выходными напряжениями, как показано на рис. 2.2.8, где U – квант напряжения. Функционирование релейной системы организуем в *режиме максимально быстрого действия* – режиме, при котором система управления включает большее напряжение, когда ток меньше заданного, и меньшее напряжение, при

токе больше заданного. Работа происходит на определенной частоте дискретизации системы управления, чаще всего выбираемой исходя из максимально-допустимой частоты смены напряжения преобразователем (максимально-допустимая частота коммутации ключей). При этом для наилучшей точности рационально использовать те напряжения, которые приведут к наименьшим изменениям тока, т.е. которые разделены на один квант U . Как будет показано, при квазистатически изменяющемся задании

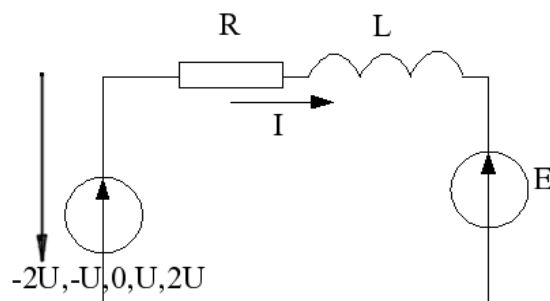


Рис. 2.2.1. Схема замещения

Напряжение 1	2U
Напряжение 2	U
Напряжение 3	0
Напряжение 4	-U
Напряжение 5	-2U

Рис.

2.2.2. Реализуемые преобразователем дискретные напряжения

между этими напряжениями (в этом диапазоне) лежит предполагаемое ЭДС нагрузки E . В дальнейшем будем называть такой диапазон *рабочим диапазоном напряжений*. Так, при любом значении E в диапазоне от 0 до U рационально для поддержания тока в релейном режиме использовать переключение между дискретными напряжениями 0, U . При этом гарантированно можно утверждать, что при подаче напряжения 0 ток I будет уменьшаться, а при напряжении U , соответственно, увеличиваться. Применение любых других уровней напряжения приведет к меньшей точности в установившемся режиме вследствие больших приращений тока за период работы релейной системы:

$$\Delta i = \frac{(U_n - E)}{L} \cdot \Delta t, \quad (3)$$

где

L – индуктивность нагрузки,

Δt – квант времени системы управления, за которое принимается решение о смене управляющего воздействия (время дискретизации).

U_n – напряжение преобразователя, которое в данном примере может принимать значения $-2U, -U, 0, U, 2U$.

Сопротивлением нагрузки R для простоты пренебрегаем. Из формулы видно, что чем больше разница между U и E , тем больше будет приращение тока за постоянное время Δt . С другой стороны, при токе, уже равном заданному, любое приращение тока является ошибкой. Потребуем, чтобы в установившемся режиме при постоянном задании приращений тока не было:

$$\Delta i_{уст} = \frac{(U_{п.жел.} - E)}{L} \cdot \Delta t = 0$$

$$U_{п.жел.} = E, \quad (4)$$

где $U_{п.жел.}$ – *желаемое напряжение преобразователя*, которое привело бы к отсутствию ошибки.

Таким образом, для отсутствия ошибки на следующем шаге при токе, равном заданному, неизменном задании и индуктивной нагрузке желательно приложить напряжение, равное ЭДС.

Так как преобразователь обладает только дискретными выходными напряжениями, в системе будет присутствовать ошибка, однако среднее напряжение за некоторое количество периодов должно приближаться к $U_{\text{п.жел.}}$.

На рис. 2.2.3 показаны токи в нагрузке относительно заданного значения при работе системы релейного поддержания тока в режиме максимального быстрогодействия при использовании напряжений $0, U(a)$ и $0, 2U(b)$. При этом частота тактирования системы управления, осуществляющей смену управляющего воздействия,

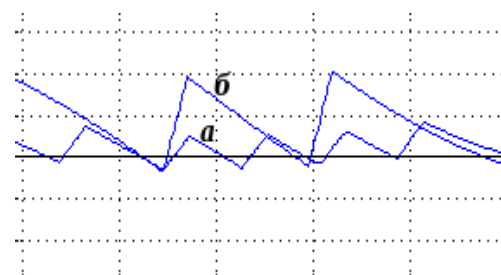


Рис. 2.2.3. Ток при работе релейной системы при использовании напряжений $0, U$ (а) и $0, 2U$ (б)

постоянна и одинакова для обоих режимов **а** и **б**. Видно, что точность, обеспечиваемая в случае (а), более желательна, а ошибка меньше, как это и следует из анализа (2.2.1). Однако для работы такого алгоритма необходима информация об ЭДС E , иначе выбор диапазона напряжений становится невозможным. Эта информация может быть получена косвенно по тем или иным критериям работы системы.

Рассмотрим возможный алгоритм определения E , основанный на анализе ошибки поддержания тока. Предположим, что значение ЭДС E априори известно и релейная система может быть запущена в начальный момент времени. В процессе работы ЭДС может измениться, что должен зафиксировать предлагаемый алгоритм. При работе в режиме максимального быстрогодействия, используя напряжения, наиболее близкие к значению ЭДС и зная параметры нагрузки (сопротивление R и индуктивность L) можно по

(2.2.1) найти максимально возможные отклонения тока от заданного, т.е. оценку максимальной ошибки по току $\Delta i_{e.оц}$:

$$\Delta i_{e.оц} = \max(\Delta i) = \max\left(\frac{(U_n - E)}{L} \cdot \Delta t\right) = \frac{U}{L} \cdot \Delta t \quad (5)$$

Данное преобразование справедливо с учетом того, что максимальная разница между напряжением преобразователя U_n и ЭДС E не превышает один квант напряжения преобразователя при нормальной работе алгоритма.

Допустим, система находилась в рабочем диапазоне напряжений $U, 2U$ (переключения происходили между этими двумя дискретными значениями), и в процессе работы ЭДС изменилась – уменьшилась ниже уровня напряжения U (рис. 2.2.4). В этом случае, согласно схеме замещения (рис. 2.2.1), приложение как напряжения U , так и $2U$ будет приводить к увеличению тока нагрузки i и, соответственно, к увеличению ошибки. Алгоритм перестанет справляться с задачей поддержания тока, и ошибка Δi_e превысит оцененную ошибку $\Delta i_{e.оц}$ в положительном направлении, как это показано на рис. 5. Как только данное превышение (переход за установленную границу) будет зафиксирован, необходимо сменить рабочий диапазон релейной системы, переходя на использование напряжений $0, U$. ЭДС будет находиться между этими напряжениями (предполагается малая динамика изменения ЭДС) и алгоритм снова сможет поддерживать заданный ток (на рис. 2.2.5 воздействие нулевым напряжением показано пунктиром).

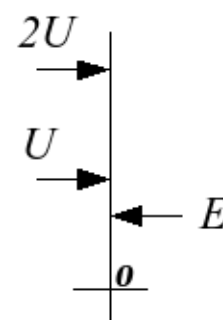


Рис. 2.2.4. ЭДС в процессе работы вышла из диапазона используемых напряжений

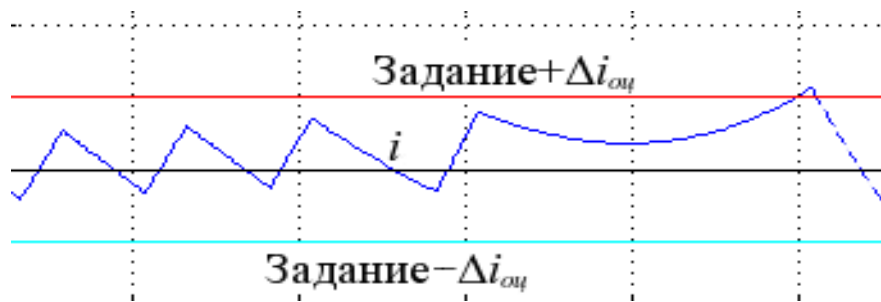


Рис. 2.2.5:

Выход за границу максимальной ошибки при понижении ЭДС

Аналогичное поведение алгоритма должно быть и при повышении ЭДС (рис. 2.2.6). Описанная логика работы распространяется на все диапазоны.

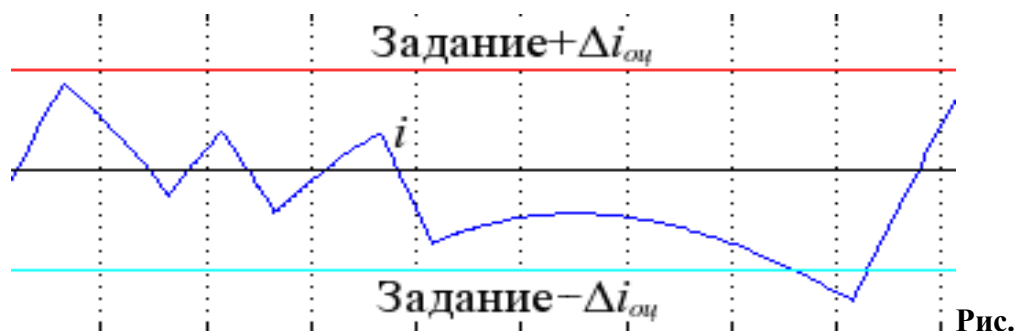


Рис.

2.2.6. Выход за границу максимальной ошибки при повышении ЭДС

Теперь рассмотрим поведение данного алгоритма при изменяющемся задании на ток. Пусть задание линейно увеличивается за время Δt на $\Delta i_{\text{зад}}$. Пусть в момент времени t поддерживаемый ток равен заданному. Тогда ошибку в момент времени $t + \Delta t$ можно определить по формуле:

$$\Delta i_e = \Delta i - \Delta i_{\text{зад}}.$$

При требовании равенства нулю ошибки:

$$\Delta i_{\text{жел}} = \Delta i_{\text{зад}},$$

где

$$\Delta i_{\text{жел}} = \frac{(U_{\text{п. жел.}} - E)}{L} \cdot \Delta t \quad \text{— желаемое приращение тока, обеспечиваемое за счет}$$

желаемого приложенного напряжения преобразователя $U_{\text{п. жел.}}$.

$$\frac{(U_{\text{п. жел.}} - E)}{L} \cdot \Delta t = \Delta i_{\text{зад}};$$

$$U_{п.жел.} = E + \frac{\Delta i_{зад} \cdot L}{\Delta t} . \quad (6)$$

Сейчас получен очень важный результат: при изменяющемся задании на ток желаемое напряжение преобразователя определяется не только ЭДС, но и дополнительной составляющей (2.2.4), которая, в общем случае, может оказаться любой, что приведет к существенному отличию E и $U_{п.жел.}$. Как уже было сказано, среднее напряжение за некоторое количество периодов работы релейной системы должно приближаться к $U_{п.жел.}$, а это значит, что рабочий диапазон должен выбираться соответственно. Таким образом, при изменяющемся задании рабочий диапазон не привязан только к уровню ЭДС, а зависит также от таких параметров, как скорость нарастания задания ($\Delta i_{зад}/\Delta t$ и индуктивности L). Причем для обеспечения этого никакой модификации алгоритма не требуется: основываясь только на токовой ошибке, его поведение не будет отличаться при изменяющемся и квазистатическом задании, все приведенные выше требования должны выполняться автоматически.

Чтобы проверить вышесказанное, проведем моделирование релейной системы с чисто индуктивной нагрузкой, нулевым ЭДС и синусоидальным заданием на ток.

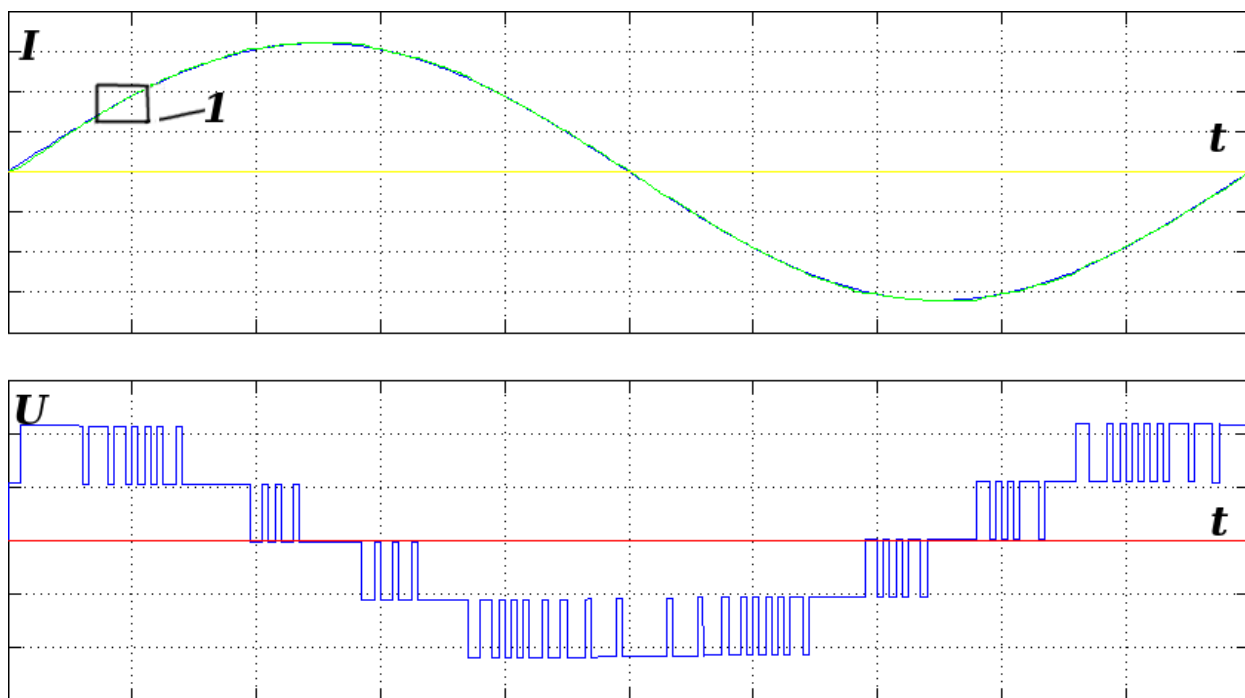


Рис. 2.2.7. Осциллограммы работы релейного алгоритма при $E=0$, $R=0$, $I_{зад}=A\sin(\omega t)$

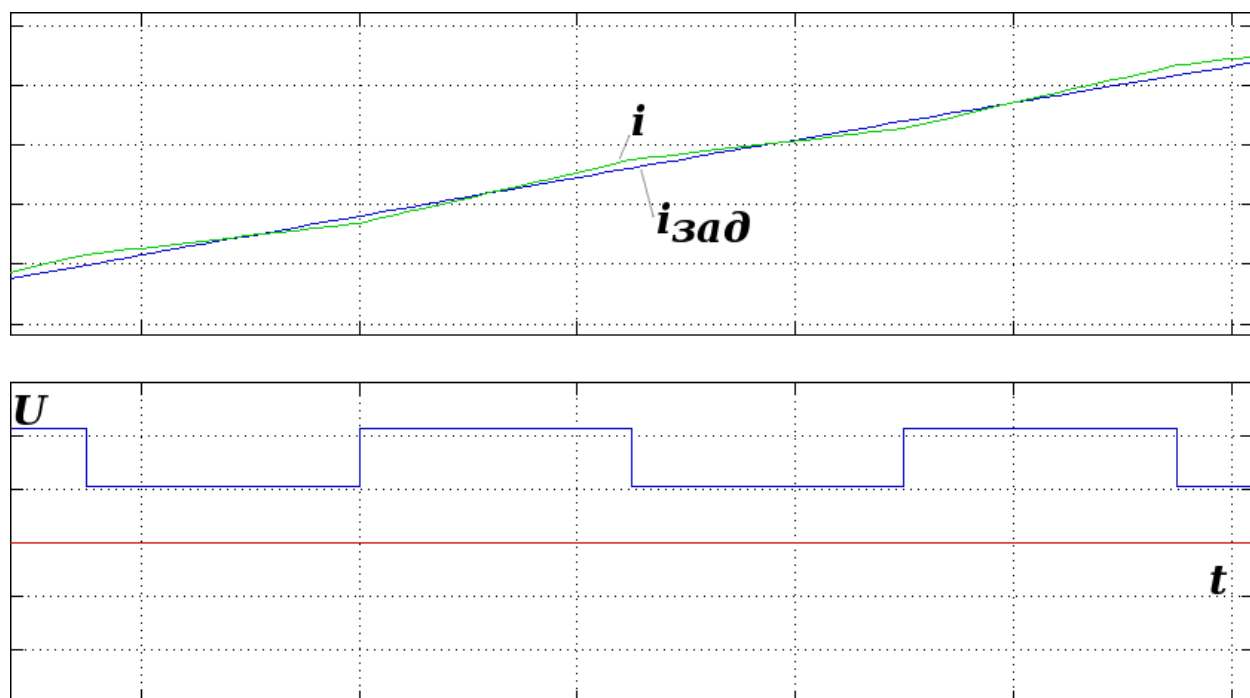
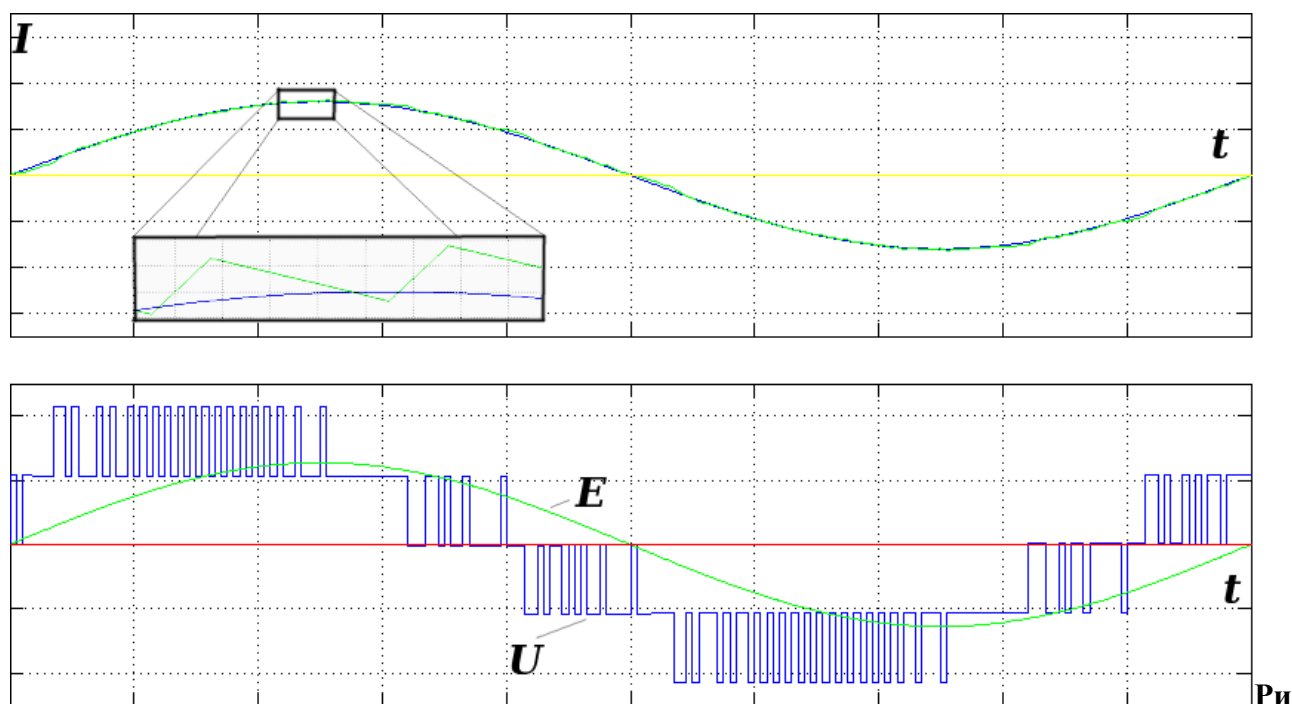


Рис. 2.2.8: Осциллограммы работы релейного алгоритма при $E=0$, $R=0$, $I_{зад}=A\sin(\omega t)$
(увеличено)

На рис. 2.2.7 показаны осциллограммы тока и напряжения при работе описываемого однофазного алгоритма. Параметры нагрузки и задание подобраны так, что несмотря на равенство нулю ЭДС, напряжение преобразователя за период тока меняется от минимального до максимального, проходя все рабочие диапазоны. На рис. 2.2.8 изменение тока показано укрупненно (масштабируемый участок показан на рис. 2.2.7).



с. 2.2.9: Осциллограммы работы релейного алгоритма при $E=A_1\sin(\omega t)$, $R=0$,
 $I_{\text{зад}}=A\sin(\omega t)$

Видно, что приложение минимального напряжения в текущем рабочем диапазоне не приводит к уменьшению тока, как это было при квазистатическом задании, однако приводит к уменьшению производной, что приводит к уменьшению ошибки. Аналогичная ситуация возможна, когда ЭДС не равна нулю (рис. 2.2.9). Рабочий диапазон выбирается в соответствии с формулой (2.2.4) и не зависит только от ЭДС. Отдельно выноской на рис. 2.2.9 показана форма тока, где задание изменяется мало

(мала производная). Она схожа с показанной на рисунках 2.2.3, 2.2.5, где задание было постоянным, как и ожидалось.

Обобщая сказанное, можно сказать, что данный алгоритм должен показывать хорошую точность поддержания тока, однако по быстродействию он будет уступать, например, режиму максимального быстродействия с использованием напряжений $-2U$, $2U$ при условии одинакового времени дискретизации системы управления. Причем с увеличением у преобразователя количества дискретных реализуемых напряжений точность будет расти, а быстродействие падать. Быстродействие в данном случае ограничивается необходимостью последовательной смены рабочих диапазонов напряжения (согласно алгоритму), а при большом их количестве это вызывает значительную задержку. Например, чтобы перейти от диапазона $-5U$, $-4U$ к $4U$, $5U$ необходимо восемь шагов. С другой стороны, учитывая конструкцию современных преобразователей на базе полупроводниковой техники, можно утверждать, что коммутационные потери при смене напряжения на один квант (например с U на $2U$) будут меньше, чем при смене на несколько квантов (например, с $-2U$ на $2U$). Поэтому предлагаемый алгоритм в какой-то степени оптимален также с точки зрения минимума коммутационных потерь. При этом, если максимальная частота дискретизации релейной системы упирается в максимально-допустимую среднюю частоту коммутаций ключей (коммутационные потери), то у данного алгоритма она может быть выше, чем у алгоритма, использующего переход сразу на несколько квантов за один такт, что устраняет проигрыш в быстродействии.

2.3. Трехфазный релейный алгоритм с переключающимися рабочими секторами

При создании алгоритма поддержания тока для трехфазной системы, работающего по релейному принципу, возникает ряд сложностей, что затрудняет его реализацию. Будем считать, что из всех возможных измерений и параметров системы доступны только значения токов фаз. Учитывая положительные качества однофазного алгоритма с переключающимися диапазонами, приведенного выше, имеет смысл применить его и в трехфазной системе. При этом необходимо решить следующие задачи:

- 1) Найти трехфазный аналог *рабочего диапазона напряжения*;
- 2) Распространить алгоритм работы в режиме максимального быстродействия на пространственную область;
- 3) Найти условия, при которых рабочий диапазон должен меняться (слежение за ЭДС).

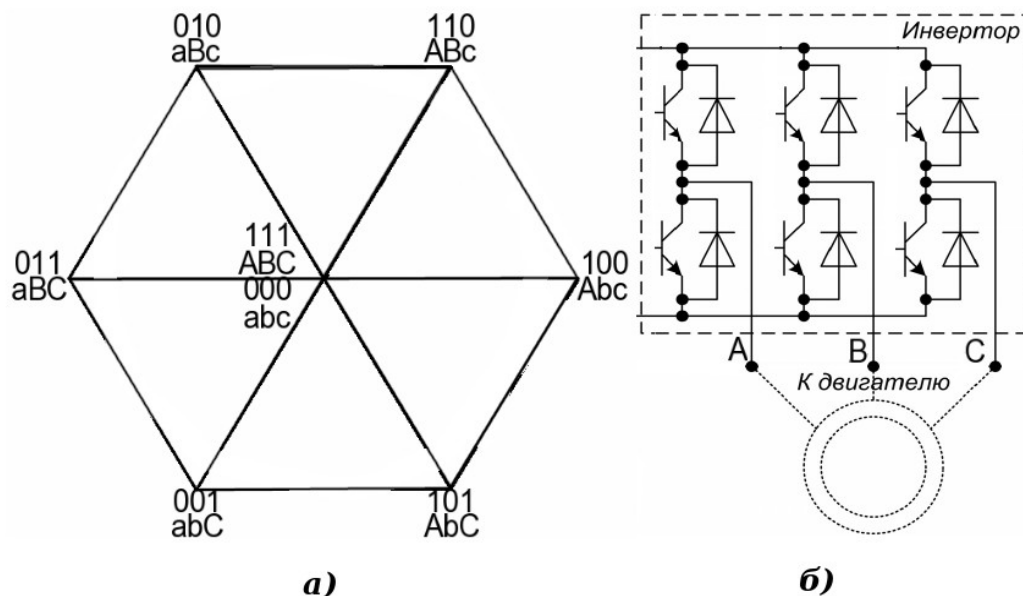


Рис. 2.3.1. а - Базовые вектора инвертора; б - трехфазный шестиключевой инвертор

Так как наиболее простой схемой трехфазного преобразователя является с шестиключевой инвертор напряжения (рис. 2.2.1, б), при составлении алгоритма будем основываться на тех базовых векторах напряжения, которые достижимы в такой схеме. Расположим все эти вектора на координатной плоскости, получив разбиение на шесть секторов (рис. 2.2.1, а). Положим, что аналогом рабочего диапазона напряжения однофазного алгоритма в трехфазном является *рабочий сектор*. Действительно, в однофазном случае рабочий диапазон представлял из себя диапазон значений напряжений, лежащих между двумя ближайшими дискретными значениями напряжения преобразователя. В пространственном же случае таких значений напряжения три – базовые вектора, образующие сектор. Как и в однофазном случае, будем полагать, что ЭДС нагрузки E в нормальном режиме работы и квазистатическом изменении задания лежит внутри рабочего сектора. При несоблюдении этих условий рабочий сектор должен быть сменен.

Ожидается, что поведение трехфазного алгоритма при изменяющемся задании должно быть аналогично поведению однофазного – ЭДС может не

находиться в рабочем секторе при определенных параметрах нагрузки и задания тока. Рассмотрим наиболее простой случай с квазистатически изменяющимся заданием, так как синтез алгоритма в общем случае довольно сложен.

Оценим влияние воздействия прикладываемого напряжения на поддерживаемый ток. Учитывая возможность эквивалентирования трехфазной и двухфазной систем, покажем на примере двухфазной системы, что вектор приращения тока на одном периоде квантования системы управления сонаправлен с вектором напряжения $\Delta \vec{U}$, равном

$$\Delta \vec{U} = \vec{U}_n - \vec{E},$$

где

\vec{U}_n – вектор напряжения преобразователя.

\vec{E} – вектор ЭДС нагрузки.

Схема замещения одной фазы может быть принята такой, как на рис. 2.3.1.

Векторная диаграмма с произвольно заданными E , U_n , I в осях α , β приведена на рис. 2.3.2. Пренебрегая сопротивлением R , по (2.2.1) можно записать:

$$\Delta I_\alpha = \frac{(U_{n.\alpha} - E_\alpha)}{L_\alpha} \cdot \Delta t = \frac{\Delta U_\alpha}{L_\alpha} \cdot \Delta t,$$

$$\Delta I_\beta = \frac{(U_{n.\beta} - E_\beta)}{L_\beta} \cdot \Delta t = \frac{\Delta U_\beta}{L_\beta} \cdot \Delta t.$$

При

$$L_\alpha = L_\beta$$

$$\Theta = \text{atan} \left(\frac{\Delta I_\alpha}{\Delta I_\beta} \right) = \text{atan} \left(\frac{\Delta U_\alpha}{\Delta U_\beta} \right),$$

где угол Θ , обозначенный на рис.

2.3.2, показывает сонаправленность векторов $\Delta \vec{U}$ и $\Delta \vec{I}$.

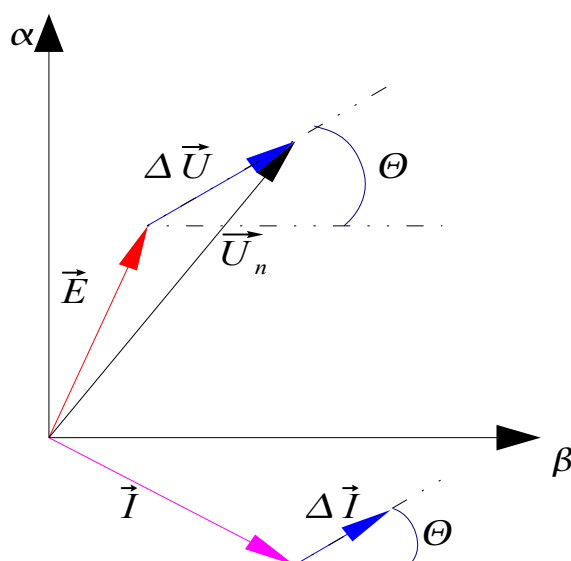


Рис. 2.3.2. Векторная диаграмма двухфазной системы в осях α , β

Рассмотрим воздействия, которые могут быть оказаны на поддерживаемый ток в трехфазной системе. На рис. 2.3.3 изображены произвольные E, I , выделен рабочий сектор и базовые вектора напряжений инвертора, которые могут быть приложены в этом секторе: 111(000), 010, 110. В соответствии с тремя возможными направлениями $\Delta \vec{U}$ можно показать три возможных направления изменения тока I , (обозначены на рисунке, $\Delta \vec{I}$). Необходимо заметить, что вектор изменения тока $\Delta \vec{I}$ никак не связан с самим вектором тока и зависит только от векторов напряжения и ЭДС. Также важно то, что угол между двумя соседними векторами $\Delta \vec{I}$ не может превышать 180° при любом расположении вектора ЭДС внутри рабочего сектора. Это значит, что система управления в среднем может оказывать воздействие на регулируемый ток в любом направлении, используя только напряжения одного рабочего сектора.

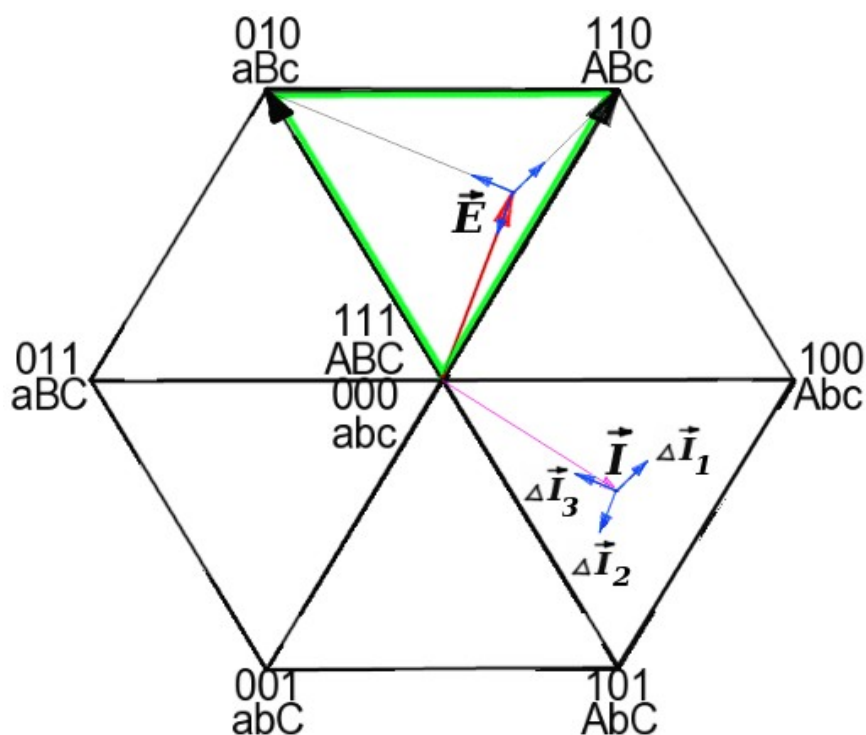


Рис. 2.3.3. Возможные воздействия на поддерживаемый ток

При изменяющемся задании на ток на место ЭДС встает желаемое напряжение преобразователя $U_{п.жел.}$, а вместо $\Delta \vec{I}$ необходимо оперировать разницей векторов $\Delta \vec{I}$ и изменения задания $\Delta \vec{I}_{зад}$.

Предсказать точный вектор изменения $\Delta \vec{I}$, даже пренебрегая погрешностями, можно только зная точное значение вектора ЭДС \vec{E} . Однако, по аналогии с однофазным алгоритмом поддержания тока, имеется лишь та информация, что вектор ЭДС (или $U_{п.жел.}$ при изменяющемся задании) находится внутри рабочего сектора, а точное значение его неизвестно. В связи с этим предлагается принять какое-то среднее значение ЭДС ($U_{п.жел.}$) для всего рабочего сектора, относительно которого будет рассчитываться предполагаемое направление вектора $\Delta \vec{I}$, а также оценить погрешность в определении этого направления.

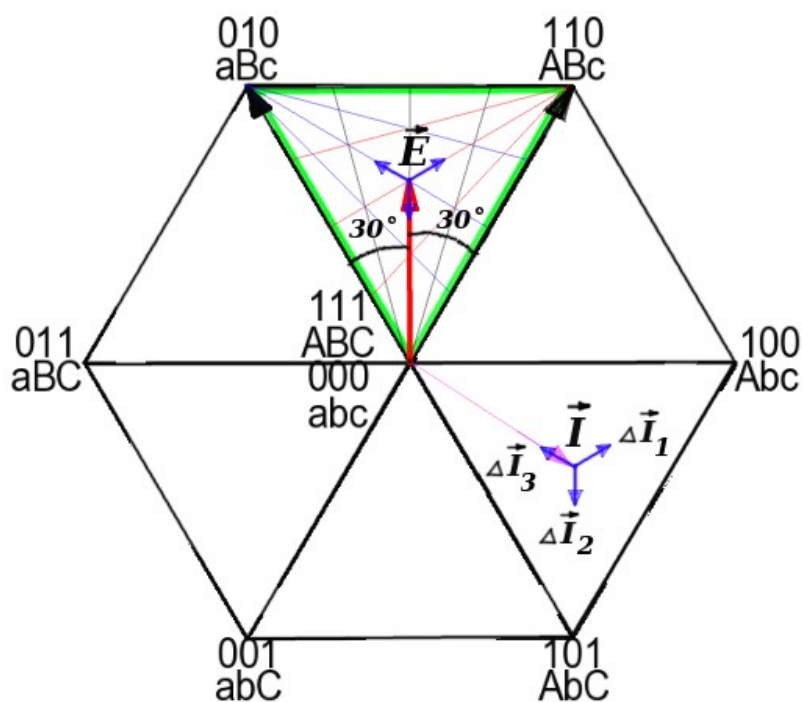


Рис. 2.3.4: Определение среднего вектора ЭДС для сектора

На рис. 2.3.4 линиями внутри сектора показаны возможные направления $\Delta \vec{U}$ ($\Delta \vec{I}$) для каждого из базовых векторов, образующих сектор, при различных значениях вектора ЭДС. "Средним направлением" изменения тока для каждого из базовых векторов является биссектриса соответствующего угла.

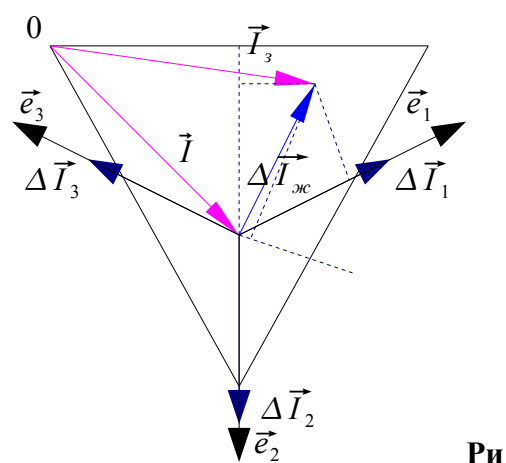
Биссектрисы пересекаются в одной точке, в которую и направим вектор средней ЭДС для рабочего сектора. При этом видно, что погрешность определения направления $\Delta \vec{I}$ с этим допущением не превышает $\pm 30^\circ$, что приемлемо для релейной системы подобного типа.

Теперь необходимо определить, какое из трех доступных воздействий на ток необходимо создать, чтобы наилучшим образом скомпенсировать присутствующую ошибку по току, т.е. разницу между заданным и текущим значениями тока:

$$\Delta \vec{I}_E = -\Delta \vec{I}_{жс} = \Delta \vec{I}_3 - \Delta \vec{I}.$$

Вектор $\Delta \vec{I}_{жс}$ является обратным вектору ошибки $\Delta \vec{I}_E$ и представляет собой желаемое воздействие на систему, которое бы привело к полной компенсации ошибки.

На рис. 2.3.5 показаны данные вектора, а также доступные воздействия на ток $\Delta \vec{I}_1, \Delta \vec{I}_2, \Delta \vec{I}_3$. Вектор $\Delta \vec{I}_{жс}$ можно разложить по координатам, образованным векторами $\Delta \vec{I}_1, \Delta \vec{I}_2, \Delta \vec{I}_3$ (обозначим данные оси координат \vec{e}_1, \vec{e}_2 и \vec{e}_3 соответственно), получив проекции по каждому из направлений (на рисунке показаны лишь пунктирные линии проецирования). Далее выбор становится очевиден: необходимо приложить тот вектор воздействия, по которому проекция максимальна и положительна. Подобный расчет и выбор воздействия должен осуществляться на каждом такте системы управления Δt .



с. 2.3.5. К определению ошибки по току и выбору воздействия

Данный алгоритм схож с алгоритмом максимального быстродействия для однофазной системы, для него не требуется никаких априорных знаний о параметрах нагрузки, выбора токовых коридоров, настройки и т.п., кроме знания сектора, в котором находится вектор ЭДС.

Для полноценного функционирования описываемой релейной системы осталось определить условия смены рабочего сектора (слежение за ЭДС). Как

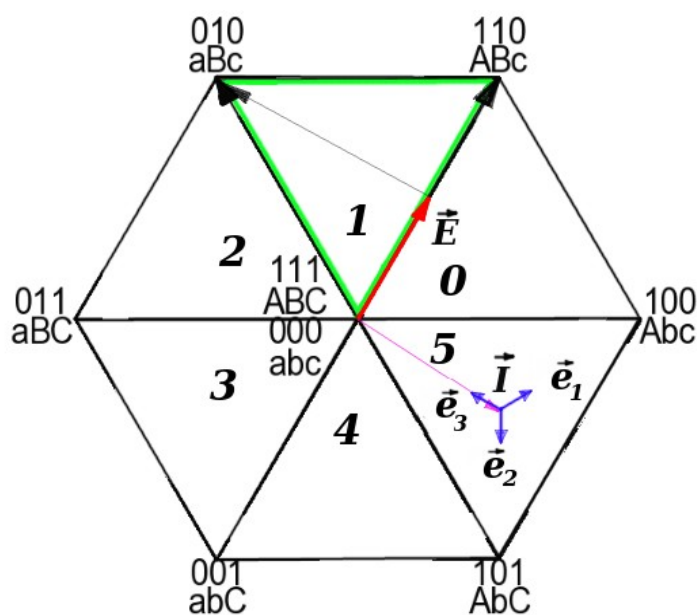


Рис. 2.3.6. К определению смены рабочего сектора

и в однофазном случае, сделаем это на основе анализа ошибки по току. На рис. 2.3.6 показано значение ЭДС, которое приведет к наибольшей токовой ошибке по оси \vec{e}_3 . Это аналог оценки максимальной ошибки для однофазной системы, которая рассчитывалась по (2.2.2). В данном же случае

$$\Delta i_{ou} = \frac{\Delta U}{L} \cdot \Delta t = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{U_{n.max}}{L} \cdot \Delta t, \quad (7)$$

где

ΔU – амплитуда вектора $\Delta \vec{U}$, обозначенного на рис. 2.3.6.

$U_{n.max}$ – максимальная амплитуда напряжения преобразователя (амплитуда базового вектора).

При переходе вектора ЭДС из рабочего сектора 1 (обозначен на рис. 2.3.6) в сектор 0 проекция ошибки $\Delta \vec{I}_E$ по оси \vec{e}_3 превысит Δi_{ou} . Это должно служить сигналом для

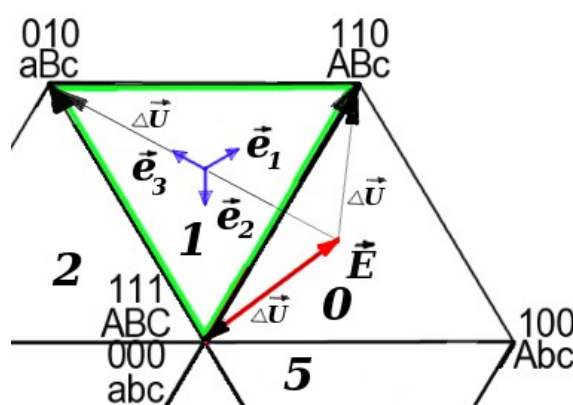


Рис. 2.3.7. К определению проекции ошибки

смены рабочего сектора с 1 на 0. Превышение границы максимальной ошибки именно по этой координате связано с тем, что при ЭДС, находящейся в секторе 0, отсутствуют вектора $\Delta \vec{U}$, проекции которых на данную ось координат отрицательны, т.е. привели бы к компенсации ошибки по этой оси (см. рис. 2.3.7.). Аналогично, из анализа ошибки по оси \vec{e}_1 можно сформировать условие для перехода из сектора 1 в сектор 2. Что касательно оси \vec{e}_2 , то в данном случае отсутствует сектор, расположенный "выше" сектора 1, и переключение туда невозможно. Действительно, значительная ошибка по данной оси говорит о том, что текущий ток меньше заданного и требуется значительное повышение напряжения по противоположному направлению, т.е. "вверх", которое ограничено максимально-допустимым для данного типа инвертора.

Однако все меняется при переходе к многоуровневой схеме. Базовые вектора трехуровневой инвертора показаны на рис. 2.3.8.

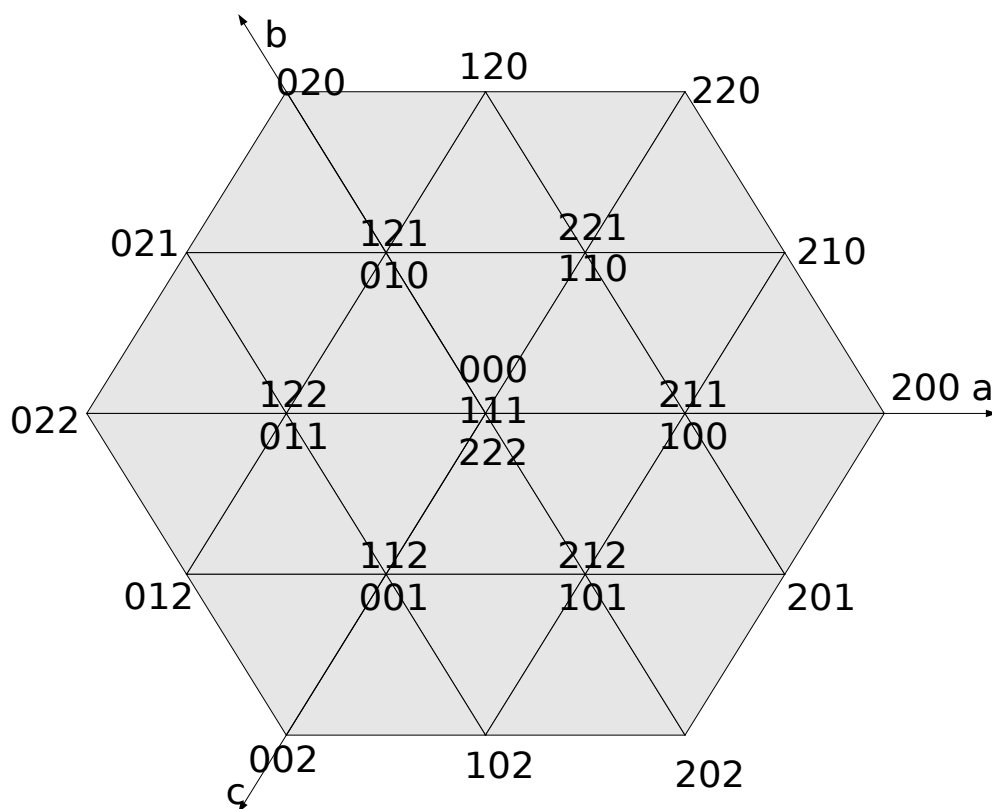


Рис. 2.3.8. Базовые вектора, реализуемые в трехуровневой схеме

Применяя полученный алгоритм к такой схеме, в некоторых подсекторах становятся возможны переходы по ошибке каждой из осей \vec{e}_1 , \vec{e}_2 , \vec{e}_3 . На рис. 2.3.9. схематично показаны возможные направления смены рабочего подсектора на примере двух секторов.

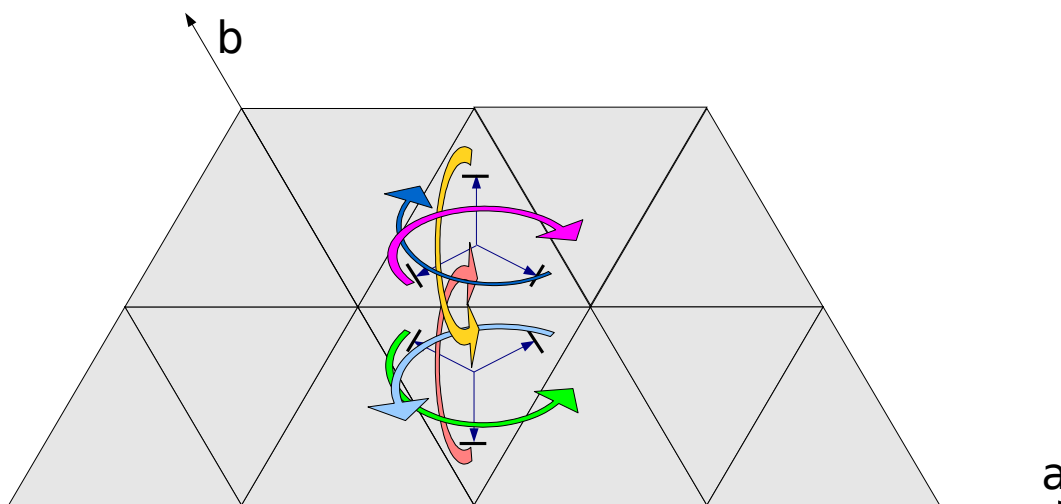


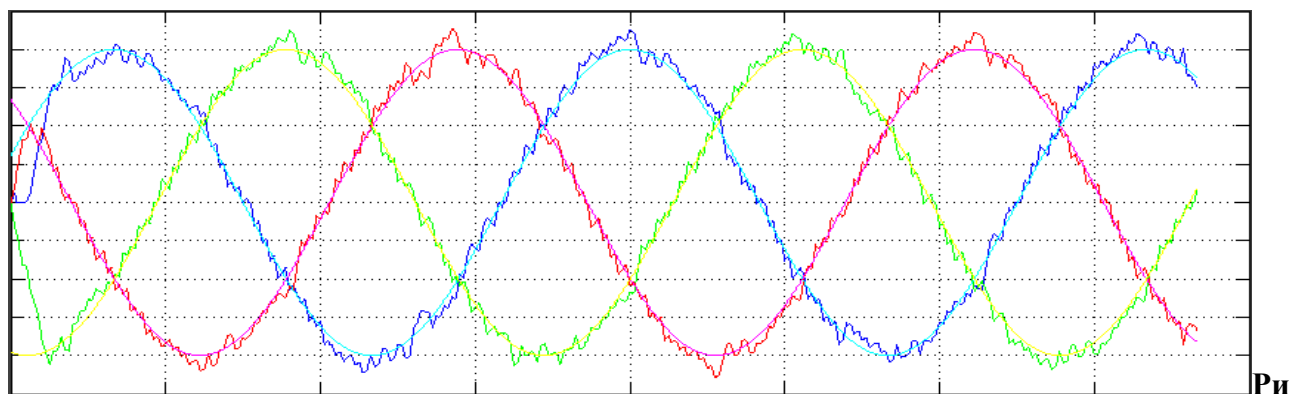
Рис. 2.3.9. Возможные направления смены рабочего сектора в многоуровневой схеме

Резюмируя сказанное, можно заключить, что все все задачи, поставленные в начале работы решены. Найден трехфазный аналог рабочего диапазона напряжения – рабочий сектор (подсектор), синтезирован алгоритм максимального быстродействия в пространственной области векторов напряжений и найдены условия для смены рабочего сектора. Дополнительно показано преимущество применения такого алгоритма в многоуровневом инверторе, где он может быть реализован весь его потенциал. При этом в данном трехфазном алгоритме должны сохраняться все преимущества рассмотренного однофазного.

Однако есть и нерешенные вопросы. Так, оперируя базовыми векторами напряжения, остался вне поля зрения вопрос о коммутации конкретных ключей, а это важно, так как от выбора способа переключения напрямую зависят потери инвертора. Данный алгоритм подразумевает возможность любой смены векторов внутри рабочего сектора, но один и тот

же вектор может быть реализован различным состоянием ключей. Если в шестиключевом инверторе такой вектор только нулевой (111 или 000), то в многоуровневой схеме выбор значительно больше. Очевидно, что наиболее желательно делать переходы между векторами с наименьшим количеством коммутаций. Однако простой алгоритм, который позволил бы дать ответ, какие конкретно ключи при заданном переходе необходимо коммутировать, в настоящее время не синтезирован. В наиболее простом случае шестиключевого инвертора все переходы можно заложить табличным способом, что позволяет перейти к моделированию данного алгоритма в среде MATLAB®, чтобы дать предварительные оценки.

На рис. 2.3.10 изображены токи фаз шестиключевого инвертора, поддерживаемые описываемым алгоритмом релейной системы. На рис. 2.3.11 – токи фаз, поддерживаемые релейным алгоритмом с отдельным регулированием фаз, где регулятор тока каждой фазы работает в режиме максимально быстрого действия. При этом период дискретизации у обоих алгоритмов был одинаков, а динамические потери в инверторе во втором случае оказались на 50% выше. Параметры нагрузки: $R=0,02\text{ Ом}$; $L=0,21\text{ мГн}$.



с. 2.3.10. Токи фаз, поддерживаемые описываемым алгоритмом релейной системы

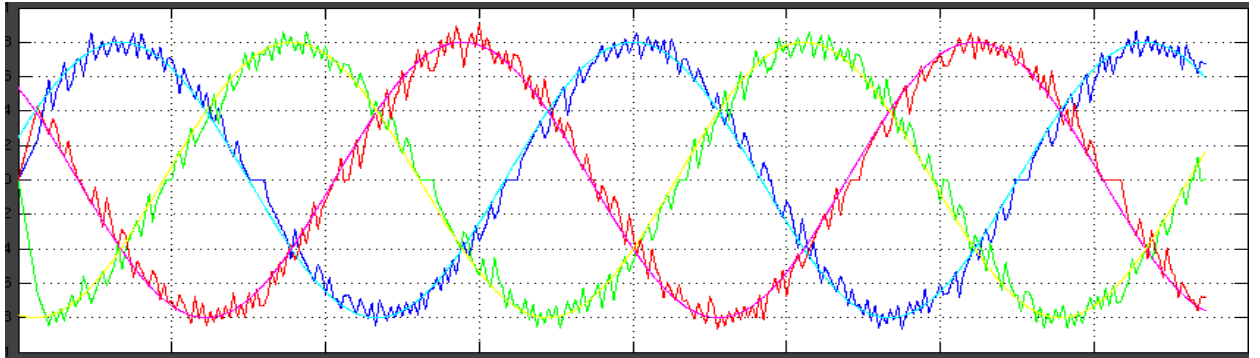


Рис. 2.3.11. Токи фаз, поддерживаемые релейным алгоритмом с отдельным регулированием фаз

Промоделируем также систему с такими параметрами, чтобы был заметен фазовый сдвиг между напряжением преобразователя и ЭДС. Т.е. чтобы рабочий сектор отличался от сектора, в котором находится ЭДС. Так как нет возможности изобразить на бумаге изменение векторной диаграммы во времени, что дало бы полное представление о работе системы, представим осциллограмму фазных напряжения (U_{ϕ}), тока (I_{ϕ}) и ЭДС (E_{ϕ}) (рис. 2.3.12). На ней хорошо виден фазовый сдвиг между U_{ϕ} и E_{ϕ} , при этом алгоритм работал стабильно без какой-либо модификации, что подтверждает аналогию между однофазной и трехфазной реализациями.

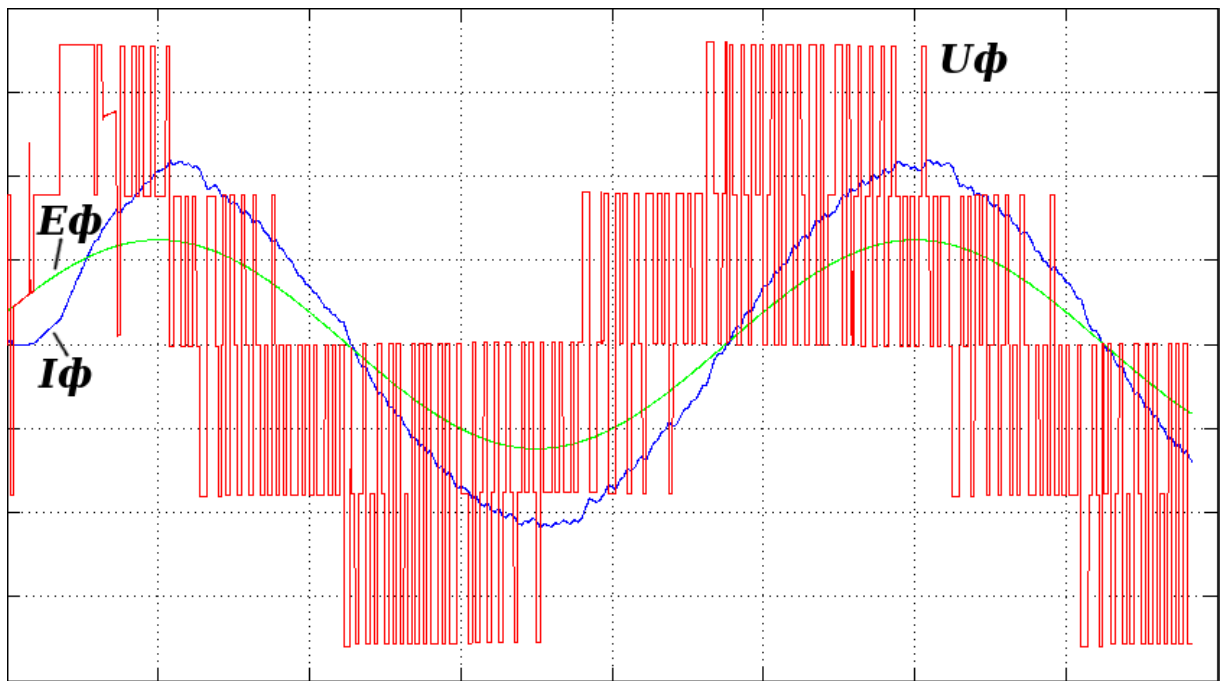


Рис. 2.3.12: Осциллограмма фазных напряжений (U_ϕ), тока (I_ϕ) и ЭДС (E_ϕ)

Программная реализация данного алгоритма для многоуровневого инвертора сталкивается с некоторыми трудностями, связанными с составлением логических таблиц для смены рабочего подсектора, однако никаких принципиальных преград на пути синтеза такого ПО нет.

2.4. Применение однофазного релейного алгоритма при раздельном регулировании тока фаз

Алгоритм, описанный в разделе 2.2, удобно применить отдельно для каждой фазы многоуровневого инвертора, косвенно регулируя при этом сам вектор тока. Для каждой фазы можно выделить два диапазона напряжения:

$0 - U$;

$U - 2U$.

На рис. 2.4.1 показана структура алгоритма. Данная система управления дискретная и должна рассчитываться с максимальной частотой, допустимой для коммутации IGBT ключа.

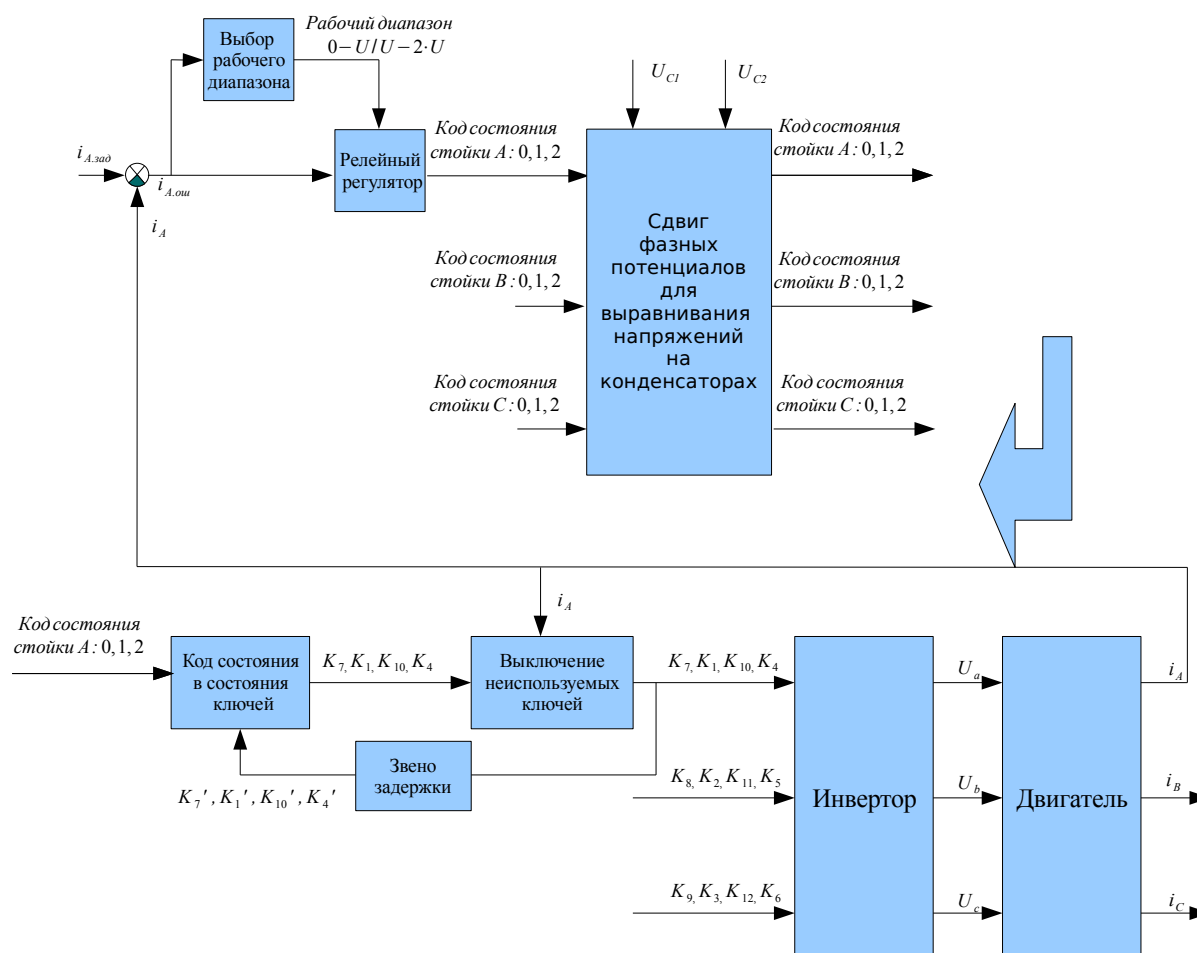


Рис. 2.4.1. Структура однофазного релейного алгоритма с переключающимися диапазонами напряжения при раздельном регулировании тока фаз

Рассмотрим элементы, которые участвуют в регулировании тока фазы А. Задание на фазный ток поступает на вход $i_{A.зад}$. После вычитания из него текущего фазного тока получившийся сигнал ошибки $i_{A.ош}$ поступает на блок выбора рабочего диапазона. В этом блоке происходит сравнение ошибки с некоторой уставкой, и при превышении этой уставки диапазон меняется, как это описано в разделе 2.2. В данном случае существует два диапазона: $0-U$, $U-2U$ (в кодах состояния стойки $0-1$, $1-2$). Так же сигнал ошибки поступает на релейный регулятор, который, работая на выбранном диапазоне в режиме

максимального быстродействия, образует задание на конкретное состояние стойки в данный момент. Аналогично работают регуляторы для остальных двух фаз.

Выходы всех регуляторов собираются на блок сдвига фазных потенциалов для целей выравнивания напряжений на конденсаторах. Как было показано в разделе 1.6.1, потенциалы всех стоек можно сдвинуть на один и тот же уровень без изменения разности потенциалов. В данном случае это означает, что к кодам состояния стойки можно прибавить одно и тоже число. Так, если состояние стоек инвертора кодировалось как 011, можно поднять его на один уровень вверх, т.е., прибавив единицу, получить эквивалентное по фазному напряжению состояние 122. Аналогично производится сдвиг "вниз". Сказанное можно проверить по рис. 1.1.3, на котором видно вектора напряжения, соответствующие этим состояниям а также тот факт, что эти вектора используют разные конденсаторы. Таким образом, независимо от того, какие значения кодов состояния стоек выдали отдельные регуляторы фаз, их можно синхронно сдвигать "вверх" или "вниз", сменяя используемый конденсатор. Очевидно, ограничением здесь выступает только минимальный (0) и максимальный (2) возможный код состояния стойки, который не должен быть превышен для каждой из фаз.

С блока сдвига фазных потенциалов коды состояния каждой стойки преобразуются в коды состояния конкретных ключей стоек. Так, для каждого ключа $K1$, $K2$, $K3$ и т.п. определяется, закрыт он или открыт. После этого состояния ключей попадают на блок, отменяющий включение некоторых ключей, если по ним не будет протекать ток (блок выключения неиспользуемых ключей). Если по датчику тока фазы было определено, что ток "втекает в фазу," то верхние ключи открывать не имеет смысла: вместо них ток будет протекать по обратным диодам (см. рис. 1.1.2). Аналогично, для обратного направления тока отменяется включение нижних ключей.

Полученные после этого блока состояния ключей передаются непосредственно инвертору напряжения.

В ходе объяснения не была затронута одна обратная связь, присутствующая на структурной схеме и идущая с выхода блока выключения неиспользуемых ключей и подающаяся через звено задержки в 1 такт на блок, переводящий код состояния стойки в коды состояния ключей, т.е. включающий ключи. В процессе работы данной системы могут происходить любые изменения как состояний ключей, так и направлений фазных токов, что может привести к ситуации, когда, например, после включенного состояния верхних ключей на следующем такте включаются нижние. Такая ситуация недопустима, так как в отсутствии аппаратного разделения фронтов включения и отключения ключей "мертвым временем" (см. [1]) это приведет к сквозному току и возможной аварии. Для предотвращения этой ситуации включение ключей производится только в том случае, если комплиментарные им ключи на предыдущем такте были выключены. Состояние ключей на предыдущем такте блок получает со звена задержки z^{-1} . Если состояние ключа кодируется в двоичном коде и единица соответствует включенному состоянию, а ноль выключенному, то можно упростить процедуру проверки, включая ключ инверсией от состояния комплиментарного ключа. Например, если требуется включить ключ K1, то он будет включаться выражением

$$K1 = \overline{K4_{пред.}}$$

Аналогично с остальными ключами. Такой подход должен полностью защитить от возникновения ситуаций протекания сквозного тока.

При реализации данной структуры на практике может возникнуть проблема, связанная с некорректной работой системы вблизи перехода тока фазы через ноль. Шум АЦП, наличие смещения нуля, погрешность датчика тока могут привести к некорректной работе блока, производящего отключение неиспользуемых ключей. Данный эффект может проявляться как

в виде колебательного процесса вблизи смены знака тока, так и в виде "заморозки" состояния какой-либо фазы в случае наличия смещения нуля измеряемого тока фазы. Вследствие этого рекомендуется полностью отключать данный блок вблизи нулевых токов фазы, а защиту от сквозного тока в этом случае берет на себя рассмотренный ранее специальный алгоритм включения ключей. Конечно, такой подход приведет к дополнительным постоянным задержкам при включении ключей, поэтому "мертвую зону" функционирования блока желательно делать уже, для этого применять подстройку смещения нуля перед включением, производить точную настройку датчиков тока и т.п.

2.5. Применение алгоритмов нечеткой логики при отдельном регулировании тока фаз

Отдельное регулирование токов в фазах можно осуществить также на основе правил нечеткой логики. На рис. 2.5.1 показана структура алгоритма.

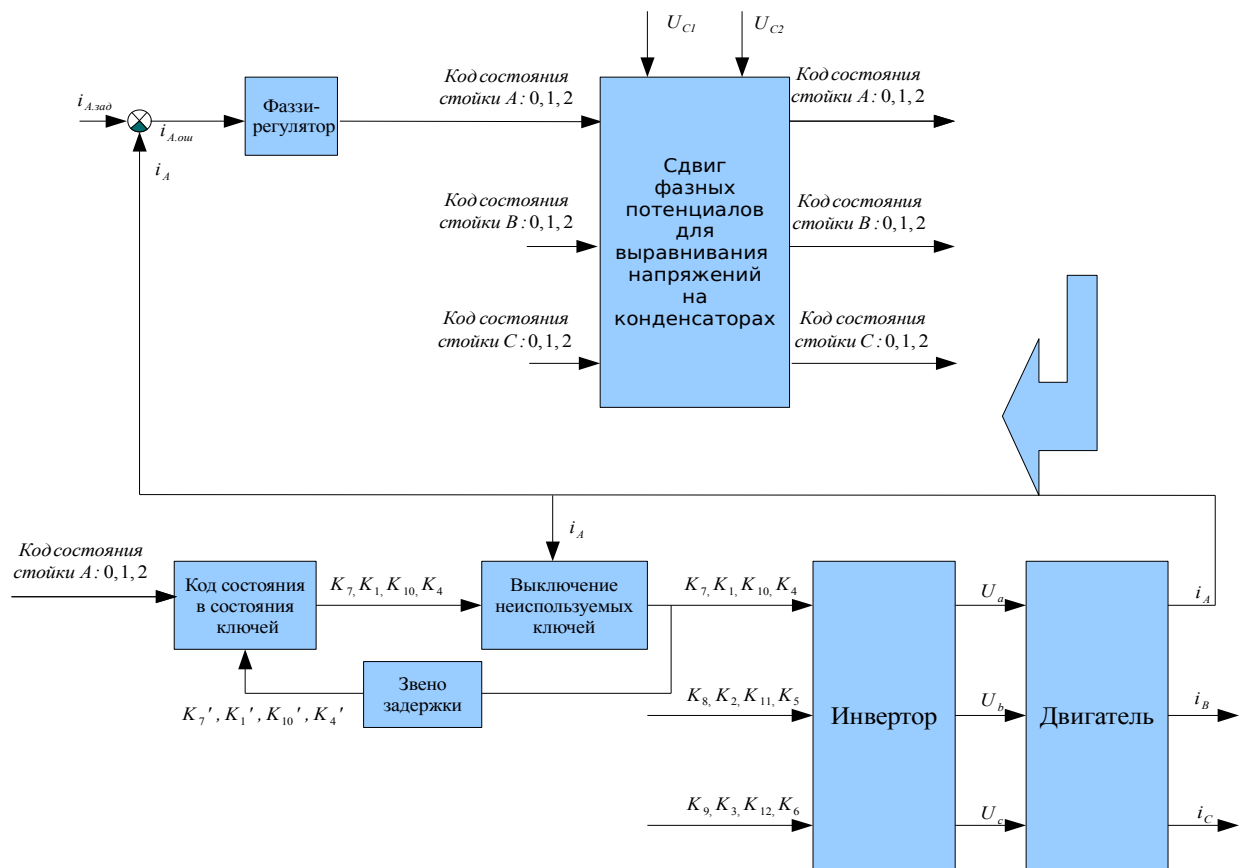


Рис. 2.5.1. Структура релейного алгоритма с использованием фаззи-логики при раздельном регулировании тока фаз

Отличие от структуры, показанной на рис. 2.4.1, заключается лишь в замене регулятора с переключаемым рабочим диапазоном на фаззи-регулятор. Используем простейший одномерный фаззи-регулятор. В целях фаззификации разобьем значение переменной ошибки $i_{A.ош}$ на термы используя следующие диапазоны:

МАЛО: $i_{A.ош} < -I_{норма}$;

НОРМА: $-I_{норма} \leq i_{A.ош} \leq I_{норма}$;

МНОГО: $i_{A.ош} > I_{норма}$.

$I_{норма}$ в данном случае – настраиваемая уставка.

Используем следующие правила:

ЕСЛИ значение ошибки="МАЛО", ТО

КОД СОСТОЯНИЯ СТОЙКИ=2.

ЕСЛИ значение ошибки="НОРМА", ТО

КОД СОСТОЯНИЯ СТОЙКИ=1.

ЕСЛИ значение ошибки="МНОГО", ТО

КОД СОСТОЯНИЯ СТОЙКИ=0.

Сказать определенно, как будет вести себя такой алгоритм с трехфазной нагрузкой можно лишь после моделирования или испытания на макете преобразователя. Однако априори можно предположить, что алгоритм сможет обеспечивать ошибку по току в большинстве случаев лишь на границе термов МАЛО и НОРМА, либо на границе НОРМА и МНОГО, т.е. $\pm I_{норма}$. Наиболее желаемый результат, а именно нахождение ошибки внутри терма НОРМА возможно лишь в случае равенства ЭДС фазы двигателя напряжению фазы инвертора при коде состояния стойки, равном 1 (НОРМА). При невыполнении данного условия ток в фазе будет меняться, а ошибка стремиться к верхней или нижней границе терма НОРМА.

Сужать диапазон терма НОРМА можно только до определенных пределов, при котором не происходит прямого перехода из терма МАЛО в терм МНОГО и обратно. Иначе код состояния стойки будет меняться в последовательности 0->2->0->2, минуя код состояния 1, что сведет трехуровневый инвертор к двухуровневому, теряя все преимущества первого.

2.6. Использование квантованных по уровню ПИ-регуляторов

Целью построения релейной системы поддержания тока является увеличение полосы пропускания контура тока, улучшение его динамических характеристик. Основной некомпенсируемой постоянной времени в контуре тока при использовании ПИ-регуляторов и ШИМ

является постоянной времени, эквивалентирующая задержку на период ШИМ. Все остальные задержки и инерционности в системе (АЦП, датчики тока, время коммутации ключей), как правило, гораздо меньше. Увеличивать частоту ШИМ можно лишь до некоторого предела, определяемого через максимальную частоту коммутаций ключей. Для еще большего увеличения быстродействия предлагается отказаться от ШИМ модуляции, реализуя вместо требуемого регуляторами токов пространственного вектора напряжения ближайший из базовых векторов инвертора. Таким образом, регуляторы оказываются квантованными по уровню. Так как для реализации базового вектора инвертора не требуется коммутаций (требуется только при смене базовых векторов), то задержку на включение необходимого вектора можно уменьшить ШИМ при неизменной частоте коммутаций.

На рис. 2.6.1 показана структура классической замкнутой по току системы с ПИ-регуляторами в подвижных осях, где:

РТ_x, РТ_y – ПИ-регуляторы токов;

БКП₁, БКП₂ – блоки координатных преобразований;

ЗИ – задатчик интенсивности;

$i_{sx_зад}^*$ – задание на ток по оси X.

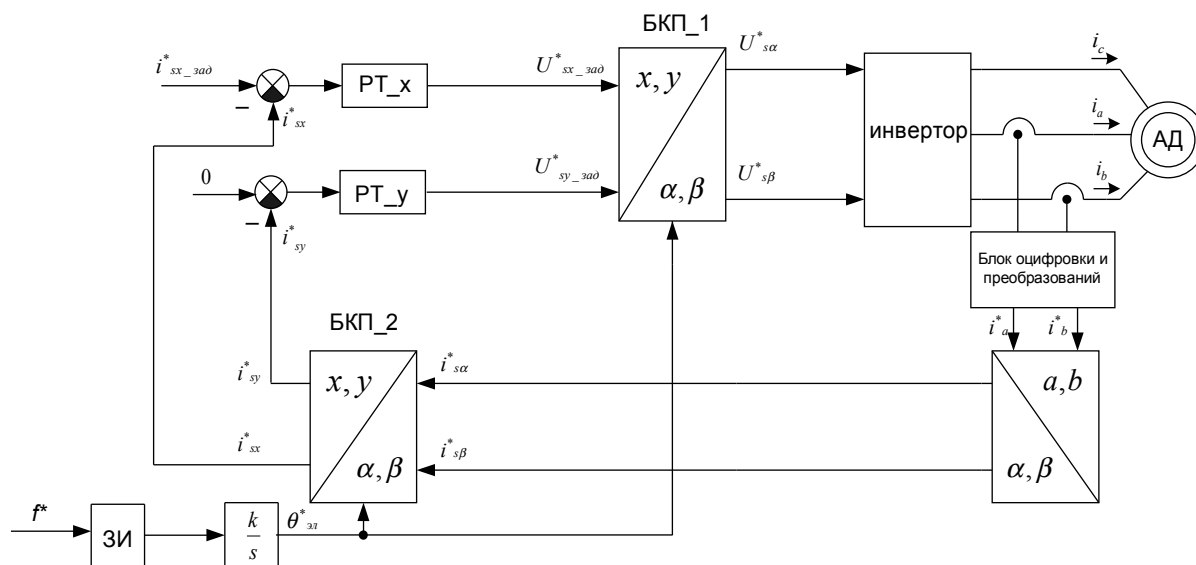


Рис. 2.6.1. Структура классической замкнутой по току системы с ПИ-регуляторами в подвижных осях

Измеренное значение токов фаз двигателя i_a^* , i_b^* поступает на вход блока фазных преобразований, переводящий токи из трехфазной системы координат в двухфазную в декартовых координатах α , β . Токи i_a^* , i_b^* поступают на блок координатных преобразований, поворачивающих систему координат на угол θ , получая систему координат x, y . Токи i_x^* , i_y^* поступают на ПИ-регуляторы токов, выходы которых после обратного координатного преобразования (поворот в обратную сторону на угол θ) заводятся на инвертор напряжения. Задание на амплитуду тока подается на один из регуляторов, в данном случае на регулятор тока оси x . Таким образом, регуляторы держат постоянный ток согласно заданию $i_{sx_зад}^*$, но так как система координат x, y , в которой находятся регуляторы, вращается, то вращается и результирующий вектор тока в осях a, b, c , связанных с фазами двигателя. Установка регуляторов тока во вращающихся осях позволяет исключить статическую ошибку, которая присутствовала бы, если бы регуляторы располагались в осях α, β , а на их вход подавалось бы синусоидальное задание.

В классической замкнутой по току системе задания напряжения U_{sa}^* и $U_{s\beta}^*$ по осям a и β подаются на инвертор напряжения, реализующий получившийся вектор при помощи ШИМ. В данном же случае вместо этого предлагается выбрать ближайший базовый вектор.

Например, U – заданный регуляторами вектор напряжения в текущий момент (рис. 2.6.2). Очевидно, что ближайшими к нему являются вектора, определяемые кодами состояния инвертора 211 и 100, поэтому вместо вектора U будет включен один из них. Выбор будет произведен из условия использования того или иного конденсатора.

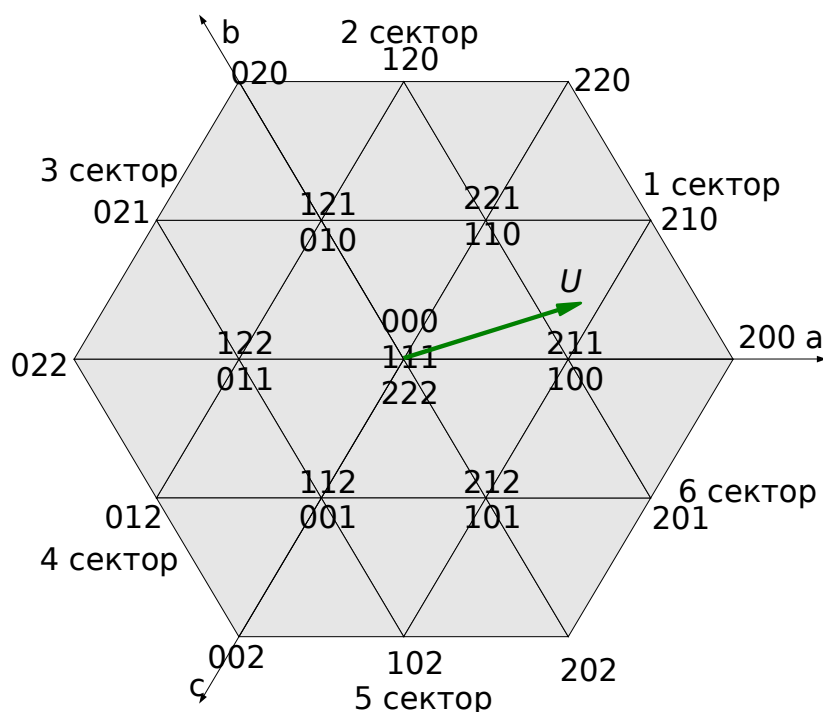


Рис. 2.6.2: Пример выбора ближайшего базового вектора

Для алгоритмического определения ближайшего базового вектора проще всего использовать уже готовый модуль векторной ШИМ, рассчитывая скважности трех ближайших базовых векторов, как это делалось в главе 1. Максимальная из этих скважностей и будет соответствовать тому вектору, который необходимо включить. Также скважности можно рассчитать и из

уставок сравнения $СМР1^* - СМР6^*$, определив затем из них же конкретные состояния ключей, которые необходимо установить. Например, для ситуации, показанной на рис. 1.4.1, легко определить, что вектор 200 занимает наибольший по времени интервал, при этом состояния всех ключей для реализации этого вектора также известны.

Для упрощения алгоритма при достаточной полосе пропускания можно исключить блоки БКП_1 и БКП_2, задавая непосредственно требуемые токи в осях α, β . Тогда при отработке синусоидального задания сравнительно высокой частоты может стать заметной статическая ошибка.

2.7. Моделирование и сравнительный анализ различных алгоритмов прямого токового управления

В данном разделе приводятся результаты моделирования следующих алгоритмов прямого токового управления:

1. Однофазного релейного алгоритма при раздельном регулировании тока фаз
2. Алгоритма, использующего нечеткую логику при раздельном регулировании тока фаз
3. Классического замкнутого контура тока с ПИ-регуляторами, потенциально обладающего большим быстродействием за счет их квантованности

Для краткости в дальнейшем будем использовать приведенную выше нумерацию, ссылаясь на тот или иной алгоритм.

Для моделирования выбраны следующие параметры нагрузки:

Амплитудный ток задания: $I=280\text{A}$

Частота тока: 50Гц и 300Гц

$$R=0,02\text{Ом}$$

$$L=0,21\text{мГн}$$

$$\text{Амплитудное ЭДС } E=0,7U_{DC}$$

$$\cos(\varphi)=1,0$$

Частота дискретизации принята

$$f_d = 40\text{кГц.}$$

Так как на практике всегда имеет место запаздывание между моментом измерения тока и моментом выдачи управляющего сигнала на ключи, то имеет смысл учесть это запаздывание при моделировании. Его величина зависит от скорости преобразования АЦП и, главным образом, от длительности расчета (сложности) релейного алгоритма. В любом случае, запаздывание не должно превышать период дискретизации системы, т.е.

$$T_{з.мах}=1/f_d - \text{максимально-допустимое запаздывание в контуре.}$$

С другой стороны, введение в модель запаздывания может затруднить анализ правильности работы того или иного алгоритма. Поэтому моделирование будет проводиться как с учетом запаздывания, так и без него. Более того, после введения задержек производится перенастройка регуляторов: границ диапазонов, уставок, коэффициентов ПИ-регулятора. Как наиболее худший случай будет использоваться максимально-допустимая задержка $T_{з.мах}$.

Ниже приведены осциллограммы, полученные при моделировании. На верхней осциллограмме рисунка приведены фазные токи – три синусоидальных задания и три текущих значения токов. Пуск системы производится в нулевой момент времени, что позволяет судить также о качестве переходного процесса. Далее идет диаграмма, на которой можно увидеть состояния всех двенадцати ключей, где "0" соответствует

отключенному состоянию, а "1" включенному. Последним следует график коммутационных потерь: сумма мгновенных коммутационных потерь по всем ключам, пропущенная через инерционное звено.

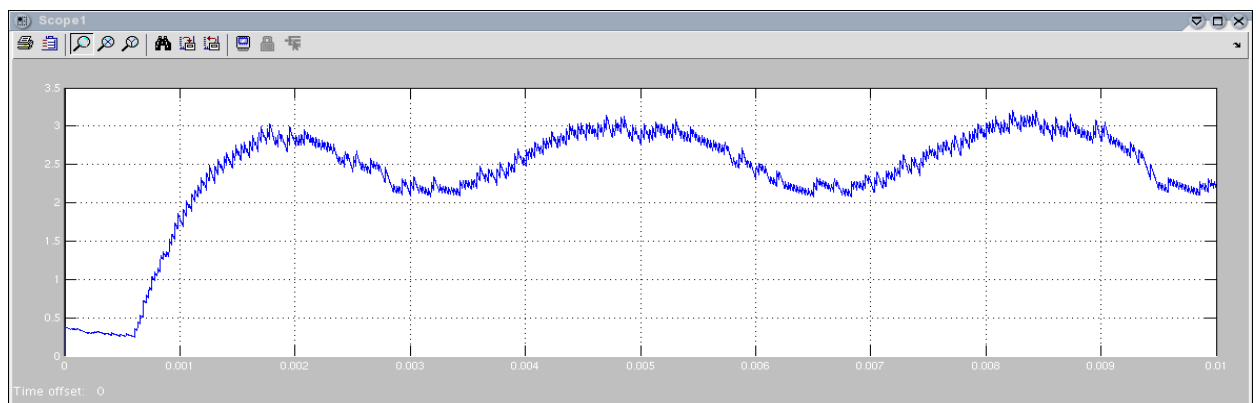
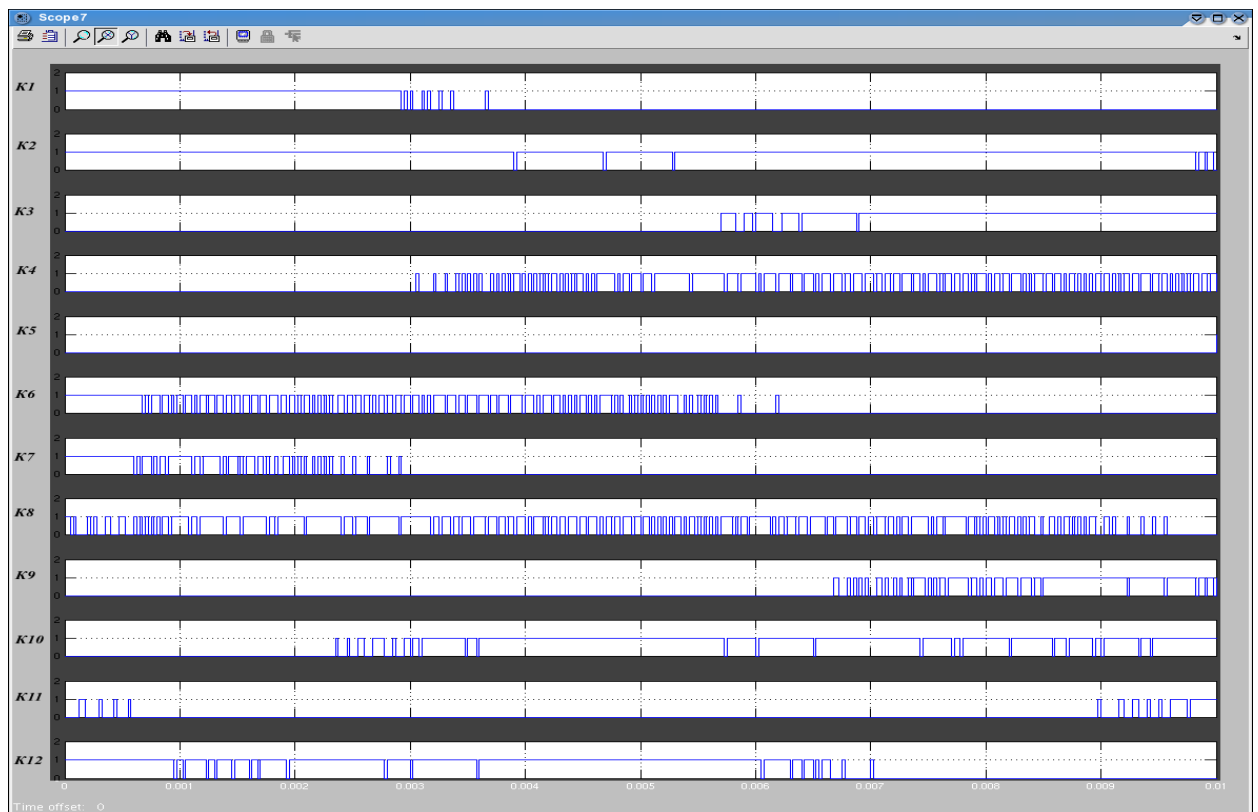
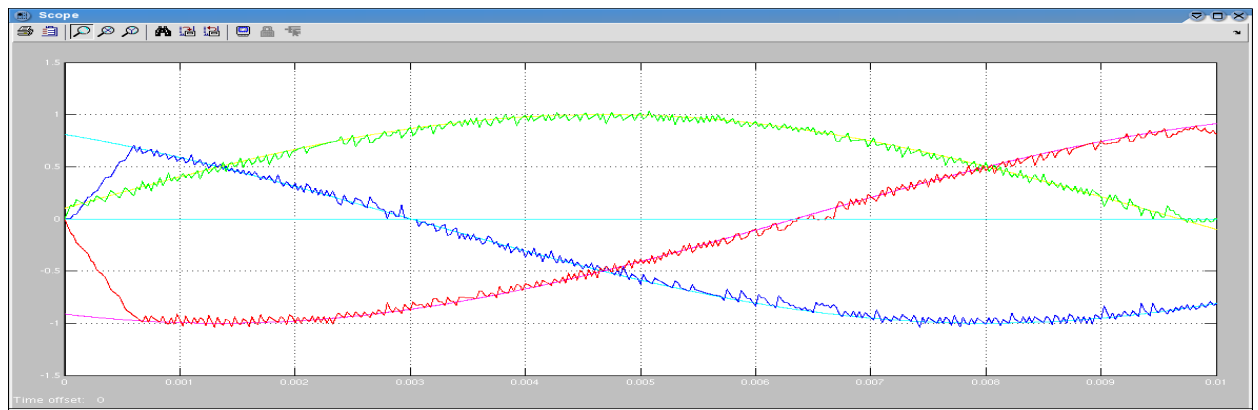


Рис. 2.7.1: Осц. алгоритм №1, 50Гц, без задержки включения

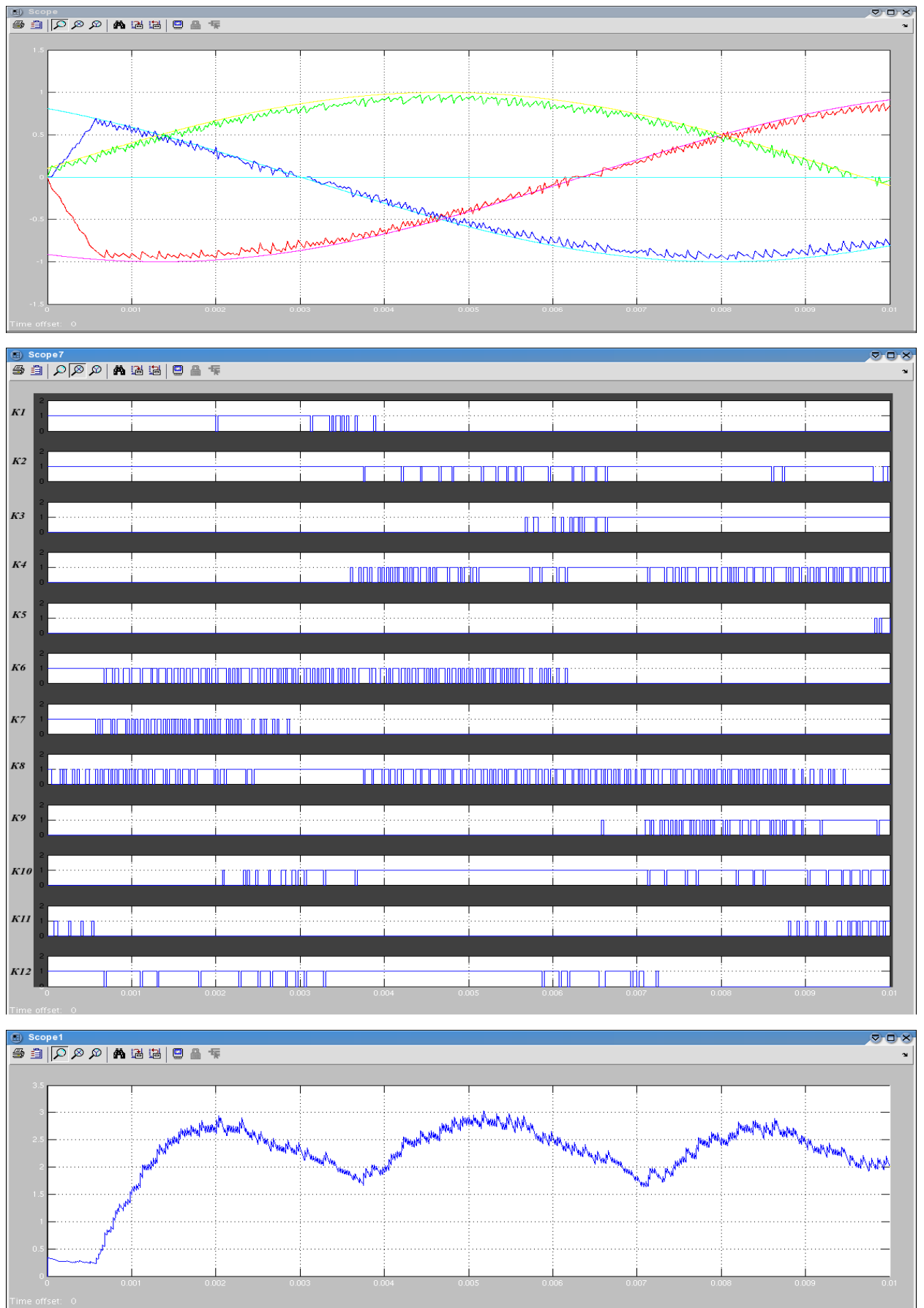


Рис. 2.7.2: Осц. алгоритм №2, 50Гц, без задержки включения

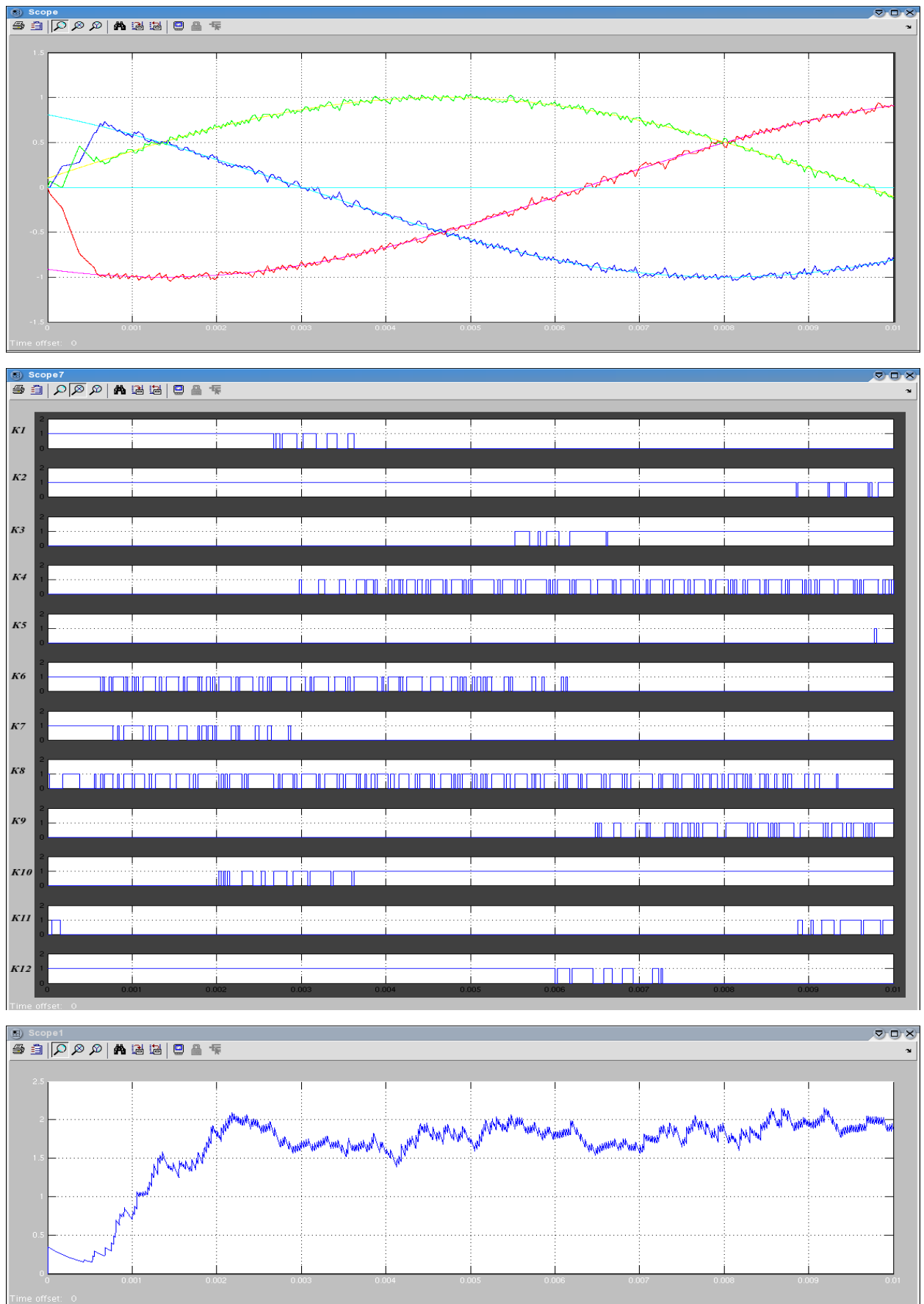


Рис. 2.7.3: Осц. алгоритм №3, 50Гц, без задержки включения

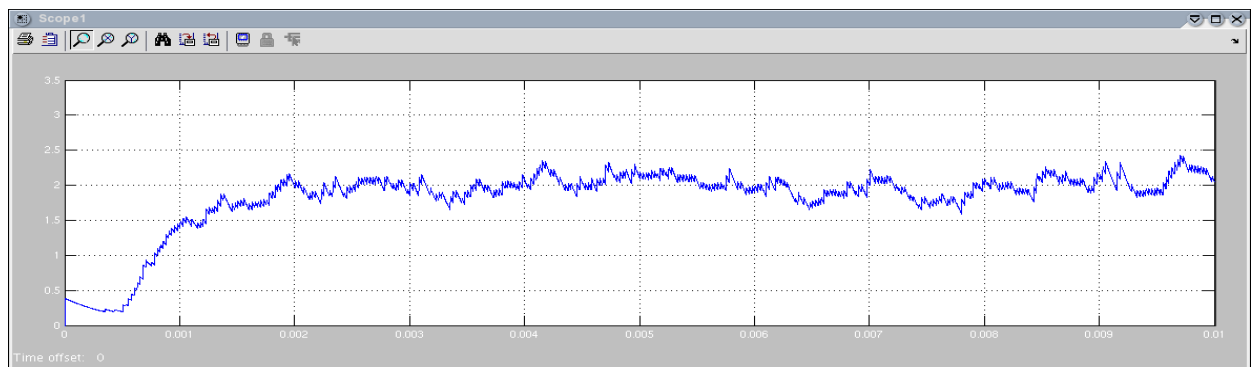
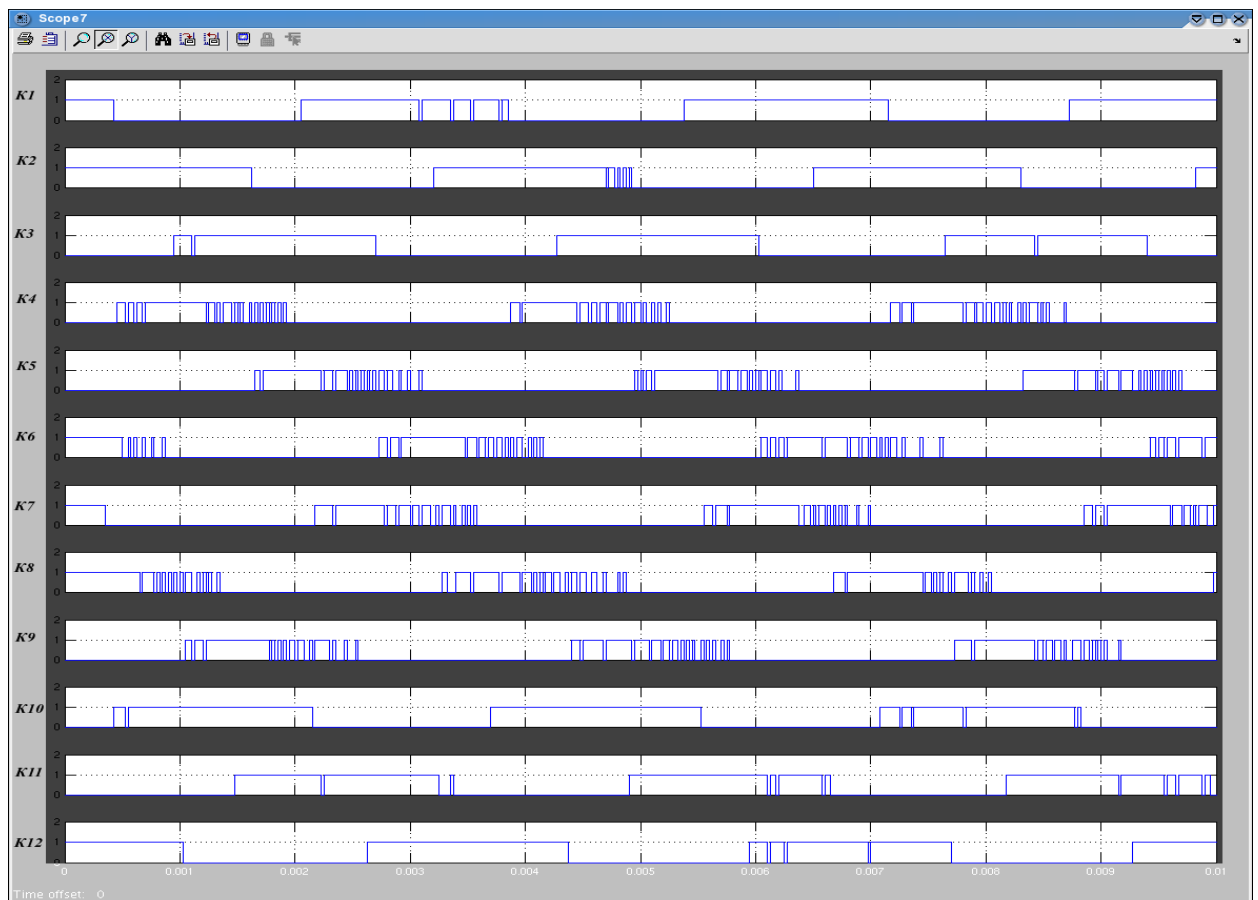
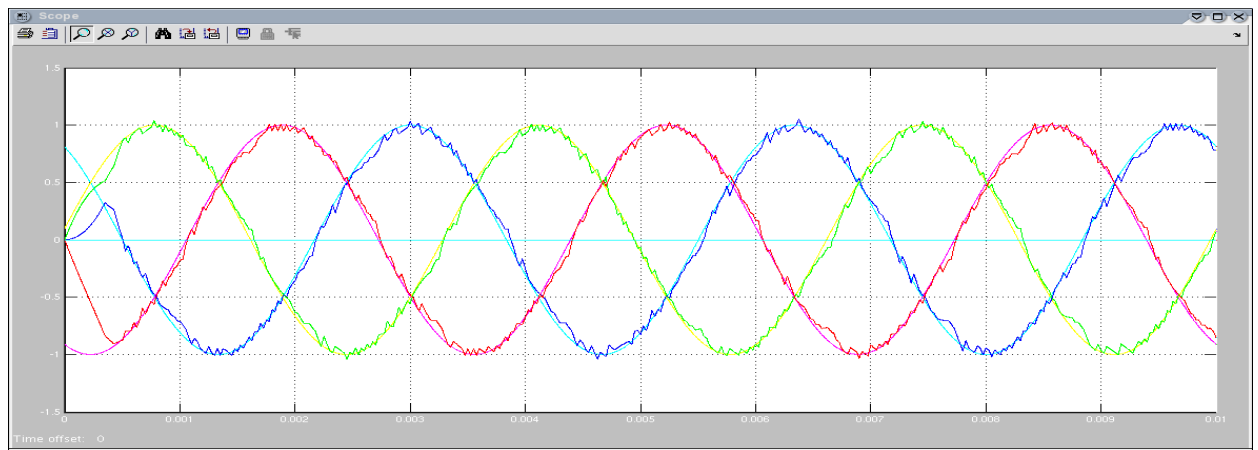


Рис. 2.7.4: Осц. алгоритм №1, 300Гц, без задержки включения

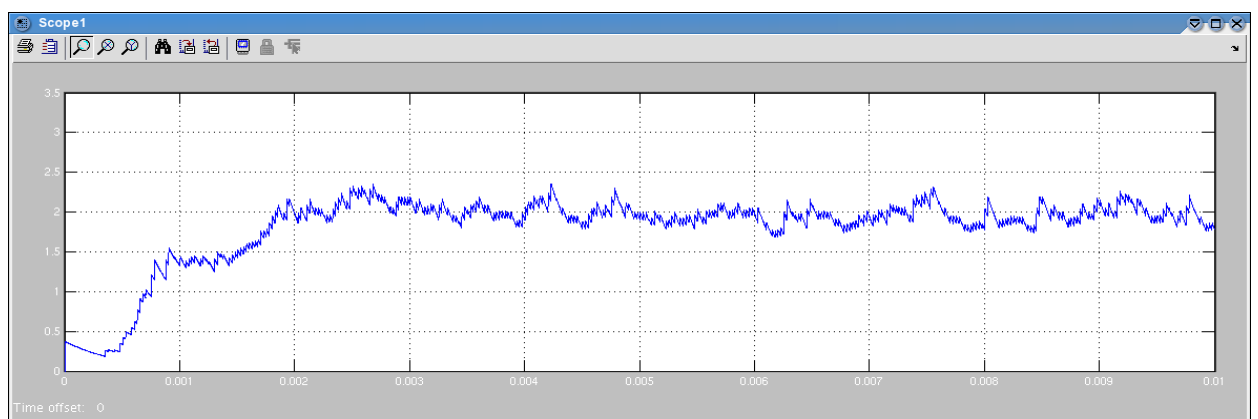
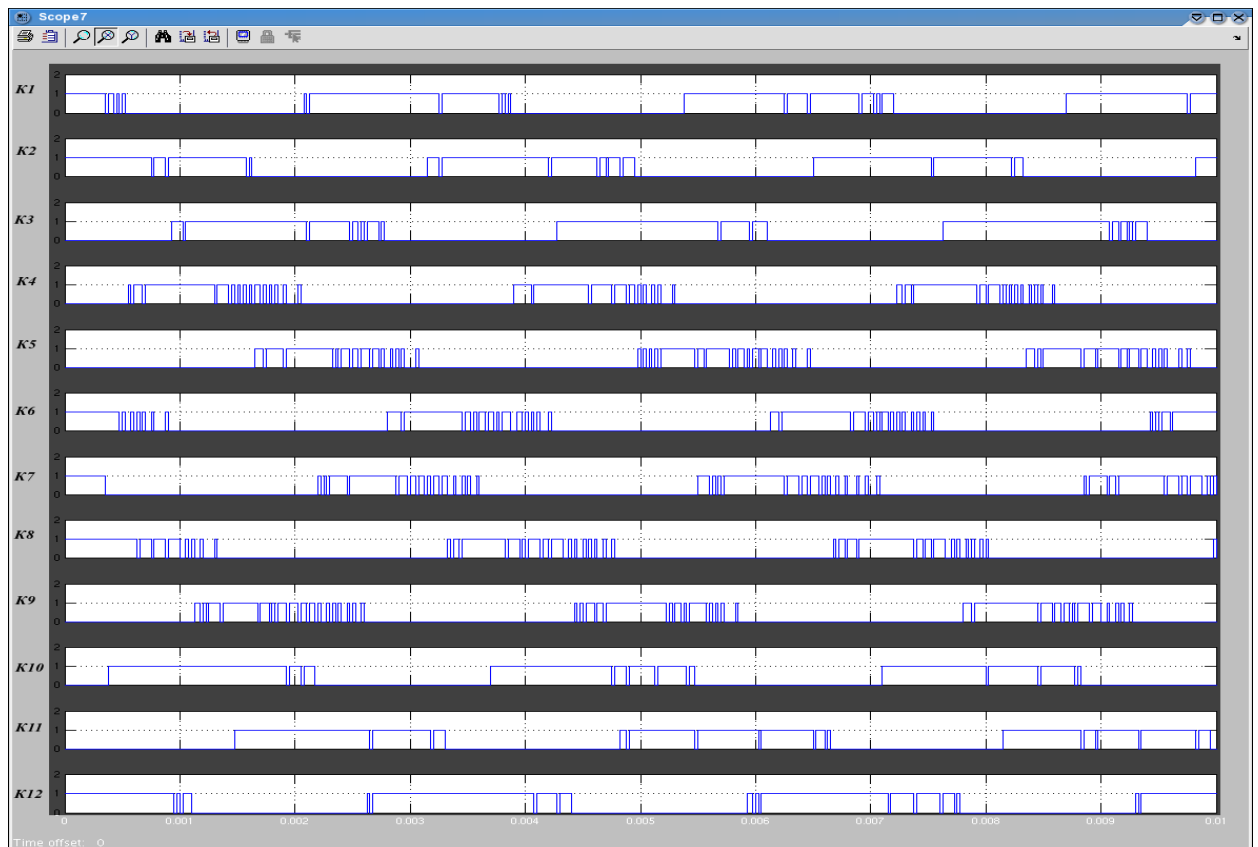
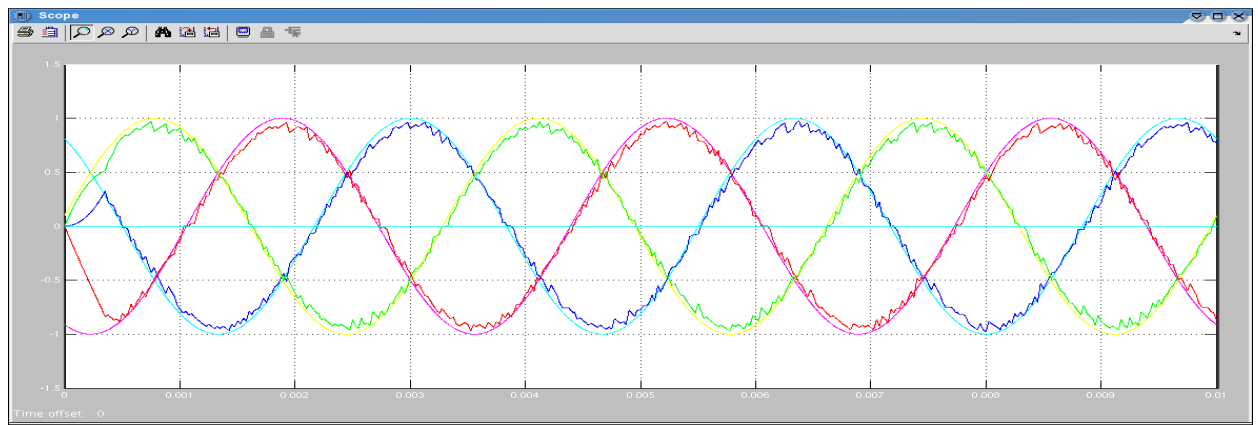


Рис. 2.7.5: Осц. алгоритм №2, 300Гц, без задержки включения

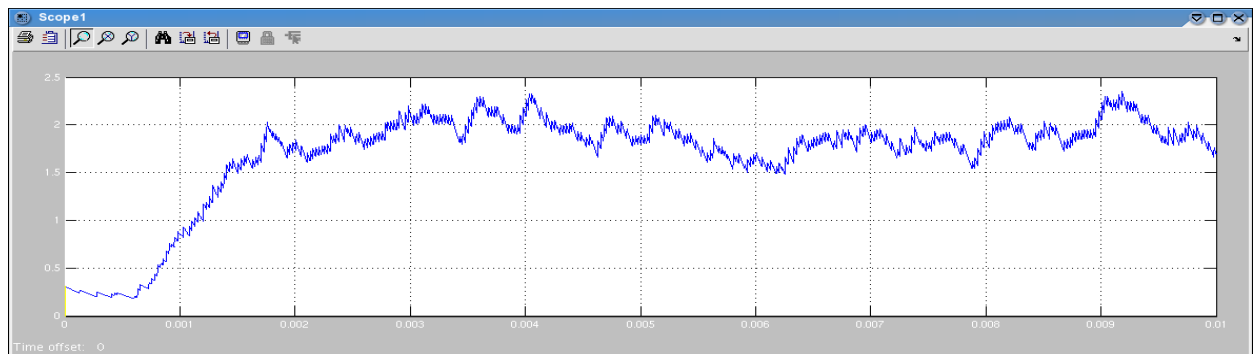
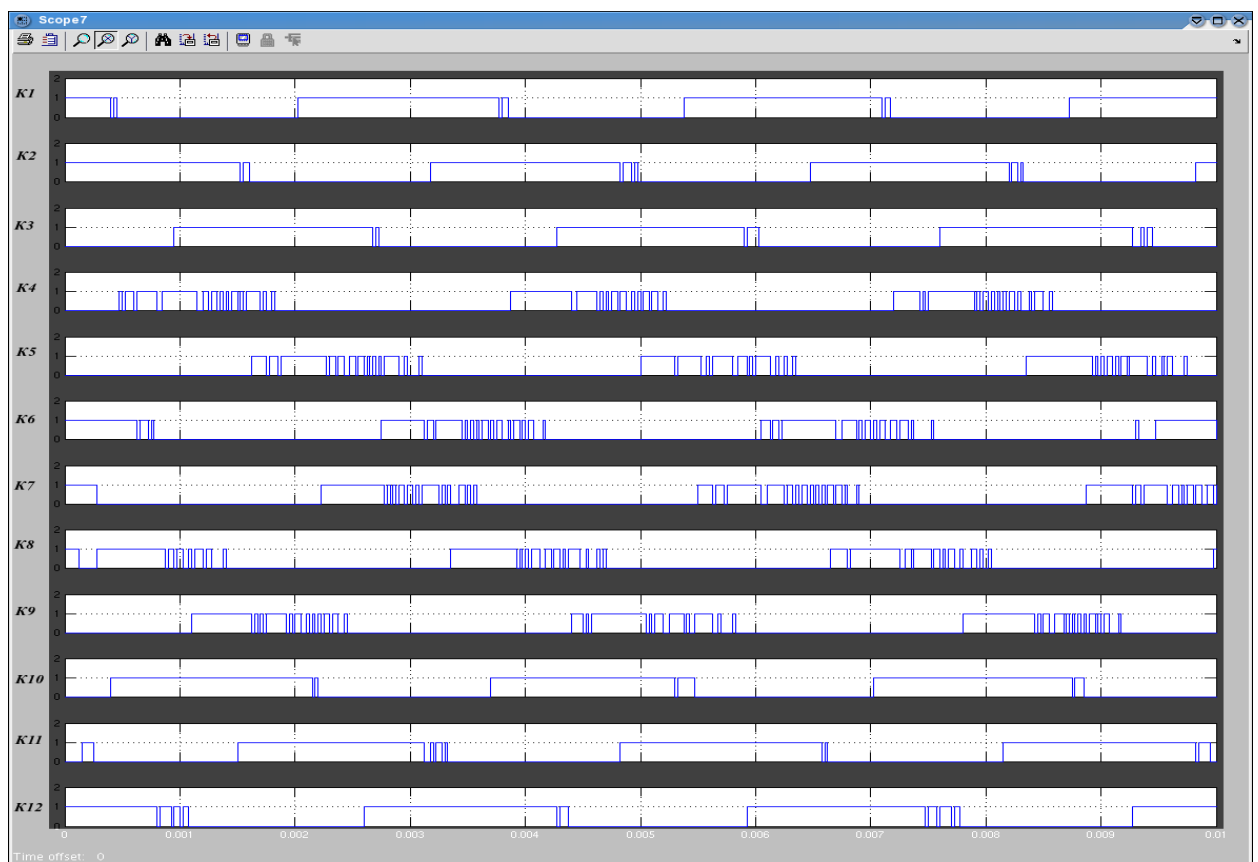
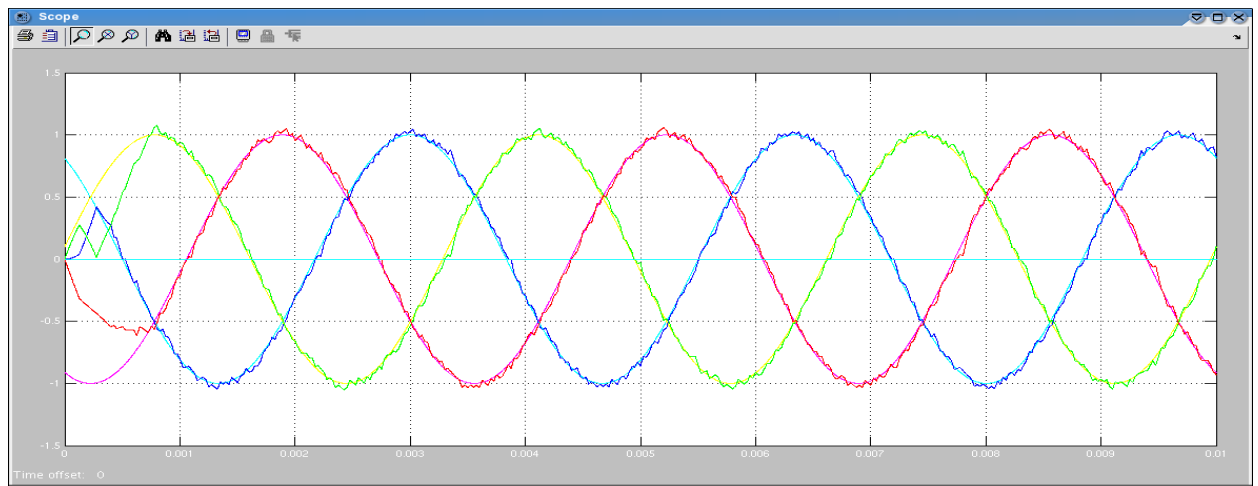


Рис. 2.7.6: Осц. алгоритм №3, 300Гц, без задержки включения

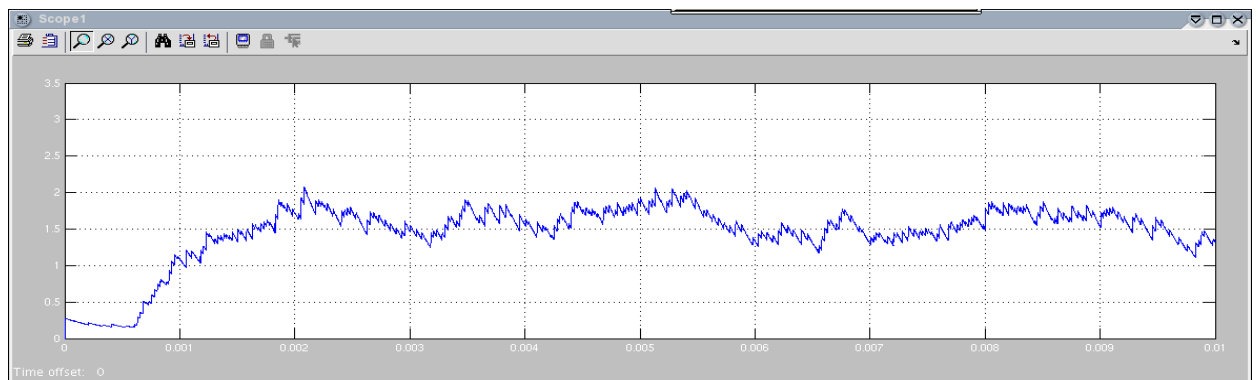
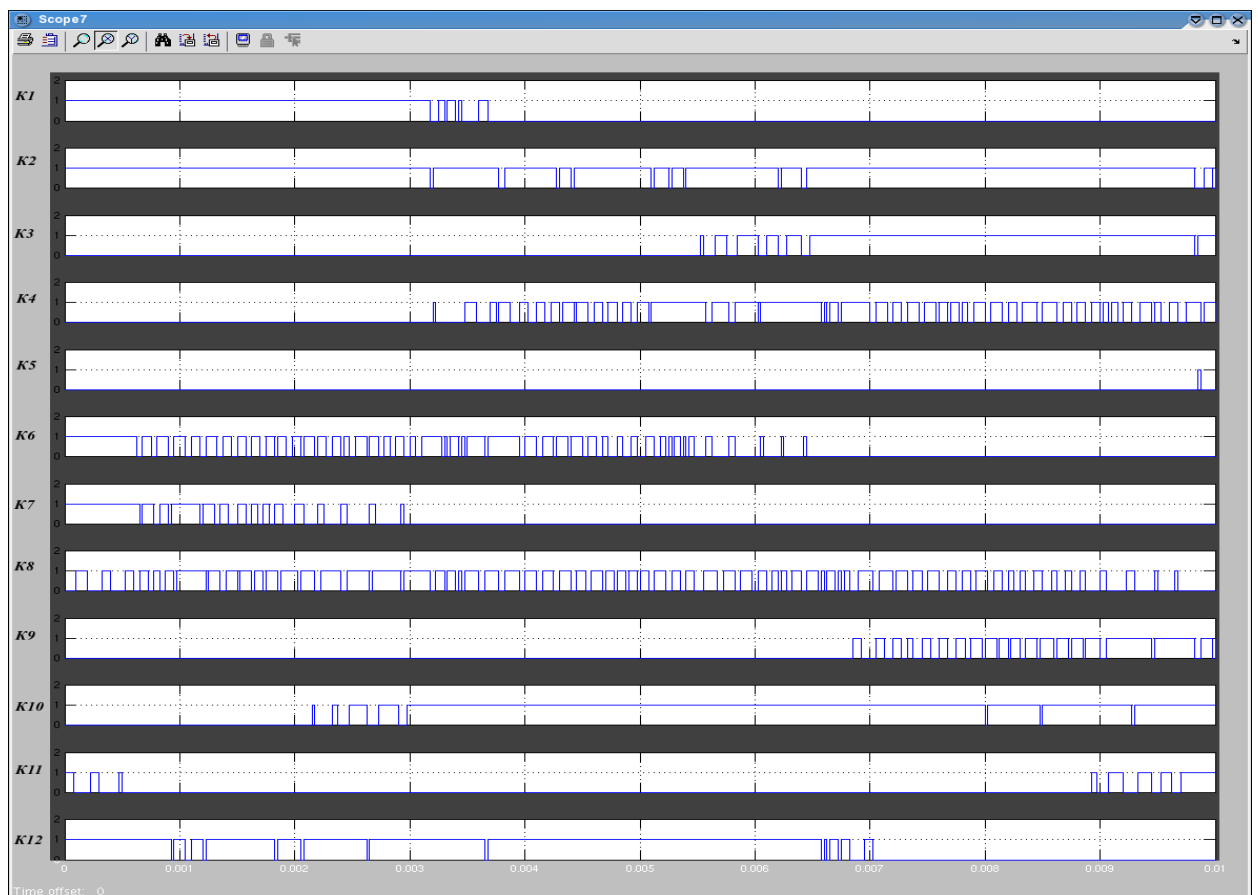
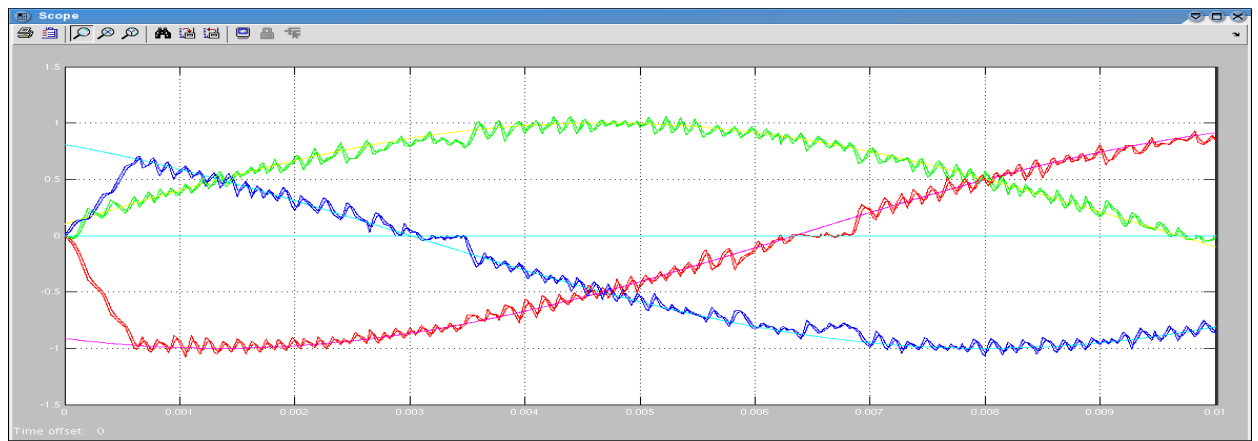


Рис. 2.7.7: Осц. алгоритм №1, 50Гц, с задержкой включения

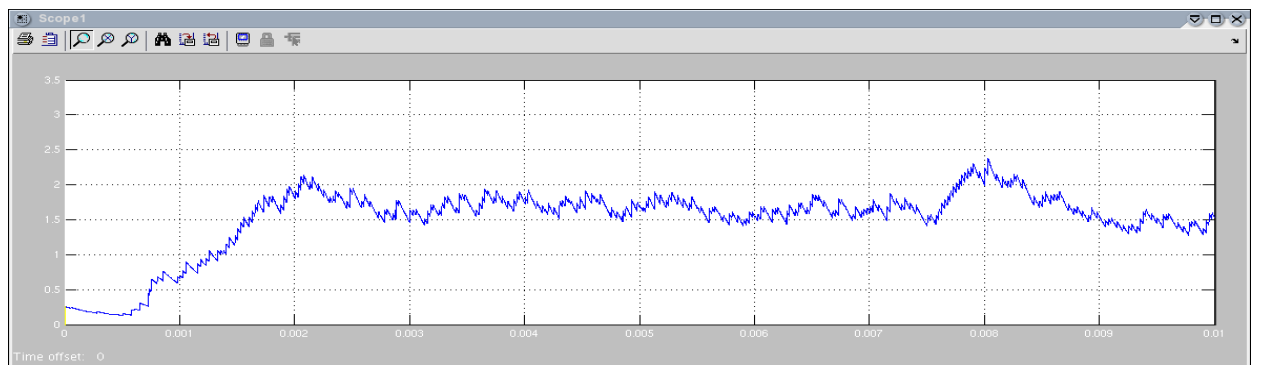
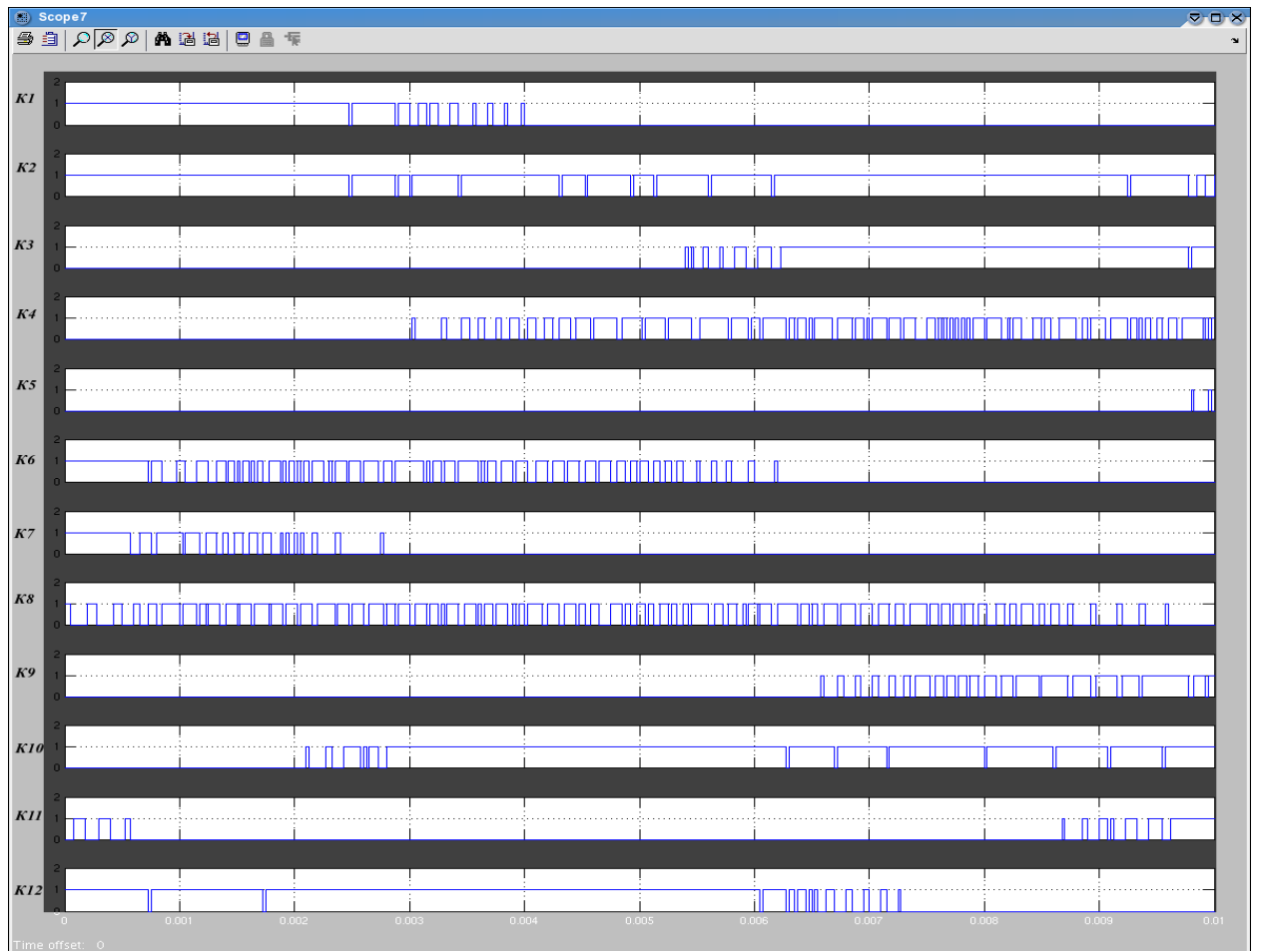
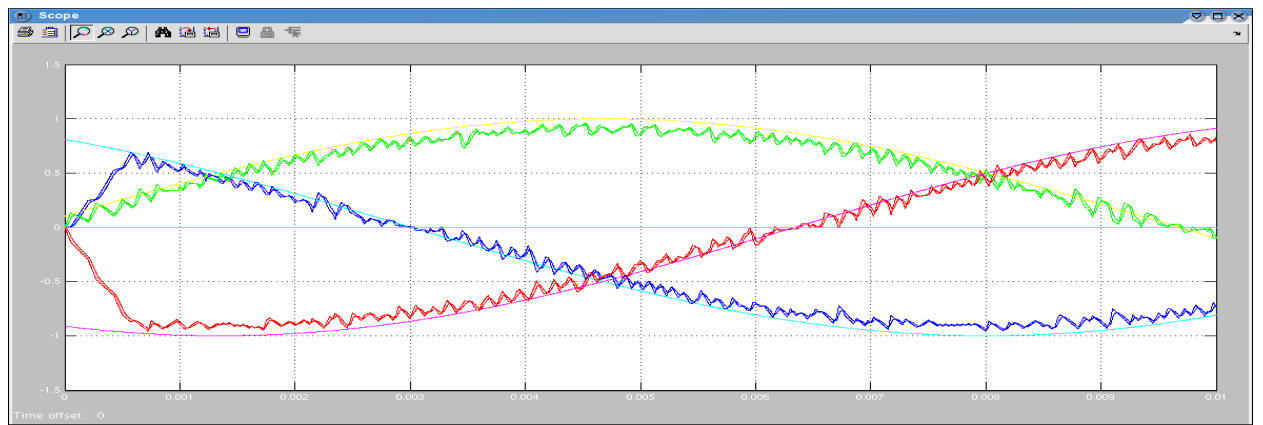


Рис. 2.7.8: Осц. алгоритм №2, 50Гц, с задержкой включения

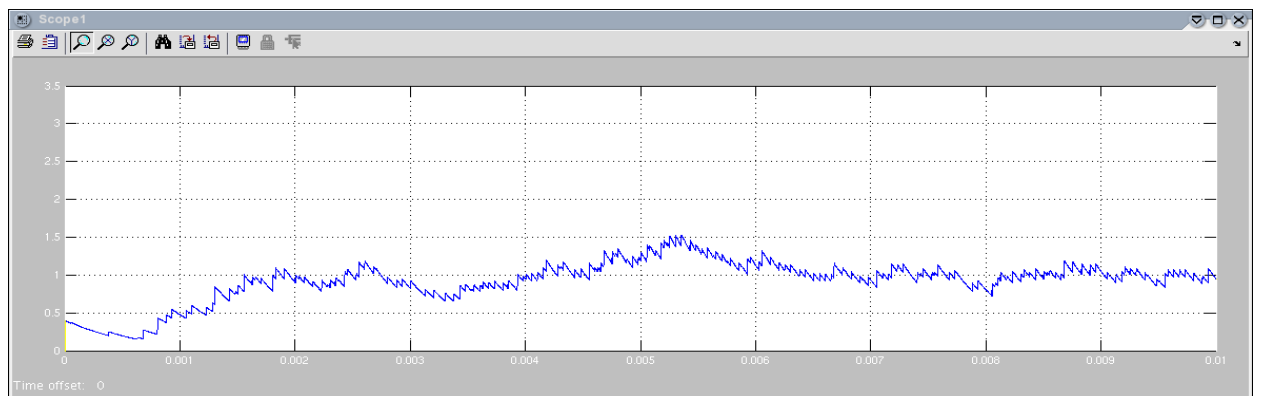
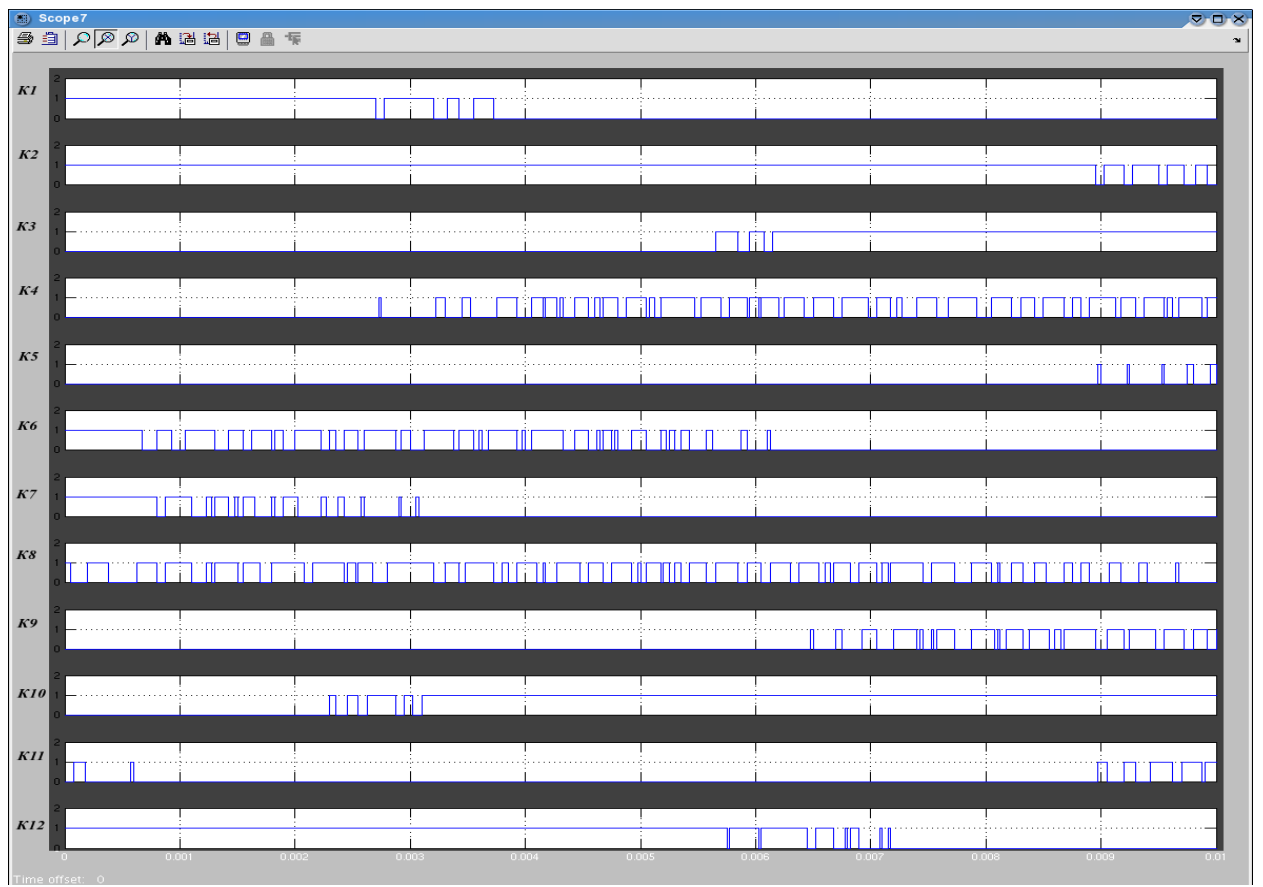
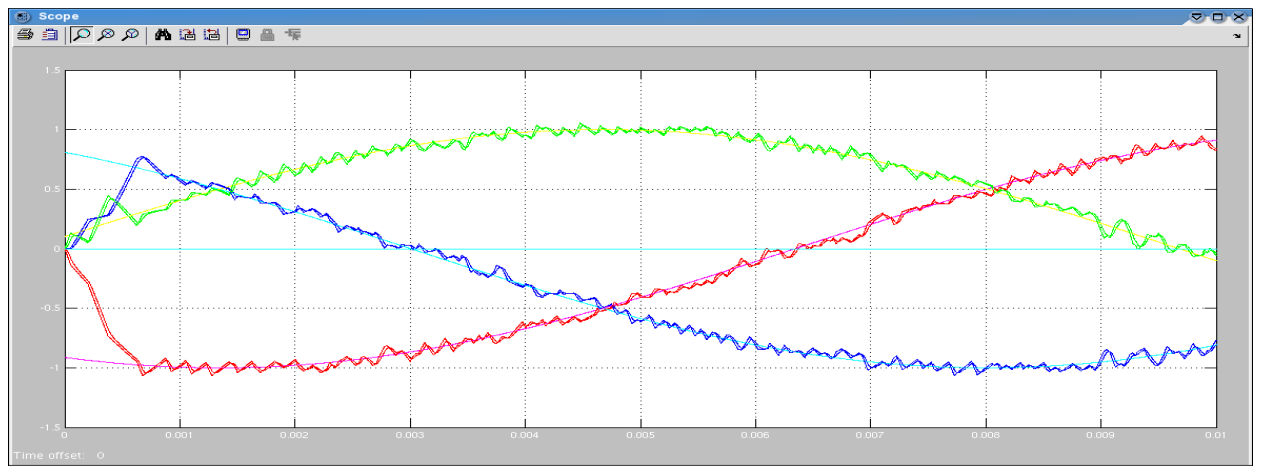


Рис. 2.7.9: Осц. алгоритм №3, 50Гц, с задержкой включения

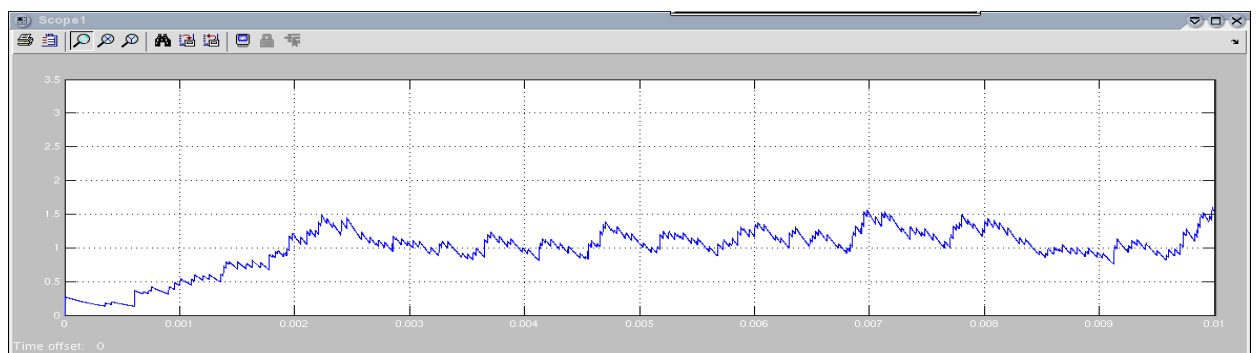
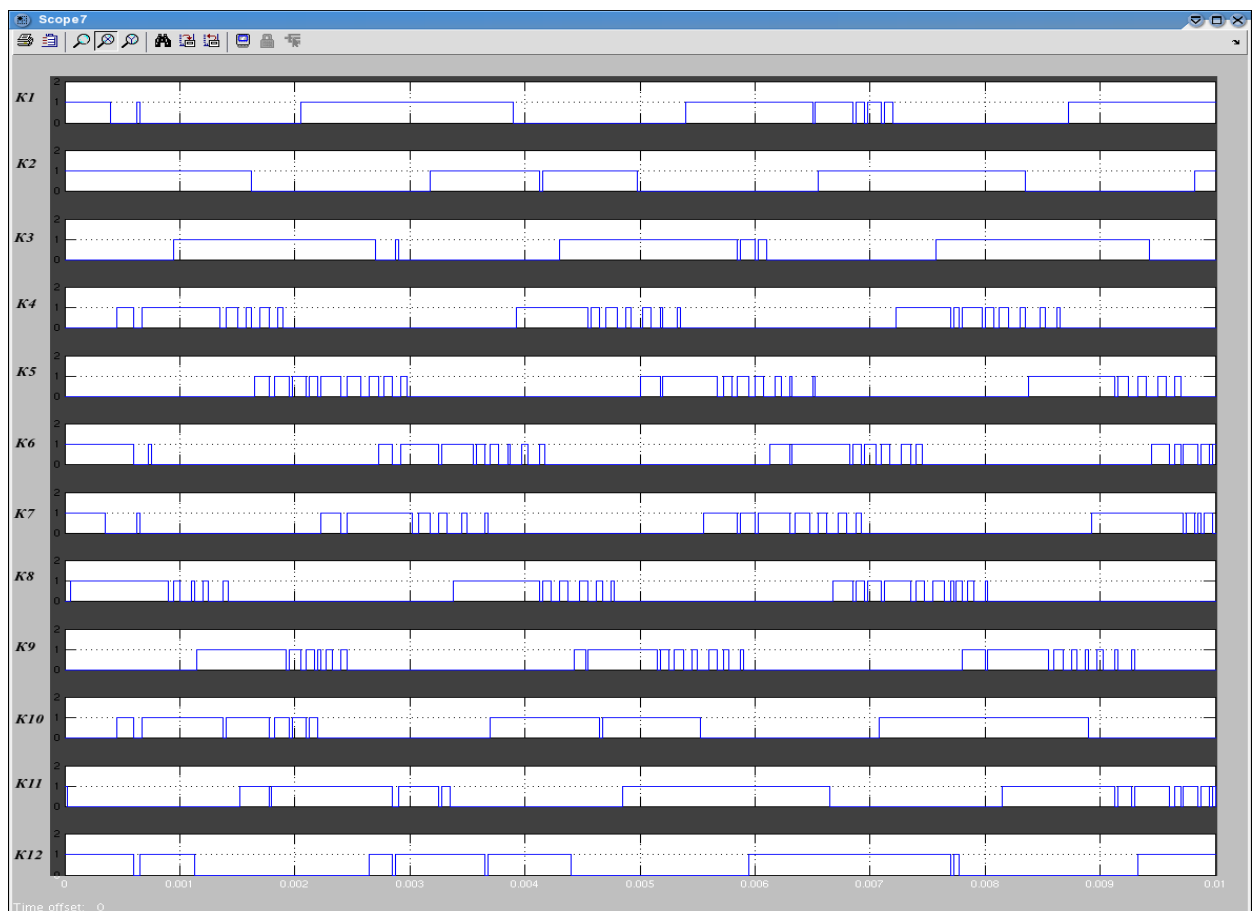
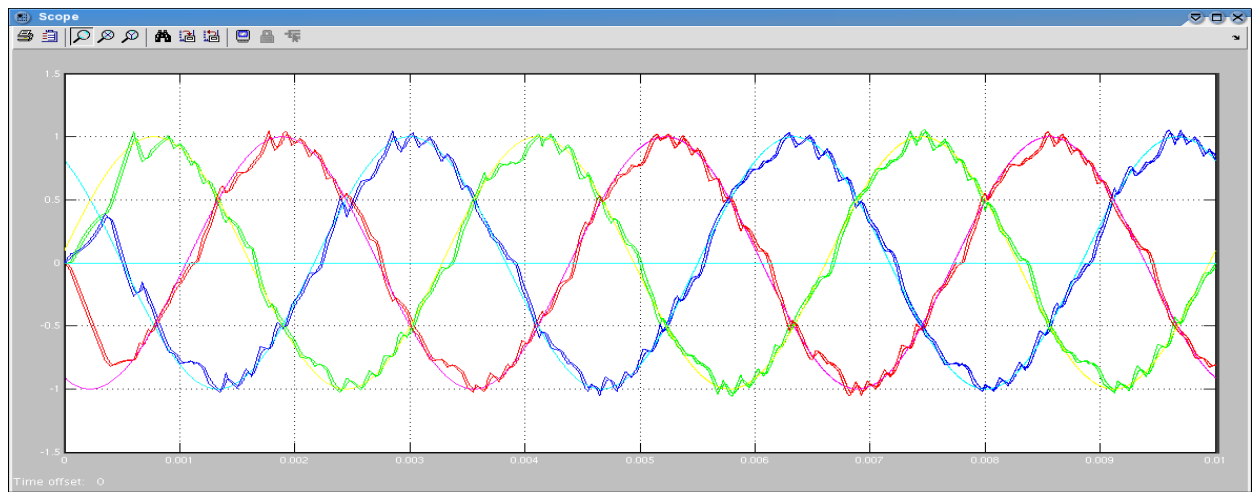


Рис. 2.7.10: Осц. алгоритм №1, 300Гц, с задержкой включения

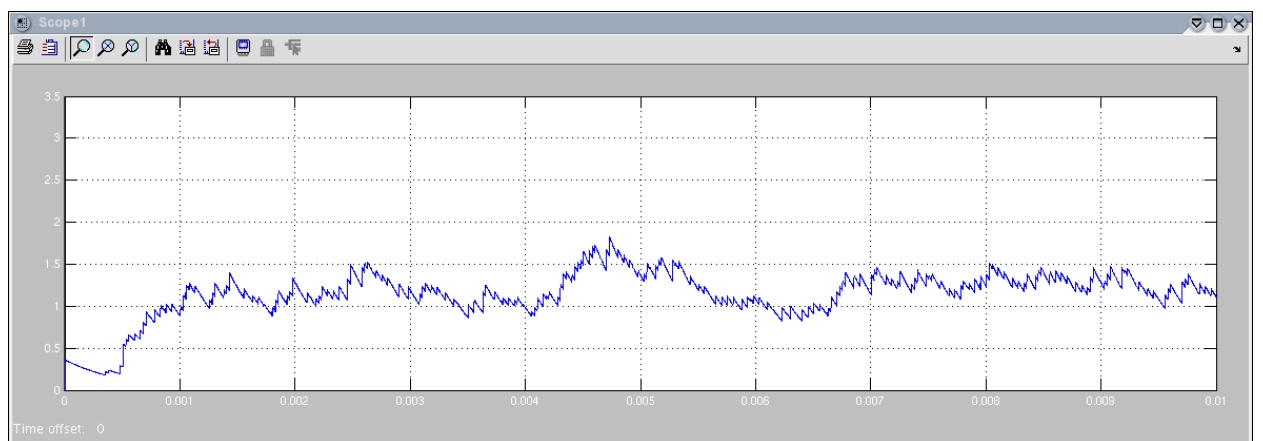
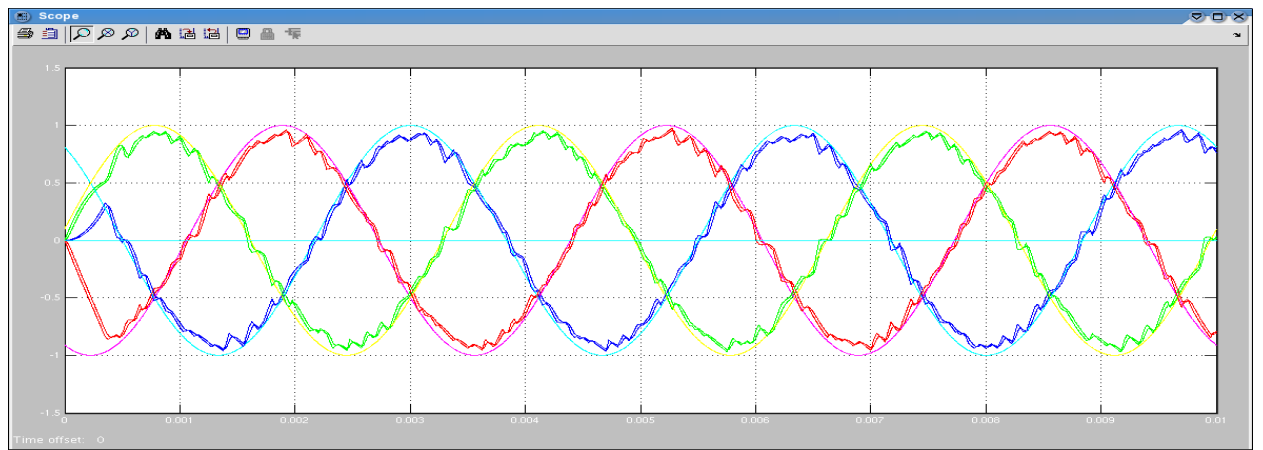


Рис. 2.7.11: Осц. алгоритм №2, 300Гц, с задержкой включения

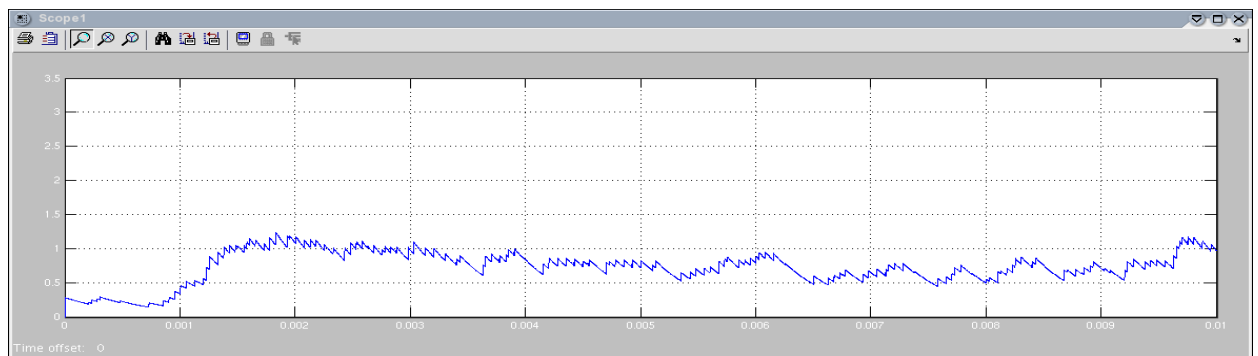
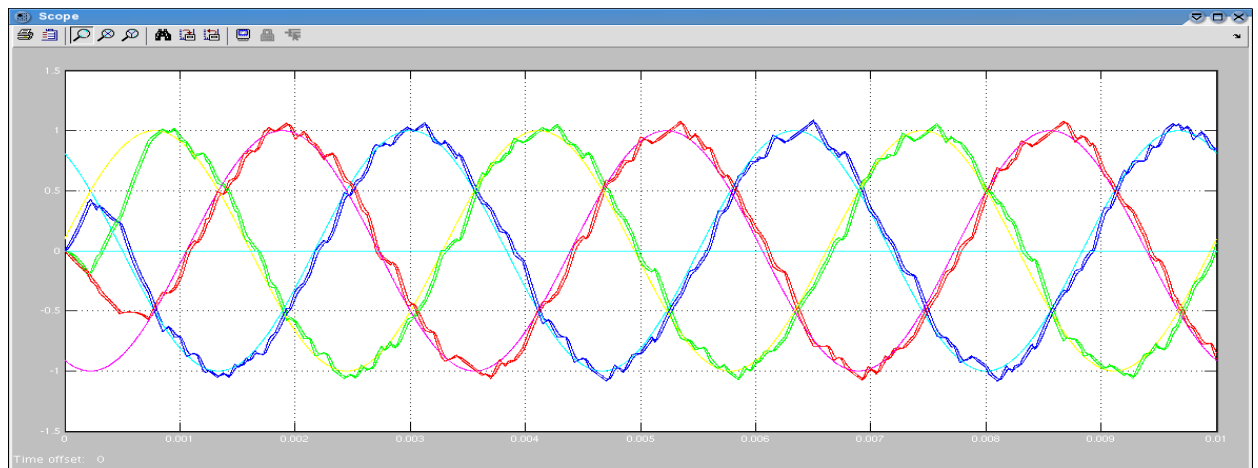


Рис. 2.7.12: Осц. алгоритм №3, 300Гц, с задержкой включения

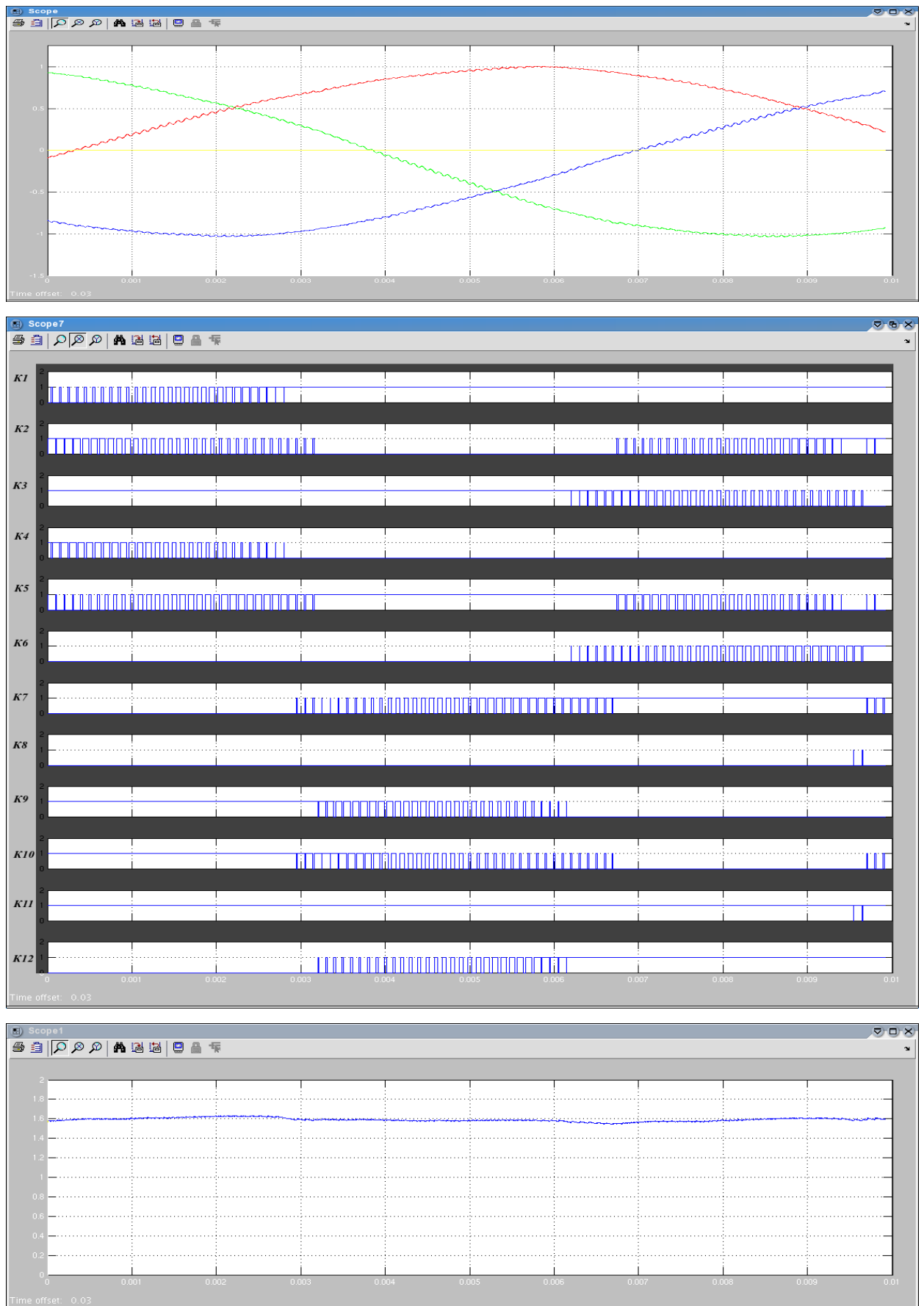


Рис. 2.7.13: Осц. разомкнутая система, ШИМ базовых векторов, 50Гц

По осциллограммам рис. 2.7.1 - 2.7.6 можно судить, что с точки зрения наименьших пульсаций тока и наименьших коммутационных потерь лучшим оказывается метод №3. Чуть большими потерями обладает метод №1, а у метода №2, как ожидалось, присутствует еще и статическая ошибка. Частота воспроизводимого тока практически не влияет на интересующие показатели: как потери, так и точность поддержания для всех алгоритмов практически не изменилась. Переходной процесс предельно короткий и не зависит от алгоритма: все три метода управления в самый начальный момент времени включили максимальное напряжение, приводящее к росту тока в нужном направлении.

После введения задержки в цепь обратной связи контура тока, что больше приближено к практике, (рис. 2.7.7 - 2.7.12) ситуация меняется. Во-первых, потери в ключах и частота их коммутации заметно снижаются по сравнению со случаем без задержки. Вместе с тем снижается и точность поддержания тока, появляются колебания. Интересен так же тот факт, что при повышении частоты воспроизводимого тока коммутационные потери уменьшаются.

После введения задержки потребовалась перенастройка уставок всех алгоритмов. В алгоритме №1 увеличилась граница смены диапазона, в №2 расширился диапазон терма НОРМА, а в алгоритме с квантованными ПИ-регуляторами №3 потребовалось понизить их быстродействие. Изменения практически не сказались на характере работы алгоритма №1, однако увеличили статическую ошибку в алгоритме №2. Регуляторы алгоритма №3 умышленно были реализованы в стационарных, а не подвижных осях, что также позволило заметить на рис. 2.7.12 появившуюся ошибку регулирования: небольшое отставание воспроизводимого тока от задания. Несмотря на это, интегрально алгоритм №3 показывает наилучшие результаты.

На рисунке 2.7.13 для сравнения приведены аналогичные осциллограммы для разомкнутой системы с использованием модуля векторной ШИМ на частоте 10кГц. Амплитуда выходного напряжения была выбрана такой, что получившийся фазный ток совпадал с заданием тока в замкнутых по току системах. Гармонический состав тока в этом случае оказался наилучшим из всех, продемонстрированных различными релейными алгоритмами, при этом потери в ключах также были невелики.

2.8. Обобщенный вывод и прогноз применения прямого токового управления

Синтезировано несколько алгоритмов прямого токового управления, обладающих различными характеристиками. Каждый из них пригоден для использования, однако по результатам моделирования лучшим оказался алгоритм с квантованными по уровню ПИ-регуляторами. Однако у этого метода есть один существенный недостаток: он достаточно требователен к ресурсам (полный расчет модуля векторной ШИМ, определение максимальной скважности, расчет самих ПИ-регуляторов, преобразования координат), что может не позволить или затруднить его приемлемую по времени выполнения реализацию на контроллере. С другой стороны, методы №1, №2 достаточно просты и обладают незначительно уступающими характеристиками. Остался не рассмотренным трехфазный релейный алгоритм с переключающимися рабочими секторами(подсекторами) вследствие затруднений при его программной реализации для многоуровневого инвертора. Однако каких-либо обязательных и необходимых сложных вычислений он не имеет, а трудность заключается лишь в составлении таблиц с логикой смены подсекторов. Ожидается, что его характеристики должны быть не сильно отличными от трех уже рассмотренных алгоритмов.

Все алгоритмы критичны к точности и быстродействию датчиков тока, а в особенности к смещению нуля. Отдельного решения требует вопрос о коммутационных потерях, которые, кроме вариации в зависимости от настроек регуляторов, еще и сильно зависят от режима работы (частота, амплитуда воспроизводимого тока, амплитуда ЭДС). Гармонический состав тока при линейной нагрузке и синусоидальной ЭДС, использующейся в модели, у любого из рассматриваемых релейных алгоритмов хуже, чем при использовании ШИМ. Поэтому такие алгоритмы представляют интерес только в случае каких-либо нелинейностей, "резких" возмущающих воздействиях и не могут являться полной заменой классическим замкнутым по току системам с ШИМ.

3. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чуев П. В. Разработка систем векторного управления асинхронными приводами на базе специализированных сигнальных микроконтроллеров.: Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. – М., 2002. – 254 с.
2. Texas Instruments, “TMS320x281x Event Manager (EV) Reference Guide (Rev. E) (spru065e)”, 27 Jun 2007.