

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



БАХОВЦЕВ ИГОРЬ АНАТОЛЬЕВИЧ

**АНАЛИЗ И СИНТЕЗ ЭНЕРГООПТИМАЛЬНЫХ СПОСОБОВ
УПРАВЛЕНИЯ ИНВЕРТОРАМИ С ШИМ**

Специальность: 05.09.12 – Силовая электроника

диссертация на соискание ученой степени
доктора технических наук

Научный консультант
д.т.н., проф. Г.С. Зиновьев

Новосибирск – 2017

СОДЕРЖАНИЕ

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ	6
ВВЕДЕНИЕ.....	9
Глава 1. ТОПОЛОГИИ И СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ АВТОНОМНЫМИ ИНВЕРТОРАМИ. СОСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ.....	28
1.1. Топологии автономных инверторов напряжения.....	28
1.1.1 Двухуровневые инверторы напряжения.....	28
1.1.2 Многоуровневые инверторы напряжения	31
1.1.3 Обобщенная топология многоуровневого инвертора напряжения	40
1.2. Топологии автономных инверторов тока.....	48
1.2.1 Двухуровневые инверторы тока	48
1.2.2 Многоуровневые инверторы тока	51
1.2.3 Обобщенная топология многоуровневого инвертора тока	58
1.2.4 Дуальность автономных инверторов напряжения и тока	62
1.3. Эволюция методов ШИМ	69
1.4. Критический анализ состояния дел в области разработки способов управления	88
1.4.1 Формы представления (модели) способов ШИМ.....	89
1.4.2 Негативные тенденции в области разработки способов ШИМ	102
1.5. Выводы, постановка целей и задач исследования	108
Глава 2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ.....	114
2.1. Объект и предмет исследования	114
2.2. Методика анализа	118
2.2.1 Принятые допущения, методы решения.....	118
2.2.2 Описание методики анализа	120
2.3. Анализ выходных характеристик двухуровневого АИН с ШИМ	125
2.3.1 Анализ линейного напряжения	125

2.3.2 Анализ фазного напряжения.....	137
2.4. Анализ входных характеристик двухуровневого трехфазного АИН с ШИМ.....	144
2.5. Анализ выходных характеристик многофазного многоуровневого АИН с ШИМ.....	151
2.5.1 Трехуровневый m -фазный автономный инвертор напряжения	151
2.5.2 Обобщенные формулы линейного напряжения m -фазного L -уровневого АИН	161
2.6. Выбор критериев энергоэффективности автономных инверторов с ШИМ.....	166
2.7. Использование приведенного ИКГН 1-го порядка для сравнительного анализа способов ШИМ	174
2.8. Вывод соотношений для ИКГН	177
2.8.1 Вывод соотношений для ИКГН 1-го порядка.....	177
2.8.2 Соотношения для ИКГН 2-го и 3-го порядков	186
2.8.3 Использование ИКГН в прямых методах расчета.....	189
2.9. Использование полученных результатов для инверторов тока	192
2.10 Выводы.....	197
Глава 3. СИНТЕЗ ЭНЕРГООПТИМАЛЬНЫХ СПОСОБОВ УПРАВЛЕНИЯ АВТОНОМНЫМИ ИНВЕРТОРАМИ С ШИМ	199
3.1. Общая процедура синтеза способов управления по заданному критерию эффективности.....	199
3.2. Обоснование методики синтеза закона модуляции	204
3.3. Синтез закона модуляции и процедуры реализации способа управления двухфазным инвертором напряжения	209
3.4. Синтез закона модуляции и процедуры реализации способа управления трехфазным инвертором напряжения	219
3.4.1 Синтез закона модуляции для кратности $K_p=9$	219
3.4.2 Синтез закона модуляции для кратности $K_p=15$	230
3.5. Синтез способов управления инвертором напряжения	

эвристическими методами	235
3.5.1 Задача расширения линейного диапазона регулировочной характеристики АИН	236
3.5.2 Модуляция амплитуды опорного сигнала.....	242
3.5.3 Модификация формы модулирующего сигнала, эквивалентная модуляции амплитуды опорного сигнала	251
3.5.4 Модификация формы модулирующего сигнала в области перемодуляции	255
3.6 Выводы.....	267
Глава 4. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИНТЕЗИРОВАННЫХ И ИЗВЕСТНЫХ СПОСОБОВ УПРАВЛЕНИЯ	268
4.1. Способы ШИМ для двухфазных двухуровневых инверторов.....	269
4.1.1 Сравнение способов СШИМ _{С1} и СШИМ	269
4.1.2 Сравнение способов СШИМ _{С3} и СШИМ	276
4.1.3 Сравнение способов СШИМ _{С5} и СШИМ	281
4.2. Способы ШИМ для трехфазных двухуровневых инверторов	284
4.2.1 Сравнение способов СШИМ _{С2} , СШИМ и СШИМ+Δ	284
4.2.2 Сравнение способов СШИМ _{С3} , СШИМ _{С4} , СШИМ и СШИМ+Δ....	291
4.2.3 Оценка диапазона регулирования первой гармоники для двухфазного и трехфазного АИН с СШИМ _{С3}	301
4.2.4 Сравнение синтезированных способов СШИМ _{С3} и СШИМ _{С4}	302
4.2.5 Сравнение способа СШИМ _{С5} со способом компенсации нелинейности РХ в области перемодуляции	304
4.3. Выводы.....	311
Глава 5. МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СИНТЕЗИРОВАННЫХ СПОСОБОВ ШИМ В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ АИН И АИТ	313
5.1. Особенности реализации ШИМ в системе управления АИТ	313
5.1.1 Двухфазный АИТ	314
5.1.2 Трехфазный АИТ	315

5.2. Принципы микропроцессорной реализации программных способов ШИМ	329
5.2.1 Особенности полупроводникового преобразователя как объекта управления и микропроцессора как средства управления	330
5.2.2 Основные требования, предъявляемые к МПСУ полупроводниковым преобразователем	332
5.2.3 Реализация в МПСУ функции модулятора	333
5.2.4 Развертывание модулирующего сигнала по амплитуде	334
5.2.5 Развертывание модулирующего сигнала во времени	341
5.3. Реализация оптимального способа СШИМ _{C1}	345
5.4. Реализация оптимального способа СШИМ _{C2}	352
5.5. Реализация способов СШИМ _{C3}	357
5.6. Реализация способа СШИМ _{C5}	360
5.7. Микропроцессорная реализация ШИМ в системе управления АИТ	364
5.8. Выводы	370
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	373
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	375
ПРИЛОЖЕНИЕ А. Вывод соотношений для показателей качества фазного напряжения двухуровневого четырехфазного АИН с ШИМ	408
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Результаты синтеза способа ШИМ для трехфазного АИН (способ СШИМ _{C2}).....	411
ПРИЛОЖЕНИЕ В. Модели, реализующие синтезированные способы ШИМ. Примеры управления многоуровневым АИН и двухуровневым АИТ синтезированными СПУ	416
ПРИЛОЖЕНИЕ Г. Синтез импульсов управления ключами пятифазного АИТ на основе дуальности инверторов тока и напряжения и таблиц соответствия между их векторами	428
ПРИЛОЖЕНИЕ Д. Практическая реализация синтезированных способов	437
ПРИЛОЖЕНИЕ Е. Акты внедрения	447

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- АИ – автономный инвертор;
- АИН (АИТ) – автономный инвертор напряжения (тока);
- АП – алгоритм переключения;
- ДШИМ – дискретная широтно-импульсная модуляция;
- ЗМ – закон модуляции
- ИКГН – интегральный коэффициент гармоник напряжения;
- ИКГТ – интегральный коэффициент гармоник тока;
- КФ – коммутационная функция;
- ЛМС – линейный модулирующий сигнал;
- МУ – многоуровневый;
- МПСУ – микропроцессорная система управления;
- ОШИР – однократное широтно-импульсное регулирование;
- ПП – полупроводниковый преобразователь;
- ППС – принцип подобия способов;
- ПРС – процедура реализации способа;
- РХ – регулировочная характеристика;
- СНП - сигнал нулевой последовательности;
- СПУ – способ программного управления;
- СГЭЭ – система генерирования электрической энергии;
- СШИМ – синусоидальная широтно-импульсная модуляция
- ШИМ – широтно-импульсная модуляция;
- ШИР – широтно-импульсное регулирование;
- ШМ – широтно-модулированный;
- ЭЭ – электроэнергия;
- ЭП – электропривод;
- 2У-, 3У- и т.д. – двухуровневый, трехуровневый и т.д.;
- 2ф-, 3ф- и т.д. – двухфазный, трехфазный и т.д.;

$E_M, E_{оп}$ – амплитуда модулирующего и опорного сигнала;

$M = E_M / E_{оп}$ – глубина модуляции;

$E_{M_оп}$ – амплитуда сигнала модуляции амплитуды опорного сигнала;

$M_{оп} = E_{M_оп} / E_{оп}$ – глубина модуляции амплитуды опорного сигнала;

$e_{оп}, e_{mi}$, – мгновенные значения опорного сигнала и модулирующего сигнала i -й фазы;

$e_{mij} = (e_{mi} - e_{mj}) / 2$ – мгновенное значение линейного модулирующего сигнала фаз i и j ;

$e_{СНП}$ – сигнал нулевой последовательности;

E_d, I_d – среднее значение напряжения (тока) в звене постоянного тока АИ;

e_d, i_d – мгновенное значение напряжения (тока) в звене постоянного тока АИ;

I, i – действующее и мгновенное значение переменного тока;

I_h – действующее значение высокочастотных составляющих тока;

J_n – функция Бесселя 1-го рода n -го порядка;

k – номер гармоники;

$K_\Gamma, K_{\Gamma T}$ – коэффициент гармоник соответственно напряжения и тока;

$K_\Gamma^{(1)}$ – интегральный коэффициент гармоник 1-го порядка напряжения;

$K_{\Gamma ПР}^{(1)}$ – приведенный интегральный коэффициент гармоник 1-го порядка напряжения;

$K_{кф}$ – число коммутаций в фазе АИН на периоде выходной частоты;

K_m – коэффициент расширения линейного диапазона глубины модуляции;

K_{M_j} – коэффициент модуляции модулирующего сигнала;

K_p – кратность (отношение) частот опорного и модулирующего сигналов;

L – число уровней в линейном напряжении в МУ-АИН;

m – число фаз (АИ, нагрузки);

$T_M, T_{оп}$ – период соответственно модулирующего и опорного сигналов;
 U, u – действующее и мгновенное значение переменного напряжения;
 U_{1m} – амплитуда 1-й гармоники линейного напряжения АИН;
 U_B, I_B – базовые величины соответственно для тока и напряжения;
 $\mu = e_{M_max} / e_{оп_max}$ – модулируемая глубина модуляции;
 $e_{M_max}, e_{оп_max}$ – функции модуляции амплитуды соответственно модулирующего и опорного и сигналов;
 ϑ – безразмерное время (в радианах);
 ψ – коммутационная функция;
 $\vartheta_i, \vartheta'_i$ – положение переднего и заднего фронтов i -го импульса линейного напряжения АИН;
 $\alpha_i = (\vartheta'_i + \vartheta_i) / 2$ – положение центра i -го импульса импульсного сигнала;
 $\beta_i = (\vartheta'_i - \vartheta_i) / 2$ – половина длительности i -го импульса импульсного сигнала;
 δ – относительная разница между значениями показателей АИН для сравниваемых способов;
 γ – коэффициент заполнения импульсного сигнала (функция относительной длительности импульсов);
 φ_j – положение j -го фронта ШМ-импульсов;
 $S_{[K]}$ – значение K -й ступеньки сигнала со ступенчатой аппроксимацией;
 $N_{ст}$ – число ступенек на периоде сигнала со ступенчатой аппроксимацией;
 N_{max} – цифровой код периода таймера-счетчика;
 $N'_{m[K]}$ – цифровой код K -й ступеньки эталонного модулирующего сигнала со ступенчатой аппроксимацией.

ВВЕДЕНИЕ

Энергоэффективность производства и энергосбережение как приоритетные направления развития науки, технологии и техники в настоящее время включены в перечень стратегических государственных задач, что отражено в целеполагающих правительственных документах, таких как «Энергетическая стратегия России до 2035 г.» и Государственная программа РФ «Энергоэффективность и развитие энергетики» [1]. Это обусловлено необходимостью модернизации и технологического развития российской экономики, повышения ее конкурентоспособности. В современном промышленном производстве происходят объективные процессы, которые накладывают жесткие требования на условия реализации данного производства. К ним, в первую очередь, относится рост энергоемких технологий, который происходит в условиях возрастающей сложности получения энергии и дефиците доступных энергоресурсов. Этот быстро прогрессирующий процесс определяет все более обостряющуюся необходимость экономии энергии вообще и электроэнергии (ЭЭ), в частности. Согласно оценкам специалистов [2], в настоящее время добыть одну тонну топлива или соответствующее количество энергии вдвое дороже, чем сэкономить. В связи с этим важнейшими задачами, стоящими перед промышленностью и наукой, являются разработка и расширение производства менее энергоемких электроустановок, широкое внедрение энергосберегающих технологий, повышение КПД энергопроизводящего, энергопреобразующего и энергопотребляющего оборудования [1, 2].

Современные процессы генерирования, передачи и потребления электричества требуют многократного его преобразования с целью получения параметров электроэнергии, которые необходимы нагрузке и которые, как правило, отличны от параметров промышленной электросети. Для выполнения данной функции используются мощные полупроводниковые преобразователи (ПП) электрической энергии. Так, в США, Канаде, Японии и странах Европы более 60% вырабатываемой электроэнергии проходит через полупроводниковые преобразователи, или

устройства силовой электроники [3]. В РФ сегодня этот показатель значительно меньше. Согласно экспертным оценкам, если России удастся довести использование систем силовой электроники до мирового уровня, это сэкономит 12–15% всей вырабатываемой электроэнергии [3].

Также статистические данные говорят о том, что более половины (51%) всего производимого в мире электричества приходится на долю электропривода [4], где ПП играют значительную роль. Именно компоненты электропривода и определяют в конечном итоге энергосбережение: их доля составляет порядка 40% [4]. Соответственно, решение упомянутых выше стратегических задач напрямую связано с повышением энергоэффективности и надежности функционирования полупроводниковых преобразователей, от которых, в свою очередь, зависит эффективность и надежность функционирования потребителей электроэнергии. Широкое применение устройств силовой электроники, которые в данном контексте часто называют **энергосберегающим** преобразовательным оборудованием, в настоящее время считается одним из весьма эффективных направлений энергосберегающих технологий [3].

Среди ПП широкое распространение в промышленности получили автономные инверторы напряжения и тока, преобразующие электроэнергию постоянного тока в энергию переменного тока. Они нашли широкое применение в регулируемом электроприводе, в системах генерирования электроэнергии как автономного, так и централизованного уровня, в транспорте, возобновляемой энергетике и т.д. [5-14].

Наиболее популярными среди инверторов являются автономные инверторы напряжения (АИН). Их характерными свойствами являются жесткость внешней характеристики, независимость выходного напряжения от изменения нагрузки и ее коэффициента мощности, возможность работать в режиме холостого хода. От параметров же нагрузки зависят амплитуда и форма выходного тока данного преобразователя. Важным достоинством АИН является возможность получения на выходе (только за счет внутренних алгоритмических средств) импульсного напряжения, амплитуда и частота первой гармоники которого могут меняться в

широком диапазоне. Такое совмещение функций преобразования и регулирования позволяет уменьшить массу и габариты в целом всей системы, в которой функционирует инвертор напряжения.

Данного типа преобразователи, по сути дела, являются универсальными устройствами. На их основе можно разрабатывать источники преобразования ЭЭ с различными характеристиками, а также электроприводы с различными типами приводных двигателей. Поэтому основными областями применения АИН являются системы автономного электроснабжения переменным током и установки частотно-регулируемого электропривода [5-9, 12-14].

Другим типом АИ, но менее распространенным, является автономный инвертор тока (АИТ). По своим характеристикам он противоположен АИН или, говорят, дуален (аналогично дуальности индуктивности и емкости). Прежде всего, особенностью АИТ является то, что на его входе присутствует источник тока: преобразователь постоянного тока, стабилизирующий выходной ток, или источник напряжения с большой выходной индуктивностью, имеющей большое сопротивление по переменному току. Соответственно данный ПП на выходе формирует переменную импульсную кривую, но не напряжения, а тока. При этом от нагрузки уже зависят форма и амплитуда выходного напряжения. Такое свойство ПП (прямое формирование выходного тока) часто бывает полезным в электроприводах переменного тока [5, 6, 9, 10].

Важным достоинством АИТ по сравнению с АИН (что в ряде случаев бывает определяющим фактором при выборе типа инвертора) является его более высокая надежность, в частности, невосприимчивость к короткому замыканию в плече вентильного комплекта или в нагрузке. Это обусловлено наличием у АИТ в звене постоянного тока большого реактора (в противоположность АИН, у которого в звене постоянного тока присутствует большой конденсатор). Также достоинством АИТ по сравнению с АИН является возможность накопления в реакторе энергии и формирования на выходе напряжения, по уровню значительно превышающего уровень напряжения источника питания.

Кроме того, АИТ обеспечивает возможность рекуперации ЭЭ в сеть без каких-либо (в отличие от АИН) дополнительных силовых цепей при использовании в качестве источника питания управляемого выпрямителя.

В то же время недостатками АИТ являются мягкая внешняя характеристика и невозможность работать в режиме холостого хода в связи со значительным и неконтролируемым повышением выходного напряжения (напряжения на выходных конденсаторах) при отсутствии нагрузки. Все это ограничивает использование АИТ по сравнению с АИН. Наибольшее распространение в России и за рубежом АИТ получили в мощном малодинамичном электроприводе переменного тока и ветроэнергетике [5, 6, 9-12, 14].

Другими словами, АИН и АИТ, выполняя одну и ту же задачу (преобразование ЭЭ постоянного тока в ЭЭ переменного тока), обладают разными свойствами. Однако эти свойства, а также характеристики инверторов носят, как было упомянуто выше, дуальный характер [15, 16]. Однако дуальность слабо освещена в технической, особенно в отечественной, литературе, и тем более редко используется на практике. Поэтому данный вопрос требует своего осмысления и исследования с целью более широкого использования принципа дуальности при анализе и разработке автономных инверторов.

Качественным скачком в развитии силовой электроники стало появление на рынке электронных компонентов мощных силовых полностью управляемых полупроводниковых приборов, по своим свойствам приближающихся к идеальным ключам. К ним относятся транзисторы типа IGBT и MOSFET, а также запираемые тиристоры типа GTO и IGCT [3, 17-19]. Это позволило исключить из силовых схем ПП громоздкие узлы искусственной коммутации, повысить частоту коммутации, синтезировать новые топологии, расширить область применения способов управления с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ).

Другим важным вкладом электронной промышленности в совершенствование ПП стало интенсивное развитие слаботочных микроэлектронных средств управления, в частности, разработка и выпуск высокопроизводительных микроконтроллеров, относящихся к классу «Motion Control» (управление движением).

Имея в составе периферийных устройств специализированные ШИМ-модули, предназначенные для управления трехфазными АИН, и модули квадратурных декодеров, предназначенные для связи с импульсными датчиками положения и скорости, они существенно упростили реализацию алгоритмов управления как преобразователем, так и электроприводом в целом [20, 21]. В то же время наличие в структуре таких контроллеров цифрового сигнального процессора с богатыми вычислительными возможностями позволило реализовать не только математически сложное векторное управление электроприводом, но и алгоритмы из современной теории управления и из области искусственного интеллекта [22, 23].

В то же время современные средства управления устройствами силовой электроники характеризуются возвратом (на новом витке развития) к системам «жесткой логики», которые, как известно, обладают большим быстродействием по сравнению микропроцессорными системами «программируемой логики». Однако современные системы управления «жесткой логики» строятся не на отдельных дискретных компонентах, а на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС), которые позволяют разработчику «запрограммировать» на кристалле топологию законченной высокопроизводительной системы управления [23, 24].

Другими словами, имеющаяся современная микроэлектронная элементная база обладает широкими возможностями и позволяет реализовать практически любой, сколь угодно сложный способ управления ПП, в том числе автономным инвертором, и обеспечить преобразователю и энергетической системе в целом требуемые входные и выходные характеристики.

Особенности современного производства, в частности, как было сказано выше, широкое использование энергоемких технологий, требуют от процесса преобразования электроэнергии повышение уровня преобразуемой мощности. В электроприводе это отражается в разработке многофазных (число фаз более трех) двигателей переменного тока и в переходе (как более экономичному варианту увеличения мощности) к высокому напряжению питания двигателей. В силовой электронике это инициировало разработку многофазных и/или многоуровневых

топологий ПП и их все более интенсивное применение в промышленности и электроэнергетике [6, 25, 26].

Данная тенденция охватила, прежде всего, автономные инверторы напряжения. Использование многоуровневых (МУ) топологий привело к улучшению формы выходного напряжения по сравнению с традиционными двухуровневыми АИН, что позволило уменьшить частоту коммутации вентиляей и/или уменьшить массогабаритные показатели выходных фильтров. Наличие нескольких уровней напряжения позволило в силовой схеме инвертора использовать не высоковольтные дорогие силовые ключи, а существующие, технологически отработанные ключи среднего класса напряжения [26]. Недостатком же различных топологий МУ-АИН является необходимость балансирования напряжений на конденсаторах, формирующих уровни выходного напряжения, что существенно усложняет алгоритм управления ключами [27] и требует определенного усложнения силовой схемы.

Разработка многоуровневых топологий силовых схем несколько позже коснулась и АИТ. При этом в силу специфики протекающих в нем электромагнитных процессов, многоуровневые топологии обеспечивают формирование на выходе АИТ более качественной, ступенчатой формы выходного тока. Необходимо отметить, что при разработке новых топологий АИТ широко используется принцип дуальности [28]. Недостатком топологий МУ-АИТ является необходимость балансирования токов в разделительных реакторах, формирующих уровни выходного тока, что также усложняет алгоритм управления ключами МУ-АИТ и требует дополнительных схемотехнических средств. Многоуровневые инверторы тока в полной мере проявляют свои достоинства в мощных применениях, особенно в мощных системах кондиционирования для систем накопления сверхпроводимой магнитной энергии [29, 30], поэтому существует нарастающий интерес в исследовании топологий МУ-АИТ и способов их управления.

Все выше сказанное говорит о больших возможностях многоуровневых автономных инверторов, об их широком применении в настоящем и будущем в раз-

личных отраслях производства и, соответственно, об актуальности научно-исследовательских работ, направленных на повышение их энергоэффективности.

Энергоэффективность преобразования ЭЭ полупроводниковыми преобразователями, в том числе автономными инверторами, может характеризоваться многими показателями. Среди этих показателей можно выделить несколько основных. Прежде всего, энергоэффективность определяется качеством входной и выходной энергии, а также потерями в самом преобразователе. Качество входной и выходной энергии определяет величину дополнительных потерь от высокочастотных составляющих напряжения (тока) соответственно во входных цепях преобразователя и в нагрузке. В свою очередь, частота коммутации автономного инвертора определяет его коммутационные потери. Уменьшение потерь в АИ, в его входных и выходных цепях, а также в нагрузке повышает КПД системы в целом и тем самым повышает энергоэффективность работы данного ПП.

Другим важным показателем эффективности работы автономных инверторов является степень использования напряжения источника питания. Она определяет максимально возможную амплитуду основной гармоники формируемой выходной переменной (напряжения или тока) в линейном диапазоне ее регулирования и, следовательно, уровень мощности (энергии), отдаваемой в нагрузку. В связи с этим проводятся многочисленные исследования, направленные на расширение упомянутого линейного диапазона регулирования вплоть до максимально возможного, реализуемого, например, в трехфазных АИН в шести-шаговом режиме работы [31, 32]. Все это говорит об актуальности данной проблемы и о том, что она к настоящему времени полностью еще не решена.

Характеристики АИ, в частности, те, которые определяют эффективность преобразования ЭЭ (мощность, частота коммутации, КПД, качество входной и выходной энергии) во многом зависят от способов управления. В настоящее время доминирующим принципом управления как автономными инверторами, так и многими другими ПП стал принцип широтно-импульсной модуляции. Несмотря на то, что ШИМ стала использоваться в силовой электронике (ранее - преобразовательной технике) еще в середине прошлого века, анализ существующих и син-

тез новых способов ШИМ постоянно является темой многих исследований как у нас в РФ, так и за рубежом. А современные требования, предъявляемые к АИ с точки зрения повышения эффективности преобразования ЭЭ, делают вопрос разработки новых энергооптимальных (в том или ином смысле) способов широтно-импульсной модуляции еще более востребованным.

Большинство существующих способов ШИМ получено эвристическим путем с использованием элементов анализа. Однако в области проектирования способов управления, прежде всего способов управления АИН с ШИМ, параллельно существовала и существует тенденция обратная анализу. Суть ее сводится к следующему: определение по тем или иным заданным энергетическим характеристикам АИН импульсов управления его вентилями. О таком подходе говорит целый ряд работ, касающихся синтеза способов управления АИН с ШИМ. Одни из них посвящены синтезу способов, имеющих ограниченное применение, например, основанных на исключении наперед заданных гармоник из спектра выходного напряжения [33-36]. Другие, используя ту же методику, оптимизируют заданный показатель качества (критерий синтеза) [37, 38]. Третьи описывают только теоретические предпосылки синтеза без доведения работы до конкретной реализации [39]. При этом разработанные способы, как правило, имеют целый ряд недостатков, ограничивающих их широкое применение. Другими словами, вопрос синтеза способов управления АИН и АИТ с ШИМ до настоящего времени окончательно не решен, и исследования в области синтеза новых энергоэффективных способов ШИМ применительно к АИ являются актуальными.

Особенно это стало востребовано в связи с разработкой многофазных и многоуровневых АИ, что стало следствием ужесточения требований к энергоэффективности полупроводникового преобразовательного оборудования. Однако во всех этих случаях (включая МУ-топологии на базе АИТ) в своей первооснове используются те же самые способы ШИМ, которые были разработаны для двухуровневых инверторов напряжения. Имеющиеся отличия являются характеристиками меньшего по значимости порядка. Они обусловлены спецификой работы данных силовых ПП и большим числом сигналов, реализующих способ управле-

ния, сигналов, параметры которых, соответственно, можно тем или иным образом варьировать при разработке (модернизации) конкретного способа ШИМ.

К настоящему времени разработано большое число способов ШИМ: как замкнутых (с обратными связями по выходным параметрам), так и разомкнутых (или программных) [40-44]. Причем, у разработчиков большой интерес вызывают именно способы программного управления (СПУ). Во-первых, это связано с тем, что АИН благодаря своим выше упомянутым свойствам вполне обеспечивает многие требования к его выходным параметрам без замыкания по ним обратных связей. Во-вторых, многие способы управления с обратными связями имеют в своей основе тот или иной СПУ. Следовательно, анализ и разработка программных способов ШИМ, обеспечивающих повышение энергоэффективности АИ, также является актуальной задачей.

Лавинообразное увеличение числа СПУ с ШИМ, усиленное, как было сказано выше, появлением многоуровневых и многофазных топологий, привело в настоящее время к накоплению большого количества информации как о реализации способов ШИМ, так и об их влиянии на характеристики управляемых ими автономных инверторов. Это привело, думается, к некоторому состоянию **хаоса** в этом вопросе, к усложнению процедуры сравнения способов и выбору из них того, который наиболее полно (оптимально) отвечает заданным требованиям к проектируемому преобразователю. Это в некоторой степени коснулось также и синтеза новых способов управления как с точки зрения выбора критериев синтеза, так и выбора критериев сравнения синтезированных способов с уже существующими способами.

Выходом из этой ситуации может быть комплексный, системный подход, но несколько иного, энергетического плана, который, думается, в данном контексте обуславливает необходимость решения следующих задач исследования.

Во-первых, выявления общности способов ШИМ, которая объективно существует в силу единства цели (формирование на выходе инвертора сигнала наиболее близкого по своим свойствам к синусоиде) и средств ее достижения –

модуляция длительности импульсов выходного сигнала. Указанная общность требует своих показателей оценки и их аналитического описания.

Во-вторых, выявления отличительных характеристик (признаков) способов ШИМ, которые также должны объективно существовать в силу неодинаковости их реализации в системе управления (разные формы модулирующих и опорных сигналов, разная логическая обработка полученных последовательностей импульсов и т.д., если говорить об аналоговом представлении СПУ). Отличительные признаки также требуют своих показателей оценки и соответствующего аналитического описания.

В рамках глобальной задачи повышения энергоэффективности преобразования электроэнергии автономными инверторами и те и другие характеристики способов ШИМ должны, очевидно, выражаться через энергетические показатели (входные, внутренние и выходные) данных преобразователей.

В-третьих, необходимость аналитического описания общих и отличительных характеристик способов ШИМ требует развития методов анализа и расчета энергетических показателей инверторов с целью формирования соответственно обобщенных или индивидуальных соотношений (желательно в замкнутом виде).

В-четвертых, для сравнительной оценки способов ШИМ, несомненно, должны использоваться энергетические показатели, характеризующие отличительные признаки способов ШИМ. В настоящее время разработан целый арсенал показателей энергоэффективности работы ПП. Однако необходимость быстрого и обоснованного сравнения большого количества способов ШИМ и выбора из них наиболее оптимального для заданных технических условий требует дальнейшего развития этих показателей с целью расширения охватываемых ими факторов и процессов, протекающих в автономном инверторе и в системе в целом, в которой этот преобразователь функционирует.

Указанные задачи к настоящему времени в должной степени не решены.

Описанный выше обобщенный анализ должен, думается, внести свой вклад и в теорию ШИМ, расширяя наши представления об этом методе модуляции как таковом и особенностях его применения в СЭ. Поскольку в преобразовании ЭЭ по-

лупроводниковыми преобразователями во главу угла ставятся вопросы энергетического характера, то применительно к СЭ данную теорию можно назвать **энергетической** теорией ШИМ.

В разное время в ее разработку и становление, в частности посредством анализа входных и выходных характеристик вентильных преобразователей, управляемых различными видами ШИМ, внесли большой вклад такие отечественные и зарубежные специалисты, как Е.И. Усышкин, Л.И. Сетюков, А.С. Сандлер, Ю.М. Гусяцкий, Г.В. Грабовецкий, А.В. Кобзев, Г.С. Зиновьев, О.Г. Булатов, Е.Е. Чаплыгин, С.А. Харитонов, В.А. Добрускин, А.Ю. Рождественский, В.Е. Тонкаль, В.И. Олещук, В.М. Михальский, Д. Б. Изосимов, В.М. Берестов, S.R. Bowes, J. Holtz, H.S. Patel, R.G. Hofst, D.G. Holmes, T. Lipo, M. Kazmierkowski, A.M. Hava, A. Iqbal и многие другие. Однако в современных условиях требуется новый этап обобщенного анализа широтно-модулированных сигналов, что, соответственно, должно стать определенным вкладом в теорию ШИМ.

Таким образом, на новом этапе развития СЭ, характеризующемся наличием большого количества топологий АИ и СПУ, ужесточением требований к полупроводниковым преобразователям актуальным и необходимым является проведение теоретических и экспериментальных исследований, направленных на единое и комплексное решение задач, ориентированных на повышение энергетической эффективности автономных инверторов с ШИМ различного применения.

Все выше сказанное позволило сформулировать цель и задачи диссертационного исследования.

Целью диссертационной работы является: повышение энергетической эффективности преобразования электрической энергии автономными инверторами с ШИМ на основе развития методов анализа и аналитического обобщенного исследования энергетических характеристик, развития критериев оценки их энергоэффективности, унификации описания работы и управления автономных инверторов в соответствии с принципом дуальности и на этой основе синтеза эффективных способов управления по заданным энергетическим критериям.

При этом были поставлены и **решены следующие задачи:**

1. Разработка единой методики расчета входных и выходных энергетических характеристик многофазных многоуровневых автономных инверторов напряжения и тока с ШИМ на основе анализа особенностей протекающих в них электромагнитных процессов и принципа дуальности.

2. Разработка и аналитическое описание критериев и условий сравнительного анализа способов ШИМ на основе комплексного учета факторов, определяющих энергетическую эффективность автономных инверторов.

3. Проведение обобщенного анализа энергетических характеристик многофазных многоуровневых автономных инверторов, управляемых различными способами ШИМ, с выводом соотношений в замкнутом виде. Обобщение полученных результатов с целью расширения представлений о ШИМ в СЭ.

4. Выбор критериев оптимальности, разработка методики синтеза, а также собственно синтез способов управления ШИМ по заданным критериям и их сравнение с существующими способами.

5. Разработка компьютерных моделей, позволяющих анализировать характеристики инверторов, управляемых синтезированными и существующими способами управления, и оценить адекватность методики расчета.

6. Анализ процессов управления в автономных инверторах тока с целью унификации реализации ШИМ в системах управления АИН и АИТ.

7. Разработка алгоритмов и рекомендаций по микропроцессорной реализации синтезированных способов ШИМ для управления автономными инверторами напряжения и тока.

8. Практическое использование результатов исследования при проектировании промышленных полупроводниковых преобразователей и в учебном процессе.

Методы исследования. При решении поставленных задач использовались: прямые методы анализа энергетических показателей полупроводниковых преобразователей, аппарат коммутационных функций, методы интегрального и спек-

трального анализа, теория бесконечных и конечных рядов, методы численной оптимизации, методы компьютерного моделирования.

Научная новизна заключается в следующем:

1. Предложена концепция множественности форм представления способов управления АИ, каждая из которых позволяет по-своему оценить характеристики и/или возможности способа управления, и которые предложено назвать **моделями** способов управления.

2. Предложено автономные инверторы тока и напряжения на основе принципа дуальности формально рассматривать как единый, унифицированный класс вентильных преобразователей с однократным преобразованием электроэнергии постоянного тока в энергию переменного тока, для которых характерны однотипные способы управления и аналитические выражения, описывающие входные и выходные переменные.

3. Разработана единая методика расчета качества электроэнергии инверторов, позволяющая вывести аналитические соотношения для действующего значения и коэффициента гармоник входных и выходных переменных в общем случае многоуровневых автономных инверторов с ШИМ. В основе методики лежит свойство импульсов всех входных и выходных переменных модулироваться по длительности в соответствии с виртуальным «линейным (межфазным) модулирующим сигналом».

4. Выведены обобщенные аналитические соотношения для действующего значения и коэффициента гармоник выходного напряжения m -фазного L -уровневого АИН, управляемого различными способами ШИМ, справедливые и для дуальных переменных АИТ.

5. Сформулирован «принцип подобия способов», позволяющий адекватно, с единых позиций сравнивать способы ШИМ как по входным, так и по выходным характеристикам.

6. Предложен новый показатель оценки эффективности преобразования электрической энергии автономными инверторами - приведенный интегральный

коэффициент гармоник напряжения (ИКГН) q -го порядка, являющийся персональной характеристикой способа ШИМ, учитывающей как качество выходной (входной) энергии, так и коммутационные потери в инверторе.

7. Получены аналитические соотношения для приведенного ИКГН 1-го порядка и аппроксимирующие соотношения для приведенных ИКГН 2-го и 3-го порядков для большинства современных способов ШИМ двух- и трехуровневых АИН. Показано, что они также справедливы для дуальных электрических величин инверторов тока.

8. Предложена методика синтеза и синтезирован ряд новых способов ШИМ по заданным критериям эффективности.

Положения, выносимые на защиту:

1. Концепция множественности форм представления (моделей) способов управления автономными инверторами с ШИМ, позволяющих с разных сторон оценить характеристики и/или возможности способа управления.

2. Понятие «линейный модулирующий сигнал», позволяющее единообразно описать форму и энергетические характеристики всех входных и выходных переменных автономных инверторов.

3. «Принцип подобия способов», позволяющий адекватно сравнивать способы ШИМ как по входным, так и по выходным характеристикам.

4. Обобщенные аналитические соотношения для показателей качества выходного напряжения m -фазного L -уровневого автономного инвертора напряжения, справедливые для различных способов ШИМ.

5. Новый показатель оценки эффективности преобразования электрической энергии автономными инверторами - приведенный интегральный коэффициент гармоник напряжения q -го порядка как критерий объективного сравнительного анализа способов ШИМ с точки зрения дополнительных потерь в выходных и входных цепях автономного инвертора и потерь на коммутацию.

6. Синтезированные по заданным критериям эффективности способы ШИМ, защищенные патентами РФ.

Практическая значимость работы заключается:

1. В разработке инженерной методики вывода соотношений для действующего значения и коэффициента гармоник входных и выходных переменных автономных инверторов с ШИМ.

2. В выведенных обобщенных аналитических выражениях для действующего значения и коэффициента гармоник выходного напряжения m -фазного L -уровневого АИН, справедливых для различных способов ШИМ, и в методике, позволяющей от общих выражений переходить к частным.

3. В процедуре использования соотношений, полученных для входных и выходных параметров АИН, применительно к дуальным переменным АИТ, управляемых аналогичным способом ШИМ.

4. В полученных аналитических соотношениях для приведенного ИКГН 1-го порядка и аппроксимирующих соотношениях для приведенных ИКГН 2-го и 3-го порядков, необходимых при расчете энергетических показателей АИН прямыми методами. Показано, что они также справедливы для дуальных электрических величин инверторов тока. В аналитических соотношениях, выведенных для типовых топологий выходных цепей преобразователей, позволяющих с использованием выражений для ИКГН оценить качество электроэнергии в нагрузке.

5. В результатах сравнительного анализа синтезированных способов с существующими способами. По результатам анализа была оценена эффективность разработанных способов и область их применения.

6. В унификации процедуры реализации ШИМ в системах управления АИН и АИТ, а также в рекомендациях, алгоритмах и разработанных программах на языке Си, позволяющих реализовать синтезированные способы с использованием микропроцессорных средств.

7. В использовании совокупности теоретических и практических результатов при проектировании промышленных полупроводниковых преобразователей и в учебном процессе при подготовке магистрантов и аспирантов в области силовой электроники.

Реализация результатов работы

Основные научные положения диссертационной работы, а также результаты теоретических и экспериментальных исследований использованы при выполнении госбюджетных и хоздоговорных НИР, выполняемых в НГТУ по заказу ряда предприятий, таких как АКБ «Якорь» (г. Москва), ФГУП ПО «СЕВЕР», ЗАО «НОЭМА», ОАО «ИПФ», ТОО «СИБИРЬ-МЕХАТРОНИКА» (г. Новосибирск).

Предложенные в диссертации методика расчета показателей качества входной и выходной энергии, а также алгоритмы управления трехфазным автономным инвертором напряжения, обеспечивающие заданное качество и расширенный диапазон регулирования выходного напряжения преобразователя, были использованы при разработке станций частотного управления насосными агрегатами мощностью 250-1000 кВт серии ВСЧ500-ДТС с преобразователями частоты промежуточного звена серии СЧ500.

Результаты диссертационных исследований нашли применение при разработке:

- электронного блока в рамках НИР «Рукоять» по созданию изделия со специфическими органами управления по тангажу и рысканию, обеспечивающими ему повышенную управляемость;
- эскизных проектов блока управления (КТНЦ) для электромеханического усилителя рулевого управления, мехатронной системы ПЧ-ПСПЧ, преобразователя ПЧ-ПСПЧ-L1 и преобразователя ПЧА2;
- полупроводниковых регуляторов температуры «ИРТ-1» мощностью 18 кВт.

Материалы диссертации, относящиеся к микропроцессорной реализации способов ШИМ, нашли свое отражение в учебных пособиях: "Микропроцессорные системы управления устройствами силовой электроники". – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2006 г. – В 2 ч. Ч. 1. – 72 с.; "Микропроцессорные системы управления устройствами силовой электроники". – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010 г. – В 2 ч. Ч. 2. – 110 с. - и используются в учебном процессе при подготовке студентов по специальности «Промышленная электроника» в следующих учебных

курсах: «Однокристалльные микро-ЭВМ», «Микропроцессорные системы силовой электроники».

Связь темы диссертации с научно-техническими программами

Работа выполнялась в рамках следующих программ:

1. Федеральная целевая программа «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007-2012 годы» научно-исследовательские работы по лоту шифр «2011-16-516-015» «Проведение проблемно-ориентированных поисковых исследований в области создания эффективных накопителей электрической энергии для нужд централизованной и автономной энергетики» по теме: «Разработка и создание эффективных накопителей электрической энергии на базе многоуровневых полупроводниковых преобразователей и аккумуляторных батарей».

2. Государственный контракт от 22.10.2010 7. № 13.G36.31.0010 «Исследование, разработка и организация промышленного производства мехатронных систем для энергосберегающих технологий двойного назначения».

3. Грант РФФИ по итогам конкурса РФФИ научных проектов, выполняемых молодыми учеными под руководством кандидатов и докторов наук в научных организациях Российской Федерации в 2015 году. Проект № 15-38-50412: "Разработка и реализация гистерезисных алгоритмов управления полупроводниковыми преобразователями, работающими в системах автономного и централизованного электроснабжения" (научный руководитель). Договор № Ор 15-38-50412/15 от 22.04.2015.

4. Федеральная целевая программа «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2004-2020 годы» (Соглашение о предоставлении субсидии № 14.577.21.0198, уникальный идентификатор ПНИЭР - RFMEF157715X0198). Тема «Разработка и исследование бортовой энергопреобразующей аппаратуры с микропроцессорной системой управления и мониторинга космических аппаратов систем связи, дистанционного зондирования Земли и геодезии»

5. Государственный контракт №8.1327.22014К от 17.07.2014 "Силовые электронные трансформаторы".

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались автором и обсуждались на: 3-й международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-96, Новосибирск, 1996; 4-й международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-98, Новосибирск, 1998; 7-й международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-2004, Новосибирск, 2004; 9-й международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-2008, Новосибирск, 2008; 10-й международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-2010, Новосибирск, 2010; 13-й международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-2016, Новосибирск, 2016; 14-й науч.-техн. конференции «Электроприводы переменного тока», Екатеринбург, 2007; Международная конференция «Проблемы современной электротехники», Киев, 2008; 13-й международной научно-технической конференции «Силовая электроника и энергоэффективность», Алушта, 2007; 14-й международной научно-технической конференции «Силовая электроника и энергоэффективность», Алушта 2008; 15-й международной научно-технической конференции «Силовая электроника и энергоэффективность», Алушта, 2009; 18-й международной научно-технической конференции «Силовая электроника и энергоэффективность», Алушта, 2012; 56th *International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Riga, 2015.*

Публикации. По теме диссертации опубликовано 47 научных работ, в том числе 16 печатных работ в журналах, рекомендованных ВАК РФ, 1 авторское

свидетельство СССР, 6 патентов РФ, 20 тезисов докладов на международных и всесоюзных научно-технических конференциях, а также 2 учебных пособия.

Структура и объем диссертационной работы. Диссертация состоит из введения, 5 глав основного текста, заключения, списка литературы из 310 наименований и 6 приложений. Общий объем работы составляет 452 страницы, в том числе 407 страниц основного текста, включающего 140 рисунков и 46 таблиц.

Глава 1. ТОПОЛОГИИ И СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ АВТОНОМНЫМИ ИНВЕРТОРАМИ. СОСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ

1.1 Топологии автономных инверторов напряжения

К настоящему времени разработана целая гамма топологий автономных инверторов напряжения, и число их постоянно растет, что обусловлено, прежде всего, появлением многоуровневых вариантов. Обзору, классификации, применению схем АИН посвящено множество публикаций как у нас в России [6-8, 26, 45, 46], так и за рубежом [9, 47-54]. Поскольку анализ топологий не является прямой целью настоящей работы, то в данной главе обзор будет опираться на уже имеющиеся по данному вопросу публикации, а схемы АИН в этом и в следующих разделах будут рассматриваться обобщенно и в контексте главной задачи – анализ и синтез способов программного управления автономными инверторами.

1.1.1 Двухуровневые инверторы напряжения

Все схемы АИН, включая и многоуровневые варианты, строятся на базовых, разной степени сложности, подмодулях. Простейшим вариантом такого подмодуля является плечо (стойка, фаза) двухуровневого инвертора напряжения (2У-АИН). На рисунке 1.1 приведена структура такого инвертора в обобщенном m -фазном варианте. Базовым подмодулем этой схемы является плечо, состоящее из двух соединенных последовательно транзисторных ключей с антипараллельными диодами. Питается инвертор от источника ЭДС постоянного тока величиной E_d . В средней точке плеча (месте соединения транзисторов) формируется выходное напряжение фазы инвертора, соответственно к ней подключается одним концом нагрузка. Диоды, включенные антипараллельно с ключами, предназначены для сброса реактивной мощности RL -нагрузки в источник питания. В связи с этим источник должен обладать двухсторонней проводимостью, или в звено постоянного

тока для компенсации реактивной мощности должен быть включен конденсатор большой емкости.

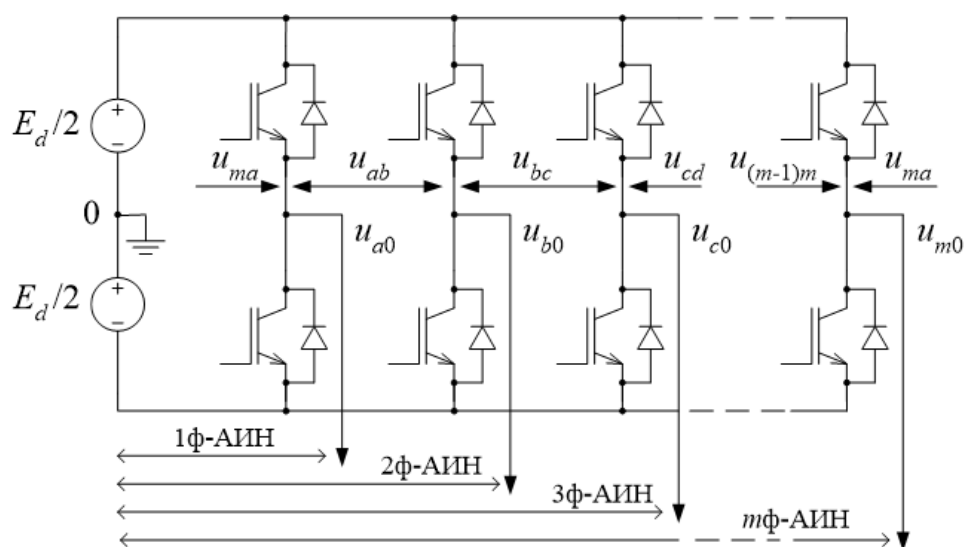


Рисунок 1.1 – Обобщенная схема m -фазного 2У-АИН

Простейший однофазный 2У-АИН, обозначенный на рисунке 1.1 как «1ф-АИН», состоит из источника питания и одного плеча. Нагрузка в этой топологии подключается между средней точкой источника питания «0» и средней точкой стойки. Для обеспечения независимости формы выходного напряжения АИН от характера нагрузки импульсы управления ключами в фазе должны быть взаимно-инверсными, или комплементарными [55]. Т.е. в любой момент времени один из ее ключей замкнут, и соответствующий конец нагрузки жестко подключен к той или иной шине источника питания.

В такой схеме инвертор формирует на нагрузке биполярное импульсное напряжение (u_{a0}) с амплитудами импульсов $+E_d/2$ и $-E_d/2$. Подключая к первой стойке параллельно одно, два и так далее $(m-1)$ стоек, получаем соответственно двухфазный, трехфазный или, в общем случае, m -фазный 2У-АИН с выходными фазными напряжениями $u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}, \dots, u_{m0}$. Дополнительный индекс «0» в приведенном обозначении напряжений подразумевает, что они отсчитываются от средней точки источника питания, что соответствует подключению нагрузки в соответствующую m -фазную звезду с нулевым проводом, соединяющим общую

точку фазных нагрузок со средней точкой источника питания. При любом числе фаз эти перечисленные напряжения будут иметь форму биполярных импульсов, как и в однофазном варианте.

При подключении нагрузки в звезду без нулевого провода (что, естественно, невозможно для однофазного варианта) фазные напряжения уже отсчитываются не от средней точки источника питания (в ней надобность отпадает), а от общей точки нагрузки. При этом в обозначении этих напряжений индекс «0» далее будет опускаться.

Примечание – АИН с топологией «источник питания - две стойки» обычно называют *однофазным мостовым инвертором*, а АИН с одной стойкой - *однофазным полумостовым инвертором*. На наш взгляд, это не совсем корректно. То, что характерно для m -фазного АИН справедливо и для АИН с двумя стойками ($m=2$). Стойки управляются импульсами, сдвинутыми на $360/m=360/2=180$ (другое дело, что сдвиг фаз совпал с принципом комплементарного управления). В этом АИН можно также сформировать и измерить два фазных напряжения u_{a0} , u_{b0} и два линейных напряжения u_{ab} , u_{ba} , сдвинутых, как и положено, друг относительно друга на 180 градусов. Формально это же будет справедливо и для традиционной нагрузки без нулевого провода, если рассматривать ее как двухлучевую звезду. Относительно ее воображаемой общей (средней) точки также будут формироваться два напряжения u_a и u_b , сдвинутые друг относительно друга на 180 градусов. Таким образом, общие закономерности, характерные для m -фазного АИН, выполняются и для топологии с двумя стойками. Кроме того, в ряде зарубежных работ данная структура АИН так и называется – *двухфазной* [56]. В связи с этим в дальнейшем в ряде разделов, для отражения общности некоторых закономерностей, инвертор в данной топологии будет называться двухфазным.

При отсутствии нулевого провода форма фазного напряжения принимает более сложный вид. Ее общая конфигурация зависит от числа фаз m , а конкретный текущий уровень зависит от схемы подключения нагрузки к источнику питания в конкретном состоянии АИН: подключаются ли другие фазы нагрузки последовательно или параллельно к искомой фазе, а сама фаза – к положительному или отрицательному полюсу источника питания. Так, в двухфазном АИН в кривой фазного напряжения присутствуют уровни $+E_d/2$, 0 , $-E_d/2$; в трехфазном – уровни $+2E_d/3$, $+E_d/3$, 0 , $-E_d/3$ и $-2E_d/3$; в пятифазном - уровни $+4E_d/5$, $+3E_d/5$, $+2E_d/5$, $+E_d/5$, 0 , $-E_d/5$ и $-2E_d/5$, $-3E_d/5$, $-4E_d/5$ [17] и т.д.

Несколько иными свойствами обладает линейное напряжение АИН, т.е. напряжение между стойками (на рисунке 1.1 эти напряжения обозначены u_{ab} , u_{bc} ,

$u_{cd}, \dots, u_{m(m-1)}$ и u_{ma}). Его форма не зависит от схемы соединения нагрузки, оно не меняется даже при ее отсутствии (т.е. в режиме холостого хода). Кроме того, линейное напряжение имеет более простую, чем фазное напряжение, форму. Во-первых, линейное напряжение АИН является однополярным на полупериоде выходного частоты. Во-вторых, независимо от числа фаз 2У-АИН в его линейном напряжении присутствуют только уровни $+E_d$, 0 , $-E_d$. Таким образом, число уровней на его полупериоде равно числу уровней напряжения в звене постоянного тока. При этом качественно спектр линейного напряжения не отличается от спектра фазного напряжения при соединении нагрузки в звезду без нулевого провода, так как в обоих случаях из спектра исчезают гармоники нулевой последовательности [18]. Все это говорит о том, что для анализа выходных характеристик АИН целесообразно использовать линейное напряжение.

Так как каждая стойка 2У-АИН имеет всего два состояния, то общее число состояний в m -фазном двухуровневом АИН будет равно 2^m .

1.1.2 Многоуровневые инверторы напряжения

Как было сказано во введении, МУ-АИН нашли широкое применение в мощных высоковольтных системах преобразования и передачи электрической энергии. Их основными преимуществами является следующее. Во-первых, большее, по сравнению с 2У-АИН, число уровней (ступеней) в кривой выходного напряжения, благодаря чему более качественно аппроксимируется требуемая синусоидальная форма выходного напряжения. Это, прежде всего, отражается на значительном уменьшении коэффициента гармоник выходного напряжения и позволяет инвертору работать с меньшей частотой коммутации транзисторов. Последнее обстоятельство, в свою очередь, уменьшает коммутационные потери и, соответственно, повышает КПД преобразователя. Кроме того, переход к МУ-топологиям упрощает решение задачи электромагнитной совместимости мощных преобразователей [6, 57].

Во-вторых, в МУ-АИН значительно уменьшается прямое напряжение, прикладываемое к транзисторам. Если для 2У-АИН оно равно E_d , то для МУ-АИН оно равно величине одной ступени и составляет $E_d/(L-1)$, где L – число уровней напряжения в преобразователе. То есть уменьшается величина du/dt , формируемая на коллекторе транзистора при его запираии, и понижаются требования к снабберам. Помимо этого, уменьшение прямого напряжения позволяет в высоковольтных инверторах использовать более дешевые, технологически отработанные транзисторы меньшего класса по напряжению. В [7, 8], в частности, говорится, что на сегодняшний день силовые *IGBT*-ключи с рабочим напряжением 1200-1700 В обеспечивают максимальную техническую и экономическую эффективность и наилучшим образом подходят для решения задач преобразования электроэнергии устройствами силовой электроники в диапазоне средних и высоких напряжений. На базе данных транзисторов строятся, например, МУ-преобразователи с выходным напряжением 2.26 кВ [8]. При использовании ключей более высокого класса разрабатываются многоуровневые инверторы с линейным напряжением 6 кВ [7].

В то же время многоуровневые топологии АИН имеют и свои недостатки, которые в большей степени определяются уже конкретной схмотехникой. МУ-АИН компонуются так же, как это показано на рисунке 1.1, из соответствующих (многоуровневых) базовых подмодулей-плеч. Эти подмодули строятся путем каскадирования двухуровневых транзисторных плеч в последовательной или параллельной комбинации с добавлением компонентов (диодов или конденсаторов), обеспечивающих формирование дополнительных уровней напряжения.

На рисунке 1.2 изображены однофазные представители трех основных семейств многоуровневых топологий применительно к трехуровневому АИН (3У-АИН) [50]. На рисунке 1.2 *a* приведена схема трехуровневого плеча по топологии с фиксированной нейтральной точкой (*neutral point clamped - NPC*), впервые опубликованная в [58], или (более общее название) с фиксирующими диодами (*diode-clamped – DC*) [47-52]. Оно представляет собой комбинацию двух двухуровневых плеч, соединенных последовательно. Выходы каждого двухуровневого плеча связа-

ны двумя последовательно соединенными фиксирующими диодами. Нейтральная точка формируется путем объединения средней точки фиксирующих диодов со средней точкой источника питания, а чаще – со средней точкой двух конденсаторов (емкостного делителя напряжения) звена постоянного тока. В следующем абзаце и далее при описании схем обозначения берутся из рисунков.

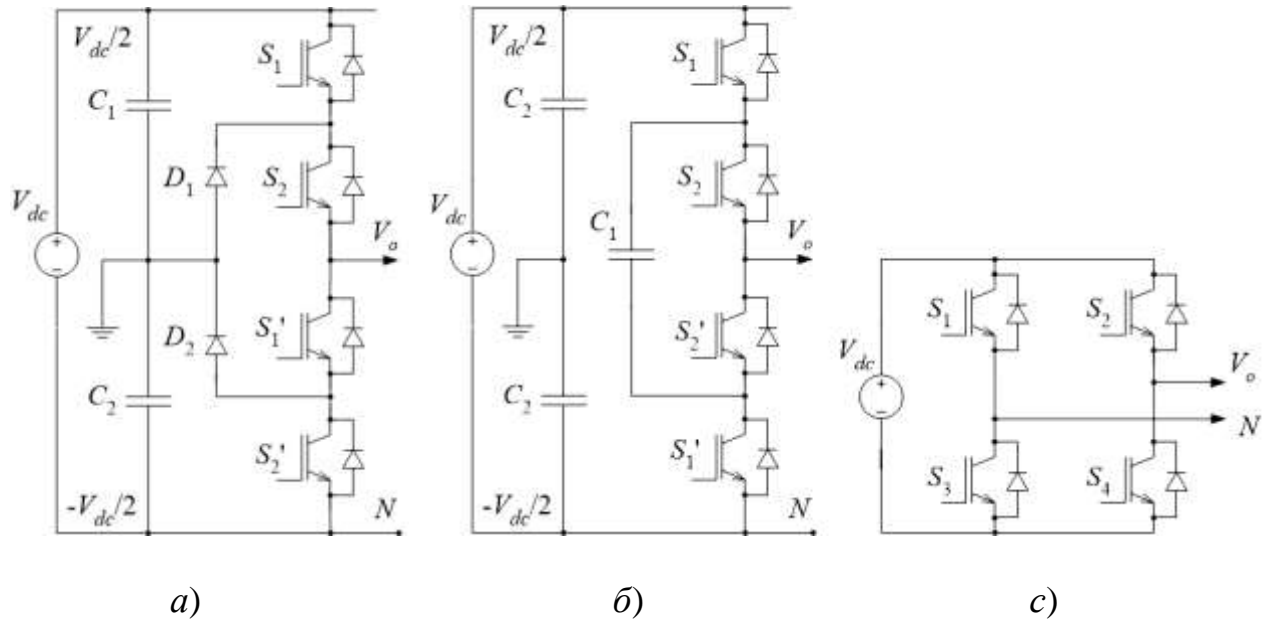


Рисунок 1.2 – Варианты базовых подмодулей (стоек) для 3У-АИН

Выходом сформированной стойки является точка соединения двухуровневых плеч (V_o). Такое построение фазы обеспечивает формирование на ее выходе (относительно средней точки звена постоянного тока) напряжения с тремя разными уровнями напряжения $+V_{dc}/2$, $-V_{dc}/2$ и 0 , где V_{dc} – полное напряжение в звене постоянного тока (см. рисунке 1.2). Как и в 2У-АИН, в управлении ключами трехуровневого инвертора напряжения существует правило, обеспечивающее независимость формы выходного напряжения от характера нагрузки: импульсы управления парами ключей S_1 и S_1' , S_2 и S_2' должны быть комплементарными. Отметим, что уровень нулевого напряжения достигается только лишь одной ключевой комбинацией $(S_1, S_2) = (0, 1)$.

В силу того, что каждая стойка 3У-АИН имеет не два, а уже три возможные состояния, общее число состояний в m -фазном трехуровневом АИН будет равно 3^m . В кривой полуволны линейного напряжения (также однополярного) будут присутствовать три уровня напряжения: $+V_{dc}$, $+V_{dc}/2$ и 0 .

Подобным же образом формируются стойки DC-топологии для АИН и с большим числом уровней. С увеличением числа уровней L помимо увеличения транзисторов с антипараллельными диодами пропорционально увеличивается число конденсаторов емкостного делителя напряжения в звене постоянного тока и пар фиксирующих диодов. На рисунке 1.3, в качестве примера, приведена схема однофазного 5У-АИН с фиксирующими диодами [47].

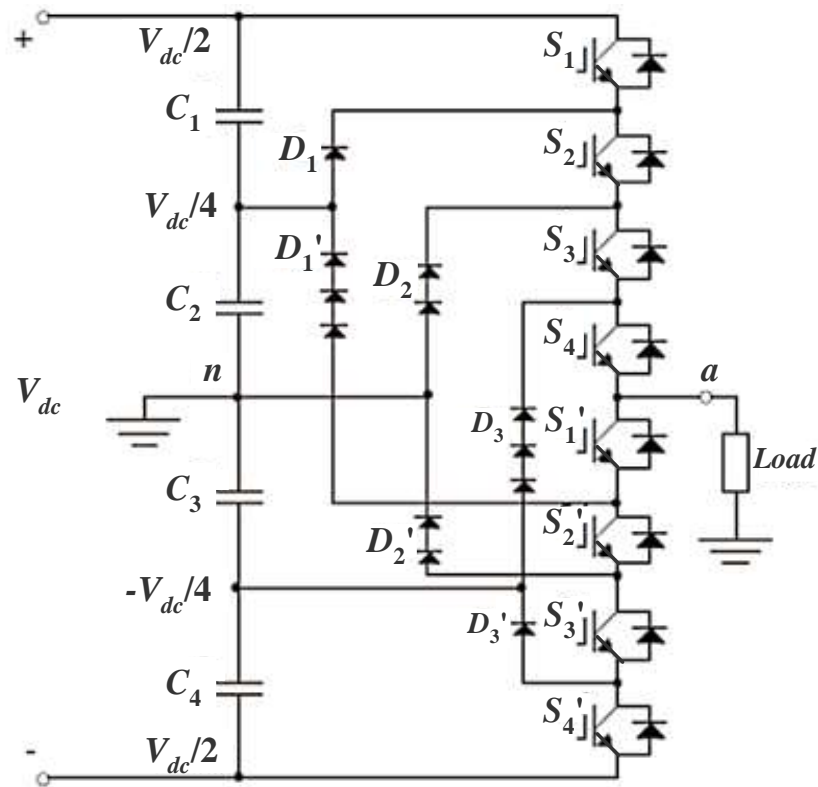


Рисунок 1.3 – Однофазный 5У-АИН с фиксирующими диодами

Как видно из рисунка, схема состоит из четырех конденсаторов емкостного делителя в звене постоянного тока, каждый из которых заряжен до напряжения $V_{dc}/4$, восьми ключей $S_1 - S_4$, $S_1' - S_4'$ с антипараллельными диодами и трех вет-

вей фиксирующих диодов по 4 шт. в каждой. Такое количество фиксирующих диодов в каждой ветви обусловлено тем, что в ней, с целью унификации элементов схемы, используются диоды одного класса, рассчитанные на обратное напряжение $V_{dc}/4$. На такое же напряжение должны быть рассчитаны и транзисторные ключи. Соответственно, в трехфазном 5У-АИН число компонентов будет в три раза больше. Исключение составляет входной емкостной делитель напряжения, который может быть общим для всех фаз инвертора. Таким образом, с увеличением числа уровней в МУ-АИН значительно увеличивается число входящих в него компонентов, что является существенным недостатком топологии с фиксирующими диодами.

Примечание - Для МУ-АИН в звене постоянного тока емкостной делитель может состоять из трех, четырех и более конденсаторов, поэтому фиксирующие диоды обеспечивают поддержание уровня напряжения не только в средней точке звена постоянного тока, тем более что при четном числе уровней она вообще отсутствует. В связи с этим, думается, обозначение «NPC-топология» правомерно только для трехуровневого варианта, а более правильным и общим будут название «топология с фиксирующими диодами», или «DC-топология».

Вторым крупным недостатком данной и следующих ниже силовых структур МУ-АИН является небаланс (неодинаковость) напряжений на конденсаторах, формирующих требуемые уровни напряжения. В процессе работы МУ-АИН на активно-индуктивную нагрузку напряжения на этих конденсаторах могут существенно отклоняться от величины $E_d/(L-1)$, что, прежде всего, негативно отражается на качестве выходного напряжения. Небаланс напряжений обусловлен тем, что в электрических процессах, протекающих в схеме, загрузка конденсаторов по току не одинакова. Это приводит к разной степени заряда-разряда конденсаторов входного емкостного делителя. Отметим, что в АИН NPC-топологии это происходит при наличии активной составляющей мощности в нагрузке. При чисто реактивной мощности конденсаторы заряжаются и разряжаются одинаково, и небаланс их напряжений отсутствует [47-54].

Проблему небаланса обычно устраняют введением в схему дополнительных цепей и/или усложнением алгоритма управления МУ-АИН [47-52, 21].

МУ-преобразователи с фиксирующими диодами нашли свое место в приводах большой мощности переменного тока, таких как привода конвейеров, насосов, вентиляторов и мельниц. В частности такие преобразователи для частотного электропривода на мощности до 5000 кВт при напряжениях 3300 В и 4160 В выпускают зарубежные фирмы *ABB* и *Siemens* [6, 7].

Другая базовая топология применительно к ЗУ-АИН представлена на рисунке 1.2 *b*. Ее особенностью является то, что вместо фиксирующих диодов для формирования требуемых уровней выходного напряжения используются конденсаторы. В соответствии с этим данная структура называется топологией с фиксирующими конденсаторами (*capacitor clamped* - *CC*), или с «плавающими» конденсаторами (*flying capacitor* – *FC*) [47-52].

Фиксирующий конденсатор C_1 в данной схеме (см. рисунок 1.2 *b*) заряжен до напряжения $V_{dc}/2$, что обеспечивает возможность формирования на выходе фазного плеча относительно средней точки источника питания, а также в линейном напряжении ЗУ-АИН те же уровни напряжения, что и в ЗУ-АИН по *DC*-топологии.

Преимущество такого ЗУ-АИН заключается в том, что ему не требуются дополнительные фиксирующие диоды, как в преобразователях на рисунке 1.2 *a* и рисунке 1.3. Недостатком же *FC*-топологии является наличие большого количества конденсаторов большой емкости, тем более при большом числе уровней и фаз в преобразователе. Кроме того, здесь также при числе уровней больше трех возникает проблема небаланса напряжений, но уже на «плавающих» конденсаторах [47-52]. Однако в отличие от *DC*-топологии в данном случае небаланс напряжений возникает из-за реактивной составляющей мощности нагрузки. При чисто активной нагрузке напряжений одинаковы [47]. Проблему небаланса напряжений на конденсаторах в МУ-АИН по *FC*-топологии также устраняют введением дополнительных цепей в схему и/или усложнением алгоритма управления МУ-АИН [47-52, 58, 59].

Для примера на рисунке 1.4 приведена схема однофазного 5У-АИН по *FC*-топологии [47]. Так как в этом случае величина каждого уровня напряжения составляет $V_{dc}/4$, то все элементы схемы рассчитаны на этот уровень. Следствием этого является наличие последовательно соединенных конденсаторов, как в звене постоянного тока, так и в ветвях с «плавающими» конденсато́рами.

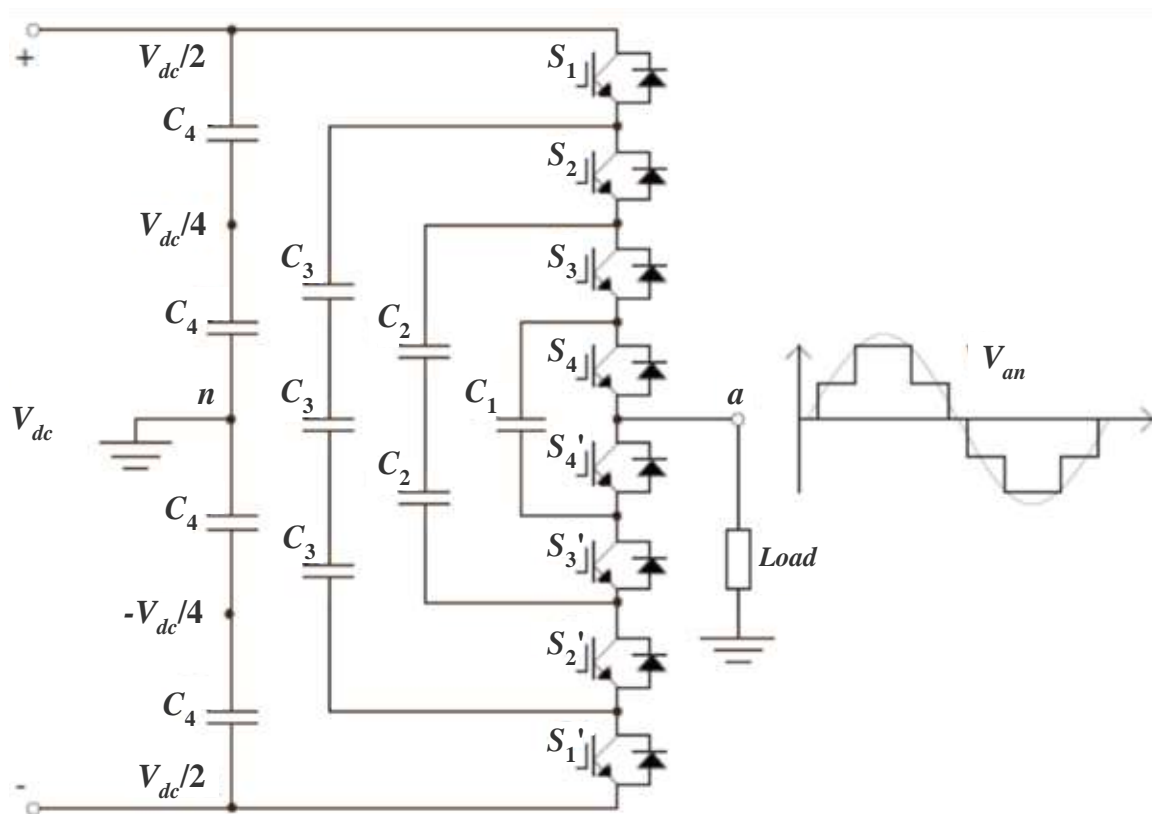


Рисунок 1.4 – Однофазный 5У-АИН с фиксирующими конденсаторами

МУ-преобразователи с фиксирующими конденсаторами нашли применение для приложений с высокой частотой коммутации, такие как тяговые привода на средние напряжения. [9, 49]. В частности подобные преобразователи выпускают такие зарубежные фирмы как *Alstom* и *General Electric* [45].

Последняя базовая топология МУ-АИН, приведенная на рисунке 1.2 с, называется каскадной мостовой (*cascaded H-bridge – CHB*) [47-52]. Идея получения многоуровневой формы напряжения в таких типах преобразователей заключается в последовательном соединении однофазных (или *H*-) мостов. Для трехуровневого преобразователя базовым подмодулем плеча АИН является однофаз-

ный мост. Относительно одного из его выводов, например N , на другом его выводе V_o (см. рисунок 1.2 *c*) можно получить уровни напряжения $+V_{dc}$, 0 и $-V_{dc}$. Для адекватного сравнения с вышерассмотренными трехуровневыми топологиями уровень напряжения на рисунке было бы правильнее обозначить $V_{dc}/2$. Каждая последовательно соединенная мостовая ячейка добавляет в фазу два уровня напряжения. Следовательно, данная топология способна формировать МУ-АИН только с нечетным числом уровней. Для иллюстрации на рисунке 1.5 приведена схема трехфазного 5У-АИН по *СНВ*-топологии [47].

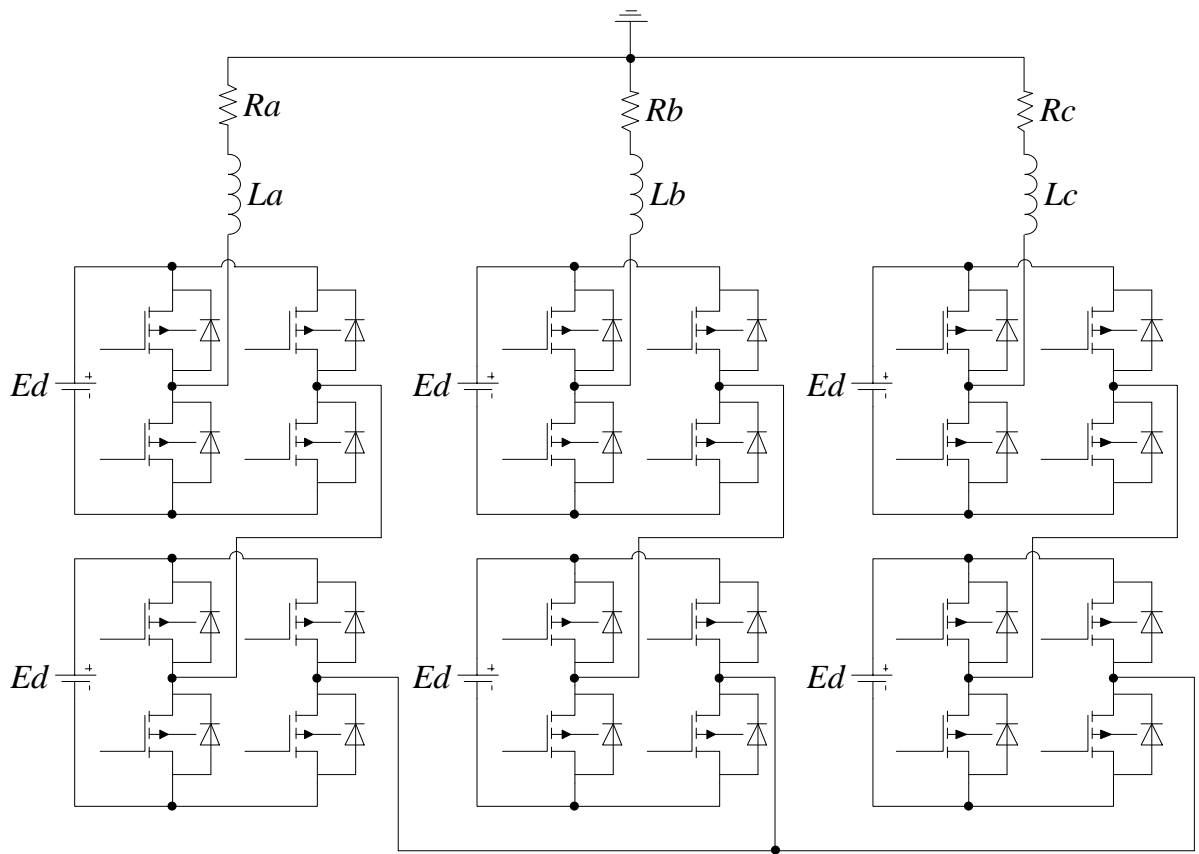


Рисунок 1.5 – Трехфазный каскадный 5У-АИН

Достоинством такой топологии является малое количество компонентов: не требуется дополнительных фиксирующих конденсаторов или диодов. Главным же недостатком такой схемы является необходимость иметь для каждого однофазного моста (при передаче в нагрузку активной мощности) свой изолированный источник постоянного напряжения.

Каскадные МУ-АИН на H -мостах успешно нашли коммерческое применение в системах большой мощности и с высокими требованиями к качеству электрической энергии, в диапазоне мощностей до 31 МВА [7, 9, 46, 49]. Эта топология также часто применяется для активных фильтров и компенсаторов реактивной мощности, электрических и автомобильных гибридных двигателей, фотоэлектрических преобразователей, источников бесперебойного электроснабжения, магниторезонансной томографии. Примером применения каскадной топологии на H -мостах может быть конвертор производства фирмы *Siemens* 34 кВ, 15 МВт, который представляет из себя трехфазный шестиэлементный *СНВ*-конвертор, разработанный для устройств рекуперации энергии [46].

В таблице 1.1 на основании данных, представленных в [48], приведены количественные характеристики рассмотренных топологий для m -фазного L -уровневого АИН. Для адекватности условий сравнения сделано допущение, что источники питания обладают односторонней проводимостью тока, что приводит к необходимости обязательного включения конденсатора в звене постоянного тока.

Таблица 1.1 – Количественные характеристики m -фазных L -уровневых АИН

Топология	Кол-во источников питания	Кол-во конденсаторов в звене постоянного тока	Кол-во транзисторов	Кол-во фиксирующих диодов/ конденсаторов
<i>DC</i> -	1	$L-1$	$2(L-1)m$	$(L-1)(L-2)m$
<i>FC</i> -	1	$L-1$	$2(L-1)m$	$(L-1)(L-2)m$
<i>СНВ</i> -	$(L-1)m/2$	$(L-1)m/2$	$2(L-1)m$	--

Рассмотренные выше три основные топологии МУ-АИН довольно подробно исследованы в литературе, в частности в работе [48]. С учетом целого ряда показателей было показано, что при большом числе уровней более эффективными для реализации МУ-АИН являются каскадная топология и топология с фиксирующими конденсаторами.

Помимо рассмотренных трех базовых топологий существует, как было сказано выше, множество других типов МУ-АИН, в частности представленных в [6, 26, 45, 49, 52, 54]. Они, как правило, строятся на основе базовых топологий и их сочетании. Целью таких схем является обеспечение баланса напряжений на конденсаторах и/или улучшение отдельных характеристик многоуровневых инверторов. Однако улучшение одних показателей преобразователя, как правило, сопровождается ухудшением других.

Несмотря на имеющиеся отличия в характеристиках, разные топологии МУ-АИН обладают и существенным единством, которое, в частности, отразилось в разработке так называемого обобщенного МУ-АИН, рассмотренного в следующем разделе.

1.1.3 Обобщенная топология многоуровневого инвертора напряжения

Рисунок 1.6 показывает предложенную в [53] обобщенную многоуровневую топологию для одного плеча, где каждый ключ, диод или конденсатор находится под напряжением $E_d/(L-1)$ (эта величина на рисунке обозначена как V_{dc}). Инвертор любой топологии с любым числом уровней, включая традиционный 2У-АИН, может быть получен из обобщенной МУ-топологии. Так, например, плечо 2У-АИН получается «отрезанием» по линии «*2-level line*», плечо 3У-АИН – по линии «*3-level line*» и т.д. Очевидно, что L -уровневый АИН может быть построен на основе базовой ячейки, которая показана на вклейке в левом нижнем углу рисунка. Обобщенное L -уровневое фазное плечо есть горизонтальная пирамида на базовых ячейках. Поскольку базовая ячейка есть 2У-фазное плечо (*two-level phase leg*), то она называется $P2$ -ячейкой (см. рисунок 1.5), а обобщенный МУ-инвертор называется $P2$ -МУ-инвертором. Для объяснения принципа работы и анализа схемы далее используется 5У-схема, изображенная на рисунке 1.7 и рисунке 1.8 в разных режимах работы.

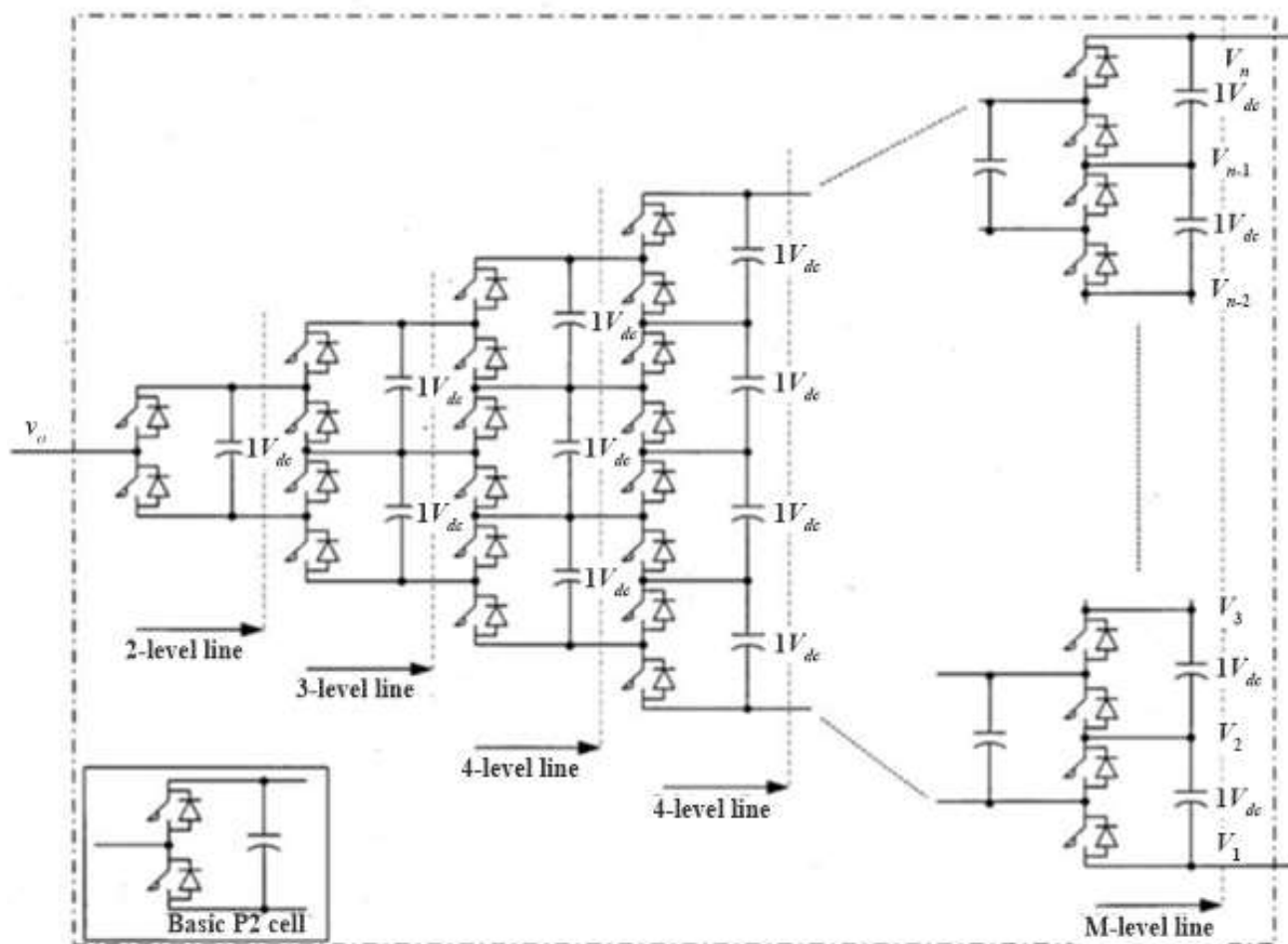


Рисунок 1.6 – Обобщенная МУ-топология одного плеча АИН

Ключи $Sp1-Sp4$, $Sn1-Sn4$, диоды $Dp1-Dp4$, $Dn1-Dn4$ (см. рисунок 1.7, и рисунок 1.8) являются главными элементами и используются для формирования желаемой кривой выходного напряжения. Остальные ключи и диоды предназначены для фиксации и балансирования конденсаторных напряжений, т.е. уровней напряжения. Градиент напряжения каждого компонента равен V_{dc} . Все уровни напряжения само-балансируются через фиксирующие ключи и фиксирующие диоды. Рассмотрим работу схемы по рисунку 1.7 и рисунку 1.8. Обведение окружностью (как сплошной, так и штриховой) обозначает включенные устройства и путь протекания тока. Не обведенные транзисторы выключены. Причем, ключи, обведенные сплошной линией, необходимы для создания желаемого уровня выходного напряжения, а обведенные пунктирной линией, предназначены для целей балансирования и фиксации напряжения на конденсаторах.

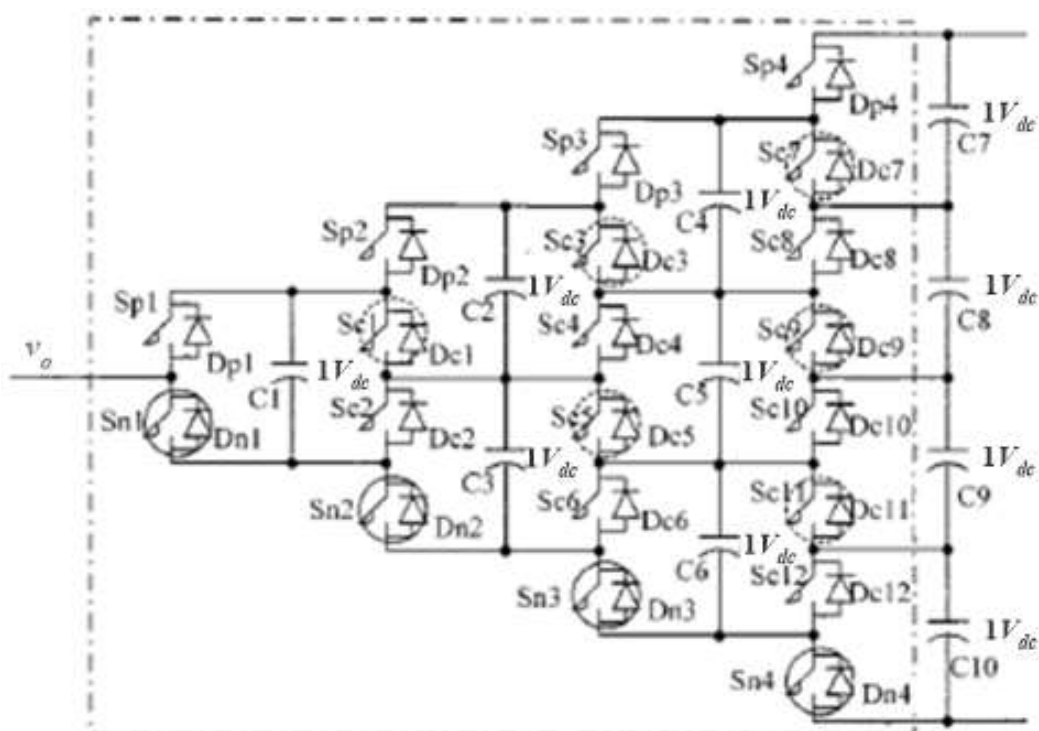


Рисунок 1.7 – Включение ключей для создания нулевого выходного напряжения

Так, на рисунке 1.7 ключи Sn1-Sn4 включаются для создания на выходе нулевого напряжения (т.е. $v_0=0$, нулевой потенциал относительно отрицательной шины звена постоянного тока). Элементы, обведенные штриховой линией, включаются для фиксации и балансирования напряжений. Транзисторы Sc1, Sc5 и Sc11 включаются так, что конденсаторы C1, C3, C6 и C10 соединены в параллель для баланса их зарядов (т.е. $V_{C1} = V_{C2} = V_{C6} = V_{C10}$). Аналогично ключи Sc3 и Sc9 включаются так, что конденсаторы C2, C5 и C9 становятся зарядно сбалансированы (т.е. $V_{C2} = V_{C5} = V_{C9}$). И, наконец, транзистор Sc7 включается для балансирования C4 и C8 (т.е. $V_{C4} = V_{C8}$).

Рисунок 1.8 показывает один из возможных наборов коммутационных состояний для создания $v_0 = V_{dc}$ и баланса конденсаторных зарядов. (Как показано в далее в таблице 1.2, существует три различных коммутационных набора, обеспечивающих аналогичный эффект на выходе). При этом (см. рисунок 1.7) $V_{C1} = V_{C3} = V_{C6} = V_{C10}$, $V_{C2} = V_{C5} = V_{C9}$ и $V_{C4} = V_{C8}$. Таким образом, все конденсаторы сбалансированы.

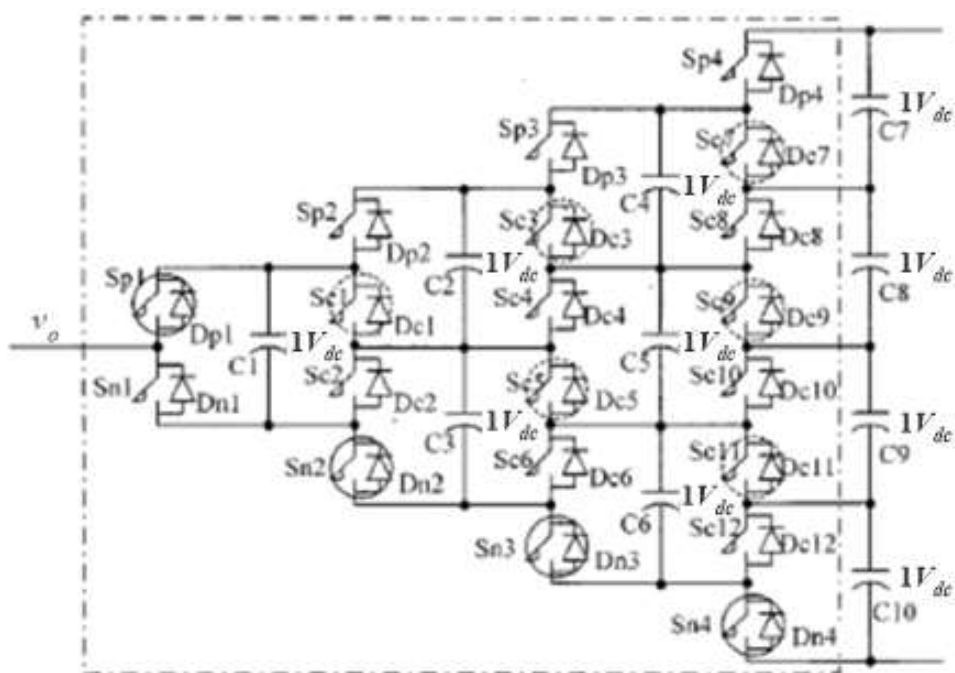


Рисунок 1.8 – Включение ключей для создания выходного напряжения V_{dc}

Из приведенного выше описания можно вывести следующие **правила коммутации транзисторов** в обобщенной МУ-топологии АИН:

- 1) Каждый коммутационный полюс (стойка) есть независимая коммутационная единица (модуль).
- 2) Любые два соседних ключа каждого коммутационного полюса комплементарны (т.е. один из них включен, другой выключен).
- 3) Если некоторое коммутационное состояние задано или известно (для формирования требуемого уровня напряжения на выходе), тогда остальные ключи полюса автоматически определены из правил комплементарности.

Таблица 1.2 показывает состояния ключей плеча обобщенной МУ-топологии для генерации возможных уровней выходного напряжения [53]. Состояния приведены только для ключей Sp1-Sp4, т.к. правило комплементарного управления однозначно определяет состояния оставшихся ключей. Колонка «конденсаторная цепь» (*Capacitor Path*) показывает конденсаторы, подключенные к выходу в соответствующем коммутационном состоянии. Знак «+» означает, что конденсатор включен по отношению к выходу положительно, а знак «-» - отрица-

тельно. Символы «1», «0» в колонке «коммутационные состояния» (*Switch States*) соответственно обозначают включение и выключение транзисторов.

Таблица 1.2 – Состояния ключей плеча обобщенной 5У-топологии АИН и соответствующие им уровни выходного напряжения

Output Voltage	Capacitor* Path	Switch States**			
		Sp1	Sp2	Sp3	Sp4
0Vdc	None	0	0	0	0
1Vdc	+C1	1	0	0	0
	-C1 + C2+C3	0	1	0	0
	-C3-C2 + C4+C5+C6	0	0	1	0
	-C6-C5-C4 + C7+C8+C9+C10	0	0	0	1
2Vdc	+C2+C3	1	1	0	0
	-C1 + C4+C5+C6	0	1	1	0
	-C3-C2 + C7+C8+C9+C10	0	0	1	1
	+C1 -C3-C2 +C4+C5+C6	1	0	1	0
	+C1 - C6-C5-C4 + C7+C8+C9+C10	1	0	0	1
	-C1+C2+C3-C6-C5-C4+C7+C8+C9+C10	0	1	0	1
3Vdc	+C4+C5+C6	1	1	1	0
	-C1 +C7+C8+C9	0	1	1	1
	+C2+C3-C6-C5-C4+C7+C8+C9+C10	1	1	0	1
	+C1 -C3-C2 +C7+C8+C9+C10	1	0	1	1
4Vdc	+C7+C8+C9+C10	1	1	1	1

Рисунок 1.9 показывает примеры известных МУ-АИН, которые могут быть выведены из обобщенной МУ-топологии. Рисунок 1.9 а показывает МУ-инвертор с фиксирующими конденсаторами, который выводится из рисунка 1.6 путем исключения всех фиксирующих ключей и антипараллельных к ним диодов. Аналогично МУ-АИН с фиксирующими диодами (рисунок 1.9 б) может быть выведен из рисунка 1.6 путем исключения фиксирующих ключей и конденсаторов (обратные диоды остаются).

Используя ту же самую пирамидальную структуру $P2$ -инвертора, из обобщенной МУ-топологии было получено несколько других, новых конфигураций [53, 54]. Например, на основе 3У-базовых ячеек был сконфигурирован $P3$ -инвертор. Так, на

рисунке 1.10 показан обобщенный МУ-АИН, сформированный на базе 3-уровневого плеча с фиксирующими диодами и называемый *P3D*-МУ-АИН. Аналогично был получен обобщенный *P3C*-МУ-инвертор, основой которого является 3-фазное плечо с фиксирующими конденсаторами. В двух последних топологиях градиент напряжения каждого устройства равен одному уровню напряжения. По сравнению с *P2*-МУ-АИН, *P3D*- и *P3C*-МУ-АИН требуют меньше фиксирующих ключей, диодов и конденсаторов для того же самого числа уровней. Результаты анализа и сравнения данных топологий представлены в [53].

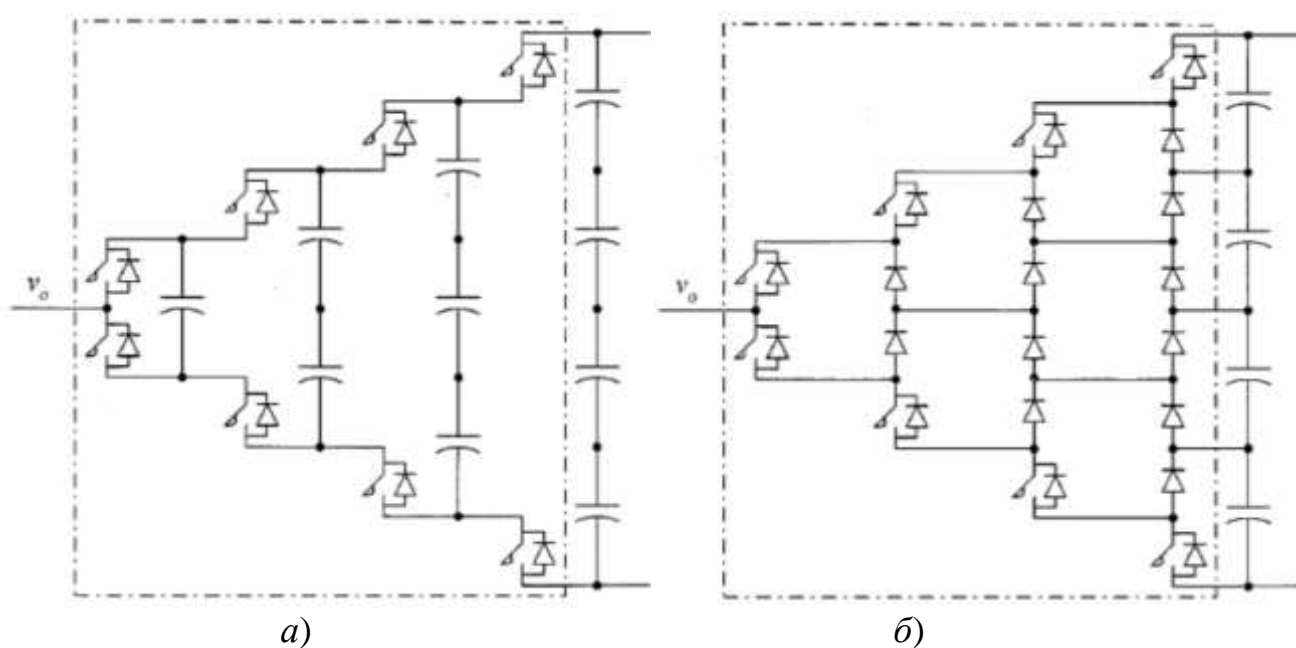


Рисунок 1.9 – Известные топологии МУ-АИН, выведенные из обобщенной МУ-топологии

Кроме того, упомянутые выше каскадные МУ-АИН также могут быть выведены из обобщенной МУ-топологии [54]. Как показано на рисунке 1.11, это может быть получено путем удаления верхних и нижних частей обобщенной топологии. Этот важный вывод привел к разработке новых структур, улучшающих характеристики традиционной каскадной МУ-структуры [54].

Приведенные выше структуры показывают, что почти все МУ-АИН могут быть выведены из обобщенной МУ-топологии. Она отражает топологическое единство схем МУ-АИН и показывает взаимные связи между ними.

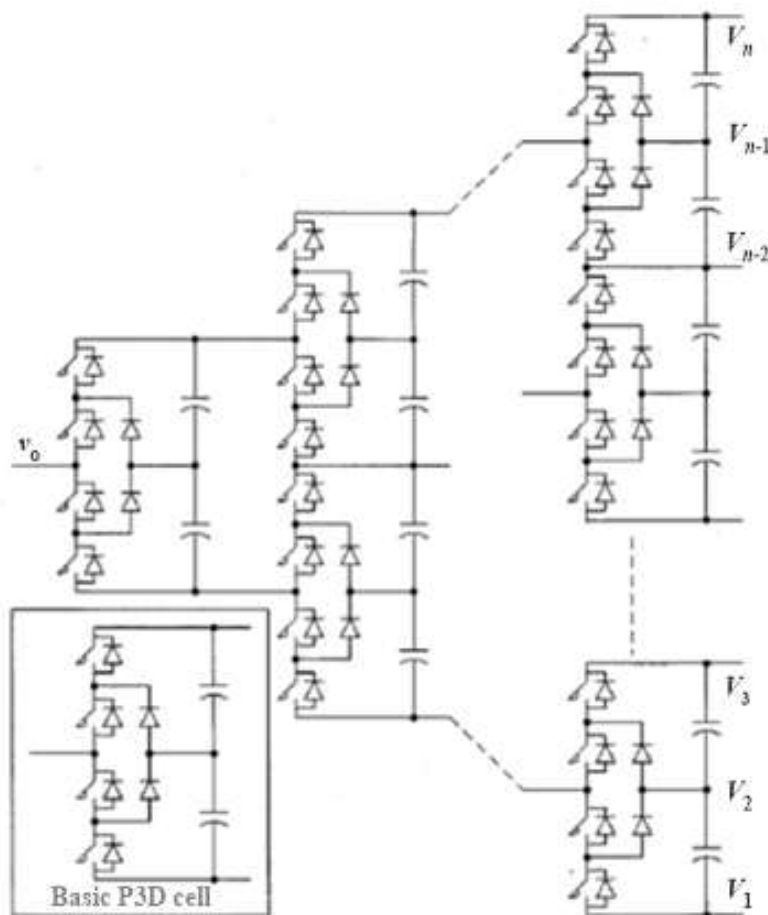


Рисунок 1.10 – Обобщенный МУ-АИН с базовой ячейкой «3-уровневое плечо с фиксирующими диодами»

На основании приведенного анализа литературы по МУ-топологиям автономных инверторов напряжения можно сделать следующие выводы:

- 1) МУ-топологии уверенно внедряются в теорию и практику применения устройств силовой электроники.
- 2) Многообразие МУ-топологий обусловлено тем, что ни одна из них не подходит оптимальным образом для всех случаев практического применения с учетом затрат, простоты и производительности. Каждая топология имеет свои до-

стоинства и недостатки, поэтому может занять свою нишу и использоваться для определенных приложений.

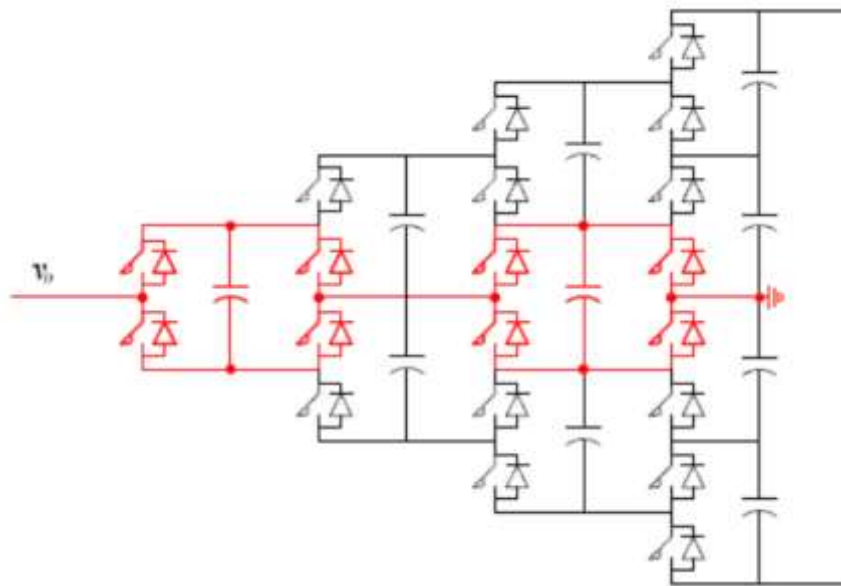


Рисунок 1.11 – Процедура вывода каскадных МУ-АИН из обобщенной топологии

3) Важной проблемой при использовании МУ-топологий с числом уровней больше трех является небаланс напряжений на конденсаторах, задающих (поддерживающих) соответствующий уровень выходного напряжения. Эта проблема в зависимости от типа топологии и условий эксплуатации может быть решена или использованием изолированных источников питания, или дополнительными внешними схемами и/или усложнением алгоритма управления ключами.

4) Представленная в [53, 54] обобщенная МУ-топология обладает свойством само-балансирования независимо от числа уровней и характера мощности нагрузки. Однако это достигается топологической избыточностью - множеством фиксирующих ключей, диодов и конденсаторов. Она представляет собой «истинную и полную МУ-топологию» [53, 54]. Из нее могут быть выведены, путем упрощения, почти все схемы МУ-АИН, что показывает наличие взаимных связей между ними и данной топологией. Кроме того, синтез обобщенной МУ-топологии способствовал разработке целого ряда новых, перспективных многоуровневых структур инверторов напряжения.

1.2 Топологии автономных инверторов тока

Другим типом автономных инверторов, преобразующих энергию постоянного тока в энергию переменного тока, являются автономные инверторы тока. В их структуре есть как общие моменты с топологиями АИН, так и принципиальные отличия. Рассмотрим в этом аспекте, прежде всего, топологии двухуровневых инверторов тока (2У-АИТ).

1.2.1 Двухуровневые инверторы тока

Также как и двухуровневые инверторы напряжения, 2У-АИТ компонуются из элементарных однофазных модулей (плеч), состоящих из двух соединенных последовательно ключей, как это показано на рисунке 1.12, где приведена структура 2У-АИТ в обобщенном m -фазном варианте. И далее уже начинаются отличия.

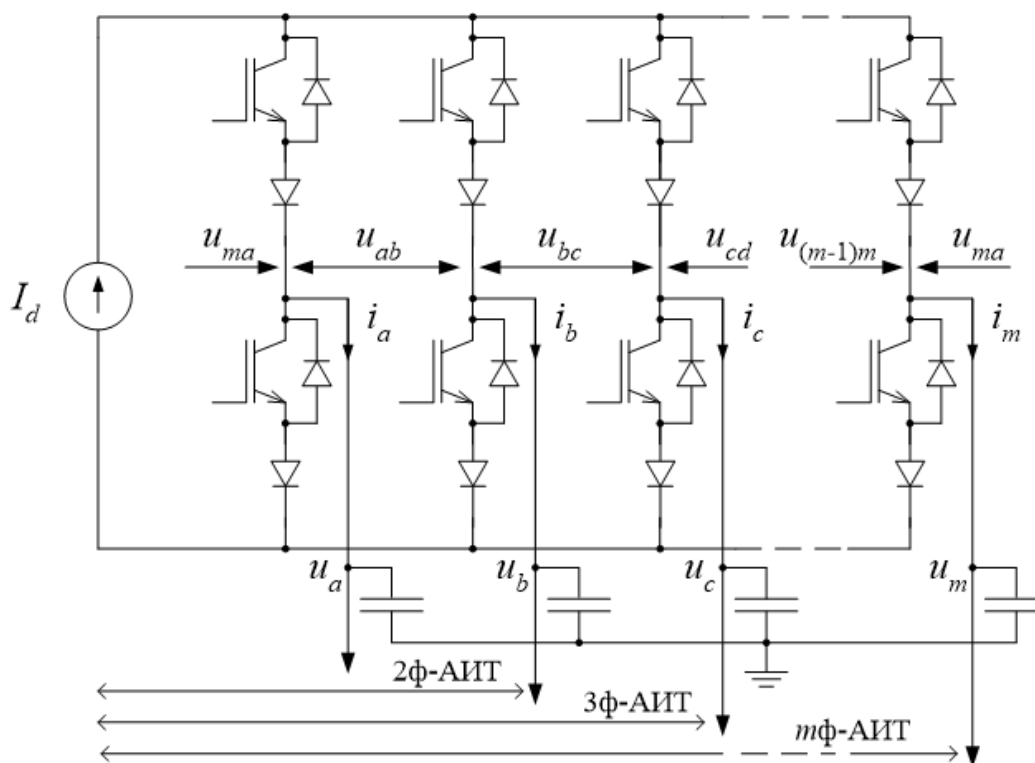


Рисунок 1.12 – Обобщенная схема m -фазного 2У-АИТ

Во-первых, в соответствии с названием преобразователя, источником питания для АИТ является источник постоянного тока величиной I_d , в качестве которого используется либо импульсный преобразователь, работающий в режиме стабилизации выходного тока, либо источник ЭДС с большой выходной индуктивностью, имеющей большое сопротивление по переменному току.

Во-вторых, в этой связи ток через ключи АИТ должен протекать только в одном направлении. Поэтому в качестве силовых управляемых ключей в стойке АИТ используются запираемые тиристоры или транзисторные ключи с последовательно соединенными диодами.

В-третьих, как и в 2У-АИН, выходной импульсный сигнал формируется в средней точке плеча. Только это уже будет не напряжение, а ток, который принудительно подается в подключенную в эту точку нагрузку (токи $i_a, i_b, i_c \dots i_m$ на рисунке 1.12). Соответственно, АИТ для нагрузки является источником тока, а не напряжения. При включении верхнего или нижнего ключа фазной стойки на ее выходе формируется соответственно положительная или отрицательная полярность тока. Так как характер нагрузки чаще всего активно-индуктивный, то выходной импульсный ток АИТ будет вызывать в ней большие перенапряжения. Для исключения этого эффекта параллельно нагрузке включается конденсатор, принимающий на себя скачки тока инвертора. Кроме того, он обеспечивает фильтрацию напряжения на нагрузке. Другими словами, выходной ток АИТ формируется самим преобразователем, а выходное напряжение определяется характером эквивалентной (с учетом параллельного конденсатора) нагрузки.

Примечание – В схемах АИТ на полууправляемых тиристорах эти конденсаторы имеют гораздо большую величину, так как должны обеспечить компенсацию реактивной мощности RL -нагрузки (эквивалентная нагрузка принимает активно-емкостной характер), а также выключение и восстановление запирающих свойств выходящих из работы тиристоров [60].

Четвертое отличие инвертора тока от АИН заключается в следующем. Для обеспечения непрерывности протекания тока источника в представленной топологии 2У-АИТ должен быть всегда включен один ключ в верхней группе ключей и один в нижней группе. Ток источника при этом замыкается через те фазы

нагрузки, которые подключены к средним точкам стоек с работающими ключами. Таким образом, на выходе остальных фаз АИТ ток может отсутствовать. Чего не скажешь о токе RL -нагрузки этих фаз, так как он будет замыкаться через параллельный конденсатор. Таким образом, на выходе плеча инвертора может формироваться импульсный ток с уровнями $+I_d$, 0 , $-I_d$.

Включение только одного ключа в анодной и в катодной группе объясняется следующим. При включении двух и более ключей в группе произойдет параллельное включение соответствующего числа конденсаторов и фаз нагрузки. Соответственно возникнет процесс выравнивания напряжения на конденсаторах, что вызовет искажение напряжения на нагрузке и броски токов в конденсаторах, так как в общем случае в произвольный момент времени напряжения на этих конденсаторах не равны друг другу.

Следующее отличие 2У-АИТ от 2У-АИН заключается в возможности одновременного включения транзисторов одной фазы (плеча). Если источником питания является преобразователь со стабилизацией тока, то сквозной ток фазной стойки не превысит величины тока источника питания I_d . Если источником питания является ЭДС с большой выходной индуктивностью, то резкое нарастание тока будет ограничиваться этой индуктивностью. Естественно, в этом случае короткое замыкание в плече не может продолжаться бесконечно долго. Другими словами, инвертор тока по сравнению с инвертором напряжения обладает большей надежностью от сквозных токов.

И последнее отличие АИТ от АИН заключается в невозможности работать в режиме холостого хода. В этом случае цепь сброса энергии отсутствует, и на выходных конденсаторах происходит неконтролируемое нарастание напряжения, ограниченное только активными потерями в схеме.

Из перечисленных выше особенностей работы АИТ можно вывести два заключения. Первое: для 2У-АИТ топология «источник питания (или два источника) и одно плечо» не реализуема. Нужно, с одной стороны, сохранить непрерывность протекания тока источника, а с другой стороны, менять направление его

протекания в нагрузке. С помощью двух ключей это не представляется возможным, но возможно с помощью четырех ключей, т.е. с помощью двух стоек (или двух фаз). Другими словами, минимальной конфигурацией 2У-АИТ является топология «источник тока и два вентильных плеча», или двухфазный автономный инвертор тока (см. рисунок 1.12).

Второе: при питании от 2У-АИТ соединение m -фазной нагрузки в звезду с нулевым проводом также не возможно. Допустимыми соединениями являются многолучевая звезда без нулевого провода и соответствующий многоугольник.

Таким образом, из всего вышесказанного следует, что при внешнем сходстве топологий m -фазных 2У-АИН и 2У-АИТ, построенных на элементарных базовых подмодулях, процессы, протекающие в них, и правила управления ключами существенно отличаются.

1.2.2 Многоуровневые инверторы тока

Тенденция перехода к МУ-топологиям при разработке вентильных преобразователей для мощных и высоковольтных систем преобразования электрической энергии коснулась и автономных инверторов тока. В отличие от МУ-АИН многоуровневые АИТ представлены в литературе и, соответственно, изучены в меньшей степени. Большая часть информации приходится на зарубежные публикации, в частности на работы [28, 61-67]. Как показал анализ, в отечественной литературе статьи по многоуровневым АИТ отсутствуют. Исключение составляет выполненная с участием автора работа [68], в которой проведен обзор и представлена классификация топологий МУ-АИТ. Ниже, опять-таки в силу поставленной основной задачи, представлен краткий обзор топологий МУ-АИТ.

Концепция МУ-АИТ заключается в использовании одного или более источников тока и вводе с помощью устройств силовой электроники (базовых модулей) различных уровней тока в нагрузку. То есть эти модули работают параллельно, в

отличие от МУ-АИН, где увеличение числа уровней в выходной кривой осуществляется последовательным соединением базовых модулей.

Таким образом, при построении МУ-АИТ в общем случае к m -фазным схемам двухуровневых АИТ, изображенным на рисунке 1.12, подключаются точно такие же схемы, которые выходами соединяются с общей нагрузкой. Когда каждая схема питается от своего изолированного источника, то проблем никаких не возникает, если же источник один (что более целесообразно), то существует два типа развязки между подключаемыми параллельно m -фазными двухуровневыми схемами АИТ (две топологии МУ-АИТ). Первая представлена на рисунке 1.13 (однофазный 5У-АИТ) и рисунке 1.14 (трехфазный 5У-АИТ) [67].

На рисунке 1.13 МУ-АИТ состоит из четырех однофазных мостовых (точнее, двухфазных) 2У-АИТ, работающих параллельно на одну нагрузку. Каждый из них создает дополнительный уровень тока в нагрузке. Вся схема питается от одного источника тока I_d . Для развязки однофазных модулей друг от друга в схему включаются разделяющие индуктивности (*sharing inductors*), которые играют роль делителей тока.

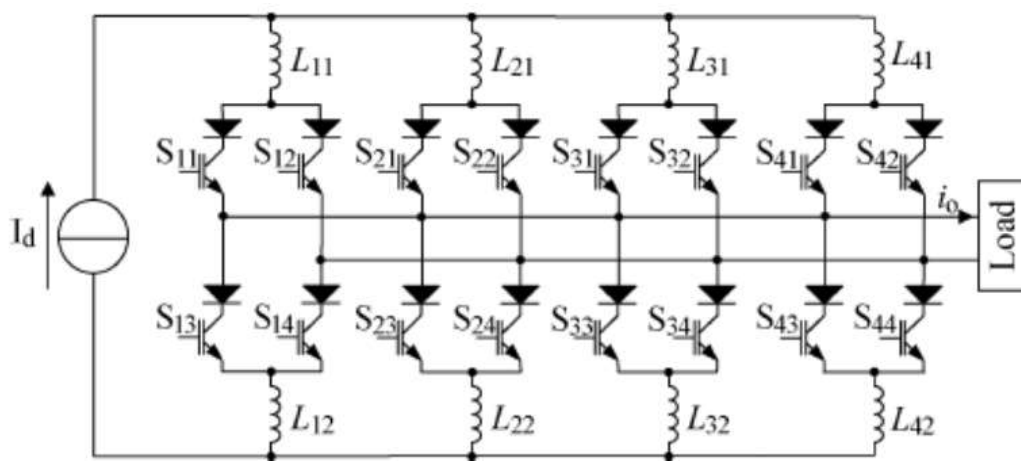


Рисунок 1.13 – Пятиуровневый однофазный инвертор тока - первый вариант построения

При этом в каждой индуктивности и в соответствующем открытом вентиле протекает один и тот же ток, равный $I_d / (L-1)$. На рисунке 1.13 и на рисунке 1.14

ток через индуктивности равен $I_d/4$. В силу одинаковости токов через индуктивности данную топологию в иностранной литературе называют МУ-АИТ с индуктивностями одного номинала (*single-rating inductor multilevel current source converter*) [67]. Отметим, что, поскольку в каждом модуле всегда работает один ключ (в верхней и нижней группе вентилей), то ток, протекающий через каждый ключ, тоже будет равен $I_d/4$.

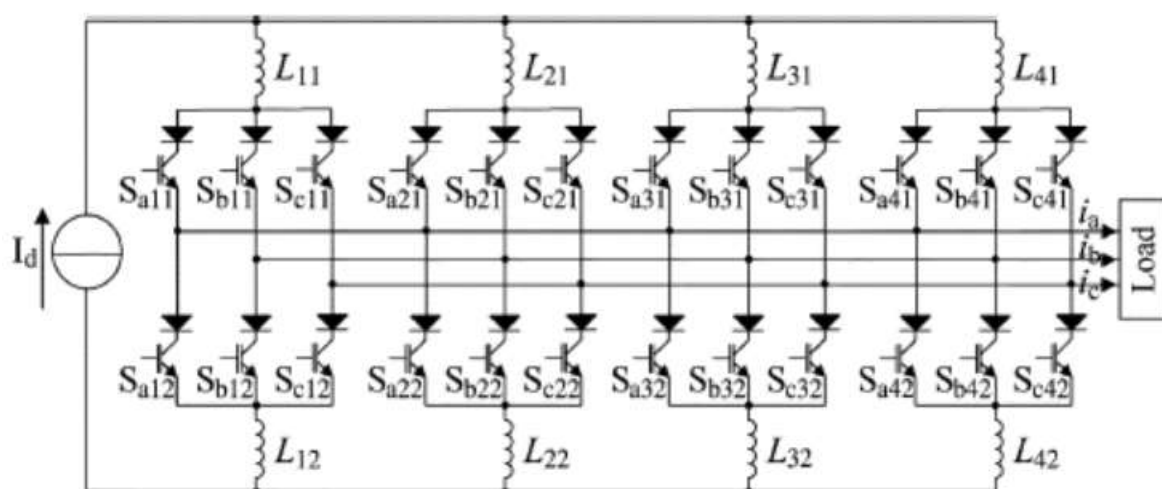


Рисунок 1.14 – Пятиуровневый трехфазный инвертор тока - первый вариант построения

Отличие схемы на рисунке 1.14, заключается в количестве плеч (фаз) в каждом модуле. В данном случае имеем три плеча и, соответственно, трехфазный 5У-АИТ. В общем случае для m -фазного МУ-АИТ число плеч, естественно, будет равно m .

Как видно из рисунков, число индуктивностей в МУ-АИТ данной топологии равно $2(L-1)$. Число ключей (ключ - транзистор с последовательно соединенным диодом) равно $2m(L-1)$.

Вторая, похожая, топология представлена на рисунке 1.15 (однофазный 5У-АИТ) и рисунке 1.16 (трехфазный 5У-АИТ) [67]. Данная топология при внешнем сходстве с предыдущим вариантом отличается следующим. Во-первых, меньшим числом разделяющих индуктивностей: $2(L-2)$. Во-вторых, через индуктивности

протекает разный ток: через L_{11} и $L_{12} - 3I_d/4$, через L_{21} и $L_{22} - 2I_d/4$, через L_{31} и $L_{32} - I_d/4$. Таким образом, в каждый силовой модуль (и в работающий ключ этого модуля) втекает ток, равный $I_d/4$. В силу выше сказанного данную топологию в иностранной литературе называют МУ-АИТ с индуктивностями разного номинала (*multi-rating inductor multilevel current source converter*), подразумевая только ток [67].

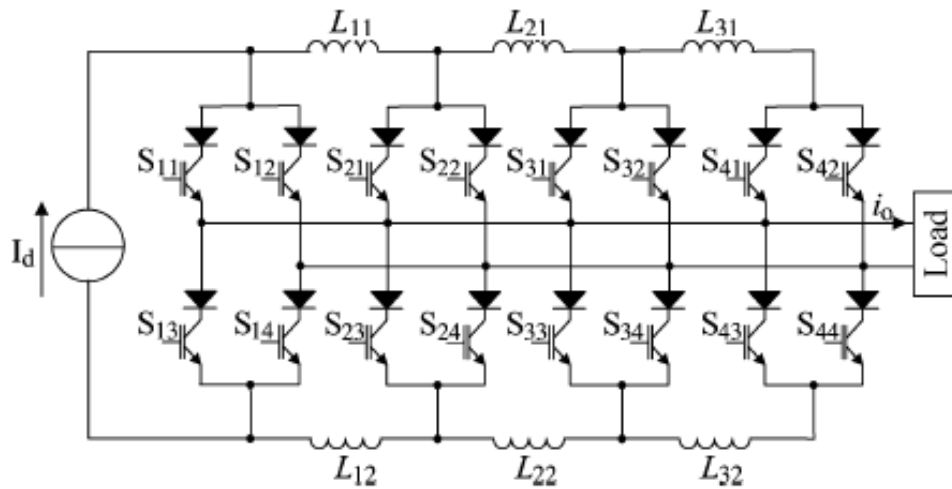


Рисунок 1.15 – Пятиуровневый однофазный инвертор тока - второй вариант построения

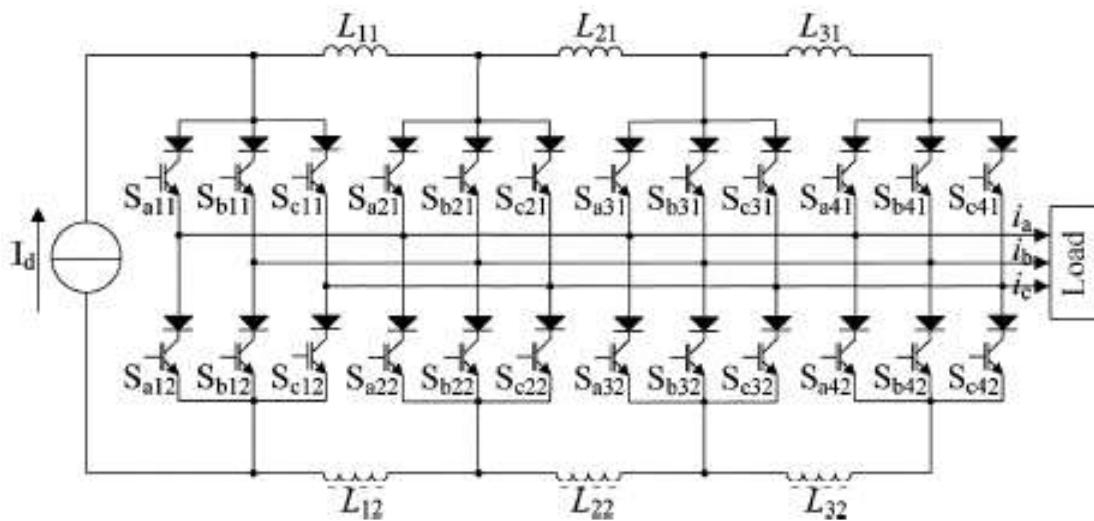


Рисунок 1.16 – Пятиуровневый трехфазный инвертор тока - второй вариант построения

Как видно из рисунка 1.15 и рисунка 1.16, число плеч в каждом модуле, как и в предыдущей топологии, зависит от числа фаз преобразователя. Число ключей (ключ - транзистор с последовательно соединенным диодом) равно числу ключей предыдущей топологии.

В обеих представленных выше топологиях МУ-АИТ, как и в топологиях МУ-АИН, существует проблема небаланса, но не напряжений, а токов, протекающих через индуктивности. Если в МУ-АИН проблема небаланса напряжения на конденсаторах была обусловлена разной величиной в них токов заряда и разряда, то в МУ-АИТ небаланс токов обусловлен разной полярностью напряжений, которые в процессе коммутации ключей прикладываются к этим индуктивностям [66, 67].

Поскольку эти проблемы похожи, постольку в МУ-АИТ они и решаются аналогичным образом: усложнением метода модуляции с использованием избыточных коммутационных состояний и/или использованием дополнительных внешних силовых цепей [62, 66, 67].

Третья топология МУ-АИТ представлена на рисунке 1.17 (однофазный 5У-АИТ) и рисунке 1.18 (трехфазный 3У-АИТ) [67]. Каждое плечо АИТ по данной топологии строится из нескольких (в данном случае двух) однофазных мостовых ячеек (*H*-мостах), работающих параллельно. Причем каждая ячейка питается от отдельного изолированного источника тока I_d . В силу такой конфигурации данная многоуровневая топология называется в зарубежной литературе параллельный *H*-мостовой МУ-АИТ (*paralleled H-bridge multilevel current source converter*) [67].

Для однофазного МУ-АИТ (см. рисунок 1.17), из-за параллельной работы на одну нагрузку уже двух плеч, форма тока будет пятиуровневой. Для трехфазного же МУ-АИТ с нагрузкой, соединенной в звезду (см. рисунок 1.18), форма выходного тока будет трехуровневой. В силу особенностей данной трехфазной топологии каждая фаза МУ-АИТ работает на свою фазу нагрузки независимо от других фаз (аналог соединения нагрузки в звезду с нулевым проводом для АИН).

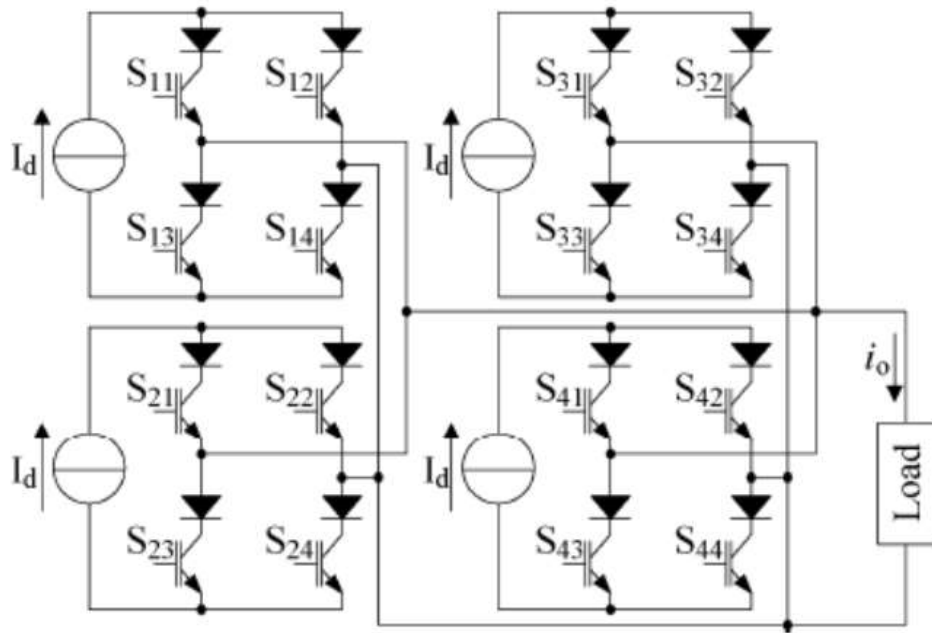


Рисунок 1.17 – Пятиуровневый однофазный инвертор тока - третий вариант построения

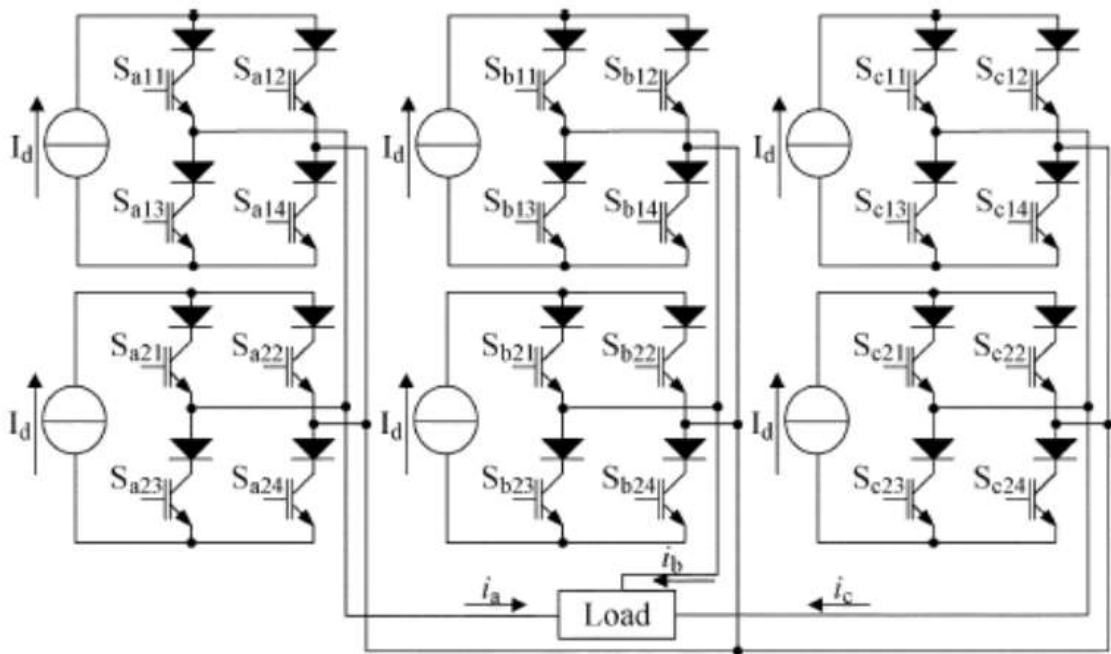


Рисунок 1.18 – Трехуровневый трехфазный инвертор тока - третий вариант построения

Достоинством данной схемы является отсутствие разделяющих индуктивностей и проблемы баланса токов. Недостатком топологии является необходи-

мость в изолированных источниках тока, число которых равно $m(L-1)$. Эта формула справедлива и для схемы, изображенной на рисунке 1.17. Ее можно представить как двухфазную трехуровневую ($m=2, L=3$) или как однофазную пятиуровневую ($m=1, L=5$).

Как показано в [67], описанные выше три базовые топологии МУ-АИТ могут быть выведены из соответствующих базовых топологий МУ-АИН путем использования дуального преобразования. Так, МУ-АИТ с индуктивностями одного номинала выводится из МУ-АИН с фиксирующими диодами, МУ-АИТ с индуктивностями разного номинала выводится из МУ-АИН с фиксирующими конденсаторами, параллельные H -мостовые МУ-АИТ выводятся из каскадных H -мостовых МУ-АИН.

Помимо рассмотренных трех базовых топологий существует ряд других типов МУ-АИТ, в частности представленных в [61, 64, 67, 68]. Они, как правило, строятся на основе базовых топологий и их сочетаний. Известны топологии однофазных МУ-АИТ с уменьшенным числом ключей [64]. Существуют топологии МУ-АИТ с источниками тока разной величины [61]. Несмотря на различие МУ-АИТ-топологий общей проблемой для них является небаланс токов в разделяющих индуктивностях. В этом плане все существующие топологии МУ-АИТ не являются реальными МУ-структурами, т.к. все они нуждаются во вспомогательных цепях для управления балансированием тока [62].

Итак, описанные выше три базовые топологии МУ-АИТ могут быть выведены из соответствующих базовых топологий МУ-АИН путем использования дуального преобразования. Однако среди топологий МУ-АИН, как было показано в п.п. 1.13, известна обобщенная топология с возможностью само-балансирования напряжения на конденсаторах. Возникает закономерный вопрос о возможности вывода путем использования дуального преобразования и обобщенной топологии МУ-АИТ с возможностью само-балансирования токов в дросселях. Такая топология рассмотрена в следующем разделе.

1.2.3 Обобщенная топология многоуровневого инвертора тока

Приведенная на рисунке 1.6 схема представляет собой обобщенную топологию не всего обобщенного МУ-АИН, а только одного его плеча. Дуальное преобразование может быть применено не только ко всей исходной схеме, что зачастую становится довольно сложно, трудоемко или принципиально невозможно, если схема не обладает свойством планарности. Показано, что дуальность применима и к отдельным частям (элементам, модулям) схемы. Выполнив такое дуальное преобразование и соединив с учетом дуальности отдельные полученные схемы, можно получить искомую топологию преобразователя [67].

Указанным способом, в соответствии с принципом дуальности цепей, и был построен обобщенный L -уровневый АИТ. Основой его является базовая 2У-ячейки тока, которая есть дуальный эквивалент базовой 2У-ячейки напряжения. Причем, базовая 2У-ячейки тока, согласно дуальности, является не плечом преобразователя, а группой (анодной или катодной). И она может быть основой для построения обобщенной топологии группы одной фазы МУ-АИТ.

Такая схема анодной группы одной фазы, полученная в [62], приведена на рисунке 1.19. Однако авторами данная топология названа «фазное плечо N -уровневый АИТ» (*phase leg of generalized N -level CSI*). В дальнейшем так и будем обозначать эту схему, только плечо брать в кавычки.

Базовая 2У-ячейка тока на рисунке обозначена как «Basic 2-level cell».

Если на рисунке 1.6 в каждом коммутационном полюсе (между двумя линиями уровня) базовые двухуровневые ячейки напряжения соединены последовательно, то на рисунке 1.19 базовые двухуровневые ячейки тока соединены параллельно друг с другом для формирования ячеек тока более высокого уровня (между двумя линиями уровня). Если на рисунке 1.6 два смежных коммутационных полюса соединены в параллель через фиксирующие конденсаторы, то на рисунке 1.19 любые две смежные ячейки тока высокого уровня соединены последовательно (как двойные) через разделяющие индукторы. В соответствии с таким построением

обобщенное L -уровневое фазное «плечо» АИТ, в отличие от исходной дуальной схемы, может рассматриваться как вертикальная пирамида из базовых двухуровневых ячеек тока.

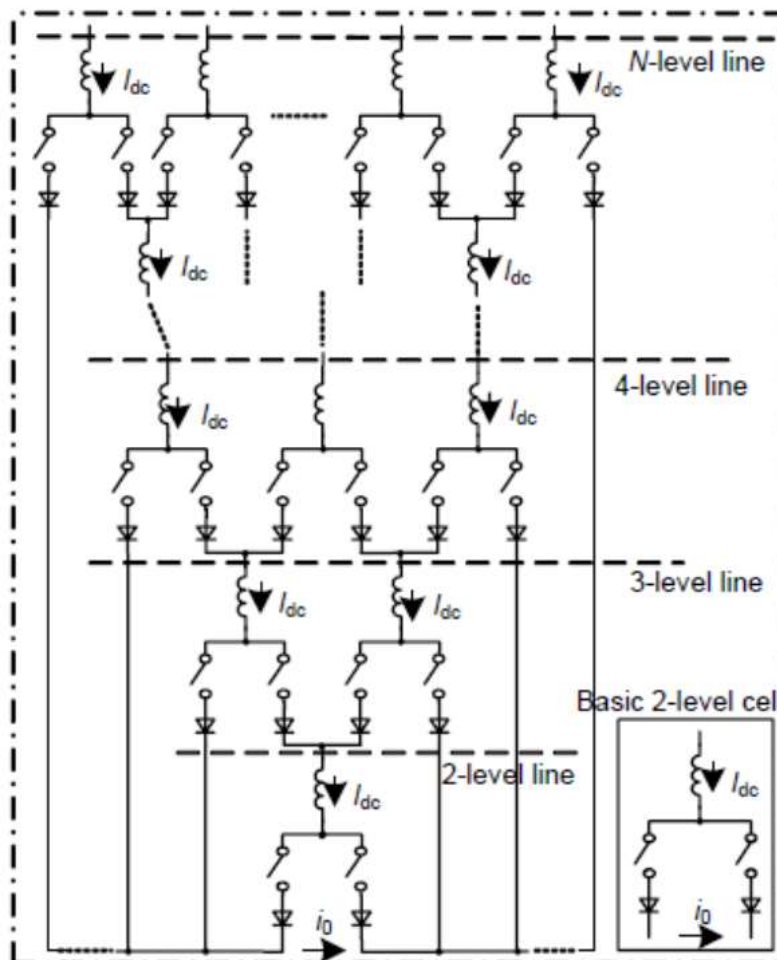


Рисунок 1.19 – Фазное «плечо» обобщенного L -уровневого АИТ

Объединяя симметрично два L -уровневых обобщенных фазных «плеча» АИТ вдоль горизонтальной оси (линия нагрузки - ток i_0 на рисунке 1.19), можно получить обобщенный L -уровневый однофазный АИТ, обеспечивающий в нагрузке биполярный ток с L уровнями на каждой полуволне. Например, 3У-инверторное фазное плечо обобщенного АИТ получается путем «отрезания» на линии «3-level line». Беря эти два 3У-фазных плеча и объединяя их симметрично вдоль горизонтальной оси (линии нагрузки), получим обобщенный однофазный 5У-АИТ на двенадцати ключах [62], представленный на рисунке 1.20.

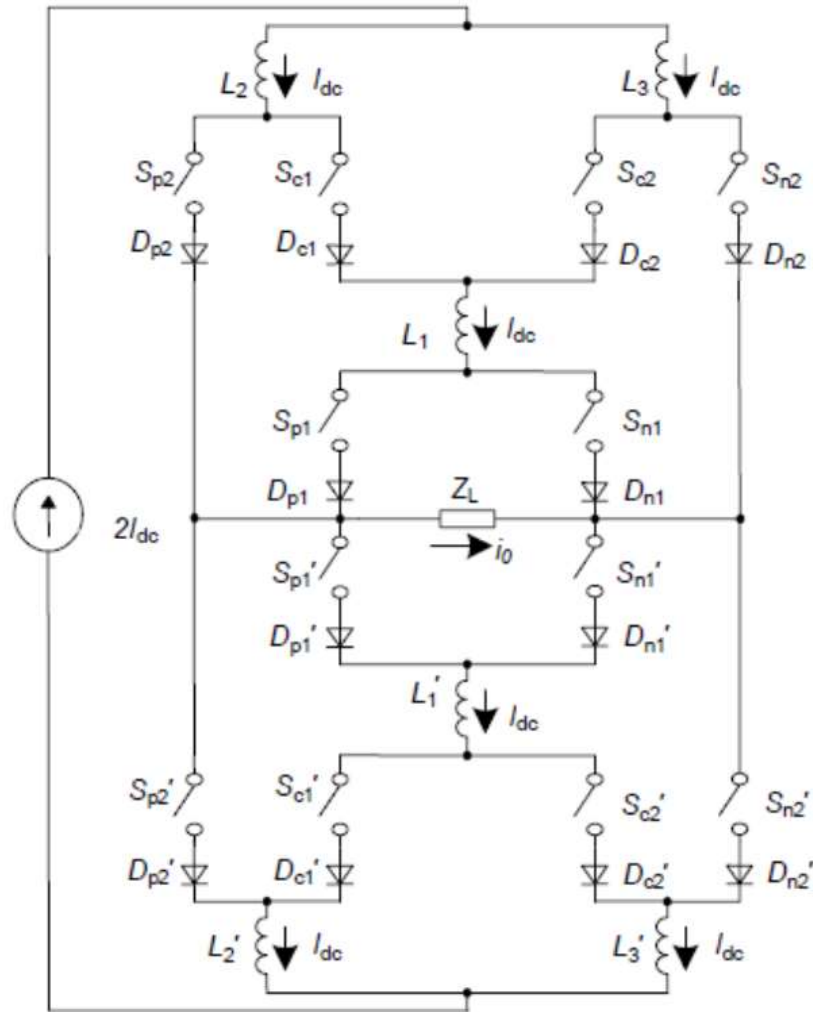


Рисунок 1.20 – Пятиуровневый однофазный инвертор тока

Так как данная МУ-АИТ топология полностью дуальна обобщенному МУ-АИН, соотношение между выходным напряжением и коммутационными состояниями МУ-АИН могут быть прямо отображены в обобщенный МУ-АИТ. Общий ток источника постоянного тока $2I_d$ поровну делится разделяющими индукторами L_2 , L_3 , L_2' и L_3' . Любые два параллельных ключа, которые соединены с тем же самым узлом каждого разделяющего индуктора, – комплементарны, и существует в целом 8 комплементарных пар ключей: (S_{p2}, S_{c1}) , (S_{n2}, S_{c2}) , (S_{c1}, S_{c2}) , (S_{p1}, S_{n1}) , (S_{p2}', S_{c1}') , (S_{n2}', S_{c2}') , (S_{c1}', S_{c2}') , (S_{p1}', S_{n1}') (обозначения ключей - как на рисунке 1.20). Ток, протекающий через каждый компонент, включая активный ключ, диод и разделяющий индуктор, есть I_d . Таблица 1.3 отображает состояния S_{p1} , S_{p2} , S_{p1}' и S_{p2}' , ко-

торые генерируют уровни тока $2I_d$, I_d , 0 , $-I_d$, $-2I_d$. Если состояния ключей S_{p1} , S_{p2} , S_{p1}' и S_{p2}' определены, то состояния всех остальных ключей определяется согласно правилу комплементарности [62].

Таблица 1.3 – Состояния ключей плеча обобщенной 5У-топологии АИТ и соответствующие им уровни выходного тока

i_0	S_{p1}	S_{p2}	S_{p1}'	S_{p2}'
$+2I_{dc}$	1	1	0	0
$+I_{dc}$	1	1	0	1
	1	1	1	0
	0	1	0	0
	1	0	0	0
0	1	1	1	1
	0	0	0	0
	1	0	1	0
	1	0	0	1
	0	1	1	0
	0	1	0	1
$-I_{dc}$	0	0	0	1
	0	0	1	0
	0	1	1	1
	1	0	1	1
$-2I_{dc}$	0	0	1	1

Из выше приведенного следует, что для достижения соответствующей кривой МУ-тока на выходе (на стороне переменного тока), токи, протекающие через все разделяющие индукторы должны поддерживаться хорошо сбалансированными. В обобщенном МУ-АИН все уровни напряжения могут быть само-балансируются через фиксирующие ключи и фиксирующие диоды. В силу дуальности, в обобщенном МУ-АИТ все уровни тока должны быть само-балансируются через токо-разделяющие ключи путем использования избыточности коммутационных состоя-

ний. Следовательно, механизм само-балансирования тока индуктора подобен такому при само-балансировании напряжения на конденсаторах в МУ-АИН [66]. Более подробно процесс балансирования тока на примере обобщенного ЗУ-АИТ описан в [62], подтверждая тем самым, что полученная обобщенная топология является реальной (истинной) МУ-структурой.

Представленная в данном разделе обобщенная многоуровневая топология «плеча» АИТ является таковой не только в силу возможности само-балансирования токов в разделяющих индуктивностях. Об этом также говорит тот факт, что существующие многоуровневые схемы АИТ тоже могут быть выведены из обобщенной МУ-топологии путем некоторого ее упрощения [62].

Обобщенная топология МУ-АИТ, как и обобщенная топология МУ-АИН, имеет очевидный недостаток – топологическая избыточность: число активных ключей и разделяющих индукторов в ней значительно больше, чем в традиционных МУ-инверторах тока.

1.2.4 Дуальность автономных инверторов напряжения и тока

Представленный в предыдущем разделе материал, кроме всего прочего, показывает значимость дуальности в силовой электронике. Сформулированная еще в рамках классической теории электрических цепей [69], дуальность давно известна и в силовой электронике применительно к автономным инверторам напряжения и тока [15, 16, 28, 62, 67, 70-72]. Здесь можно выделить два взаимосвязанных момента. Первый: дуальность дает методику получения электрической цепи, которая дуальна исходной. Эта методика (дуальное преобразование) довольно хорошо проработана применительно к силовой электронике [16, 28] и широко использовалась при разработке топологий МУ-АИТ, о чем говорилось выше.

Второй момент: если топологии АИН и АИТ дуальны, то зависимости, характеризующие некоторые (дуальные) электрические величины в АИН и в АИТ, имеют большое сходство и совпадают по форме. При этом для перехода от одной

схемы к другой достаточно произвести замену токов на напряжения и наоборот. Данный подход позволяет довольно просто получить соотношения, описывающие электрические величины нового дуального преобразователя, не прибегая к сложным выкладкам, обусловленным особенностями его работы и способа управления.

Однако дуальное преобразование может прилагаться только к планарным схемам, которые могут быть нарисованы на плоскости без пересечения линий, если они не соединяются. Из классических схем автономных инверторов только двухфазные двухуровневые топологии, строго говоря, являются дуальными, а трехфазные к таковым уже не относятся. Так, в работе [28] приведена топология трехфазного двухуровневого АИТ, полученная с помощью дуального преобразования из типовой схемы трехфазного двухуровневого АИН. На рисунке 1.21 *а* представлена традиционная схема 2У-АИН. Для приведения ее к планарному виду в нее добавлена еще одна стойка (A^*), работающая аналогично плечу фазы A (один из приемов приведения к планарному виду). Для модернизированной схемы получена дуальная схема 2У-АИТ, показанная на рисунке 1.20 *б* (в обеих схемах дуальные пары комPLEMENTАРНЫХ ключей обозначены одинаково). Как видно, дуальная схема существенно отличается от классического варианта трехфазного АИТ.

В то же время имеющиеся сведения о трехфазных топологиях 2У-АИН и 2У-АИТ показывают, что некоторые их входные и выходные переменные как в рамках одной топологии, так и между топологиями, что более ценно, являются дуальными [15]. Это объясняется следующим. Согласно проведенным исследованиям при разработке топологий дуальных МУ-АИТ, дуальное преобразование может быть применено не только ко всей исходной схеме, но и к отдельным ее частям (о чем упоминалось в предыдущем разделе). Выполнив дуальное преобразование отдельных элементов исходной схемы и соединив их, опять-таки с учетом дуальности, в единую схему, получим искомую топологию преобразователя [67]. Полученная пара топологий АИ тоже будет в определенной степени дуальной. К таким топологиям, думается, и относятся классические схемы двухуровневых трехфазных АИ. В зарубежной литературе их еще называют «квазидуальными».

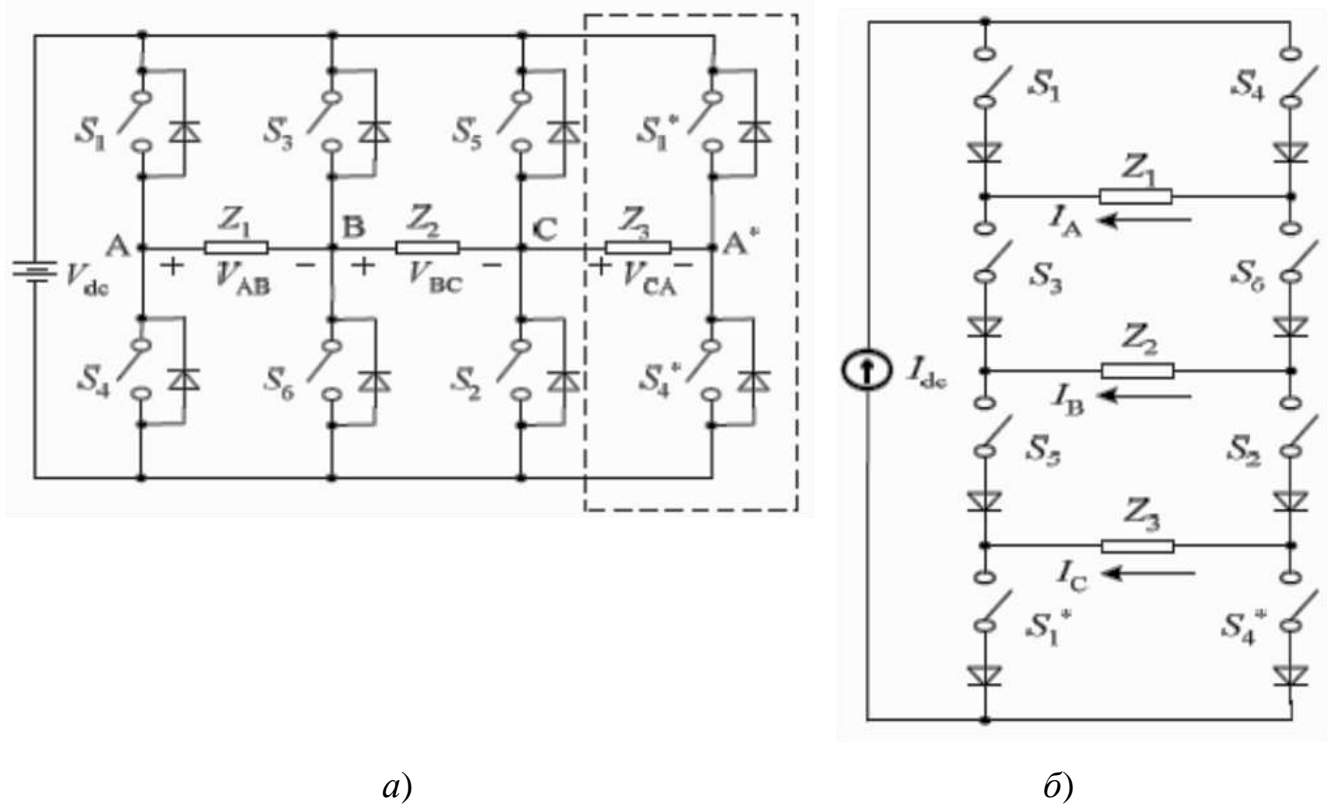


Рисунок 1.21 – Пример дуального преобразования трехфазного АИН:
 а) схема 2У-АИН, приведенная к планарному виду; б) дуальная схема 2У-АИТ

Рассмотрим наличие дуальности во входных и выходных переменных трехфазных АИН и АИТ, работающих в режиме (для простоты) однократного широтно-импульсного (ОШИР) управления, или 180-градусного управления (для АИТ – 120-градусного управления) [15]. В таблице 1.4 приведены дуальные параметры АИН и АИТ как по входу, так и по выходу, а также их выражения через соответствующие коммутационные функции (КФ).

Параметр « i » в индексах переменных означает кольцевую последовательность индексов обозначений фаз A, B, C ; « $i_{i,(i+1)}$ » означает, что соответствующая электрическая переменная относится к нагрузке, соединенной в треугольник. На рисунке 1.22 показаны характерные для обоих преобразователей формы входных и выходных сигналов.

Таблица 1.4 – Дуальные характеристики АИН

	АИН		АИТ	
	Параметр	Описание	Параметр	Описание
Вход	E_d	источник	I_d	источник
	i_d	$\frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 \psi_{2i} i_i$	e_d	$\frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 \psi_{2i} u_{i,(i+1)}$
Выход	$u_{i,(i+1)}$	$\psi_{1i} E_d$	i_i	$\psi_{1i} I_d$
	u_i	$\psi_{2i} \frac{E_d}{3}$	$i_{i,(i+1)}$	$\psi_{2i} \frac{I_d}{3}$
	i_i	функция нагрузки	$u_{i,(i+1)}$	функция нагрузки
КФ фаз АИ	ψ_{1i}	$\psi_{ai} - \psi_{a(i+1)}$	ψ_{1i}	$\psi_{ai} - \psi_{ki}$
	ψ_{2i}	$\psi_{1i} - \psi_{1i,(i+1)}$	ψ_{2i}	$\psi_{1i} - \psi_{1i,(i+1)}$
КФ ключей	ψ_{ai} - КФ ключа анодной группы i -й фазы			
	ψ_{ki} - КФ ключа катодной группы i -й фазы			

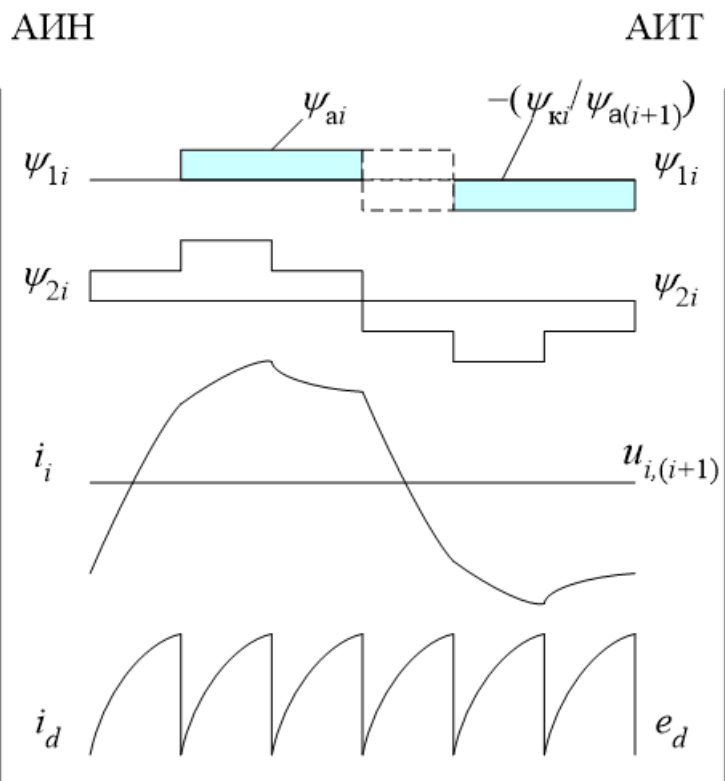


Рисунок 1.22 – Дуальные кривые АИН и АИТ в режиме ОШИР

В таблице 1.4 и на рисунке 1.22 представлены коммутационные функции двух типов: КФ ключей (анодной и катодной группы, соответственно с индексами «а» и «к») единичной амплитуды, и КФ фаз автономного инвертора. КФ ψ_{1i} - представляет собой биполярные импульсы единичной амплитуды, а КФ ψ_{2i} - ступенчатую кривую с амплитудами ступеней 2, 1, -1, -2.

Приведенные выше данные о классических трехфазных двухуровневых инверторах показывают следующее. 1-я и 2-я коммутационные функции фаз для обеих схем одинаковы. Для АИН 1-я КФ представляет собой (с точностью до коэффициента E_d) линейное напряжение, а для АИТ (с точностью до коэффициента I_d) – выходной фазный ток, т.е. это дуальные величины. Для АИН 2-я КФ представляет собой фазное напряжение при соединении нагрузки в звезду (с точностью до коэффициента $E_d/3$), а для АИТ (с точностью до коэффициента $I_d/3$) – выходной линейный ток (нагрузка соединена в треугольник), т.е. это дуальные величины. Видно, что кривая фазного тока АИН дуальна линейному напряжению АИТ, причем формы обеих переменных зависят от характера нагрузки. И кривая входного тока АИН дуальна кривой входного напряжения АИТ, и обе они зависят от 2-й КФ и соответствующего выходного параметра, зависящего от нагрузки. Таким образом, если абстрагироваться от характера величины, задаваемой источником питания, то входные и выходные (дуальные) кривые АИН и АИТ и по форме и по математическому описанию идентичны друг другу.

Отличие между АИН и АИТ заключается только в формировании 1-й КФ ψ_{1i} . Для АИН она получается как разность КФ ключей анодной группы соседних фаз, а для АИТ она формируется как разность КФ ключей одной фазы. Отметим, что КФ ключей формируются в системе управления инвертора. Причем из рисунка 1.22 можно просто выявить соответствие между 120-градусными КФ ключей фазы АИТ, которые выделены цветом, и 180-градусными КФ ключей анодной группы АИН, которые представлены упомянутыми КФ АИТ с пунктирным продолжением. Также отметим, что КФ ключа анодной группы фазы АИТ формирует

положительную полуволну выходного фазного тока, а КФ ключа катодной группы фазы АИТ формирует отрицательную полуволну.

Тогда алгоритм перехода от КФ ключей АИН (считаем, что они сформированы) к КФ ключей АИТ (обозначены ниже дополнительным штрихом) с использованием логических операций следующий:

- Определение модуля 1-й КФ АИ

$$|\psi_{1i}| = \psi_{ai} \oplus \psi_{a(i+1)} \quad (1.1)$$

- Формирование КФ ключей АИТ (распределение по полупериодам)

$$\psi'_{ai} = |\psi_{1i}| \cdot \psi_{ai} \quad (1.2)$$

$$\psi'_{ki} = |\psi_{1i}| \cdot \overline{\psi_{ai}} \quad (1.3)$$

Выражения (1.1) ÷ (1.3) отражают общую последовательность операций по формированию импульсов управления ключами трехфазного трехуровневого АИТ по импульсам управления ключами АИН. Она справедлива как для режима (способа) ОШИР, так и, как основа, для способов ШИМ [72]. Однако в последнем случае имеют место отличия. Во-первых, в выражениях (1.2) и (1.3) в качестве второго сомножителя нужно использовать не КФ ключей, а селекторный 180-градусный сигнал, единичное состояние которых соответствует положительной (для выражения (1.1)) полуволне соответствующего модулирующего сигнала e_{mi} . Он может быть, например, получен с использованием функции «знак»:

$$S_i = 0.5 \cdot [\text{sign}(e_{mi}) + 1] \quad (1.4)$$

Во-вторых, в выходном токе АИТ, управляемом методом ШИМ, должны быть нулевые паузы, которые выражениями (1.1) ÷ (1.3), т.е. в режиме ОШИР, формируются выключением вентилей одной фазы и включением вентилей других фаз. Однако при реализации ШИМ такой подход не срабатывает и не обеспечивает непрерывность протекания тока источника. В АИТ с ШИМ формирование нуля в выходном токе реализуется введением дополнительных импульсов управления на оба ключа той или иной фазы, что приводит к замыканию через нее тока ис-

точника и, соответственно, его (тока) отсутствию на выходных зажимах АИТ в течение интервала замыкания [72].

Из всего выше сказанного можно сделать следующие выводы. В силу присущих им свойств, АИН и АИТ одной топологии (т.е. дуальные или квазидуальные) в обобщенном виде можно представить в виде черного ящика (см. рисунок 1.23), у которого имеется два входных и два выходных сигнала. Один из входных параметров задается выходной величиной (A) источника энергии постоянного тока, а второй определяется одноименным выходным параметром и работой вентильного комплекта (т.е. его коммутационной функцией - $\Psi_{ВК}$). Один из выходных параметров задается источником и также работой вентильного комплекта, а второй параметр определяется нагрузкой. Если не вдаваться в природу источника энергии постоянного тока, то визуальную форму сигналов на входе и выходе совпадают. Другими словами оба инвертора в установившемся режиме можно рассматривать с единых позиций. Природа же источника энергии постоянного тока будет отражаться в работе вентильного комплекта. Но это можно представить как **разную реализацию** в системе управления автономным инвертором одного и того же способа управления, что в общем случае соответствует истине.

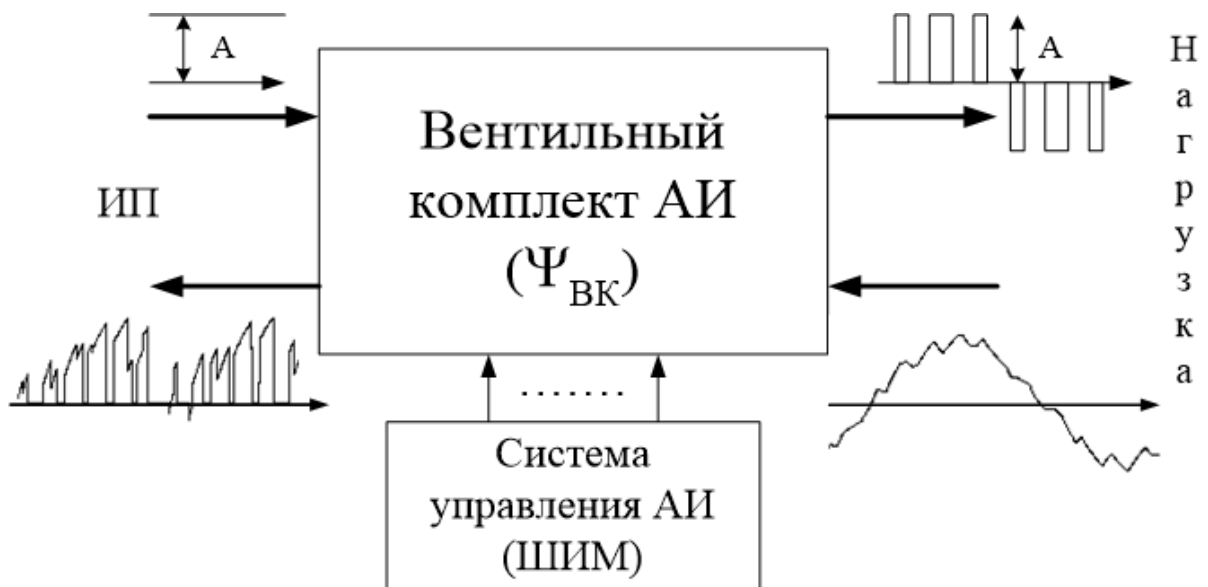


Рисунок 1.23 – Обобщенное представление АИН и АИТ

Напрашивается еще один вывод. Если одинаковы формы входных и выходных параметров, то должны быть и идентичны характеристики, а также описывающие их аналитические соотношения. Другим словами, данные, полученные для одного вида автономных инверторов, можно, с учетом принципа дуальности, перенести на другой тип АИ, что значительно упрощает анализ новых топологий автономных инверторов. Этот вывод, в частности, касается и методов модуляции. В соответствии с этим методы ШИМ, рассматриваемые в следующем разделе применительно к АИН, будут справедливы, с учетом дуальности при реализации, и для АИТ.

1.3 Эволюция методов ШИМ

Известно, что способы управления оказывают существенное влияние на характеристики вентильных преобразователей. На современном этапе доминирующим принципом управления многими преобразователями является принцип широтно-импульсной модуляции (ШИМ), который работает как в замкнутых, так и в разомкнутых системах. В связи с этим интерес к способам ШИМ со стороны специалистов в области силовой электроники не ослабевает: появляются все новые и новые способы управления. Наиболее широкое применение широтно-импульсная модуляция нашла в управлении АИН и АИТ.

В течение истории развития автономных инверторов вопросы анализа и классификации способов их управления (как замкнутых, так и разомкнутых) рассматривались неоднократно. Здесь можно назвать ряд работ как отечественных, так и зарубежных авторов, посвященных данной теме [42, 43, 73, 74]. Эти обзоры написаны в прошлом веке, и, несмотря на заключенные в них основополагающие принципы анализа и классификации способов управления, не теряющие своей актуальности и в настоящее время, не охватывают целый ряд новых способов ШИМ и тенденций в их разработке, появившихся в последнее время.

Отдельно стоит упомянуть книгу [44], опубликованную в начале 1-го десятилетия нашего века, которую по ширине и глубине охвата можно назвать «энциклопедией» ШИМ в СЭ. В ней, наряду с описанием программных способов управления, содержатся выводы спектров выходного напряжения АИН, управляемых описываемыми способами, и анализ интегральных характеристик, полученных на основе выведенных спектров, влияние способов управления на характеристики нагрузки, прежде всего, двигателя переменного тока. Кроме того, данная книга рассматривает топологии АИН, включая многоуровневые, а также особенности управления двухуровневыми инверторами тока.

В то же время с точки зрения системного подхода, в котором, в частности, исследуемое явление рассматривается в динамике и во взаимосвязи между его внутренними компонентами и внешними факторами, интерес представляет и ретроспективный анализ способов ШИМ от начала их использования в СЭ и до наших дней. Эволюции способов ШИМ, а также возможным тенденциям их дальнейшего развития и посвящен настоящий раздел. Приведенный ниже материал является дальнейшим развитием исследований, проведенных по этому вопросу в [42, 74].

Теория импульсной модуляции получила свое развитие и применение в радиотехнике в сороковых годах прошлого века, когда началось освоение импульсной радиосвязи и радиолокации. Импульсные методы модуляции, включая ШИМ, сочетали в себе высокую помехоустойчивость и легкость демодуляции с малыми затратами энергии на передачу информации [75]. Все это привело в дальнейшем к широкому использованию импульсной модуляции в телемеханике, автоматике, а в 50-60-х годах – в преобразовательной технике, когда в арсенале ее средств появились мощные полупроводниковые приборы – тиристоры, работающие в ключевом режиме и позволяющие создавать статические преобразователи с высокими энергетическими показателями [33, 76]. Так, в 1964 г. впервые была опубликована работа, в которой для создания импульсной кривой выходного напряжения предлагалось использовать синусоидальный задающий сигнал и сравнивать его с треугольным сигналом [77].

Сказанное выше обусловило тот факт, что первые способы ШИМ для управления АИН брались напрямую из радиотехники. По своей первоначальной сути ШИМ является развертывающим преобразованием [78], или развертывающим уравниванием [79], в котором происходит дискретизация непрерывного входного сигнала по времени. При этом в самом простом случае используются два сигнала: низкочастотный модулирующий (эталонный, задающий) и высокочастотный опорный (несущий, развертывающий). В моменты равенства указанных сигналов вырабатываются импульсы (в случае управления АИН – импульсы управления вентилями), длительность которых изменяется по закону изменения во времени модулирующего сигнала. В качестве несущего сигнала обычно используют напряжение пилообразной, треугольной, синусоидальной (или отрезков синусоиды) формы [79-83], в качестве модулирующего – напряжение синусоидальной, трапецеидальной, треугольной и прямоугольной формы. В последнем случае вместо прямоугольной ШИМ часто используется термин широтно-импульсное регулирование (ШИР) [84, 85].

Пилообразный опорный сигнал обеспечивает модуляцию положения только одного из фронтов импульсов, реализуя тем самым одностороннюю модуляцию (ОШИМ). Остальные из перечисленных видов опорных сигналов изменяют положение обоих фронтов импульсов. Модуляция в этом случае называется двусторонней (ДШИМ) [80, 86, 87]. В зависимости от изменения полярности импульсов на полупериоде выходного напряжения ШИМ разделяют на однополярную (униполярную) и двухполярную (биполярную) [86].

Кроме того, широтно-импульсную модуляцию подразделяют на несколько родов. В этом вопросе (до сих пор) у авторов публикаций нет единства взглядов. В теории импульсной радиосвязи [88] и в теории импульсных систем автоматического управления [89] ШИМ по родам классифицируется по-разному. В [84] упоминается четыре рода ШИМ, в [87] – пять родов. Наиболее широкое распространение в управлении АИН получили ШИМ 1-го и 2-го рода (обозначения по [84, 87]). В случае ШИМ 1-го рода длительность импульсов определяется модулирующим сигналом в тактовые моменты времени, в случае ШИМ 2-го рода – моду-

лирующим сигналом в моменты времени, совпадающие с модулируемыми фронтами импульсов. В англо-язычной литературе эти виды ШИМ соответственно называются ШИМ с регулярной выборкой и ШИМ с естественной выборкой модулирующего сигнала [44]. Для ШИМ 1-го рода еще различают симметричную (центрированную) и несимметричную модуляцию [87]. В первом случае середины модулированных импульсов совпадают, а во втором – не совпадают с центрами тактовых интервалов, равных периоду несущего (опорного) сигнала. Для ОШИМ модуляция всегда не симметрична.

Описанные виды ШИМ явились первыми способами управления, реализуемыми в АИН. Как уже говорилось, они были взяты напрямую из радиотехники и характеризовались некрatным отношением частот опорного и модулирующего сигналов, неизменностью программного алгоритма управления во всем частотном диапазоне выходного напряжения, многоканальной аналоговой реализацией в многофазных инверторах [79, 90, 91].

Наряду с программными способами управления (т.е. способами без обратных связей) в это же время появились способы со следящим принципом управления (в замкнутой системе) как по мгновенным значениям выходных параметров АИН [92], так и по их интегральным значениям [41, 93-96].

Однако уже первые эксперименты показали, что голое копирование методов ШИМ из радиотехники в силовую преобразовательную технику не дают положительного результата. Это объясняется тем, что **цели использования ШИМ и средства ее реализации** в указанных двух областях применения существенно отличаются. Касаясь только преобразовательной техники, или (современный термин) силовой электроники, по этим двум аспектам применительно к АИН можно сказать следующее:

а) к тому времени уже наметился основной объект управления – трехфазный двигатель переменного тока в системе частотного ЭП, требующий от инвертора напряжения формирования синусоидального напряжения (тока) с широким диапазоном изменения его амплитуды и частоты;

б) основным силовым полупроводниковым прибором в то время был тиристор, имеющий низкую частоту переключения.

Анализу этих двух реалий был посвящен целый ряд работ, в частности [79, 97-99], в которых были сформулированы требования к способам управления и условия их конкретной реализации. Если суммировать эти требования и условия, то можно сформулировать тенденцию, которая сформировалась в области разработки способов управления АИН с ШИМ в 70-х годах прошлого века и которая, думается, является доминирующей и в настоящее время. Суть этой тенденции - в следующем: учет специфики (через уточненное математическое описание) средств управления (схемотехники и элементной базы АИН) и объекта управления (например, асинхронного двигателя). Причем, это справедливо как для разомкнутых, так и для замкнутых систем управления. Ниже будет показано, что в самих способах начинает присутствовать либо та или иная модель компонентов ЭП, либо требования, налагаемые этими компонентами.

Начиная с 70-х годов прошлого столетия (**второй этап** развития способов ШИМ) широтно-импульсное управление АИН характеризуется следующими модернизациями классических методов ШИМ:

а) целочисленной кратностью (отношением) частот коммутации и модуляции (в случае трехфазных инверторов это отношение должно быть кратно трем) [79, 87, 97, 98];

б) в случае нецелочисленных кратностей синхронизацией опорного сигнала по характерным точкам модулирующего сигнала [100];

в) изменением целочисленных кратностей при регулировании в широких пределах выходной частоты инвертора [101, 102];

г) изменением программных алгоритмов управления при регулировании в широком диапазоне амплитуды (с соответствующим изменением частоты) за счет изменения формы модулирующего сигнала (приближения его к прямоугольному) [103], за счет совмещения на высоких частотах или смены способов ШИМ – ШИР [104];

д) использование различных симметрий однофазных и трехфазных синусоидальных сигналов (по полуволнам, по четвертям периода, между фазами) с целью улучшения качества управления и перехода от многоканальных к одноканальным (квазиодноканальным) системам управления для многофазных преобразователей [103, 105].

Очень плодотворной идеей стало сочетание симметрии трехфазной системы синусоидальных сигналов с особенностями трехфазной нагрузки без нулевого провода (объекта управления), впервые использованной в [106], идеей, которая привела к созданию целой гаммы новых способов управления [107-110]. Суть их, в своей первооснове, сводится к тому, что при соединении нагрузки в звезду без нулевого провода сумма фазных напряжений равна нулю. Это обстоятельство позволяет принудительно формировать напряжение в каждой шестой (или третьей) части периода только в двух (активных) фазах, а в третьей (пассивной) фазе получать его автоматически как результирующее от напряжений двух других фаз. Для обеспечения симметрии формы выходных напряжений по фазам и полуволнам в качестве пассивной поочередно (циклически) в течение одной шестой части периода выходного напряжения используются все фазы нагрузки (каждая – два раза за период). С учетом указанной симметрии для активных фаз требуется всего два отрезка синусоидального модулирующего сигнала длительностью по 60 эл. град. Причем эти отрезки повторяются на каждом 60-градусном интервале. Из вышесказанного следует, что данную группу способов управления нельзя отнести к классической ШИМ или ее модернизациям, т.к. эти способы, можно сказать, жестко «привязаны» к своему объекту управления (с точки зрения числа его фаз).

В это же время сформировался еще один подход, также находящийся в рамках указанной выше тенденции, к проектированию широтно-импульсных способов управления инверторами напряжения. АИН, впрочем как и любой другой вентильный преобразователь, является не только информативным звеном, передающим информацию со входа (модулирующий сигнал) на выход (первая гармоника тока или напряжения), что более всего необходимо в радиотехнике. Преобразователь является, прежде всего, энергетическим звеном, через которое могут переда-

ваться десятки и сотни кВт электрической энергии потребителю. От эффективности энергетических процессов, протекающих в вентильном преобразователе и нагрузке и определяющих их стоимость и массогабаритные показатели, зависит: будет ли тот или иной преобразователь или способ использован для конкретных целей управления. Поэтому появилась целая группа способов, оптимизирующих по тому или иному критерию протекание энергетических процессов. В сфере данного подхода можно включить следующие способы:

- а) с уменьшением числа коммутаций в АИН [108, 110];
- б) с селективным исключением низкочастотных составляющих в спектре выходного напряжения [33-36, 111, 112];
- в) с минимизацией коэффициента гармоник тока [113], напряжения [114];
- г) с минимизацией потерь в двигателе [115];
- д) с минимизацией среднеквадратичного отклонения напряжения от желаемой формы [34, 116].

Для этой группы способов управления уже характерен не эвристический подход к проектированию способов управления, а подход с элементами синтеза. При этом задача синтеза в этом случае рассматривается как общая задача нелинейного программирования, т.е. отыскание экстремума нелинейного функционала – критерия оптимальности – при наличии ограничений на варьируемые переменные. Сама же задача оптимизации может решаться методами линейной и полиномиальной аппроксимации [113], методом штрафных функций [114], градиентными методами [116] и т.д.

Также в этот период интенсивно развивалось и второе направление в разработке способов управления, заключающееся в переходе к замкнутым и следящим системам управления, что обусловлено повышением требований к процессу стабилизации и регулирования выходных параметров АИН [41]. Для способов, относящихся к данному направлению, характерно следующее:

- управление преобразователем частоты в целом, т.е. выпрямителем и инвертором [117];

- применение обратных связей для коррекции гармонического состава выходной переменной и стабилизации ее первой гармоники, причем обратная связь организовывалась как по всему спектру выходной переменной, так и по части этого спектра (без первой гармоники) [41, 118];
- использование идеологии систем с переменной структурой для организации скользящих режимов [119];
- введение в следящих системах воздействия на гистерезис релейного элемента и модуляции частоты коммутации в программных системах [120];
- стабилизация частоты коммутации при слежении [121-123].

Также 2-й этап эволюции ШИМ характеризуется применением для управления АИН новой управляющей элементной базы - микропроцессорной техники (МПТ). На данном этапе этот процесс характеризовался реализацией апробированных способов ШИМ. С той лишь разницей, что в них была учтена особенность микропроцессора (МП) как средства управления - последовательный характер его работы, что внешне выражается в дискретности его работы по управлению. Между моментом приема входной информации и моментом выдачи управляющих сигналов всегда имеет место время расчета алгоритма, которое тратится на выполнение одного прохода соответствующей программы. Это привело к тому, что все реализуемые способы ШИМ внешне стали представлять собой способы не с естественной выборкой, а с регулярной выборкой (как симметричной, так и несимметричной), или ШИМ 1-го рода.

На рубеже 80-90-х годов прошлого века начался новый, **третий этап** в развитии алгоритмов управления инверторами с ШИМ, вызванный, на наш взгляд, следующим причинами:

- новой элементной базой в силовой (полностью управляемые силовые полупроводниковые приборы) и слаботочной (высокопроизводительные микропроцессоры и микроконтроллеры) электронике;

- новыми методами (математическими моделями) описания АИН и асинхронного двигателя (АД) в системе частотного ЭП.

Применение мощных высокочастотных полупроводниковых приборов (запираемых тиристоров, полевых транзисторов, биполярных транзисторов с полевым затвором [124]) позволило за счет резкого повышения частоты коммутации (до десяти и более кГц) без особого увеличения потерь, по сравнению с обычными тиристорами, вернуться к классическим методам синусоидальной ШИМ [43, 125, 126] и к ранее не раскрытым в полной мере своим возможностям следящим методам управления [127].

Кроме того, появилась целая группа способов управления, в основе которых лежала вторая из упомянутых выше причин. В 80-х годах в связи с распространением цифровых систем и методов управления в преобразовательной технике был опубликован целый ряд работ, анализирующих АИН с несколько иных позиций. С одной стороны инвертор рассматривался как дискретный элемент, поведение которого можно описать коммутационными или логическими функциями [128-134], и, следовательно, способы его управления можно получить методами логического синтеза. Такие алгоритмы позволяют минимизировать число коммутаций [128-132], исключить сквозные токи в плечах транзисторных инверторов напряжения [133, 134] и относительно просто реализуются микропроцессорными системами управления.

С другой стороны, для анализа трехфазных инверторов напряжения стал широко использоваться обобщенный (результатирующий) вектор выходного напряжения (тока) [42, 43, 71, 135], который имеет всего два параметра (модуль и фазу) и который (при 180-градусном управлении АИН) на комплексной плоскости фаз нагрузки занимает шесть положений, отстоящих друг от друга на 60 эл. град. Хотя одно из первых предложений для использования комплексного вектора напряжения в ШИМ-управлении было сделано еще в 1969 г. [136], метод векторной ШИМ был впервые опубликован в 1982 г. [137, 138]. (Заметим, что этот метод дал наглядную геометрическую интерпретацию идее одновременного ШИМ

управления только транзисторами двух фаз инвертора с их циклической сменой через каждую шестую часть периода [106]).

Распространение этого подхода на способы управления АИН с ШИМ привело к созданию так называемых векторных, или симплексных способов управления. Такие способы управления позволяют минимизировать потери в двигателе от высших гармоник [139, 140], упорядочить и, вследствие этого, уменьшить число коммутаций в инверторе, а также увеличить линейный диапазон регулирования первой гармоники по сравнению с синусоидальной ШИМ на 15.5 % [141-144]. Отметим, что в связи с появлением термина «векторная ШИМ», широтно-импульсная модуляция, рассматриваемая во временной области, стала называться «скалярная ШИМ».

Более широкому практическому использованию векторных методов управления также способствовало внедрение МПТ в управление АИН. Это обусловлено тем, что эти методы предполагают постоянство обобщенного вектора на интервале выборки, т.е. дискретизацию обобщенного вектора во времени, что соответствует особенностям микропроцессорного управления.

В [145] обобщенный вектор был связан с помощью соответствующих уравнений с параметрами АД, что позволило данный подход применить к следящей системе. Данный способ управления при реализации заданного значения «трубки» тока позволяет уменьшить производную тока и частоту коммутации в инверторе.

Создание новых высокопроизводительных микропроцессоров обеспечило возможность контроля и управления текущими координатами (потокосцеплением, моментом) машины переменного тока путем использования соответствующих математических моделей [146-149]. Эти способы характеризуются большой скоростью выполнения и большим числом вычислительных операций, элементами оптимизации и адаптации. Однако они в большей степени относятся к способам управления электроприводом в целом и поэтому их анализ и синтез выходит за рамки настоящего обзора.

Рассмотренные выше способы также являются подтверждением того, что основная тенденция в разработке новых способов управления АИН с ШИМ за-

ключается во все большем (через математическое описание) учете свойств и специфики как средств, так и объекта управления. И эта основополагающая тенденция продолжается и на нынешнем, **четвертом** этапе развития способов ШИМ. Данный этап начался примерно на рубеже веков. Он, на наш взгляд, характеризуется следующими основными факторами, имеющими место в СЭ:

- переходом в схемах АИН и АИТ к многоуровневым и многофазным топологиям, что обусловлено требованиями промышленности к увеличению мощности систем преобразования электроэнергии, в частности для электропривода;
- использование методов пространственно-векторной ШИМ не только в управлении двухуровневыми трехфазными преобразователями, но и многоуровневыми и многофазными, причем как замкнутыми, так и разомкнутыми;
- интеллектуализацией устройств силовой электроники, выражающейся в том, что в процесс разработки структур вентильных преобразователей и способов их управления интенсивно внедряются методы из области искусственного интеллекта.

Прежде, чем перейти к описанию влияния перечисленных факторов на разработку способов ШИМ, обратимся к тенденциям прошлого периода, которые на нынешнем этапе также получили дальнейшее развитие.

Во-первых, были разработаны скалярные способы ШИМ с вводом в гармонический модулирующий сигнал дополнительно сигналов нулевой последовательности (СНП). Для трехфазных систем – это гармоники кратные трем и их комбинации. Основное достоинство этих способов – расширение линейного диапазона регулирования первой гармоники выходного напряжения без перехода в режим перемодуляции (для трехфазного АИН расширение составляет 15,5 %). СНП могут иметь непрерывный характер или дискретный характер [44, 150-152].

В последнем случае на треть уменьшается число коммутаций в преобразователе (подобно тому, как это имело место в способах циклической ШИМ [106]), однако это приводит к некоторому ухудшению качества выходного напряжения в большом диапазоне изменения глубины модуляции [44, 150],

Во-вторых, дальнейшее развитие получили способы векторной ШИМ для трехфазных АИН. Особенностью ВШИМ является то, что ее аналитические выражения определяют только длительности состояний активных векторов на периоде выборки (периоде опорного сигнала). Это, по сути дела, - длительности импульсов линейных напряжений на упомянутом периоде. При этом длительности пауз (нулевых векторов) и порядок чередования активных векторов остаются за рамками описания. Использование различных сочетаний порядка чередования активных векторов, наличия одного или двух нулевых векторов на периоде выборки, а также соотношения между длительностями нулевых векторов привели к целому ряду способов, относящихся к группе векторных [153-155] и также обеспечивающих расширение линейного диапазона регулирования первой гармоники напряжения на 15,5 %.

В частности, вариант ВШИМ, в котором предусмотрено наличие двух нулевых векторов равной длительности на периоде опорного сигнала, и называется собственно ВШИМ [156]. Для него характерно, как и для классической СШИМ, наличие шести коммутаций на периоде опорного сигнала. Варианты ВШИМ, в которых предусмотрено наличие только одного нулевого вектора на несущем периоде, характеризуются соответственно четырьмя коммутациями, что снижет на треть коммутационные потери в АИН и также некоторым ухудшением качества выходного напряжения в большом диапазоне изменения глубины модуляции. Упомянутые способы ВШИМ по своим свойствам аналогичны способам ШИМ с вводом СНП [157, 158].

В третьих, стремление уменьшить негативное влияние гармоник напряжения на двигатели переменного тока привели к созданию двух новых категорий способов ШИМ: стохастических способов и векторные способов с пониженным уровнем синфазного сигнала. Суть стохастических способов заключается в изме-

нении произвольным (случайным) образом частоты опорного сигнала. Этот процесс «размывает» спектральный состав выходного напряжения АИН по частотному диапазону и соответственно уменьшает амплитуды гармоник, что уменьшает опасность возникновения вибрации корпуса двигателя и соответственно акустического шума [159, 160].

Однако у данных способов есть недостатки – возникновение в спектре низкочастотных компонентов вплоть до субгармоник. Соответственно были разработаны модификации стохастических способов, упорядочивающие процесс размывания гармоник, в частности, путем задания границ произвольного изменения частоты коммутации [160-162], путем детерминированного изменения частоты опорного сигнала [163, 164].

В свою очередь способы с пониженным синфазным напряжением уменьшают токи утечки, которые приводят к износу подшипников двигателя переменного тока [165]. Синфазное напряжение - это напряжение средней точки нагрузки, соединенной в звезду, относительно средней точки источника питания инвертора. В способах синусоидальной и векторной ШИМ величина синфазного напряжения равна $E_d/2$, $E_d/6$, $-E_d/6$, $-E_d/2$, где E_d напряжение источника питания. Уровни $|E_d/2|$ получаются при использовании в способах ШИМ нулевых векторов (состояний). Новые способы управления обеспечивают реализацию обобщенного вектора на периоде выборки без использования нулевых векторов. При этом набор данных способов ШИМ отличаются вариантами реализации обобщенного вектора [166]:

- обобщенный вектор реализуется ближайшей тройкой активных векторов;
- обобщенный вектор реализуется наиболее удаленными друг от друга тремя активными векторами;
- обобщенный вектор реализуется традиционными активными векторами, ограничивающими текущий сектор, однако для реализации нулевых со-

стояний используют вектора, ближайšie к используемым активным векторам и противоположные друг другу.

Однако устранение синфазного напряжения уровня $|E_d/2|$ сопровождается в разной степени ухудшением качества выходного напряжения и в ряде случаев сужением линейного диапазона регулирования. Рекомендуется использовать данные способы в комбинации друг с другом. Подробную информацию о данных способах ШИМ можно найти в работах [165-167].

В настоящий период продолжается также эвристический синтез способов ШИМ путем изменения параметров опорного и модулирующего сигналов, обеспечивающих формирование широтно-модулированных импульсов. Можно отметить следующие варианты:

- использование «инвертированного» синусоидального несущего сигнала [168];
- постоянство частоты опорного сигнала на малых и средних частотах с дальнейшей синхронизацией и поддержанием постоянства отношения частот между опорным и модулирующим сигналами при переходе в режим насыщения модулятора [169];
- модуляция амплитуды опорного сигнала модулем модулирующего сигнала с целью расширения линейного диапазона регулирования первой гармоники выходного напряжения АИН [170, 171];
- с целью исключения субгармоник в выходном напряжении смещение опорного сигнала по напряжению [172], сброс опорного сигнала в начальное состояние (синхронизация) при переходе модулирующих сигналов через ноль [173, 174];
- изменение знака модулирующих сигналов в точках, соответствующих естественной коммутации выходных напряжений, и логического уровня выходных сигналов управления с целью повышении качества выходного

напряжения и, как следствие, расширения диапазона регулирования и снижения потерь в двигателе [175];

- при достижении единичной глубины модуляции ввод в модулирующий сигнал прямоугольного компонента с целью расширения линейного диапазона регулирования первой гармоники вплоть до режима 180-градусного управления [176];
- использование частотной модуляции опорного сигнала [177].

И наконец, перейдем к факторам, характеризующим нынешний, четвертый этап эволюции способов ШИМ.

Разработка многоуровневых топологий автономных инверторов, прежде всего АИН, привела к необходимости разработки и соответствующих способов управления (в литературе появилось даже термин «многоуровневая ШИМ» [178]). Анализ технической литературы показал, что для управления многоуровневыми АИН, с точки зрения формы модулирующих сигналов, используются те же способы ШИМ, что и для двухуровневых [44, 179, 180]: синусоидальная ШИМ, синусоидальная ШИМ с вводом СНП, дискретная ШИМ, а также векторная ШИМ.

Однако эти способы подверглись некоторым изменениям, учитывающим специфику МУ-АИН. Она заключается в том, что на каждую пару комплементарных ключей в плече преобразователя используется свой опорный сигнал, пересечение с которым модулирующего сигнала и формирует соответствующие импульсы управления. В соответствии с этим данные способы еще называются ШИМ с многоносущими сигналами (multicarrier PWM [181, 182]). Эти опорные сигналы смещены друг относительно друга либо по уровню на амплитуду опорного сигнала (с вертикальным смещением), так что они охватывают (в своей первооснове) прилегающие друг к другу зоны, либо только по фазе (с горизонтальным смещением) с углом сдвига, равным π , поделенному на число сдвинутых пил.

Наличие нескольких опорных сигналов привело к желанию дополнительно варьировать их основные параметры с целью улучшить показатели выходного

напряжения. В итоге, к настоящему моменту сформировались следующие подварианты (с точки зрения свойств опорных сигналов) многоуровневой ШИМ [44, 179, 189-184]:

- с синфазным расположением (*Phase Disposition - PD*);
- с противофазным расположением (*Phase Opposition Disposition - POD*);
- с альтернативным противофазным расположением (*Alternate Phase Opposition Disposition APOD*);
- со сдвигом по фазе (*Phase Shift - PS*);
- с перекрытием несущих (*Carrier Overlapping - CO*);
- с переменной частотой (*Variable Frequency - VF*).

Таким образом, множество опорных сигналов в МУ-ШИМ и их, в некотором смысле, независимость друг от друга обеспечили наличие дополнительных степеней свободы, которые могут быть использованы для синтеза способа управления. Это обстоятельство напоминает (на новом уровне) первый этап эволюции способов ШИМ, когда ее использование только начиналось, и исследовались варианты ее реализации в преобразовательной технике. В настоящее время при синтезе варьируется и форма опорных сигналов. В частности, в [181] использованы синусоидальные несущие сигналы, причем, как без перекрытия, так и с перекрытием.

Большое число уровней привело к тому, что интенсивно стали развиваться способы построения ступенчатой кривой выходного напряжения, без использования ШИМ. (С другой стороны эти способы можно рассматривать как предел ШИМ подобно 180-градусному управлению двухуровневыми АИН). Здесь используются методы оптимизации на основе СИГ, причем как с одинаковыми по напряжению источниками в звене постоянного тока и с неодинаковыми [185]. Один из таких способов - это управление с ближайшим уровнем напряжения и его векторный эквивалент – с ближайшим вектором [186].

Кроме того, для управления МУ-АИН также применяются опробованные на двухуровневых АИН гистерезисная ШИМ [180, 187] и со слежением по напряжению [188-190]. Можно, к слову, отметить, что благодаря высокой динамике гистерезисные регуляторы стали применяться при слежении и за другими параметрами асинхронного двигателя (прямое управление моментом и потокосцеплением [191]), что, однако, относится уже к управлению электроприводом и выходит за рамки настоящего обзора.

Свое место в управлении МУ-АИН нашли и способы ШИМ с селективным исключением гармоник, хотя процедура поиска оптимальных углов коммутации несколько усложнилась [192, 193].

Вторым важным фактором, на наш взгляд, стало широкое использование в разработке и анализе способов управления методов векторной ШИМ. Разработанная первоначально для трехфазных систем, она стала общим принципом, методологией, применимой для систем преобразования энергии переменного тока, причем не только на плоскости, но и в пространстве [194, 195]. Векторная ШИМ позволяет синтезировать способы управления и алгоритмы их реализации для многоуровневых инверторов [194, 196, 197], многофазных инверторов [198, 199], обеспечивая те или иные свойства новых способов, в частности, возможность устранения небаланса напряжений на конденсаторах в звене постоянного тока. Также свое применение она нашла в следящих гистерезисных способах слежения за выходным током автономных инверторов напряжения [187, 200, 201].

Третьей новой тенденцией в области управления АИН с ШИМ стало использование методов и алгоритмов из области искусственного интеллекта: экспертных систем, нечеткой логики и нейронных сетей. Наиболее рационально использовать эти подходы в электротехнических замкнутых системах в условиях неопределенности воздействия внешних факторов или нет точного математического описания объекта регулирования [60]. Однако это выходит за рамки настоящего исследования.

Применительно же к задаче разработки способов ШИМ можно сказать следующее. Эти подходы по сути дела являются методами оптимизации. В этой связи можно выделить два момента: их использование «офлайн» и «онлайн». К первому моменту относится использование данных подходов в разработке способов исключения гармоник (определение оптимальных моментов коммутации, включая и способ ВШИМ). Такие методы как алгоритм классификации [202], генетические алгоритмы [203], алгоритмы роя частиц [204] использовались как специфический инструмент решения системы нелинейных трансцендентных уравнений, позволяющий обойти те трудности, которые при этом встречаются в случае использования традиционной численной оптимизации.

Второй момент заключается в том, что искусственная нейронная сеть включается в цепь управления и позволяет «на лету», онлайн искать оптимальные углы коммутации, соответствующие изменившимся внешним условиям [205, 206]. Все это дает положительный эффект с точки зрения качества выходной энергии инвертора, хотя в последнем случае (онлайн) существует задержка в реакции системы на изменившиеся условия, обусловленная необходимой фазой подстройки нейронной сети [205].

Примеры применения экспертных систем и нечеткой логики в процессе разработки способов ШИМ можно найти в [60].

Помимо всего выше сказанного можно отметить еще два момента, которые в некоторой степени коррелируются с основными факторами настоящего периода эволюции способов ШИМ.

Как известно, многоуровневые топологии, используемые в мощных преобразовательных системах, помимо щадящих условий работы силовых ключей обеспечивают, за счет увеличения числа уровней, лучшее качество выходного напряжения. Это позволяет снизить частоту коммутации и уменьшить коммутационные потери. Малое число коммутаций позволяет использовать оптимальные методы ШИМ, которые ориентированы не на подавление определенных гармоник, а на уменьшение обобщенного критерия – коэффициента гармоник тока или взвешенного коэффициента гармоник напряжения. Сочетание этого подхода с

возможностями синхронной ШИМ (при малых кратностях) и рациональной топологией МУ-АИН позволило разработать (офлайн) способы оптимальной ШИМ, которые позволяют снизить частоту коммутации до 200 Гц, обеспечивая при этом приемлемое качество выходной энергии АИН [207-209].

И, наконец, последнее. Широкое внедрение в управление микропроцессорной техники предполагает использование дискретного модулирующего сигнала, т.е. переход при реализации любого метода ШИМ от натуральной выборки к регулярной выборке. Как показано в [44], дискретизация модулирующего сигнала приводит к ухудшению спектра выходного напряжения АИН - к появлению гармоник в полосе частот основной гармоники. Особенно это проявляется при реализации односторонней ШИМ. Увеличение кратности приводит к увеличению числа ступенек аппроксимации модулирующего сигнала и, естественно, к ослаблению этого негативного эффекта. Однако в мощных преобразовательных системах (для уменьшения коммутационных потерь) используется более низкая частота коммутации, и появление низкочастотных гармоник может иметь место. В то же время в литературе появились работы, которые говорят о возможности реализовать в МПСУ в режиме реального времени расчет точек пересечения для ШИМ с естественной выборкой [210], что, несомненно, обеспечит получение более качественной выходной кривой АИН, и, думается, найдет свое применение в мощных системах преобразования электроэнергии.

В процессе проведения аналитического обзора способов управления автономными инверторами с ШИМ было сделано следующее.

1. Выявлено наличие четырех этапов эволюции способов ШИМ, каждый из которых имеет свои отличия и причины возникновения.

2. Показано, что основная тенденция в разработке новых способов управления АИН с ШИМ на протяжении последних трех этапов заключается во все большем (через математическое описание) учете свойств и специфики как средств, так и объекта управления.

3. Отмечены возможные направления (тенденции) развития способов ШИМ. К ним можно отнести следующее:

- интеллектуализация процесса разработки и реализации способов ШИМ с помощью современных микропроцессорных средств и методов и алгоритмов из области искусственного интеллекта;
- развитие оптимальных способов ШИМ (в том числе на основе векторного представления), синтез которых будет выполняться по совокупности интегральных критериев, включая вспомогательные задачи: уменьшение небаланса напряжения на конденсаторах звена постоянного тока, уменьшения синфазного напряжения, выравнивание потерь мощности, равное распределение мощности и т.д.;
- модернизация известных способов управления с учетом новой элементной базы (силовой и слаботочной) и новых требований к системам преобразования электроэнергии, обусловленных, с одной стороны, требованиями увеличения мощности преобразования электроэнергии, а с другой стороны, необходимостью ресурсо- и энергосбережения;
- дальнейшее развитие векторного представления способов ШИМ и его использование при анализе и синтезе способов управления многоуровневыми и многофазными полупроводниковыми преобразователями.

1.4 Критический анализ состояния дел в области разработки способов управления

Обзор технической литературы в области разработки и анализа способов широтно-импульсного управления инверторами напряжения выявил также некоторые проблемы и негативные тенденции в этой области. К проблемам, требующим своего решения, можно отнести, во-первых, большое многообразие спосо-

бов, которое усилилось с появлением многоуровневых топологий АИ. Обилие способов предполагает необходимость их систематизации, классификации, что нашло свое отражение в ряде работ [42-44, 73, 74, 151], а также необходимость критического анализа указанных способов, чему и посвящен настоящий раздел.

1.4.1 Формы представления (модели) способов ШИМ

В области управления трехфазными АИН выделяют скалярные и векторные способы ШИМ [211]. Первые представляются в виде модулирующих и опорного сигналов, расположенных на естественной временной оси (*воль-секундная плоскость*). Вторые – в виде обобщенного вектора, вращающегося на комплексной плоскости, на которой также размещены векторы, отражающие возможные состояния автономного инвертора. Известно, что некоторые скалярные способы по своим характеристикам (т.е. характеристикам АИН, управляемым этими способами) идентичны векторным способам [158, 212]. Однако если тот или иной способ персонифицируется, то он должен чем-то отличаться от других способов ШИМ по своему влиянию на характеристики АИН. Отметим, что здесь не имеются в виду особенности реализации способа в системе управления.

С другой стороны, также известно, что классическую векторную ШИМ (*space vector PWM – SVPWM*) можно представить как способ, в котором модулирующий сигнал состоит из гармонического сигнала с введенным треугольным сигналом тройной частоты [156] и сравнивается с опорным сигналом. Но это уже по всем признакам - скалярный способ. Вследствие этого в технической литературе появились термины: «скалярная интерпретация» [213], «векторное представление» (*space vector representation*) [156], «векторные и скалярные подходы» (*vector and scalar approaches*) [212], которые как бы косвенно «объясняли» идентичность характеристик у АИН, управляемых разными способами ШИМ.

Детальный анализ векторных и скалярных (в том числе непрерывных и дискретных) способов управления проведенный целым рядом отечественных и зарубежных специалистов, показал, что существуют пары способов ШИМ, относя-

щихся к разным группам (скалярным и векторным), которые формируют одинаковые характеристики АИН. Более того, показано, что между упомянутыми парами есть корреляция, конкретные соотношения, которые к тому же можно строго математически описать. Выведенные математические соотношения включают: соотношения между модулирующими сигналами (включая основные компоненты и компоненты нулевой последовательности) и пространственными векторами, соотношения между модулирующими сигналами и пространственно-векторными секторами, соотношения между моментами коммутации (switching pattern) ВШИМ и типом несущего сигнала, соотношения между распределением нулевых векторов и различными сигналами нулевой последовательности [158, 212].

Из всего выше сказанного можно сделать вывод: эти пары есть ни что иное как один и тот же способ ШИМ, но представленный по-разному, в разных системах координат.

Еще со школьной скамьи известно, что синусоидальный сигнал, являющийся временной функцией, можно представить на комплексной плоскости единичным вектором, вращающимся против часовой стрелки [214]. Его проекция на мнимую ось есть значение синуса текущего угла, а проекция на реальную ось – значение косинуса. То есть здесь имеет место два представления одного и того же процесса. Можно привести еще одну пару подобного рода - анализ цепей переменного тока с помощью дифференциальных уравнений и операторным методом. Таким же примером может быть преобразование координат в системах управления, например, автономными инверторами. Аналогичных примеров можно привести великое множество.

Но, как известно из математики, любой преобразование приводит к появлению новых свойств анализируемого процесса, точнее, к новым проявлениям имеющихся свойств в новых координатах. Проявлениям, которыми и пользуются для упрощения расчета, анализа или синтеза того или иного процесса или его управлением. А затем, после выполнения требуемых операций, происходит вновь возвращение к естественной, временной, форме представления. Но во всех случаях в разных координатах подразумевается один и тот же процесс или явление.

Таким образом, возвращаясь к способам управления АИН с ШИМ, можно высказать предположение: нет векторных способов ШИМ, а есть **векторное представление** способа ШИМ (наряду со **скалярным** и другими). Или, думается, можно говорить о разных **моделях (векторной, скалярной и т.д.)** способов ШИМ. Как, например, в разных моделях транзистора проявляются разные его характеристики, так в каждой модели проявляются по-разному (или разные) свойства способа ШИМ. И это позволяет более эффективно решать в разных моделях свой круг задач анализа и/или синтеза одного и того же способа ШИМ.

Если принять выше сказанную мысль за истину, то из числа способов ШИМ можно исключить целую группу - векторную, т.к. подразумевается, что в классификации способы должны быть представлены одинаково. Другими словами, сокращается количество способов, которые должны быть подвержены классификации. Способы же, считающиеся ранее векторными, в этой ситуации нужно называть так, как называют их аналоги: способы синусоидальной ШИМ с добавлением того или иного сигнала нулевой последовательности. Так, классическая векторная ШИМ далее называется синусоидальная ШИМ с добавлением СНП в виде треугольника (СШИМ+Δ).

При этом автор нисколько не принижает роль векторного представления. Оно на протяжении последних двадцати лет очень широко используется, что само за себя говорит, и, несомненно, будет использоваться. Но автор хочет поставить все точки над «*i*»: векторная ШИМ – это не какой-то особый способ управления, а форма представления, модель способа ШИМ, причем далеко не единственная.

В существующей литературе можно найти еще ряд моделей способов ШИМ, позволяющих решать разные задачи. Так, для вывода спектра выходного напряжения АИН с помощью двойных рядов Фурье используют модель, которая отображает весь модулирующий сигнал на одном периоде опорного сигнала [44, 97, 213, 215]. Кстати, в работе [215] данное представление способа управления так прямо и называется – модель (*model*). На рисунке 1.24 приведен пример подобной модели для двусторонней синусоидальной ШИМ (СШИМ), управляющей плечом

двухуровневого АИН [44]. (Она может быть представлена в трехмерном пространстве с выявлением уровня напряжения в средней точке плеча АИН в той или иной области, но третье измерение можно опустить).

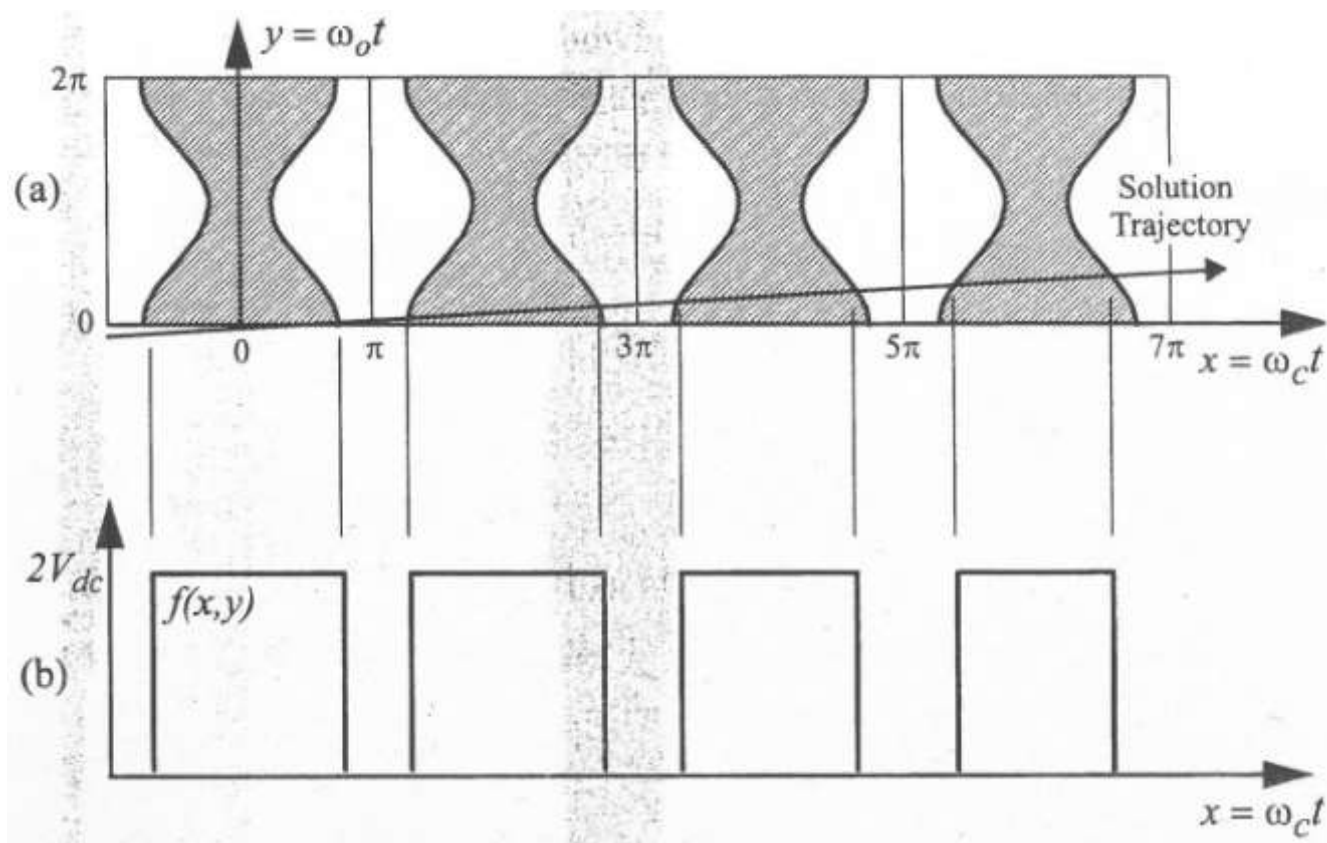


Рисунок 1.24 – Модель «x-y». СШИМ, 2У-АИН

На рисунке используются следующие обозначения: $\omega_c = 2\pi/T_c$ – несущая угловая частота; $\omega_o = 2\pi/T_o$ – основная угловая частота ($\omega_o < \omega_c$); наклонная линия «*Solution Trajectory*» - траектория решений.

Данная модель «x-y» (так ее дальше будем называть) представляет собой (см. рисунок 1.24 a) последовательность элементарных прямоугольных ячеек с размерами $0-2\pi$: по оси ординат откладывается период модулирующего сигнала, по оси абсцисс – период опорного сигнала. Заштрихованная область, ограниченная двумя синусоидами, соответствует состоянию плеча, равному напряжению источника питания (на рисунке 1.24 – напряжению $2V_{dc}$). Остальная область – состоянию плеча, равному нулю. Отметим, что определение импульсного выхода по отношению к отрицательной шине звена постоянного тока, а не к его средней

точке (что также используется) значительно упрощает математику решения в виде ряда Фурье при незначительных усложнениях, обусловленных вводом в окончательное решение постоянного смещения $+V_{dc}$ [44].

Границы заштрихованной области суть геометрические места точек возможных решений. Пересечение конкретной линии траектории решений с этими границами задает положения фронтов модулированных по длительности импульсов (см. рисунок 1.24 *b*). Линия траектории решений проводится под углом, тангенс которого равен величине, обратной кратности частот опорного модулирующего сигналов. Чем меньше кратность, тем больше тангенс, тем меньше периодов опорного сигнала, в течение которых ордината линии траектории решений станет равна 2π , т.е. закончится период модулирующего сигнала.

Синусоидальные границы графически располагается на вертикальных осях (на рисунке они не показаны), которые, например для 1-й ячейки, можно описать как $x_1 = -\pi/2$ и $x_2 = \pi/2$. Амплитуда синусоид, изображенных на рисунке 1.24, соответствует, примерно, глубине модуляции $M=0.5$. Не трудно видеть, что при $M=0$ длительность модулированных импульсов в масштабе опорного сигнала будет равна π (или $T_c/2$), что и должно иметь место при биполярном опорном сигнале.

С особенностями использования данной модели для определения спектра модулированной импульсной кривой можно познакомиться в [44, 97, 215].

Для примера на рисунке 1.25 изображены два варианта модели « x - y » для способа односторонней СШИМ с регулярной выборкой [44]. Способы СШИМ+ Δ и СШИМ+3 будут отличаться от диаграмм на рисунке 1.24 и рисунке 1.25 только формой граничных кривых - модулирующих сигналов.

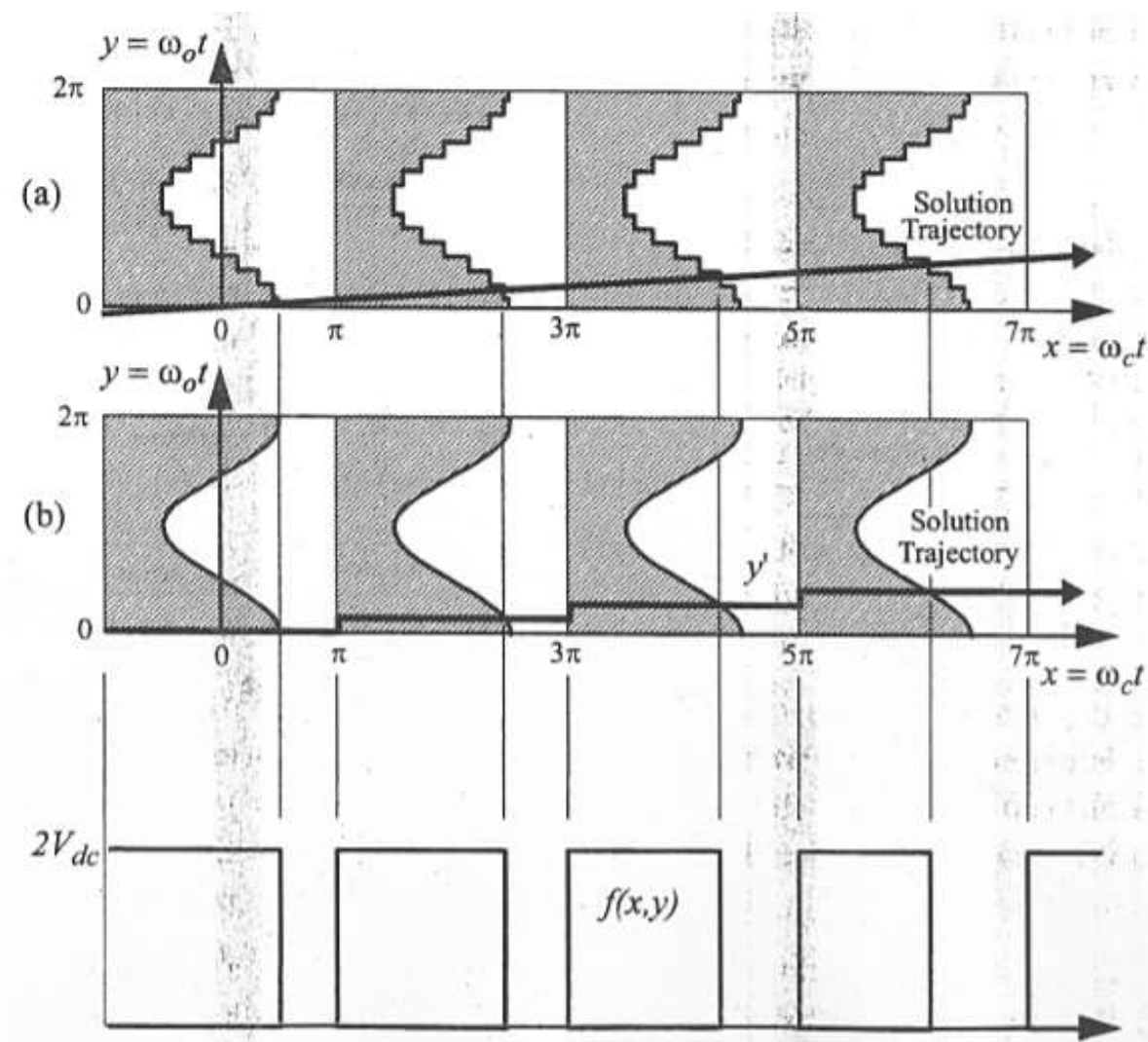


Рисунок 1.25 – Модель « x - y ». 2У-АИН, односторонняя СШИМ с регулярной выборкой

Данная модель применима и для способов управления многоуровневыми АИН. На рисунке 1.26 приведена модель « x - y » для 3У-АИН, управляемого способом СШИМ [44]. По сравнению с рисунками 1.24 и 1.25 здесь оси x и y направлены иначе. Как видно из рисунка, конфигурация одной ячейки модели для трехуровневого АИН усложняется. На плоскости соответствующими кривыми уже выделены не три зоны, как на предыдущих рисунках, а шесть зон. По углам рисунка области, выделенные косинусоидами на четверть периода, соответствуют состоянию плеча 3У-АИН, равному $-V_{dc}$. Центральная часть, ограниченная двумя противофазными косинусоидами на полпериода, соответствует состоянию плеча, равному $+V_{dc}$. Оставшаяся часть элементарной ячейки модели соответствуют состоянию плеча,

равному 0. Границы этих областей также представляют собой геометрические места точек возможных решений.

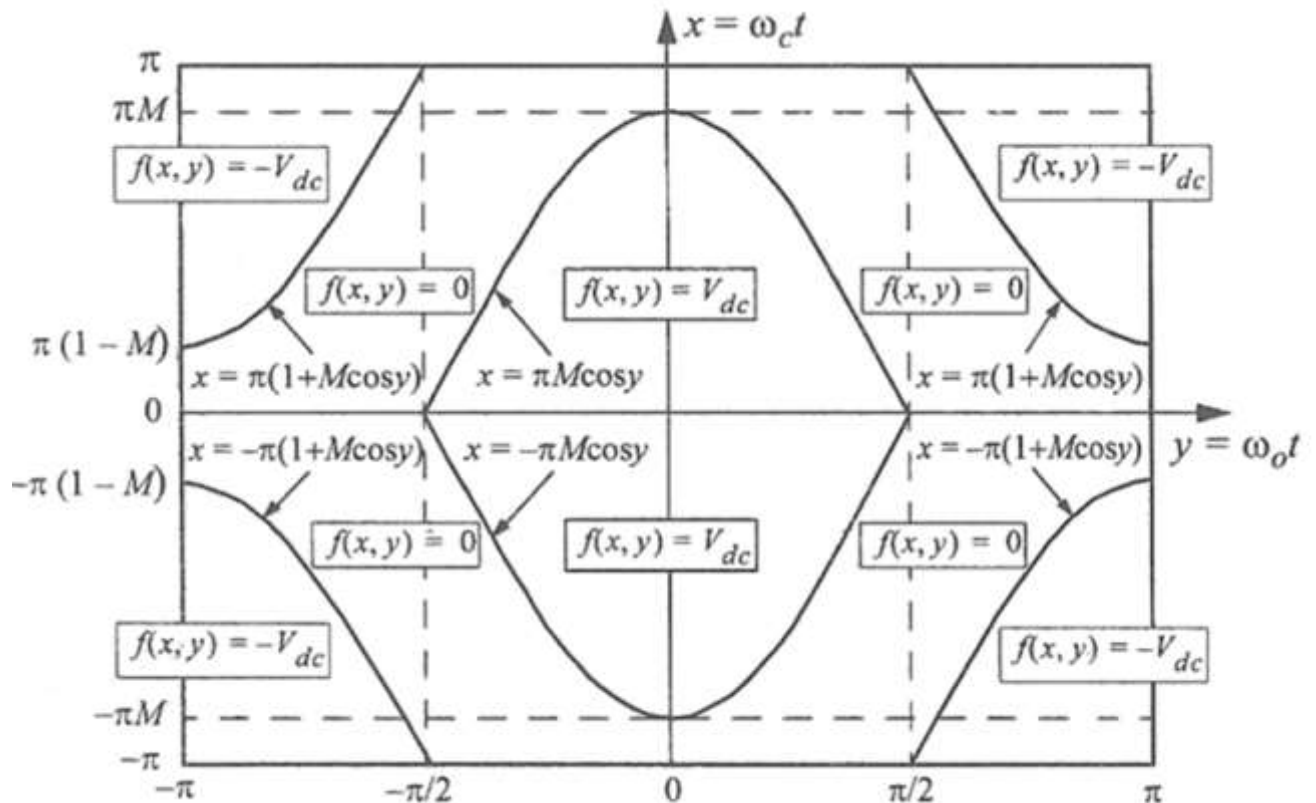


Рисунок 1.26 – Модель «x-y». 3У-АИН, СШИМ с синфазными опорными сигналами

Особенностью данной модели способа ШИМ является то, что она показывает на одном периоде опорного сигнала все возможные временные положения фронтов импульсов при заданной кратности и глубине модуляции.

Перед рассмотрением других форм представления способов ШИМ обратимся к векторной модели (см. рисунок 1.27) [216]. На рисунке 1.27 *b* на $\alpha\beta$ -плоскости показан обобщенный вектор (\bar{U}_s) в первом секторе и смежные с ним активные (образующие) векторы ($\bar{V}_x[V_{100}]$, $\bar{V}_y[V_{110}]$). Длительности их использования для реализации заданного обобщенного вектора описываются известными соотношениями [211, 216]. На рисунке 1.27 *a* цветом выделены временные области существования данных векторов.

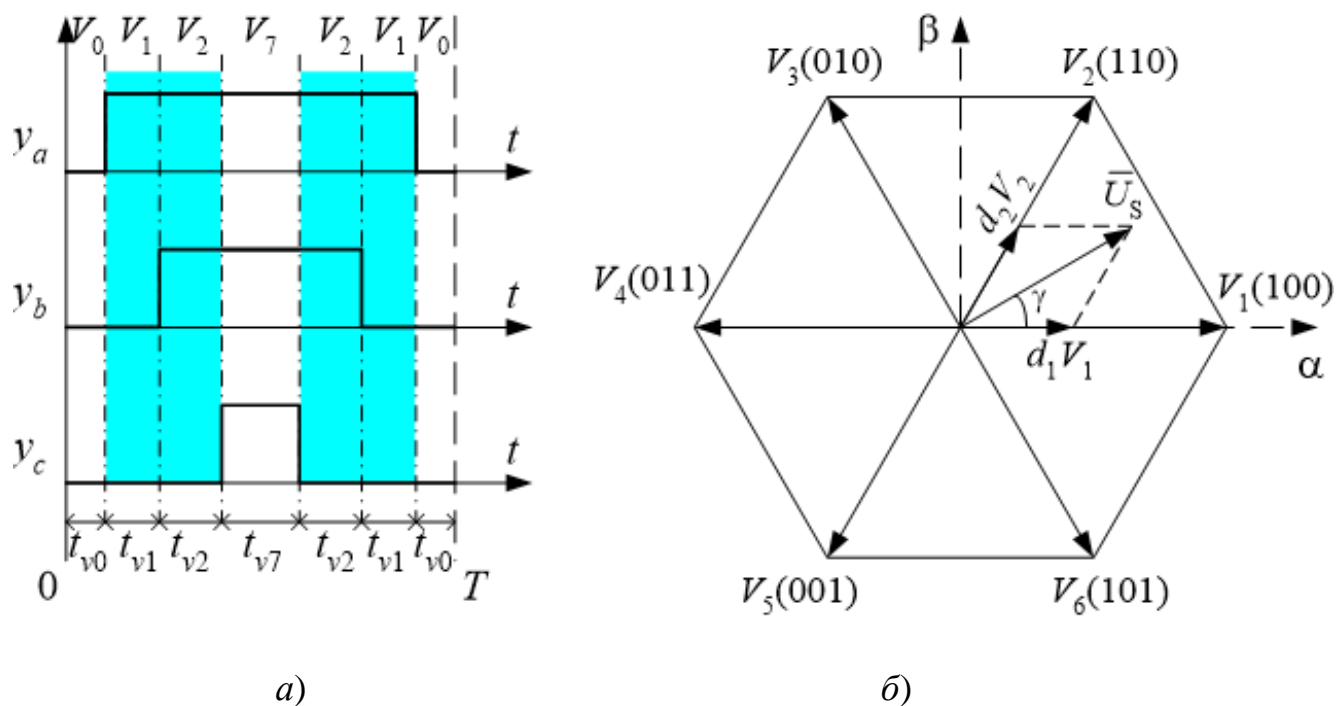
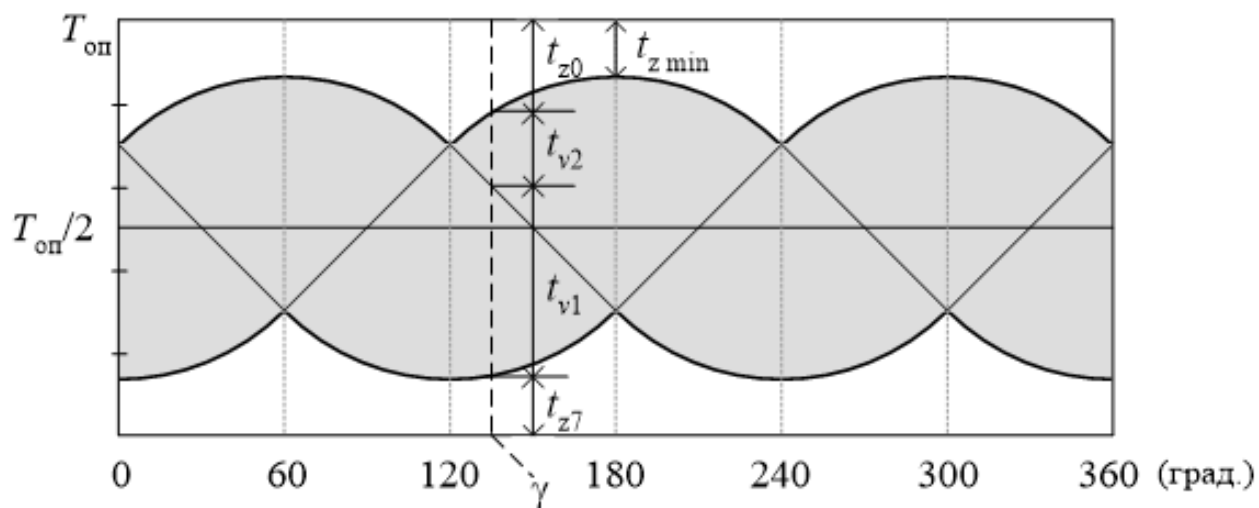


Рисунок 1.27 – Образующие векторы способа ШИМ: *a)* – временное представление, *b)* – векторное представление

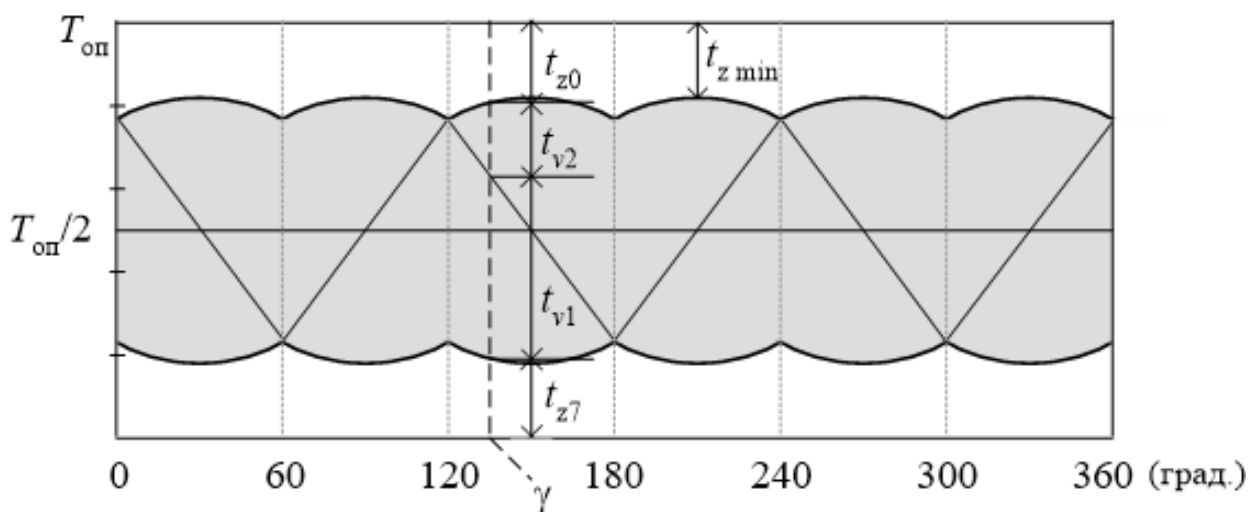
Однако эти длительности можно увидеть на модели, используемой обычно для анализа трехфазных инверторов напряжения [211]. Это скалярное (т.е. на временной оси) представление трехфазной системы модулирующих напряжений (см. рисунок 1.28), где, однако, ординатой, как и на модели «х-у», является длительность периода опорного сигнала ($T_{оп}$). (Данную модель можно назвать «**скалярно-совмещенной**»). Амплитуда модулирующих синусоидальных сигналов (индекс модуляции) на рисунке соответствует уровню 0,7.

Коммутации в инверторе происходят, когда один из трех целевых модулирующих сигналов пересекает треугольный опорный сигнал. Времена этих коммутаций на периоде опорного сигнала при кратности, стремящейся к бесконечности, можно представить пересечением с модулирующими сигналами вертикальной линии (на рисунке она изображена пунктиром), соответствующей некоторому фазовому углу γ . Длительности между коммутациями соответствуют временам приложения к АИН соответствующего вектора ($t_{v1}, t_{v2}, t_{z0}, t_{z7}$). На рисунке 1.28 *a*

кривые изображены для классической синусоидальной ШИМ. Выделенная цветом область соответствует в каждый момент времени величине и положению на периоде опорного сигнала импульса, соответствующего обобщенному вектору.



а)



б)

Рисунок 1.28 – Скалярно-совмещенная модель: а) – СШИМ, б) – СШИМ+ $\Delta \gamma$

На рисунке 1.28 б представлены модулирующие сигналы, полученные путем добавления треугольного сигнала утроенной частоты к синусоидальным сигналам из рисунка 1.28 а, т.е. соответствуют способу СШИМ+ Δ , для которого в течение основного периода интервалы приложения вектора V_{000} (t_{z0}) и вектора V_{111} (t_{z7}) всегда получаются равными, хотя и непостоянными во времени.

Из рисунка 1.28 *a* и *b* можно заметить, что при том же значении глубины модуляции время t_{z_min} в случае СШИМ меньше, чем в случае СШИМ с добавлением треугольного сигнала. Это и обуславливает тот факт, что максимальный индекс модуляции в линейном диапазоне с использованием СШИМ+ Δ увеличивается на 15 % по сравнению с СШИМ.

Способы управления, представленные во временных координатах на последнем рисунке, показаны соответственно на рисунке 1.29 *a* и *b* в полярных координатах («полярная модель») [216].

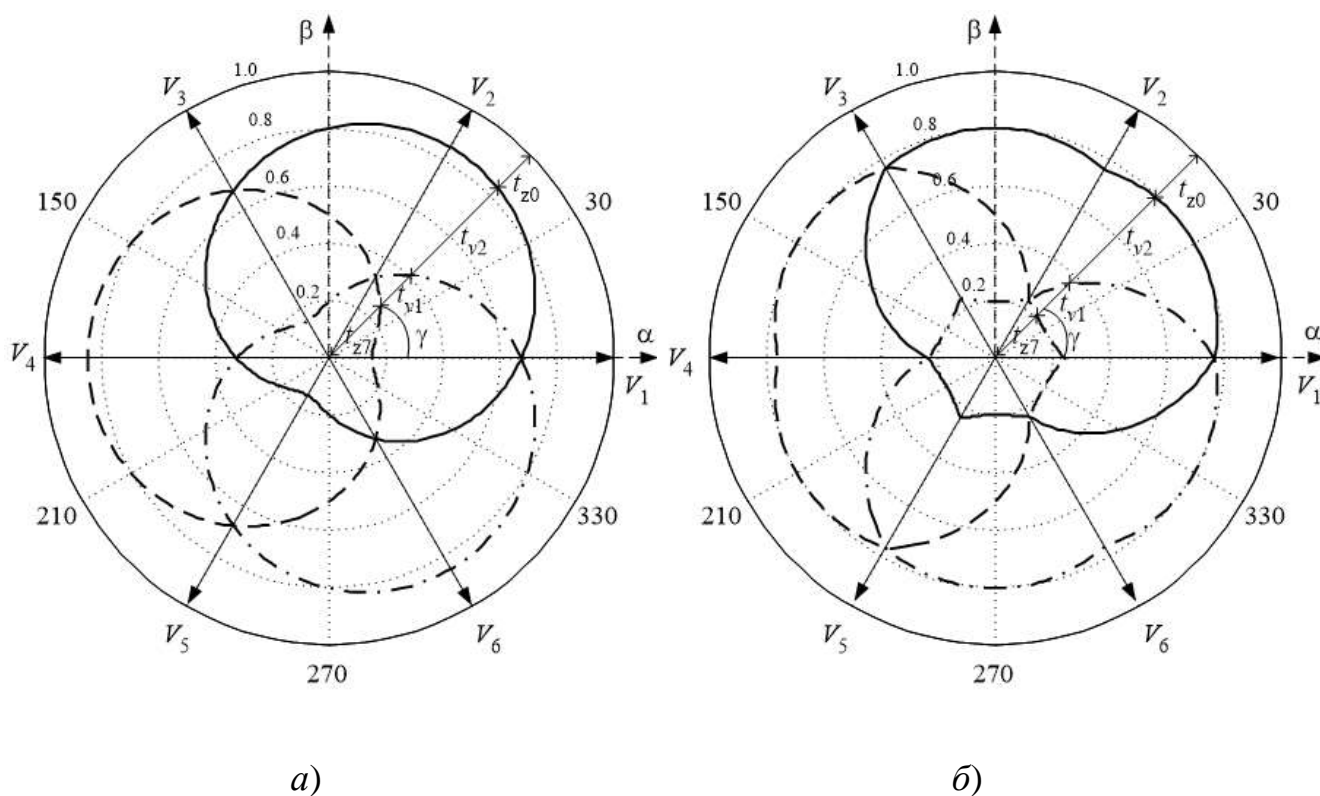


Рисунок 1.29 – Полярная модель: *a*) – СШИМ, *b*) – СШИМ+ Δ

В таком представлении пересечение радиуса под углом γ с кривыми отображенных трехфазных напряжений дает отдельные компоненты времени (t_{z7} , t_{v1} , t_{v2} , t_{z0}). Соотношения между временными компонентами, полученными при пересечении радиуса с эталонными сигналами и результирующим вектором напряжения, задаются теми же самыми известными формулами. Эти соотношения между

радиусом и вектором напряжения показывают, что представление ШИМ в полярных координатах аналогично векторному представлению в $\alpha\beta$ -плоскости, как на рисунке 1.27 *b*. Преимущество использования полярных координат (полярной модели) заключается в возможности сделать видимым временное распределение между двумя нулевыми векторами.

Амплитуда, которую активный вектор может достичь в полярном представлении (длительность нулевых векторов равна нулю), представляет радиус внешней окружности. После преобразования длительности времени активного вектора в коэффициенты заполнения [211] и представления их как векторы на комплексной плоскости (рисунок 1.27 *b*), окружность преобразуется в шестиугольник. Когда сигнал нулевой последовательности вводится в фазные напряжения, каждая кривая результирующего фазного напряжения должна образовать одну замкнутую кривую, которая, очевидно, должна находиться внутри круга на рисунке 1. 28. В противном случае первая гармоника линейного напряжения будет искажена. Таким образом, способ СШИМ+ Δ можно представить как в векторном представлении на $\alpha\beta$ -плоскости, так и в векторных полярных координатах.

Примечание – Способ СШИМ+3 в полярных координатах будет иметь вид, подобный тому, который изображен на рисунке 1.28 *б*, только очертания будут более закругленными в области полярного нуля.

Целью данного раздела не являлось подробное изучение разных моделей способов управления, оценки достоинств этих моделей, недостатков и областей применения. Задача заключалась в том, чтобы показать, что так называемые векторные способы управления есть просто форма представления способа ШИМ, к тому же форма представления не единственная, а одна из нескольких (причем, используемых на практике). И, соответственно, каждый способ ШИМ можно представить в разном виде (или с помощью разных моделей).

На рисунке 1.30 показаны векторные модели способов СШИМ и СШИМ+ Δ для трехфазного 2У-АИН [211]. Само по себе такое представление для данных способов одинаково. Отличие заключается только в линейном диапазоне регулирования первой гармоники выходного напряжения. Для СШИМ+ Δ это сплошная

окружность с радиусом $1/\sqrt{3}$, вписанная в сплошной шестиугольник, а для СШИМ – это пунктирная окружность с радиусом $1/2$, вписанная в пунктирный шестиугольник. Указанные цифры представляют собой предельные относительные значения амплитуды первой гармоники фазного напряжения трехфазного АИН, управляемого соответствующим способом.

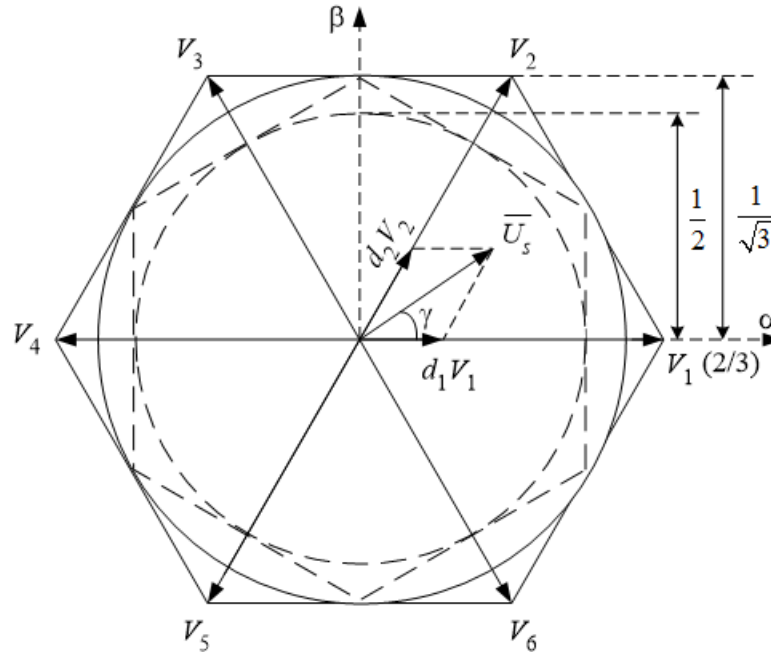


Рисунок 1.30 – Векторная модель. Способы СШИМ и СШИМ+3*

Для всех векторных способов ШИМ времена существования активных векторов одинаковы, и способы отличаются только распределением на интервале усреднения и величиной времени существования нулевых векторов. Поэтому векторная модель способа СШИМ+Δ справедлива для всех других вариантов векторной ШИМ, а также (в силу тождественности) для способов СШИМ с вводом сигнала нулевой последовательности. На рисунке 1.30 этот факт отражен использованием обозначением СШИМ+3*, которое говорит о том, что здесь подразумевается любой способ СШИМ с вводом гармоник кратных трем.

На рисунке 1.31, в качестве примера, показан способ ШИР (прямоугольная модуляция) в трех моделях: скалярно-совмещенной, векторной и полярной.

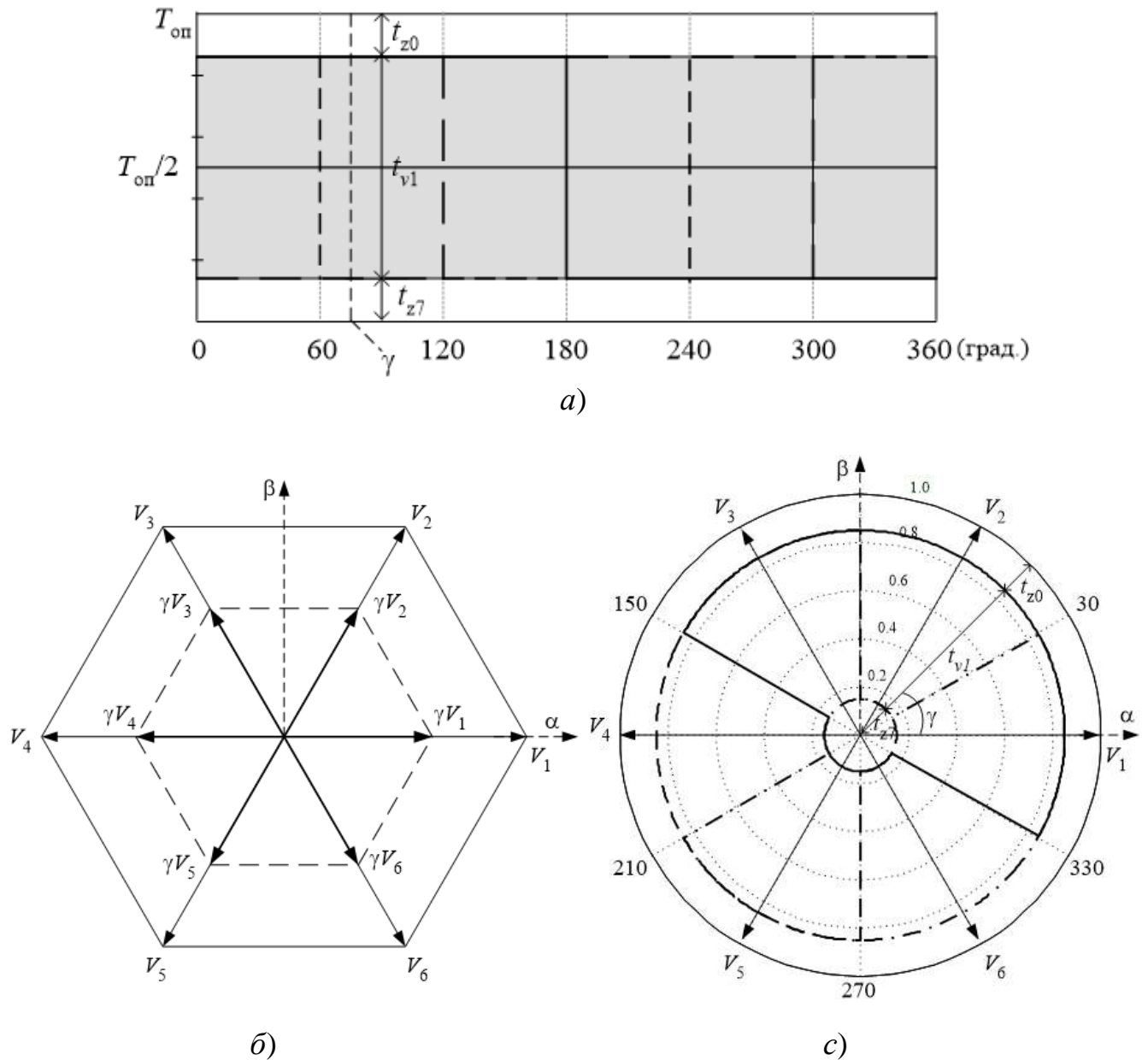


Рисунок 1.31 – Способ ШИР: *a)* - скалярно-совмещенная модель, *б)* векторная модель, *с)* – полярная модель

При реализации данного способа, как видно из рисунка 1.31 *б)*, обобщенный вектор занимает на периоде опорного сигнала только одно активное состояние (активный вектор). Следовательно, для минимизации числа коммутаций на периоде опорного сигнала можно использовать один нулевой вектор. Так, для 1-го сектора это будут активный вектор V_1 [100] и нулевой вектор V_0 [000], которые будут существовать соответственно в течение времени t_{v1} и t_{z0} (см. рисунок 1.31

a и *c*). Затем через одну шестую часть периода обобщенный вектор скачком переходит к следующим активному и нулевому векторам.

Векторная модель способа ШИР (рисунок 1.31 б) представляет собой шестиугольник, регулируемый по величине, что обозначено пунктиром. В пределе (коэффициент заполнения $\gamma = 1$) пунктирный шестиугольник сливается со сплошным шестиугольником, нулевой вектор становится равным нулю, и АИН переходит в режим ОШИР (6-шаговый режим).

В полярной модели (см. рисунок 1.30 *c*) на круге единичного радиуса (аналог шестиугольника из комплексной плоскости) способ ШИР принимает вид трех 180-градусных круговых полос, смещенных друг относительно друга на 120 градусов. Ширина полос при регулировании γ меняется от 180-градусной дуги, расположенной в центре круга ($\gamma=0$), до всего 180-градусного сектора ($\gamma=1$).

Из полярной и скалярной моделей видно, что при коэффициенте заполнения γ меньше единицы способ ШИР имеет одинаковую и постоянную величину нулевых векторов и наибольший диапазон регулирования первой гармоники, переходя в пределе в режим ОШИР.

Таким образом, имеющаяся информация по способам анализа и синтеза способов ШИМ однозначно говорит о том, что каждый способ, помимо всего прочего, может иметь разные формы представления, которые предложено назвать **моделями способа ШИМ**. Каждая модель раскрывает свои характеристики и/или свойства способа управления, что может быть полезно при анализе, синтезе и сравнении способов ШИМ.

1.4.2 Негативные тенденции в области разработки способов ШИМ

Существует еще один фактор, определяющий внешнее, кажущееся многообразие способов ШИМ. Он выражается в том, что разные способы, представленные даже в одних координатах, могут быть фактически идентичными. Внешнее (визуальное) различие, как правило, обусловлено разными концепциями (исходными

посылками) для синтеза. Но суть остается одна и та же, и с помощью очевидных эквивалентных преобразований такие способы можно свести друг к другу.

В качестве примера такой возможности рассмотрим следующий случай. В 70-е годы прошлого столетия (еще до появления векторной ШИМ и ее вариантов) проф. Зиновьевым Г.С. была предложена концепция пассивной фазы [42], на основе которой им было разработано несколько способов ШИМ для управления трехфазными АИН. Эти способы были названы автором способами **циклической ШИМ**. Один из вариантов циклической ШИМ (ШИМЦ-1) показан на рисунке 1.32 *a*. Для наглядности он представлен без учета используемой в оригинале симметрии кривых по полуволнам, и, соответственно, на рисунке присутствует два однополярных опорных сигнала (каждый для своей полуволны модулирующего сигнала).

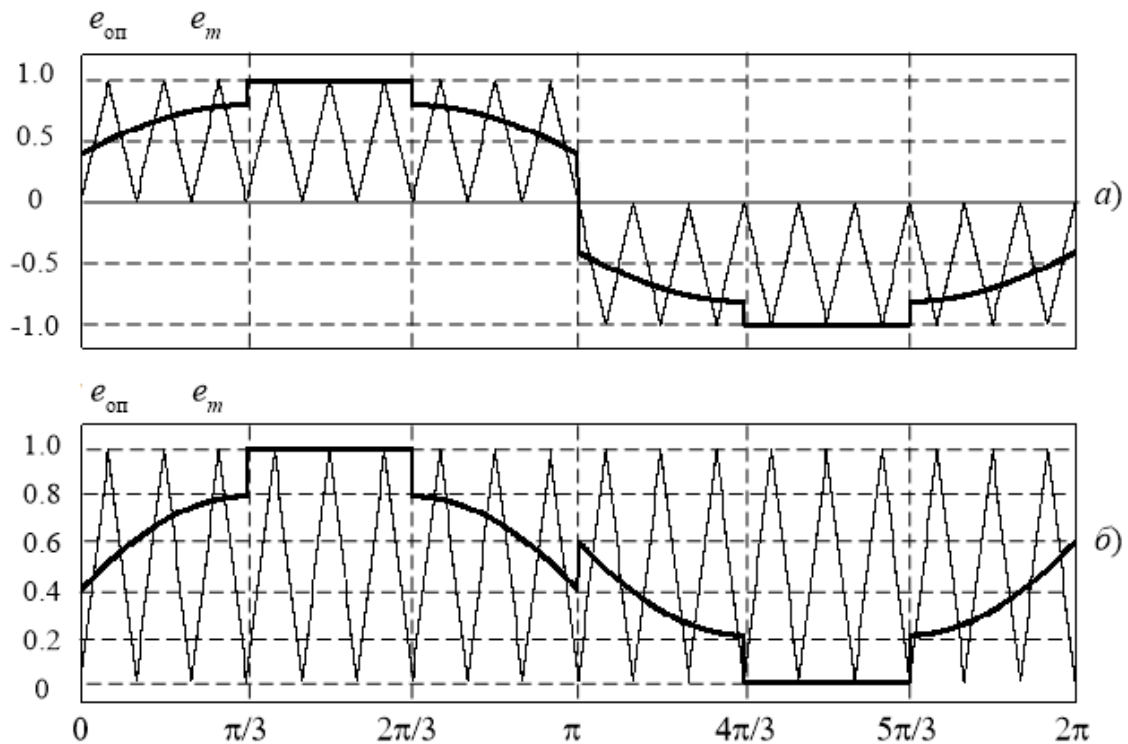


Рисунок 1.32 – *a*) – ШИМЦ-1, *б*) - ДШИМ-1

Как известно, смещение по вертикали одновременно модулирующего и опорного сигнала на одну и ту же величину не приводит к изменению длительности и положения формируемых широтно-модулированных импульсов. Если в указан-

ном способе сигналы, соответствующие отрицательной полуволне, сместить в положительную область на единицу, то получим итоговую кривую, показанную на рисунке 1.32 б. Но это (с точностью до масштаба и смещения всех кривых в отрицательную область на $1/2$) – уже известная кривая модулирующего напряжения, характерная для способа дискретной ШИМ ДШИМ-1 (*DPWM-1*) [151]. По сути, эти способы разнятся только вариантом реализации. Причем, вариант ЦШИМ-1 более приспособлен к микропроцессорной реализации и соответствует концепции циклического управления, а ДШИМ-1 носит более традиционный для ШИМ скалярный вид и соответствует концепции ввода сигнала нулевой последовательности.

Думается, если внимательно рассмотреть способы управления трехфазными АИН, в которых используется однополярный на полупериоде выходной частоты опорный сигнал, то для них всегда можно найти существующие аналоги со сложной формой модулирующего сигнала и традиционным биполярным опорным сигналом.

На примере дискретной (или циклической) ШИМ можно проиллюстрировать еще одну проблему, существующую в области работы способов управления АИН, которая приводит к путанице и хаосу в этом вопросе. Зачастую исходными посылками для обозначения способа управления используют варианты его реализации в системе управления. Стремление упростить реализацию способа ШИМ часто приводит к использованию симметрии по полуволнам, по четвертям полуволн синусоидальных кривых. В трехфазных системах появилась и используется симметрия по $1/6$ части периода, когда для формирования кривой модулирующего сигнала достаточно иметь информацию об отрезках разных фаз трехфазной системы модулирующих сигналов на шестой части периода. Использование свойств нагрузки, соединенной в звезду без нулевого провода привело к мысли об использовании отрезков на шестой части всего двух фаз модулирующих сигналов. На каждом 60-градусном отрезке коммутируются в соответствии с двумя отрезками всего две фазы АИН, третья фаза не коммутируется (остается пассивной). Далее этот принцип со сменой активных и пассивных фаз чередуется с учетом полярности.

Усиленный акцент на этой особенности (возможности) реализации способа ШИМ трехфазным АИН привело к тому, что как в отечественной, так и в зарубежной литературе появились так называемые «двухфазные» способы управления [217, 218]. Хотя эта терминология появилась гораздо позже, чем термины «циклическая ШИМ» и «дискретная ШИМ». На самом деле это – дискретные способы (с пассивной фазой). Таким образом «за бортом» классификации способов ШИМ должны оказаться и двухфазные способы ШИМ. Подобные, с позволения сказать, «новшества», стремление придать больший «вес» своим исследованиям вносят только путаницу и хаос в проблему способов управления, а также сумятицу в головы молодых специалистов по силовой электронике, которые еще не освоили теорию широтно-импульсной модуляции.

Отдельно хотелось бы отметить так называемые подварианты, которые могут относиться к разным способам управления. Здесь имеется в виду ШИМ с натуральной (или естественной) выборкой (*naturally sampled PWM*) и регулярной выборкой (*regular sampled PWM*) [44]. Последняя еще подразделяется на симметричную (или центрированную) и несимметричную. В отечественной литературе прошлого века этим терминам были аналоги – ШИМ соответственно 1-го рода и 2-го рода [84, 87]. В работе [219] авторы называют ШИМ этих родов соответственно «ШИМ-1» и «ШИМ-2», очевидно, претендуя на новизну. Такое вольное использование терминов, необоснованный ввод новых и приводит к неразберихе в способах ШИМ и их классификации.

С точки зрения использования ШИМ в управлении АИН регулярная выборка того или иного вида – это вынужденная мера, обусловленная использованием цифровой (микропроцессорной) аппаратуры. Здесь мы имеем дело со ступенчатой аппроксимацией гармонического сигнала. Точность реализации модулирующего сигнала всегда оказывала влияние на качество выходной энергии. И это влияние, конечно, нужно учитывать соответствующим анализом спектра выходного напряжения. Для регулярной выборки известно, что с увеличением кратности (или числа выборок) ее характеристики приближаются к характеристикам варианта с натуральной выборкой [44]. Таким образом, ШИМ с регулярной выборкой является не

каким-то принципиально новым способом управления, а данью дискретной реализации способов ШИМ, т.е. системе управления и ее элементной базе, которая непрерывно совершенствуется. Кроме того, как было сказано выше, в литературе появились работы, которые говорят о возможности реализовать в микропроцессорных системах управления в режиме реального времени расчет точек пересечения для ШИМ с естественной выборкой [210]. Это позволит в будущем отказаться в СЭ от регулярной ШИМ и перейти к натуральной, что может послужить новым шагом в управлении АИ, в улучшении качества его выходной энергии и повышении его энергоэффективности.

В то же время необходимо отметить, что стремление уменьшить влияние элементной базы системы управления (в частности аналоговой) на качество выходной энергии приводило к разработке действительно новых способов управления. Примерами могут послужить способы управления однофазным мостовым АИН: несимметричное и «квазисимметричное» управления [220]. В свое время они были разработаны для уменьшения влияния разброса характеристик аналоговой техники на качество выходной энергии, т.е. во главу угла ставился аппаратный аспект. Однако во всех этих случаях новая реализация, наряду с сохранением той же формы выходного напряжения, приводила к изменению внутренних характеристик инвертора, в частности загрузки вентиля по току и коммутационных потерь в них. Именно это (новые характеристики инвертора), очевидно, должно быть критерием новизны способа управления.

Необходимо остановиться еще на одном моменте, касающемся исследованию способов управления АИН с ШИМ. Анализ характеристик автономных инверторов, управляемых различными видами ШИМ, с момента начала ее использования еще в середине прошлого века, посвящено много исследований, как у нас, так и за рубежом. Статьи, посвященные вопросам анализа ШИМ в СЭ, появляются и в настоящее время. Однако в некоторых современных работах авторы наряду с новыми результатами, выводят как нечто новое то, что уже давно известно (или, по крайней мере, опубликовано).

Так, в [217-219, 221] авторы анализируют способы управления с помощью спектральных моделей в программе пакете MathCad. При этом среди результатов анализа упоминается следующее:

- *в трехфазном АИН с нагрузкой «звезда без нулевого провода» гармонический состав выходного напряжения лучше, чем с нагрузкой «звезда с нулевым проводом»;*
- *наилучший спектральный состав выходного напряжения АИН обеспечивается с помощью двусторонней ШИМ;*
- *при больших значениях кратности частот опорного и модулирующего сигналов комбинационные гармоники перестают зависеть от кратности.*

Но это все было уже показано, в частности, в работах [79, 97, 98]. И такие примеры можно еще привести [222-224]. Все сказанное, с одной стороны, снижает эффективность проведенных исследований и ценность публикуемых результатов, а с другой стороны, говорит о слабой информированности авторов (особенно молодых) по данному вопросу.

Таким образом, на основании проведенного критического анализа способов управления можно сделать следующие выводы:

- векторная ШИМ – это не способ управления, а только одна из форм (моделей) представления способа ШИМ; каждый способ может быть представлен разными моделями, каждая из которых по-своему характеризует отражаемый способ управления;
- существующее многообразие способов ШИМ кажущееся; существует целый ряд способов управления, относящихся к разным группам и имеющих разное графическое представление, идентичных друг другу с точки зрения формирования характеристик управляемых ими полупроводниковых преобразователей;
- причинами существующего многообразия способов управления часто являются разные исходные посылки (концепции), лежащие в основе синтеза способа;

- показано, что критерием, позволяющим выявить фактическую (принципиальную) новизну синтезированного способа управления является наличие у инвертора тех или иных **новых характеристик**, а не аппаратная реализация в системе управления.

Задача «прореживания» способов управления АИН требует кропотливого трудоемкого анализа, определенной ревизии способов управления. Естественно, это не входит в рамки настоящей работы. Здесь показаны только проблема (многообразие способов управления ШИМ), некоторые причины ее появления и возможные пути решения.

Из всего вышесказанного вытекает необходимость в систематизации и обобщении информации о способах ШИМ в СЭ, а также в дальнейшем развитии теории ШИМ применительно к СЭ.

1.5. Выводы, постановка целей и задач исследования

Проведенный аналитический обзор **силовых схем полупроводниковых преобразователей** позволяет сделать следующие выводы.

1) В условиях широкого использования энергоемких технологий и ограниченных энергоресурсов современное производство требует от полупроводникового преобразующего оборудования, с одной стороны, повышения уровня преобразуемой мощности, а с другой стороны, повышения эффективности преобразования электроэнергии. Указанные требования привели к разработке большого числа многоуровневых полупроводниковых преобразователей. Это, прежде всего, коснулось инверторов напряжения и, впоследствии, инверторов тока.

2) Большое многообразие топологий АИН вызвало необходимость их систематизации и привело к разработке обобщенного варианта МУ-топологии, включающей существующие схемы и позволяющей синтезировать новые. Формирование новых топологий инверторов тока пошло по примеру МУ-топологий АИН, причем в этом процессе широко использовался принцип дуальности.

3) Анализ имеющейся информации о дуальности АИН и АИТ позволил прийти к заключению, что оба типа инверторов можно рассматривать как единый, унифицированный класс вентильных преобразователей с однократным преобразованием электроэнергии постоянного тока в энергию переменного тока, для которых характерны однотипные способы управления и аналитические выражения, описывающие входные и выходные переменные. Существующие же различия между двумя типами АИ можно свести к работе системы управления, по-разному реализующей один и тот же способ управления. Такой подход значительно упрощает анализ новых дуальных топологий инверторов.

В процессе проведенного анализа **способов широтно-импульсной модуляции**, используемых для управления автономными инверторами, было установлено следующее.

1) Наличие четырех этапов эволюции способов ШИМ, каждый из которых имеет свои отличия и причины возникновения. Причем, основной тенденцией в разработке новых способов управления АИН с ШИМ является все больший (через математическое описание) учет свойств и специфики как средств, так и объекта управления. Отмечены возможные направления дальнейшего развития способов ШИМ.

2) Показано, что если в области многообразных топологий силовых схем АИ обобщение выполнено, к настоящему времени - в виде разработки обобщенных МУ-топологий, то в области способов управления преобразователями, также характеризующихся большим многообразием, такое обобщение отсутствует.

3) В условиях ужесточения требований к энергоэффективности полупроводниковых преобразователей, в частности автономных инверторов, разработка методов синтеза и собственно синтез новых энергоэффективных способов ШИМ являются актуальными задачами.

4) В условиях многообразия топологий АИ и способов их управления проведение системного обобщенного анализа существующих способов ШИМ является также актуальной задачей.

5) Критическое осмысление дел в области анализа и синтеза способов управления АИН, в свою очередь, привело к следующим выводам:

- векторная ШИМ – это не способ управления, а только одна из форм представления (моделей) способа ШИМ; каждый способ может быть представлен разными моделями, по-своему характеризующими анализируемый способ;
- существующие методы синтеза принципиально не отличаются от тех, которые ранее были рассмотрены автором. Изменения касаются лишь стремления реализовать процедуру расчета в режиме онлайн за счет возможностей вычислительной базы, используемых математических методов, методов из области искусственного интеллекта, а также предмета синтеза - способов многоуровневой ШИМ;
- в настоящее время в области разработки и анализа способов управления с ШИМ существуют неэффективные пути, показаны причины их возникновения;
- для улучшения состояния в области разработки и анализа способов ШИМ актуальными являются систематизация и обобщение информации о способах ШИМ, разработка информационно-емких критериев и объективных условий сравнения способов, а также дальнейшее развитие теории ШИМ применительно к СЭ.

В пояснение к последнему пункту можно сказать следующее. Лавинообразное увеличение числа СПУ с ШИМ, усиленное, как было сказано выше, появлением многоуровневых и многофазных топологий, привело в настоящее время к накоплению большого количества информации как о реализации способов ШИМ, так и об их влиянии на характеристики управляемых ими автономных инверторов. Это привело, думается, к некоторому состоянию **хаоса** в этом вопросе, к усложнению процедуры сравнения способов и выбору из них того, который наиболее полно (оптимально) отвечает заданным требованиям к проектируемому

преобразователю. Это в некоторой степени коснулось также и синтеза новых способов управления как с точки зрения выбора критериев синтеза, так и выбора критериев сравнения синтезированных способов с уже существующими способами.

Напрашивающимся сразу решением этого вопроса является проведение систематизации и классификации способов ШИМ. Как было указано выше, этому вопросу посвящено довольно много работ. Но ситуация радикально не изменилась. Решением данной проблемы может быть комплексный, системный подход, но несколько иного плана. Предлагается рассматривать способы ШИМ не с точки зрения их реализации в системе управления и с точки зрения особенностей объекта управления, а с точки зрения их влияния на энергетические характеристики полупроводниковых преобразователей. В данном контексте обобщенный анализ обуславливает необходимость решения следующих задач исследования.

Во-первых, выявления общности способов ШИМ, которая объективно существует в силу единства цели (формирование на выходе инвертора сигнала наиболее близкого по своим свойствам к синусоиде) и средств ее достижения – модуляция длительности импульсов выходного сигнала. Указанная общность требует своих показателей оценки и их аналитического описания.

Во-вторых, выявления отличительных характеристик (признаков) способов ШИМ, которые также должны объективно существовать в силу неодинаковости их реализации в системе управления (разные формы модулирующих и опорных сигналов, разная логическая обработка полученных последовательностей импульсов и т.д., если говорить об аналоговом представлении СПУ). Отличительные признаки также требуют своих показателей оценки и соответствующего аналитического описания.

В рамках глобальной задачи повышения энергоэффективности преобразования электроэнергии автономными инверторами и те и другие характеристики способов ШИМ должны, очевидно, выражаться через энергетические показатели (входные, внутренние и выходные) данных преобразователей.

В-третьих, необходимость аналитического описания общих и отличительных характеристик способов ШИМ требует развития методов анализа и расчета

энергетических показателей инверторов с целью формирования соответственно обобщенных или индивидуальных соотношений (желательно в замкнутом виде).

В-четвертых, для сравнительной оценки способов ШИМ, несомненно, должны использоваться энергетические показатели, характеризующие отличительные признаки способов ШИМ. В настоящее время разработан целый арсенал показателей энергоэффективности работы ПП. Однако необходимость быстрого и обоснованного сравнения большого количества способов ШИМ и выбора из них наиболее оптимального для заданных технических условий требует дальнейшего развития этих показателей с целью расширения их информационной «емкости» - расширения охватываемых ими факторов и процессов, протекающих в автономном инверторе и в системе в целом, в которой этот преобразователь функционирует.

Указанные задачи к настоящему времени в должной степени не решены.

Описанный выше обобщенный анализ должен, думается, внести свой вклад и в теорию ШИМ, расширяя наши представления об этом методе модуляции как таковом и особенностях его применения в СЭ. Поскольку в преобразовании ЭЭ полупроводниковыми преобразователями во главу угла ставятся вопросы энергетического характера, то применительно к СЭ данную теорию можно назвать **энергетической** теорией ШИМ.

Сформулированные выше выводы позволяют определить цель и задачи диссертационного исследования.

Целью диссертационной работы является: повышение энергетической эффективности преобразования электрической энергии автономными инверторами с ШИМ на основе развития методов анализа и аналитического обобщенного исследования энергетических характеристик, развития критериев оценки их энергоэффективности, унификации описания работы и управления автономных инверторов в соответствии с принципом дуальности и на этой основе синтеза эффективных способов управления по заданным энергетическим критериям.

Для достижения данной цели в работе были поставлены и решены следующие основные задачи:

1) Разработка единой методики расчета входных и выходных энергетических характеристик многофазных многоуровневых автономных инверторов с ШИМ на основе анализа особенностей протекающих в них электромагнитных процессов, и принципа дуальности инверторов тока и напряжения.

2) Разработка и аналитическое описание критериев и условий сравнительного анализа способов ШИМ на основе комплексного учета факторов, определяющих энергетическую эффективность автономных инверторов.

3) Проведение обобщенного анализа энергетических характеристик многофазных многоуровневых автономных инверторов, управляемых различными способами ШИМ, с выводом соотношений в замкнутом виде. Обобщение полученных результатов с целью расширения представлений о ШИМ в СЭ.

4) Выбор критериев оптимальности, разработка методики синтеза, а также собственно синтез способов управления ШИМ по заданным критериям и их сравнение с существующими способами.

5) Разработка компьютерных моделей, позволяющих анализировать характеристики инверторов, управляемых синтезированными и существующими способами управления, и оценить адекватность методики расчета.

6) Анализ процессов управления в автономных инверторах тока с целью унификации реализации ШИМ в системах управления АИН и АИТ.

7) Разработка алгоритмов и рекомендаций по микропроцессорной реализации синтезированных способов ШИМ для управления автономными инверторами напряжения и тока.

8) Практическое использование результатов исследования при проектировании промышленных полупроводниковых преобразователей и в учебном процессе.

Глава 2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ

Эффективность полупроводниковых преобразователей, в том числе автономных инверторов, характеризуется выходными, входными и внутренними энергетическими характеристиками. В их число, в частности, входят действующие, средние, амплитудные значения соответствующих параметров, а также показатели качества входной и выходной электроэнергии. В силу дуальности АИН и АИТ, о чем было сказано ранее, можно рассмотреть указанные характеристики только для одного вида автономных инверторов, а затем полученные данные распространить на другой тип АИ дуальной топологии. Из-за большей разработанности (степени исследования) и большего распространения в технике в настоящей главе проведен обобщенный теоретический анализ энергетических показателей АИН, а в заключительном разделе показано, как от них перейти к показателям АИТ.

Входные и выходные энергетические характеристики АИ зависят как от топологии, так и от способа ШИМ, используемого для управления преобразователем. Несмотря на большое разнообразие существующих схем автономных инверторов и способов ШИМ на практике используется их ограниченное количество: те, которые положительно себя зарекомендовали в процессе эксплуатации. Соответственно именно они и подлежат обобщению в первую очередь.

2.1 Объект и предмет исследования

Из силовых схем АИН наибольшее распространение получили двухуровневые, в общем случае m -фазные, топологии, а также многоуровневые топологии с фиксирующими диодами, с фиксирующими конденсаторами и каскадные топологии (см. п.п 1.1). Они и являются **объектом** настоящего обобщающего исследования.

Среди способов ШИМ, используемых в управлении АИН, наибольшее распространение как в двух-, так и в многоуровневых топологиях получили (в скалярном представлении) метод традиционной синусоидальной ШИМ (СШИМ) и

методы синусоидальной ШИМ с добавлением сигналов нулевой последовательности (СНП) [152, 225]. В зависимости от характера СНП данная группа методов ШИМ делится на две подгруппы: непрерывные способы (с добавлением третьей гармоники (СШИМ+3) и с добавлением треугольного сигнала (СШИМ+ Δ)), и дискретные способы (ДШИМ-1÷ДШИМ-3, ДШИМ_МИН, ДШИМ_МАКС) [226]. На рисунке 2.1, рисунке 2.2 для указанных двух подгрупп способов представлены модулирующие сигналы фазы A (e_{ma}) с их компонентами (первой гармоникой e_a и сигналом нулевой последовательности e_z).

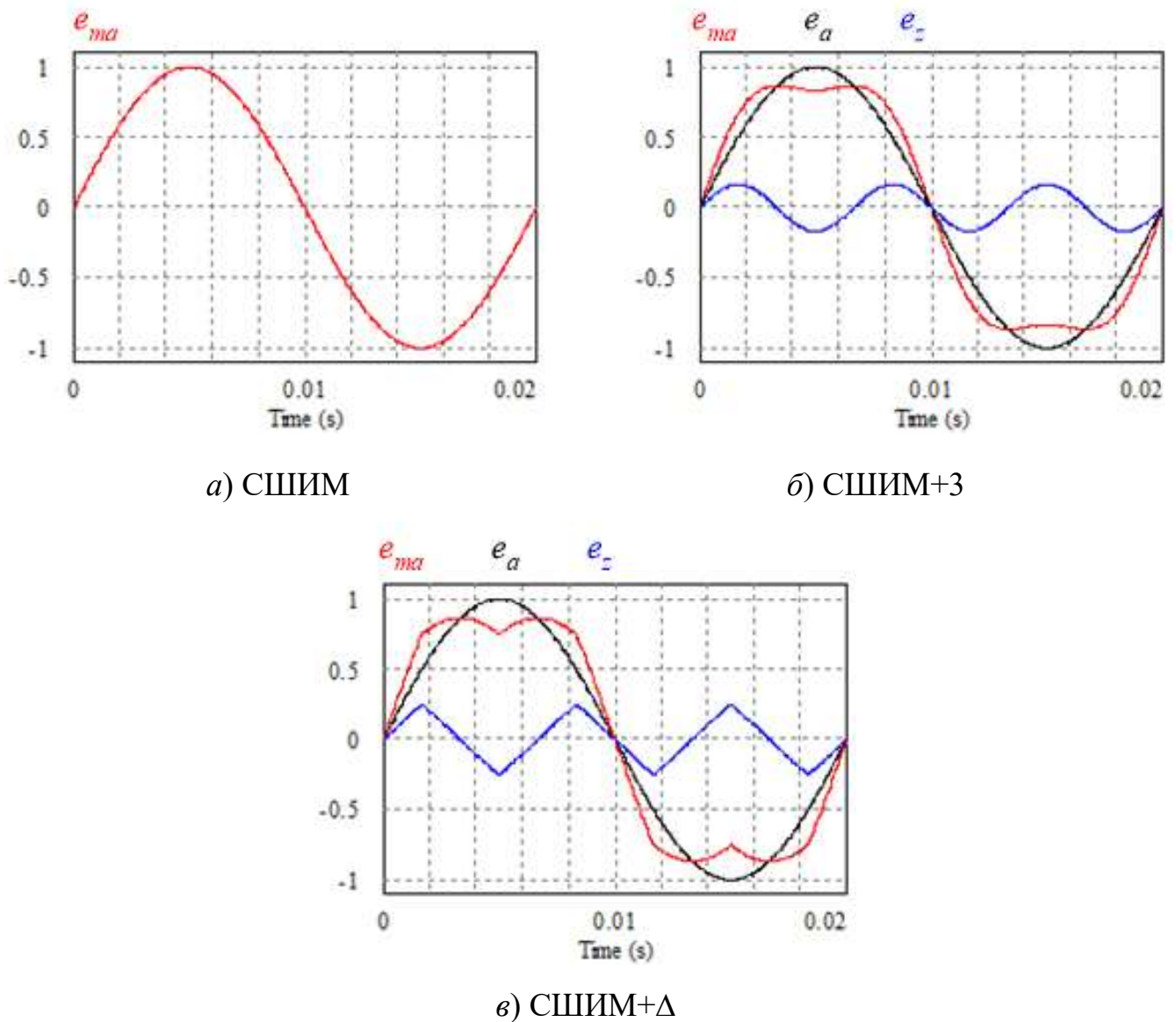
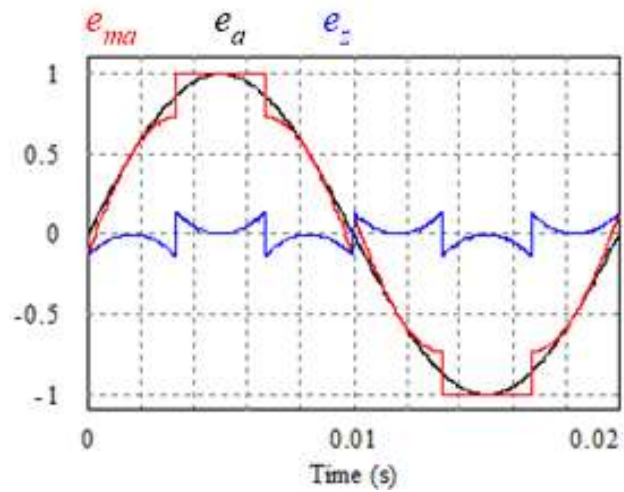
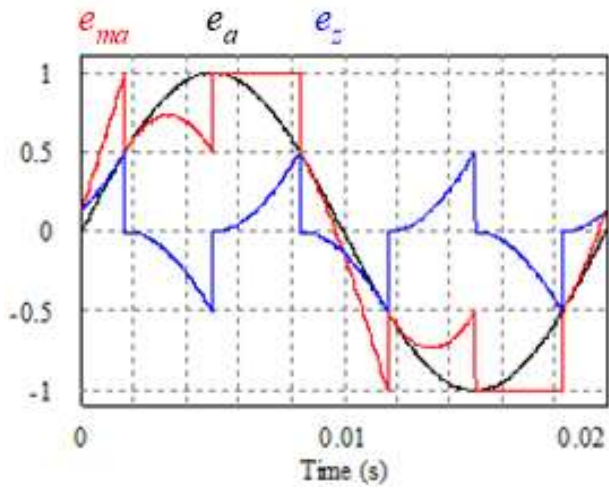


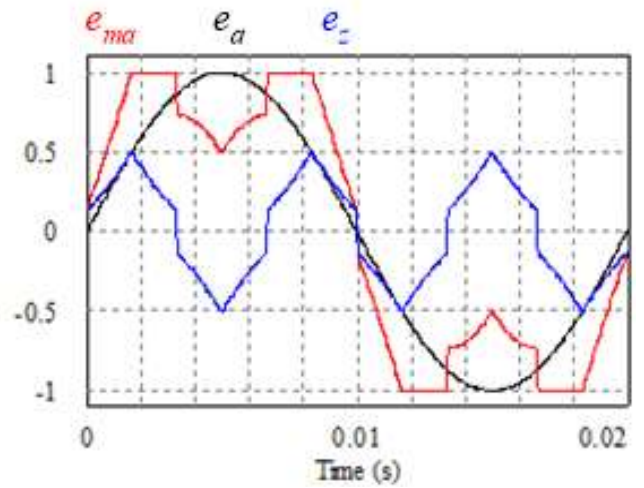
Рисунок 2.1 – Способы СШИМ и СШИМ с добавлением непрерывного СНП



а) ДШИМ-1



б) ДШИМ-2,



в) ДШИМ-3,

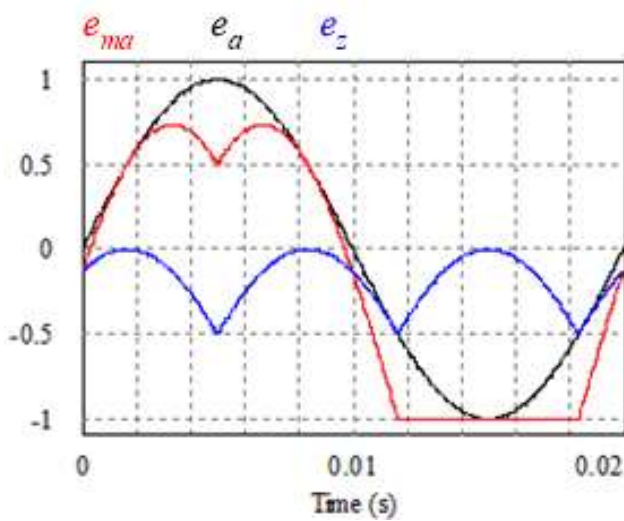
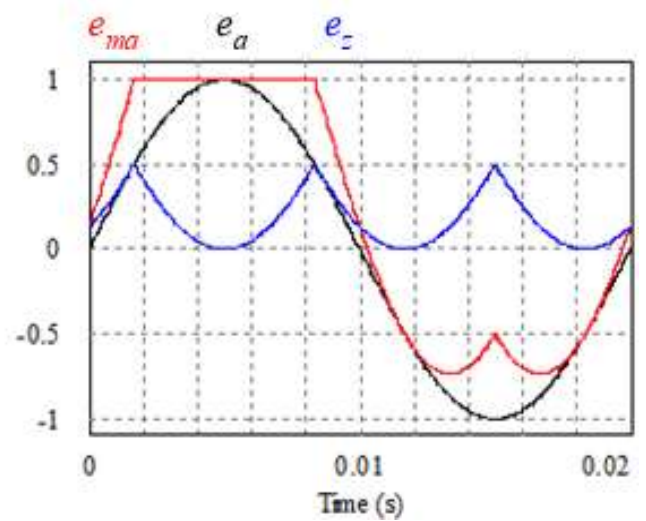
г) ДШИМ_{мин},д) ДШИМ_{макс}

Рисунок 2.2 – Способы СШИМ с добавлением дискретного СЧП

Однако, несмотря на такую сложную и разнообразную форму, полуразность фазных модулирующих сигналов для всех этих способов управления представляет собой синусоиду, что показано на рисунке 2.3 на примере двух способов с добавлением СНП, хотя это понятно по самому принципу формирования данных фазных модулирующих сигналов: добавление к синусоидальному компоненту СНП. То есть можно сказать, что все рассматриваемые способы, с точки зрения закона модуляции импульсов линейного напряжения, также как и СШИМ, являются **синусоидальными**, что уже говорит об их некотором сходстве. Введение сигнала нулевой последовательности обеспечило расширение линейного диапазона регулирования первой гармоники выходного напряжения АИН, что и стало одной из причин широкого использования подобных способов в управлении инверторами. Все перечисленные выше способы ШИМ и являются **предметом** настоящего исследования.

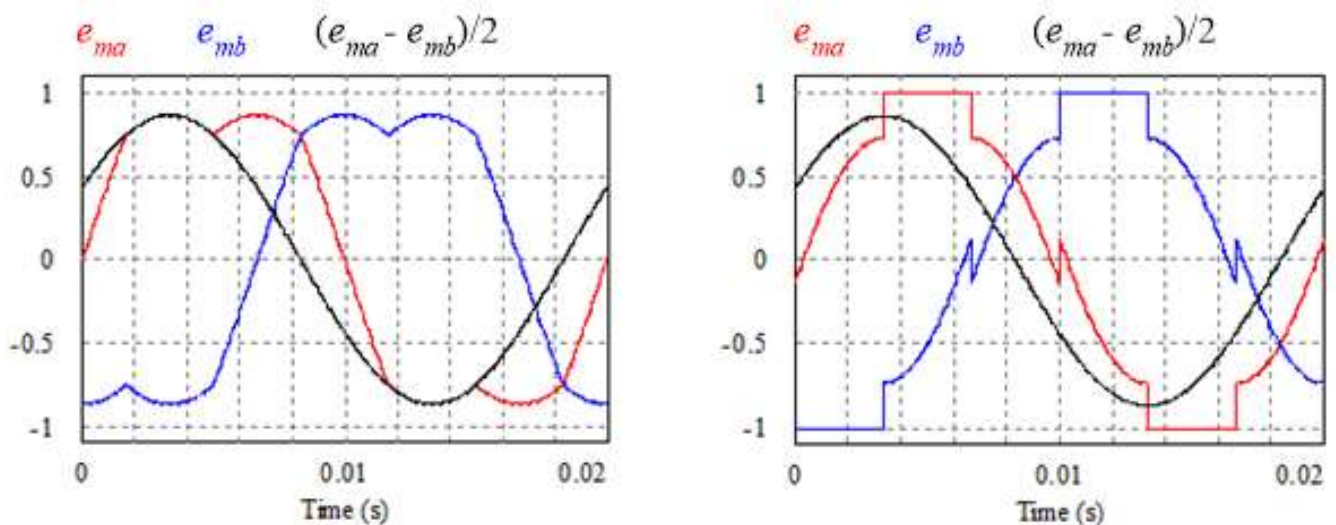


Рисунок 2.3 – Синусоидальность способов СШИМ+Δ и ДШИМ-1

В то же время всякое обобщение имеет смысл, если оно подкреплено математически в виде законченных соотношений, которые можно использовать в каждом конкретном случае. В соответствии с этим задачу анализа можно сформулировать в следующем виде: получить в замкнутом виде обобщенные выражения для входных и выходных характеристик m -фазного L -уровневого АИН для различных (наиболее популярных) способов его управления.

Представленный ниже обобщенный анализ является продолжением работ, проведенных ранее автором в этом направлении и опубликованных в [82, 227-232].

2.2 Методика анализа

2.2.1 Принятые допущения, методы решения

При анализе использовались следующие традиционные допущения:

- вентили идеальные, коммутация вентиляей происходит мгновенно;
- источник питания идеальный: для АИН – источник напряжения E_d , для АИТ – источник тока I_d ;
- в АИН ток нагрузки, а в АИТ напряжение на нагрузке имеют синусоидальную форму;
- под полностью управляемым вентиляем подразумевается: для АИН - транзистор с анти-параллельно включенным диодом, для АИТ - транзистор с последовательно включенным диодом;
- нагрузка симметричная и пассивная: RL для АИН и RLC для АИТ;
- линейный диапазон регулирования 1-й гармоники выходной величины;
- кратность (отношение) частот опорного и модулирующего сигналов K_p стремится к бесконечности.

Для АИН определяющими выходными характеристиками являются параметры его выходного напряжения. Причем, наиболее целесообразно для анализа использовать линейное напряжение преобразователя. Это обусловлено, во-первых, тем, что данное напряжение не зависит от схемы соединения нагрузки и в том числе от ее наличия. При этом спектр линейного напряжения качественно совпадает со спектром фазного напряжения на нагрузке, соединенной по схеме m -фазная звезда без нулевого провода (в обоих отсутствуют гармоники нулевой последовательности). Во-вторых, по сравнению с указанным фазным напряжением, линейное имеет более простую, однородную форму (однополярную на полупери-

оде выходного напряжения), что упрощает его анализ. В-третьих, оно инвариантно к числу фаз инвертора (чего нельзя сказать о фазном напряжении): во всех случаях – это напряжение между соседними стойками преобразователя. И последнее. Как показывает визуальный анализ выходных кривых (см. п.п. 1.2), кривая линейного напряжения совпадает по форме с выходным током соответствующего по топологии автономного инвертора тока, что позволит полученные при анализе АИН результаты прямо распространять на дуальные параметры АИТ.

При анализе целесообразно использовать интегральные методы и аналитические методы гармонического анализа, так как именно они позволяют получать выражения в замкнутом виде, как это требуется постановкой задачи. Может вызвать вопрос обращение к спектральным аналитическим методам (не путать со спектральными численными методами): ведь они позволяют получить спектр в виде бесконечных рядов (как правило, с функциями Бесселя), что неудобно для анализа и практического использования. Однако у аналитического спектрального метода есть и неоспоримые достоинства. Во-первых, в отличие от численных спектральных методов он позволяет получить точное выражение для спектра [44]. Во-вторых, именно спектральный метод позволил получить точные выражения для регулировочных характеристик АИН (зависимость амплитуды гармоники первой выходного напряжения от глубины модуляции) [80, 98, 99], которыми все постоянно пользуются (и которые будут также использованы далее по тексту). В третьих, в решаемой в настоящей работе задаче требуется нахождение интегральных характеристик, в которых компоненты спектра с функциями Бесселя берутся в квадратичной зависимости. Это, в принципе, может облегчить анализ и позволить использовать известные формулы свертывания бесконечных рядов [233] или использовать методики гармонического синтеза и получать такие формулы самостоятельно [234].

Примечание – Думается, что аналитические спектральные методы еще не в полной мере раскрыли свои возможности в СЭ. Их слабое использование в настоящее время обусловлено, очевидно, отсутствием соответствующей математической подготовки и/или увлечением возможностями быстрого численного спектрального анализа. Особенно это заметно в отечественной литературе [229, 235, 236]. В то же время за рубежом в области силовой электроники аналитические спектральные подходы широко используются для анализа спектра выходного напряжения различных топологий АИН с различными способами управления [44, 237].

Однако в настоящем исследовании основной упор делается на интегральный метод, методика использования которого для анализа действующего значения и коэффициента гармоник входных и выходных электрических переменных АИН представлена в следующем разделе.

2.2.2 Описание методики анализа

Методика анализа заключается в выводе, прежде всего, соотношения для действующего значения исследуемой периодической функции. На основании полученного выражения и известной зависимости для полезной составляющей (первой или нулевой гармоники), полученной ранее чаще всего спектральными методами, находятся коэффициент гармоник и действующее значение высших компонентов кривой. В общем виде эти параметры описывается следующими формулами

$$F = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt} \quad (2.1)$$

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\frac{F^2}{F_{\text{ПС}}^2} - 1} \quad (2.2)$$

где $f(t)$ - исследуемая периодическая функция,

F - действующее значение функции $f(t)$,

K_{Γ} – коэффициент гармоник исследуемой периодической функции;

$F_{\text{ПС}}$ - действующее значение полезной составляющей функции $f(t)$.

Вывод соотношений для действующих значений кривой основан на допущении о высокой частоте опорного сигнала по отношению к частоте модулирующего сигнала (т.е. высокой кратности). Из этого вытекает следующее: за время такта (равного половине или всему периоду опорного сигнала) амплитуда импульсов кривой не меняются, и коэффициент заполнения импульсов, в общем случае модулируемых по длительности на периоде всей кривой, можно на такте усреднить и заменить непрерывной функцией. Таким образом, исследуемая импульсная кривая будет описы-

ваться только непрерывными функциями, которые, с одной стороны, описывают изменение амплитуды импульсов, а с другой стороны, - изменение их длительностей. Это позволяет прямо использовать выражение (2.1). Предложенная методика анализа имеет универсальный характер. Она справедлива для входных и выходных электрических переменных, для двухуровневых и многоуровневых АИН.

На рисунке 2.4 и рисунке 2.5, в качестве примера, для двух топологий 2У-АИН с СШИМ приведены временные диаграммы опорного сигнала $e_{оп}$ и исследуемых сигналов: относительного (базовая величина E_d) фазного напряжения u_a^* для нагрузки, соединенной по схеме «звезда без нулевого провода», входного тока i_d , и линейного напряжения u_{ab} . При этом глубина модуляции $M=0.9$, коэффициент мощности нагрузки $\cos\varphi = 0.8$, $E_d=100$ В.

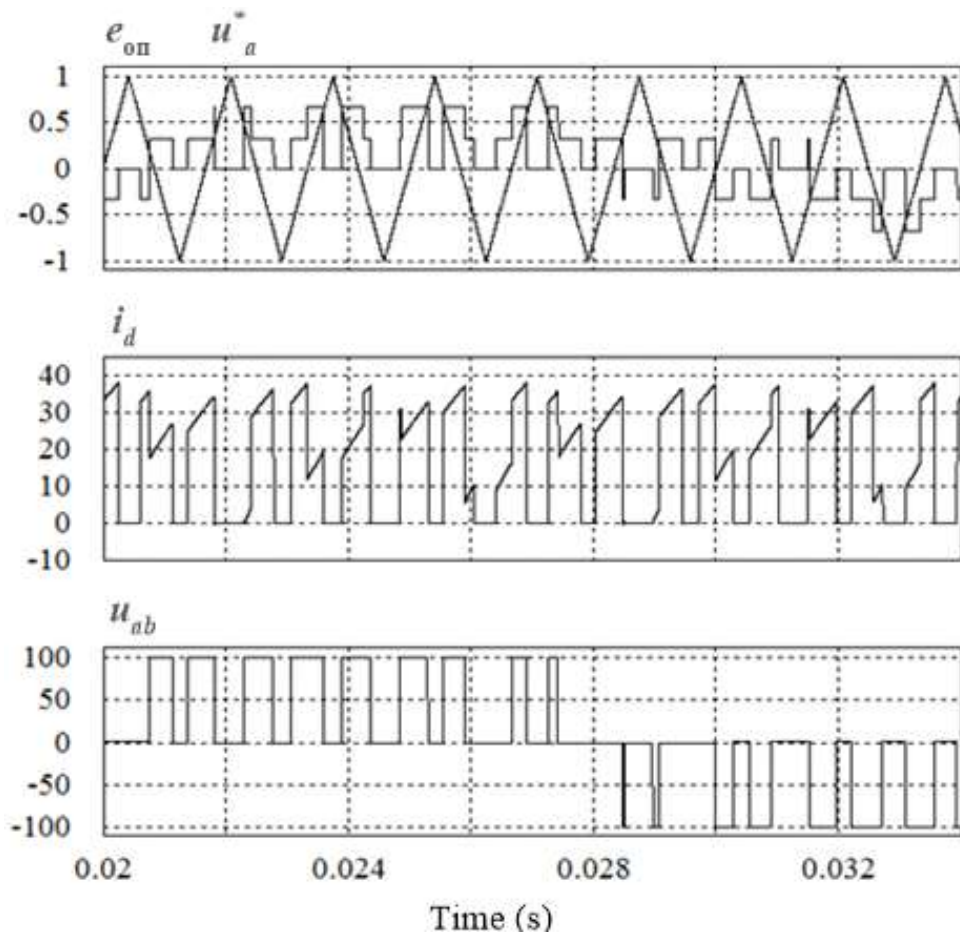


Рисунок 2.4 – Временные диаграммы входных и выходных переменных трехфазного АИН с ШИМ и нагрузкой «звезда без нулевого провода»

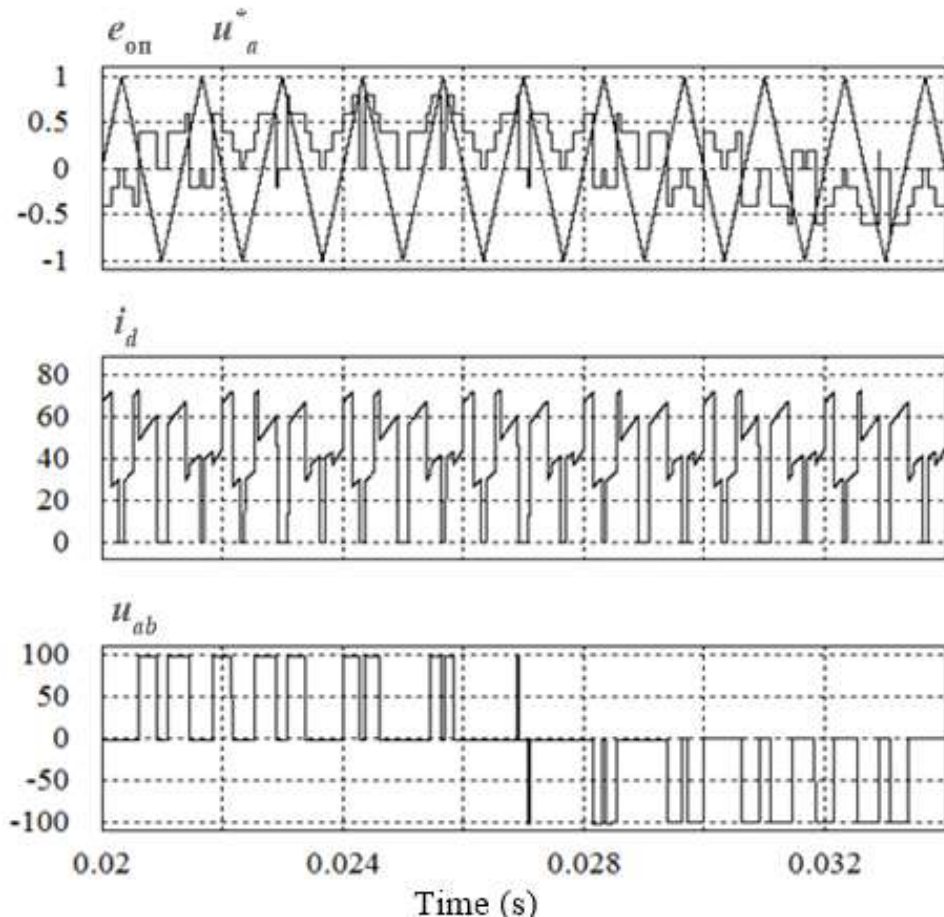


Рисунок 2.5 – Временные диаграммы входных и выходных переменных **пятифазного** АИН с ШИМ и нагрузкой «звезда без нулевого провода»

Визуальный анализ данных кривых позволяет заключить следующее.

- 1) В общем случае исследуемый сигнал состоит из нескольких компонентов сложной конфигурации, разделенных нулевыми паузами.
- 2) Компоненты на периоде сигнала располагаются равномерно на тактовых интервалах, равных половине или всему периоду опорного сигнала, соответственно при треугольной или пилообразной форме последнего.
- 3) Каждый компонент в общем случае состоит из нескольких прилегающих друг к другу импульсов разной амплитуды и длительности.
- 4) Число импульсов, входящих в каждый компонент, зависит от типа переменной и топологии схемы. Так, в линейном напряжении для обеих рассматриваемых топологий АИН каждый компонент представляет собой единичный импульс постоянной амплитуды. В фазном напряжении и входном токе каждый компонент

состоит: для трехфазного АИН - из двух прилегающих импульсов, для пятифазного АИН - из трех или четырех импульсов.

5) На периоде исследуемой кривой существует несколько подинтервалов, на каждом из которых амплитуды и длительности импульсов, входящих в компоненты, описываются по своим определенным законам.

В соответствии с вышесказанным исследуемую функцию на k -ом подинтервале можно записать:

$$f_k(t) = \sum_{p=1}^P f_{kp}(t) = \sum_{p=1}^P \sum_{n=1}^N A_{kpn}(t)$$

где P - число тактовых интервалов на k -ом подинтервале;

N - число импульсов, входящих в каждый компонент кривой на k -ом подинтервале;

A_{pnk} - амплитуда n -го импульса p -го тактового интервала k -го подинтервала.

Усредняем анализируемый сигнал на тактовом интервале длительности импульсов и, таким образом, переходим от сложной импульсной кривой на k -ом подинтервале к N непрерывным функциям. Так как функции будут справедливы для всего k -ого подинтервала независимо от номера тактового интервала p , то знак внешней суммы, имеющий место в предыдущем выражении, далее опускаем. Тогда для k -ого подинтервала усредненную исследуемую кривую можно выразить следующим образом:

$$\bar{f}_k(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \sum_{n=1}^N A_{nk}(t) dt = \sum_{n=1}^N A_{nk}(t) \frac{\tau_{nk}(t)}{T_s} = \sum_{n=1}^N A_{nk}(t) \gamma_{nk}(t) \quad (2.3)$$

где T_s - длительность тактового интервала;

τ_{nk} - абсолютная длительность, а γ_{nk} - относительная длительность, или коэффициент заполнения, соответствующие n -му импульсу компонента на k -м подинтервале.

Подчеркнем, что в выражении (2.3) A_{nk} и γ_{nk} уже непрерывные функции, справедливые для всего k -ого подинтервала.

Так как нас в дальнейшем будет интересовать квадрат исследуемого сигнала, то из (2.3), с учетом того, что возведение в квадрат функции не меняет коэффициента заполнения ее импульсов, следует:

$$\bar{f}_k^2(t) = \sum_{n=1}^N A_{nk}^2(t) \gamma_{nk}(t) \quad (2.4)$$

Тогда можно записать окончательное выражение для квадрата действующего значения кривой:

$$F^2 = \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N A_{nk}^2(t) \gamma_{nk}(t) \right] dt = \frac{1}{T} \sum_k^K \int_{t_k}^{t_{k+1}} \left[\sum_{n=1}^N A_{nk}^2(t) \gamma_{nk}(t) \right] dt \quad (2.5)$$

где K – число подинтервалов в анализируемой кривой на периоде повторения T , t_k, t_{k+1} – начальная и конечная временные границы k -го подинтервала.

Громоздкость выражения (2.5) обусловлена общностью представления. В большинстве конкретных случаев оно становится гораздо проще.

Остановимся на коэффициенте заполнения импульсов компонентов кривой. Передний и задний фронт импульса в любой анализируемой кривой (выходного напряжения или входного тока), модулированной по длительности, в многофазных преобразователях определяется коммутацией в соответствующей фазе инвертора. В свою очередь, поведение последней описывается коммутационной функцией фазы (КФФ) [60]. Каждую КФФ также (в силу высокой частоты коммутации) можно представить как коэффициент заполнения, выражение для которого (для биполярного опорного сигнала) применительно к i -й фазе можно записать так:

$$\gamma_i = 0.5 + 0.5e_{mi} \quad (2.6)$$

где e_{mi} - модулирующий сигнал i -й фазы.

Тогда относительную длительность импульса в исследуемой кривой можно представить как разность коэффициентов заполнения образующих ее фаз:

$$\gamma_{nk} \rightarrow \gamma_{i,(i+1)} = \gamma_i - \gamma_{i+1} = (0.5 - e_{mi}/2) - [0.5 + e_{m(i+1)}/2] = e_{mi,(i+1)}/2 \quad (2.7)$$

где e_{mi} и $e_{m(i+1)}$ – соответственно модулирующие сигналы i -й и $(i+1)$ -й фаз.

Таким образом, коэффициент заполнения импульсов всех исследуемых кривых выражается через полуразность формирующих их модулирующих сигналов. Данную полуразность предлагается назвать **линейным модулирующим сигналом (ЛМС)**, который, естественно, физически не существует. В общем случае на каждом k -м подинтервале модулировать импульсы компонента исследуемой кривой будут свои линейные модулирующие сигналы.

2.3 Анализ выходных характеристик двухуровневого АИН с ШИМ

2.3.1 Анализ линейного напряжения

Линейное напряжение двухуровневого m -фазного АИН представляет собой однополярную на полупериоде функцию, состоящую из одинаковых по амплитуде импульсов, длительность которых модулируются по некоторому закону (см. рисунок 2.4 и рисунок 2.5). Определим этот закон (аналогично выражению (2.7), но для данного конкретного случая). Мгновенное значение линейного напряжения, например, между стойками фаз A и B , можно выразить так:

$$u_{ab}(\vartheta) = u_{a0}(\vartheta) - u_{b0}(\vartheta) \quad (2.8)$$

где $u_{a0}(\vartheta)$ и $u_{b0}(\vartheta)$ - фазные напряжения, измеренные относительно средней точки источника питания, ϑ - безразмерное время (рад.)

Эти напряжения можно представить также относительно минусовой шины источника питания. При этом длительности импульсов не изменятся. Отличие будет заключаться только в наличии постоянной составляющей, равной $E_d/2$, что, в то же время, обеспечивает однополярную на всем периоде выходной частоты форму импульсов амплитудой E_d . Данные импульсы также модулируются по длительности согласно форме соответствующего фазного модулирующего сигнала $e_{mi}(\vartheta)$, где i - кольцевая последовательность индексов фаз АИН ($i=a, b, c, d\dots$). Модулирующий сигнал, если амплитуду опорного сигнала принять равной единице, в общем виде для современных способов ШИМ можно представить так:

$$e_{mi}(\vartheta) = M \sin \vartheta + e_{\text{СНП}}(\vartheta), \quad (2.9)$$

где M – глубина модуляции, $e_{\text{СНП}}(\vartheta)$ – сигнал нулевой последовательности, одинаковый для всех фазных модулирующих сигналов инвертора.

Так как кратность K_p , в соответствии с принятыми допущениями, стремится к бесконечности, то коэффициент заполнения импульсов, как было сказано выше, можно представить в виде непрерывной функции, которая в данном случае будет определяться модулирующим сигналом. Тогда для напряжений фаз A и B относительно минуса источника питания (индекс «_») для m -фазного АИН с ШИМ и биполярным опорным сигналом можно записать выражения:

$$u_{a_}(\vartheta) = E_d \gamma_a(\vartheta) = E_d [M \sin \vartheta + e_{\text{СНП}}(\vartheta) + 1] / 2 \quad (2.10)$$

$$u_{b_}(\vartheta) = E_d \gamma_b(\vartheta) = E_d [M \sin(\vartheta - 2\pi/m) + e_{\text{СНП}}(\vartheta) + 1] / 2$$

Подставляя выражения (2.10) в (2.8) и выполняя тригонометрические преобразования, получим выражение для линейного напряжения:

$$u_{ab}(\vartheta) = E_d M \sin(\pi/m) \cos(\vartheta - \pi/m) \quad (2.11)$$

В данной формуле, по аналогии с (2.10), можно выделить амплитуду импульсов линейного напряжения и коэффициент заполнения его импульсов γ_{ab} .

$$u_{ab}(\vartheta) = E_d \gamma_{ab} \quad (2.12)$$

$$\gamma_{ab} = M \sin(\pi/m) \cos(\vartheta - \pi/m) \quad (2.13)$$

Причем коэффициент заполнения импульсов линейного напряжения, как было сказано выше, представляет собой «виртуальный» (несуществующий) **линейный модулирующий сигнал** $e_{mi,(i+1)}$. Из (2.13) видно, что ЛМС представляет собой гармонический сигнал со своим сдвигом по фазе и амплитудой, равной $M \sin(\pi/m)$. Так как в фазном коэффициенте заполнения фазный модулирующий сигнал присутствует с коэффициентом $1/2$ (см. выражения (2.10)), то соотношение для ЛМС (см. также (2.7)) можно просто представить как:

$$e_{mi,(i+1)} = (e_{mi} - e_{m(i+1)}) / 2 = M \sin(\pi/m) \cos(\vartheta - \pi/m) \quad (2.14)$$

Все выше сказанное иллюстрируется временными диаграммами, представленными на рисунке 2.6. На нем для однофазного мостового АИН, в котором две стойки управляются противофазными модулирующими сигналами, показаны модулирующие (фазные e_{ma} и e_{mb} , линейный e_{mab}) и опорные ($e_{оп}$ и $e'_{оп}$) сигналы, а также выходное напряжение u_{ab} . Однофазный мостовой АИН, как было упомянуто выше, можно представить как двухфазный ($m=2$), тогда $\sin(\pi/m) = \sin(\pi/2) = 1$. Кривые на рисунке 2.6 получены в среде моделирования PSIM для глубины модуляции $M=1$, $K_p=12$ и напряжении питания АИН $E_d=100$ В.

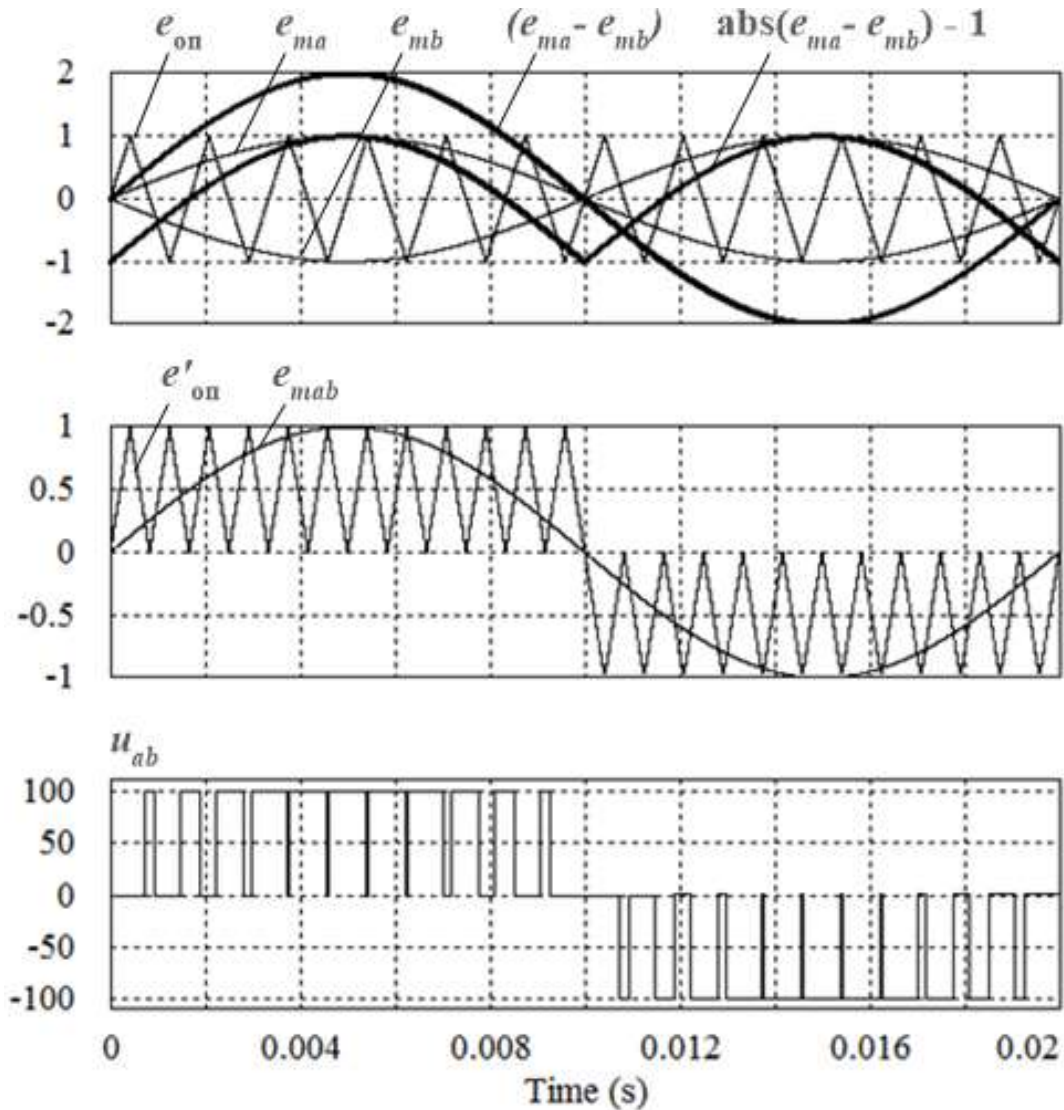


Рисунок 2.6 – Формирование линейного модулирующего сигнала

В силу того, что биполярный опорный сигнал имеет треугольную форму, импульсы линейного напряжения формируются на каждой его наклонной стороне. Поэтому в выходном напряжении имеет место эффект удвоения импульсов: 24 импульса при кратности частот $K_p=12$. На второй временной диаграмме рисунок 2.6 показано использование уже ЛМС для формирования того же выходного напряжения двухфазного АИН. В этом случае необходим новый опорный сигнал ($e'_{оп}$). Он должен иметь на каждой полуволне ЛМС аналогичную полярность и соответственно удвоенную частоту. Новый опорный сигнал можно получить, если взять абсолютную величину исходного биполярного опорного сигнала и использовать ее в соответствии с полярностью ЛМС. Такая технология формирования ШИМ для однофазного мостового АИН известна [84, 220] и может быть определена как прямое формирование линейного напряжения.

Нетрудно показать, что выражение для амплитуды ЛМС ($M \sin(\pi/m)$) соответствует (в относительных единицах) формуле, описывающей зависимость амплитуды первой гармоники линейного напряжения от глубины модуляции, т.е. регулировочной характеристике m -фазного АИН:

$$U_{1m}^* = M \sin(\pi/m) \quad (2.15)$$

Изменим начало координат ЛМС и выразим в относительных единицах мгновенное значение линейного напряжения. (Так как объектом исследования на данном этапе является только линейное напряжение, то в будущем для него и коэффициента заполнения соответствующий индекс будем опускать.) Тогда, с учетом (2.12) и (2.13), выражение для него будет иметь вид:

$$u^*(\vartheta) = \gamma(\vartheta) = M \sin(\pi/m) \sin \vartheta \quad (2.16)$$

Найдем его действующее значение. С учетом симметрии гармонического сигнала на четверть периода можно записать:

$$U^* = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} u^{*2}(\vartheta) d\vartheta}$$

Так как амплитуда импульсов равна единице, а при возведении импульсной кривой в квадрат ее коэффициент заполнения не меняется, то предыдущее выражение можно переписать

$$U^* = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} M \sin(\pi/m) \sin \vartheta d\vartheta}$$

Взяв интеграл и выполнив простые преобразования, окончательно получим

$$U^* = \sqrt{\frac{2M}{\pi} \sin(\pi/m)} \quad (2.17)$$

Зная действующее значение кривой и амплитуду ее первой гармоники, можно вывести соотношение для коэффициента гармоник

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\frac{U_h^{*2}}{U_1^{*2}}} = \sqrt{\frac{U^{*2} - U_{(1)}^{*2}}{U_1^{*2}}} = \sqrt{\frac{U^{*2}}{U_1^{*2}} - 1} \quad (2.18)$$

где U_1^* и U_h^* - соответственно действующее значение первой гармоники и высших составляющих спектра напряжения. Подставив (2.15) (с учетом пересчета из амплитудного в действующее значение) и (2.17) в (2.18) и выполнив преобразования, в итоге получим:

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\frac{U^{*2}}{U_1^{*2}} - 1} = \sqrt{\frac{4}{\pi M \sin(\pi/m)} - 1} \quad (2.19)$$

Кроме того, зная действующее значение импульсной кривой и действующее значение ее первой гармоники, можно получить действующее высших составляющих спектра напряжения:

$$U_h^* = \sqrt{U^{*2} - U_1^{*2}} = \sqrt{\sin(\pi/m) M \left[\frac{2}{\pi} - \frac{M}{2} \sin(\pi/m) \right]} \quad (2.20)$$

Подставляя в (2.5), (2.17) (2.19) и (2.20) конкретное значение числа фаз АИН, можно получить однозначные искомые выражения.

Примечание – Сопоставление проведенного выше анализа с выражением (2.5) показывает, что для линейного напряжения двухуровневого m -фазного АИН число подинтервалов на периоде напряжения $K=1$ (с учетом квадрата исследуемой функции), и число импульсов, входящих в каждый компонент кривой напряжения, $N=1$.

Необходимо отметить следующее. В формуле (2.9) для фазного модулирующего сигнала помимо основного компонента включен и СНП, который, однако, при выводе выражения для ЛМС исчезает. Из этого, повторимся, вытекает следующее. Во-первых, все рассмотренные способы по характеру модуляции импульсов линейного напряжения являются *синусоидальными* в противоположность тем способам, у которых импульсы линейного напряжения модулируются, например, по прямоугольному или трапецеидальному закону. Очевидно, здесь требуется различать термины: **группу синусоидальных способов ШИМ** и конкретный способ синусоидальной ШИМ (СШИМ). В первом случае синусоидальность – это общий классификационный признак, определяющий форму ЛМС, а в последнем случае синусоидальность определяет форму фазного модулирующего сигнала и закон изменения импульсов фазного плеча относительно средней точки источника питания. Естественно, что способ СШИМ входит в группу синусоидальных способов ШИМ.

Во-вторых, полученные выражения справедливы для всех упомянутых в п.п. 2.1 способов ШИМ, что было подтверждено моделированием в *PSIM*. Отличие же способов СШИМ с СНП (для разного числа фаз АИН) от способа классической СШИМ будет заключаться только в линейном диапазоне регулирования первой гармоники ΔM . Это можно учесть соответствующими коэффициентами расширения диапазона глубины модуляции (K_m), приведенными для разного числа фаз преобразователя в статье [238] и в общем случае имеющими следующий вид:

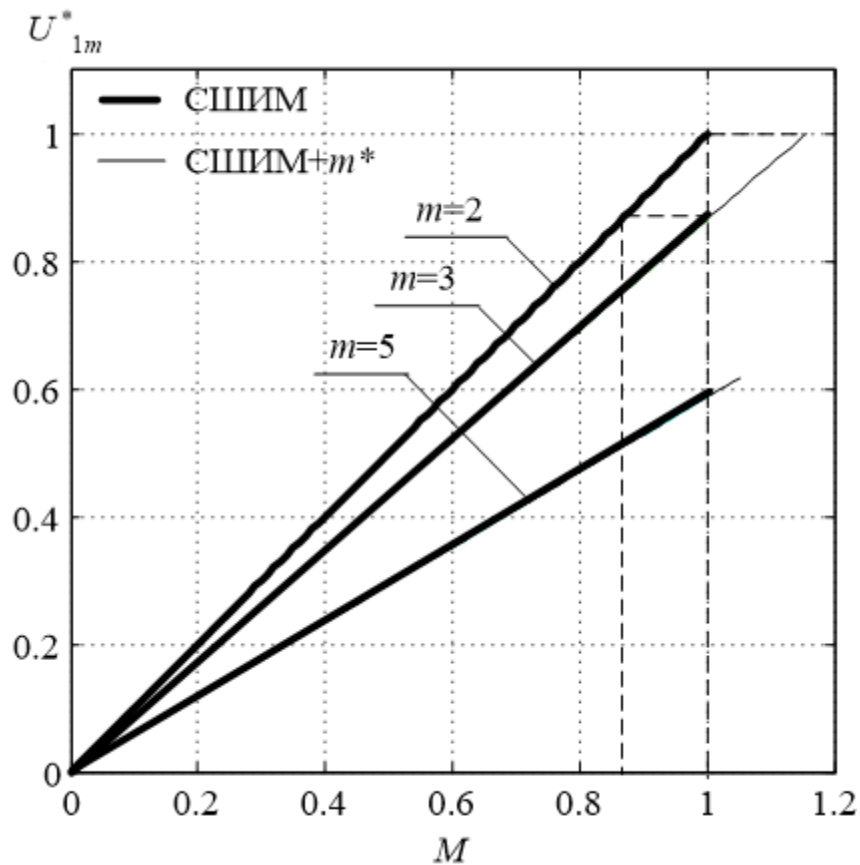
$$K_m = \frac{1}{\cos(\pi/2m)} \quad (2.21)$$

В таблице 2.1 для анализируемых способов ШИМ и $m=2, 3, 5$ приведены конкретные формулы и характеризующие их константы.

На рисунке 2.7 и рисунке 2.8 приведены соответствующие графики для регулировочных характеристик и коэффициентов гармоник. Способы СШИМ с сигналом нулевой последовательности обозначены на них как «СШИМ+ m^* ». Индекс (*) говорит о том, что это не один способ (например, СШИМ с добавлением 3-й гармоники), а вся группа способов.

Таблица 2.1 – Характеристики линейного напряжения 2У-АИН

Параметр	$m=2$	$m=3$		$m=5$	
	СШИМ	СШИМ	СШИМ+3	СШИМ	СШИМ+5
$\sin(\pi/m)$	1.0	$\sqrt{3}/2$		0.588	
K_m	1.0	1.0	$2/\sqrt{3}$	1.0	1.0515
ΔM	0÷1.0	0÷1.0	$0 \div 2/\sqrt{3}$	0÷1.0	0÷1.0515
ΔM^*	0÷1.0	$\sqrt{3}/2$	0÷1.0	0.588	0.618
U_{1m}^*	M	$\sqrt{3}M/2$		$0.588M$	
U_1^*	$M/\sqrt{2}$	$\sqrt{3}M/2\sqrt{2}$		$0.588M/\sqrt{2}$	
U_h^*	$\sqrt{M\left(\frac{2}{\pi} - \frac{M}{2}\right)}$	$\sqrt{M\left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{3M}{8}\right)}$		$\sqrt{M\left(\frac{1.176}{\pi} - 0.173M\right)}$	
U^*	$\sqrt{2M/\pi}$	$\sqrt{\sqrt{3}M/\pi}$		$\sqrt{\frac{1.176M}{\pi}}$	
K_Γ	$\sqrt{\frac{4}{\pi M} - 1}$	$\sqrt{\frac{8}{\pi\sqrt{3}M} - 1}$		$\sqrt{\frac{4}{0.588\pi M} - 1}$	

Рисунок 2.7 – Регулировочные характеристики m -фазного 2У-АИН

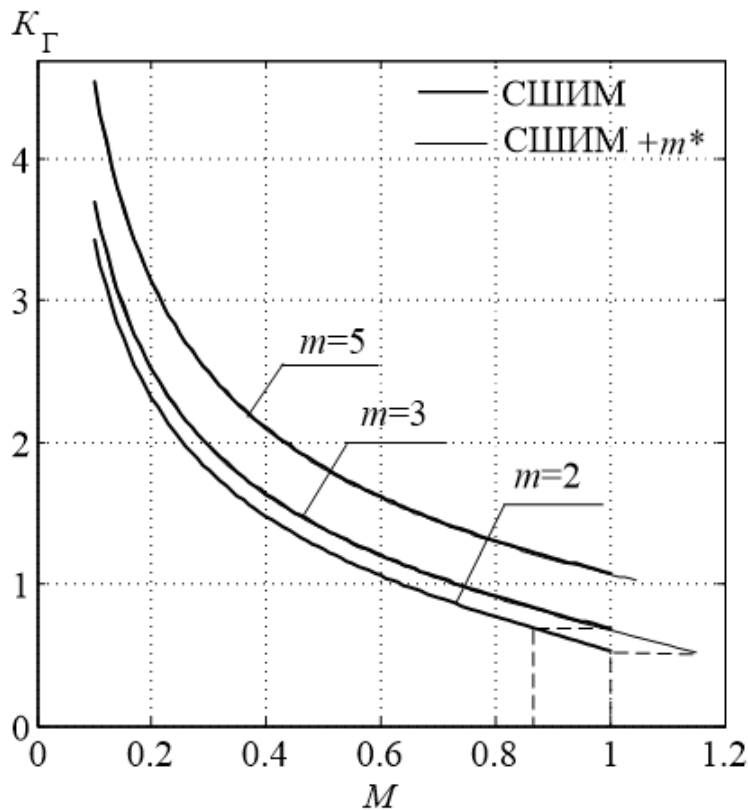


Рисунок 2.8 – Коэффициенты гармоник линейного напряжения 2У-АИН

Как видно из графиков, характеристики АИН с разным числом фаз отличаются друг от друга. Причем, чем больше m , тем хуже качество выходного напряжения и тем меньше выход первой гармоники (в соответствии с коэффициентом $\sin(\pi/m)$). Однако все сочетания числа фаз и способов управления можно представить в виде одного набора формул и изобразить на плоскости в виде одной кривой, зависящей только от M . Для этого все кривые нужно «привязать» к кривым, относящимся к двухфазному АИН (в таблице 2.1 колонка « $m=2$ »), который принимается за базовый вариант. На рисунке 2.7 и рисунке 2.8 эта «привязка» на примере трехфазного АИН обозначена пунктирными линиями. Так, если максимальное значение регулировочной характеристики трехфазного АИН (см. рисунок 2.7) снести по горизонтали до пересечения с регулировочной характеристикой двухфазного АИН и после этого, опустив перпендикуляр, найти соответствующую точку на оси M , то получим величину $M=0.866$, которая соответствует коэффициенту для данного инвертора напряжения:

$$\sin(\pi/m) = \sin(\pi/3) = \sqrt{3}/2 = 0.866.$$

Если то же самое (на рисунке 2.7) выполнить для способа СШИМ+3, то получим величину $M=1.0$. Но это соответствует значению приведенного выше коэффициента, умноженного на соответствующий коэффициент расширения K_m , который у трехфазного АИН равен $2/\sqrt{3}$ (см. таблицу 2.1). То же самое отражено и на рисунке 2.8 для кривых K_{Γ} .

Таким образом, каждому параметру выходного напряжения для всех рассмотренных способов и топологий 2У-АИН будет соответствовать одна и та же кривая, описываемая своей формулой в выделенной колонке « $m=2$ » в таблице 2.1. Отличие между способами будет заключаться только в величине линейного диапазона регулирования первой гармоники ΔM . Его максимальная величина в общем случае определяется произведением $K_m \sin(\pi/m)$. При этом подразумевается, что для классической СШИМ коэффициент $K_m=1$ (см. таблицу 2.1). Сказанное иллюстрируется рисунком 2.9, на котором совмещены две обобщенные кривые: коэффициент гармоник и амплитуда 1-й гармоники, - в зависимости от глубины модуляции.

Верхние границы линейного диапазона регулирования для соответствующего числа фаз и для способов на рисунке выделены вертикальными линиями. Штрихпунктирные линии соответствуют способам СШИМ, пунктирные линии - способам СШИМ с сигналами нулевой последовательности. При больших значениях глубины модуляции уже начинаются зоны перемодуляции, в которых кривые имеют уже другой вид. Так, на рисунке 2.9 для областей перемодуляции регулировочные характеристики АИН изображены нелинейными пунктирными линиями.

В частности, на рисунке можно отметить следующее. Для трехфазного инвертора $\sin(\pi/3) = \sqrt{3}/2$, коэффициент расширения для СШИМ с добавлением гармоник нулевой последовательности (СШИМ+3) $K_m = 2/\sqrt{3}$. В результате взаимного исключения данных коэффициентов получаем те же формулы и тот же диапазон регулирования, что и для базового двухфазного 2У-АИН. На рисунке 2.9 это показано совмещением пунктирной линии для $m=3$ со штрих-пунктирной линией для $m=2$.

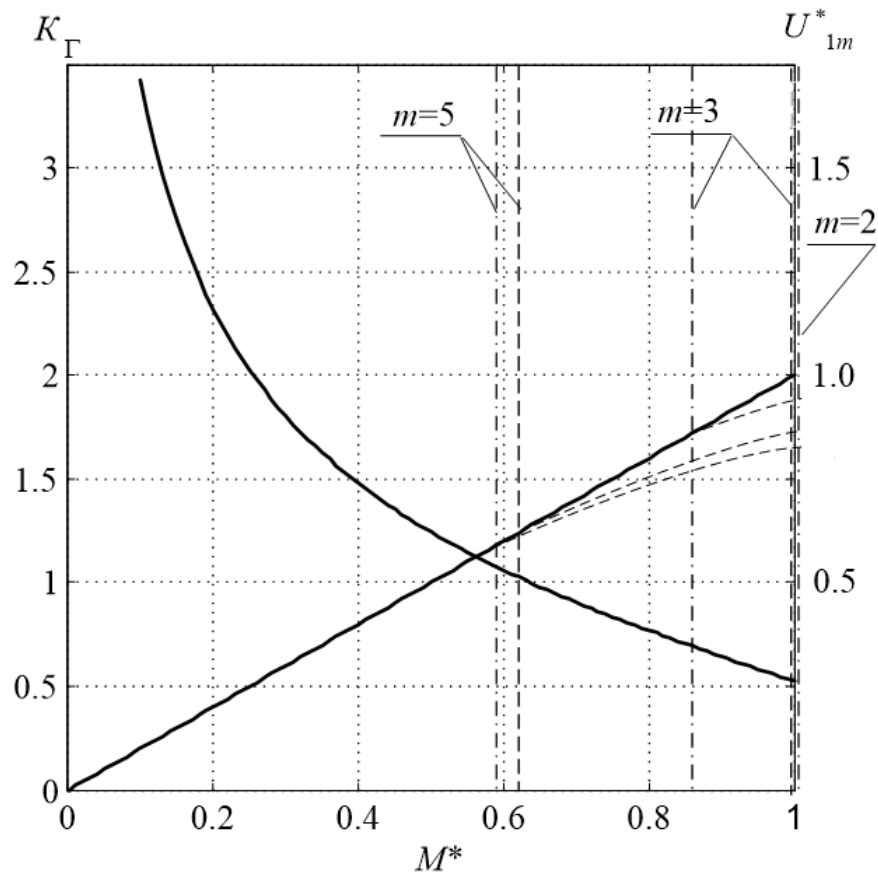


Рисунок 2.9 – Обобщенные характеристики выходного напряжения 2У-АИН

Глубину модуляции, которая для двухфазного 2У-АИН меняется от нуля до единицы, в данном случае нужно рассматривать как **обобщенную глубину модуляции** - отношение амплитуды первой гармоники выходного напряжения m -фазного 2У-АИН к напряжению источника питания (M^*). Другими словами, на рисунке 2.9 все способы ШИМ представлены при одной и той же величине первой гармоники линейного напряжения в линейном диапазоне ее регулирования.

От базового варианта, повторим, другие сочетания фаз и способов управления отличаются только величиной линейного диапазона изменения глубины модуляции ΔM , которая в общем случае определяется произведением $K_m \sin(\pi/m)$.

Чтобы в этом случае перейти к конкретным формулам, необходимо в общих выражениях перед обобщенной глубиной модуляции M^* поставить соответствующий коэффициент $\sin(\pi/m)$. При этом все параметры будут уже выражены относительно глубины модуляции M .

Необходимо отметить следующее. Выполненное обобщение – это не просто математический прием, позволяющий интегрировать информацию о выходных характеристиках 2У-АИН для синусоидальных способов ШИМ. Оно имеет и глубокий физический смысл. Этот смысл был сформулирован автором как принцип подобия способов (ППС) [239]. На данном этапе исследования он должен звучать так. *При одной и той же величине первой гармоники линейного напряжения 2У-АИН выражения для его действующего значения и коэффициента гармоник одинаковы для всех топологий и синусоидальных способов ШИМ. Отличия между способами и топологиями заключаются только в величине линейного диапазона регулирования первой гармоники напряжения.*

ППС объясняется тем, что амплитуда первой гармоники зависит не только от величины глубины модуляции, но и от сдвига фаз между модулирующими сигналами, определяемого числом фаз m преобразователя. При $M=1$ у всех топологий 2У-АИН, управляемых, например, способом синусоидальной ШИМ, будет одна и та же кривая фазного напряжения относительно средней точки источника питания. Но линейное, как разность упомянутых напряжений, будет отличаться: длительности импульсов с увеличением m уменьшаются, определяя тем самым и действующее значение, и первую гармонику (см. например, временные диаграммы линейного напряжения для $M=0.9$ на рисунке 2.4 ($m=3$) и рисунке 2.5 ($m=5$)). Одинаковая же длительность импульсов линейного напряжения у разных топологий будет уже при разных значениях глубины модуляции. В диапазон перемодуляции все способы будут переходить при одном и том же значении глубины модуляции как параметра системы управления ($M=1$), но первая гармоника линейного напряжения (и, соответственно, линейный диапазон ее регулирования) при этом будет разной.

В частности, это все вытекает из выражения (2.14) для ЛМС. Например, трехфазный АИН с СШИМ обеспечивает при $M=1$, такие же длительности импульсов линейного напряжения, что и двухфазный АИН при $M=\sqrt{3}/2$. Длительности одинаковы, следовательно, одинаковы и характеристики.

Необходимо также отметить, что ППС справедлив только для рассматриваемой группы синусоидальных способов ШИМ и для тех условий, которые зафиксированы в принятых допущениях.

Из выше сказанного можно сделать два важных вывода (они касаются не только выходных характеристик 2У-АИН). Во-первых, известно, что сравнение способов управления нужно проводить в одинаковых условиях, а значит, и при одинаковой величине первой гармоники выходного напряжения. Так обычно и делается в зарубежных исследованиях, используя при этом второе определение глубины модуляции: отношение амплитуды первой гармоники к базовой величине – амплитуде первой гармоники АИН в режиме ОШИР трехфазного АИН. Но современные АИН могут иметь разное число фаз и соответственно разный выход первой гармоники в режиме ОШИР. Поэтому, думается, за базовую величину целесообразнее принять максимально возможное значение первой гармоники линейного напряжения АИН с ШИМ – E_d , что обеспечивает двухфазный АИН с СШИМ, а также трехфазный АИН, управляемый способами СШИМ с СНП. Это и было использовано в приведенных выше графиках, иллюстрирующих ППС.

Во-вторых, проведенный анализ с очевидностью показывает, что K_T не может быть критерием качества выходного напряжения. Он показывает только долю высших гармоник относительно первой гармоники (она, оказывается, у всех способов управления одинакова) и не говорит об их расположении в спектре по отношению к основной гармонике, что важно, например, для анализа пульсаций в нагрузке и/или оценки параметров выходного фильтра. Таким образом, для сравнительного анализа способов управления настоятельно требуются другие показатели качества, которые, в частности, будут рассмотрены в следующих разделах.

Результаты приведенного выше анализа нашли свое отражение в работах [240-243]. Далее в качестве примера использования предложенной методики проанализированы фазное напряжение и входной ток многофазного двухуровневого АИН с различными способами ШИМ.

2.3.2 Анализ фазного напряжения

Спектр фазного напряжения двухуровневого АИН с синусоидальной ШИМ при соединении нагрузки в звезду с нулевым проводом не зависит от числа фаз m и имеет традиционный биполярный вид [33]. Большой интерес может вызывать фазное напряжение АИН при соединении нагрузки в звезду без нулевого провода, тем более в связи с переходом к многофазным электрическим системам. При этом во всех случаях из спектра напряжения исчезают гармоники своей нулевой последовательности. Однако здесь необходимо отметить два обстоятельства.

Во-первых, исчезновение гармоник нулевой последовательности не затрагивает первую гармонику. Другими словами, регулировочные характеристики фазного напряжения, в отличие от линейного, не будут зависеть от числа фаз преобразователя.

Во-вторых, перестают выполняться традиционные для трехфазных систем соотношения между действующими значениями фазного и линейного напряжений. Дело заключается в следующем. Напишем выражение для спектра линейного напряжения m -фазного АИН, управляемого способом двусторонней синусоидальной ШИМ, аналогичное тому, которое приведено в [240]. Оно будет иметь вид:

$$u(t)_{i,i+1} = EM \sin\left(\frac{\pi}{m}\right) \cos\left(\Omega t - \frac{\pi}{m}\right) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n\left(Mk \frac{\pi}{2}\right) \left\{ [(-1)^k - (-1)^n] \sin \frac{n\pi}{m} \cos[(k\omega + n\Omega)t - \frac{n\pi}{m}] \right\} \quad (2.22)$$

где Ω - круговая частота модулирующего сигнала (или основной гармоники);

ω - круговая частота опорного сигнала;

J_n - функция Бесселя 1-го рода n -го порядка.

Коэффициент $\sin(\pi/m)$ в первом слагаемом определяет амплитуду основной гармоники. А коэффициент $\sin(n\pi/m)$ во втором слагаемом определяет высокочастотные составляющие: во-первых, их наличие (когда n/m – целое число, гармоники исчезают), а во-вторых, амплитуду. Когда $m=3$, данный коэффициент при изменении

величины n принимает те же значения (по модулю), что и коэффициент при первой гармонике. Если $m > 3$, то коэффициент $\sin(n\pi/m)$ может принимать несколько значений. Так, для $m=4$ коэффициент $|\sin(n\pi/m)| = 1/\sqrt{2}$, 1.0. Чем больше m , тем больше значений. Естественно, при этом прямая связь (через коэффициент при амплитуде первой гармонике) между фазным и линейным напряжениями нарушается. В этой связи соотношение для действующего значения фазного напряжения многофазного АИН с нагрузкой «звезда без нулевого провода» нужно выводить отдельно.

Для этой цели также применим предложенный метод определения действующего значения. Но процесс вывода соотношений усложняется, т.к. кривая фазного напряжения (в отличие от линейного) состоит из разных по амплитуде импульсов. Выведем выражение для действующего значения для простого случая – трехфазного АИН с односторонней СШИМ. На рисунке 2.10 в относительных единицах изображено фазное напряжение (u_a^*).

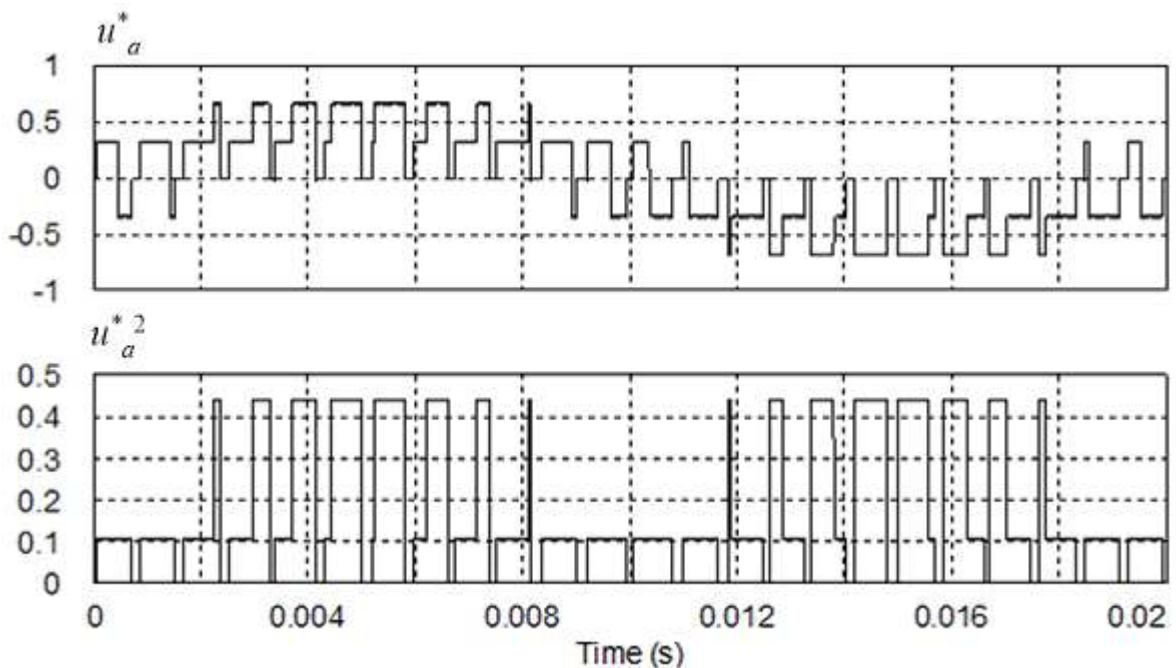
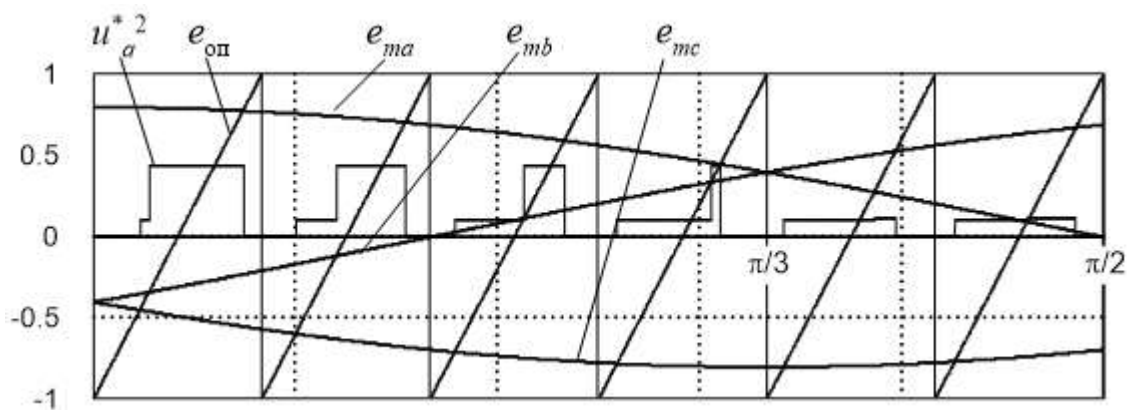


Рисунок 2.10 – Временные диаграммы фазного напряжения и его квадрата

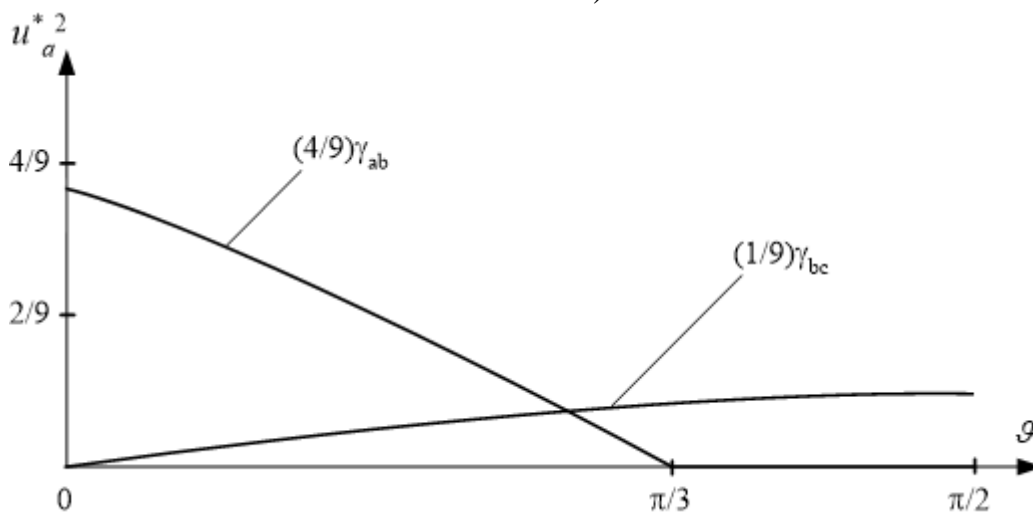
Оно представляет собой набор компонентов, разделенных нулевыми паузами. Каждый компонент состоит из двух импульсов с амплитудами $\pm 2/3$ и/или $\pm 1/3$ и разной длительностью. Также на второй диаграмме рисунка 2.10 представлен квадрат

фазного напряжения (u_a^{*2}) с импульсами амплитудой соответственно $4/9$ и $1/9$, при этом длительности импульсов не меняется. Однако импульсы, входящие в один компонент, с амплитудами $\pm 1/3$ преобразовались в импульсы амплитудой $1/9$ и, следовательно, составили единый импульс на тактовом интервале.

На рисунке 2.11 *a* для второй половины положительной полуволны выходной частоты АИН изображен квадрат относительного фазного напряжения, совмещенный с модулирующими (e_{ma}, e_{mb}, e_{mc}) и несущим ($e_{оп}$) сигналами.



a)



б)

Рисунок 2.11 – Временные диаграммы, описывающие длительности импульсов квадрата фазного напряжения 2У-АИН

Как видно из рисунка, эту четверть периода можно разбить на два подинтервала (для выбранного начала отсчета: $0 \div \pi/3$, $\pi/3 \div \pi/2$), на каждом из которых дли-

тельности импульсов определяются своими линейными модулирующими сигналами (или коммутациями в точках пересечения с опорным сигналом двух соответствующих фазных модулирующих сигналов). В силу того, что каждый компонент в общем случае состоит из двух импульсов, то он уже будет представлен в общем виде не одной, а двумя непрерывными функциями коэффициентов заполнения.

Тогда перейдя, с учетом выше сказанного и согласно используемой методике, к соответствующим коэффициентам заполнения, получим в относительных единицах выражения для усредненного на периоде опорного сигнала значения квадрата фазного напряжения, соответствующие каждому подинтервалу:

$$\underline{0 \div \pi/3} \quad u_a^{*2}(\vartheta) = \frac{1}{9}\gamma_{bc}(\vartheta) + \frac{4}{9}\gamma_{ab}(\vartheta) \quad (2.23)$$

$$\underline{\pi/3 \div \pi/2} \quad u_a^{*2}(\vartheta) = \frac{1}{9}\gamma_{bc}(\vartheta) \quad (2.24)$$

На рисунке 2.11 б квадрат фазного напряжения представлен в виде двух непрерывных функций коэффициентов заполнения импульсов с амплитудами 1/9 и 4/9. На интервале $\pi/3 \div \pi/2$, из-за возведения в квадрат, анализируемый сигнал представлен не двумя непрерывными функциями (т.е. импульсами), а одной.

На первой половине положительной полуволны, как видно из рисунка 2.10, подинтервалы, с точки зрения величин коэффициентов заполнения импульсов, будут аналогичными и расположенными симметрично относительно центра полуволны. На основании выражений (2.23), (2.24) и с учетом симметрии 4-го рода (по коэффициентам заполнения) можно написать выражение для квадрата действующего значения фазного напряжения:

$$U_a^{*2} = \frac{1}{\pi/2} \int_0^{\pi/2} u_a^{*2}(\vartheta) d\vartheta = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\pi/3} \left(\frac{1}{9}\gamma_{bc}(\vartheta) + \frac{4}{9}\gamma_{ab}(\vartheta) \right) d\vartheta + \int_{\pi/3}^{\pi/2} \frac{1}{9}\gamma_{bc}(\vartheta) d\vartheta \right] \quad (2.25)$$

Подставив вместо коэффициентов заполнения соответствующие тригонометрические функции, аналогичные выражению (2.16), взяв интегралы и выполнив преобразования, получим окончательное выражение (без индекса фазы)

$$U^* = \sqrt{\frac{M}{\sqrt{3}\pi}} \quad (2.26)$$

Последнее выражение в $\sqrt{3}$ раз (под корнем – в 3 раза) меньше соответствующего выражения из колонки « $m=3$ » таблица 2.1. Зная действующее значение первой гармоники, можно получить и соотношение для K_{Γ} . В данном случае оно совпадает с выражением для коэффициента гармоник линейного напряжения.

Напомним: в силу того, что в фазном напряжении длительности импульсов определяются соответствующими ЛМС, то полученные соотношения справедливы и для способов СШИМ с добавлением СНП. Кроме того, данные формулы справедливы для вариантов как односторонней, так и двусторонней ШИМ.

Соотношения для фазного напряжения АИН с большим числом фаз можно получить аналогичным образом. В Приложении А, в качестве примера, приведен вывод соотношений для действующего значения и коэффициента гармоник фазного напряжения четырехфазного двухуровневого АИН, управляемого способом двусторонней СШИМ. Однако процесс вывода становится трудоемким и, главное, выражения получаются довольно громоздкими, основную часть которых составляет линейная комбинация тригонометрических функций с аргументом (π/m) . Для $m \geq 5$ эту линейную комбинацию проще заменить одним коэффициентом. В таблице 2.2 для нескольких значений m представлены основные полученные характеристики фазного напряжения АИН в зависимости от глубины модуляции (в данном случае не обобщенной!) и соответствующие им значения для $M=1$, а на рисунке 2.12, рисунке 2.13 - соответствующие графики для АИН с СШИМ.

В таблице 2.2 в колонке « $m=5$ » линейные комбинации тригонометрических функций под корнем для коэффициента гармоник и действующего значения фазного напряжения заменены коэффициентами. Колонка « $m=2$ » соответствует параметрам фазного напряжения однофазного мостового АИН, отсчитываемого от средней точки двухлучевой звезды нагрузки. Значения коэффициента расширения диапазона глубины модуляции K_m для конкретного числа фаз определяются по выражению (2.21).

Таблица 2.2 – Характеристики фазного напряжения 2У-АИН

Параметр	$m=2$	$m=3$	$m=4$	$m=5$
	СШИМ (СШИМ+ m^*)			
ΔM	$0 \div 1.0$ ($0 \div K_m$)			
U_{1m}^*	$M/2$	$M/2$	$M/2$	$M/2$
U_1^*	$\frac{M}{2\sqrt{2}}$	$\frac{M}{2\sqrt{2}}$	$\frac{M}{2\sqrt{2}}$	$\frac{M}{2\sqrt{2}}$
U^*	$\sqrt{\frac{M}{2\pi}}$	$\sqrt{\frac{M}{\sqrt{3}\pi}}$	$\sqrt{\frac{(\sqrt{2}+1)M}{4\pi}}$	$\sqrt{\frac{0.615M}{\pi}}$
U_h^*	$\sqrt{\frac{M}{2} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{M}{4} \right)}$	$\sqrt{M \left(\frac{1}{\sqrt{3}\pi} - \frac{M}{8} \right)}$	$\sqrt{\frac{M}{4} \left(\frac{\sqrt{2}+1}{\pi} - \frac{M}{2} \right)}$	$\sqrt{M \left(\frac{0.615}{\pi} - \frac{M}{8} \right)}$
K_Γ	$\sqrt{\frac{4}{\pi M}} - 1$	$\sqrt{\frac{8}{\sqrt{3}\pi M}} - 1$	$\sqrt{\frac{2(\sqrt{2}+1)}{\pi M}} - 1$	$\sqrt{\frac{4.923}{\pi M}} - 1$

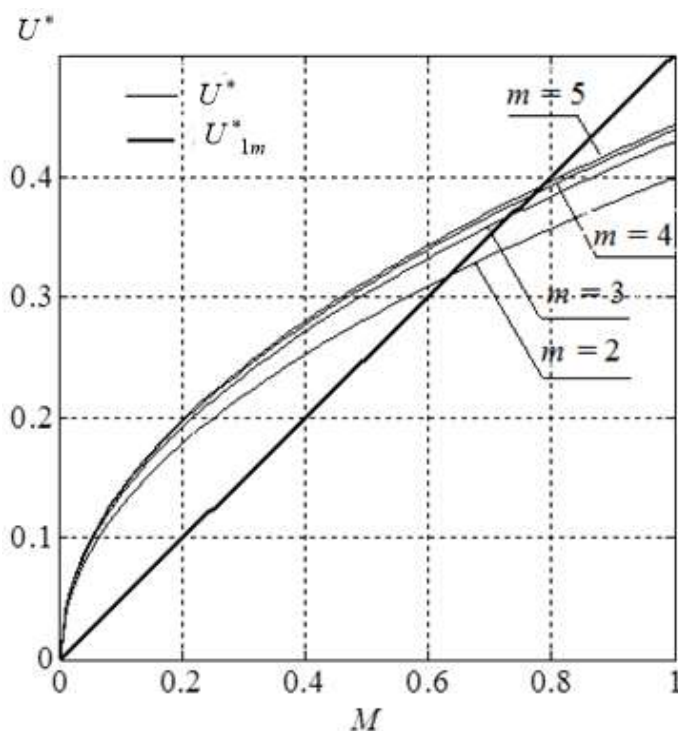


Рисунок 2.12 – Зависимость действующего значения и амплитуды первой гармоники фазного напряжения АИН с СШИМ от глубины модуляции

Примечание – Сопоставление проведенного анализа с выражением (2.5) показывает, что для фазного напряжения двухуровневого трехфазного АИН число подинтервалов на периоде напряжения $K=2$ (с учетом квадрата исследуемой функции), и число импульсов N , входящих в

каждый компонент кривой напряжения на 1-м подинтервале равно двум, на втором - единице. Для $m > 3$, как видно из рисунка 2.5, структура кривой фазного напряжения усложняется и, соответственно, более сложной становится конкретная структура обобщенного выражения (2.5).

Все полученные соотношения, в том числе для разных видов и способов ШИМ, были апробированы в программе *PSIM*.

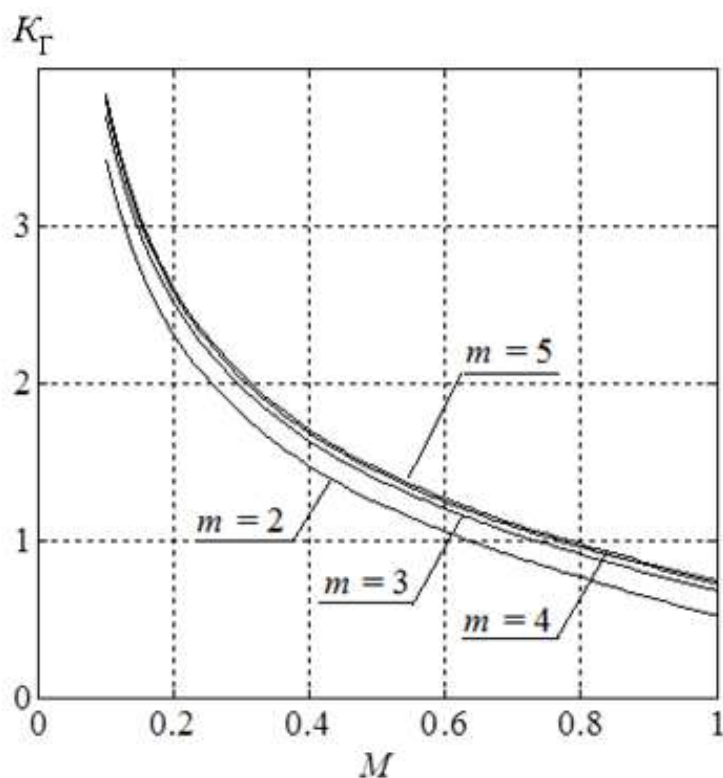


Рисунок 2.13 – Коэффициенты гармоник фазного напряжения АИН с СШИМ

Выводы по проведенному анализу фазного напряжения:

- 1) Регулировочные характеристики m -фазного двухуровневого АИН с СШИМ не зависят от числа фаз преобразователя.
- 2) Способы СШИМ с вводом СНП расширяют линейный диапазон регулирования первой гармоники фазного напряжения соответственно коэффициенту K_m (см. таблицу 2.2), но не влияют на выражения для первой гармоники, действующего значения и коэффициента гармоник. Соответственно, принцип ППС остается справедливым и для фазного напряжения двухуровневого АИН, но в рамках одной топологии (т.е. величины m).
- 3) Все выведенные формулы свести к одному набору формул, инвариантных к числу фаз, не представляется возможным, так как и первая гармоника и

действующее значение фазного напряжения подвержены зависимостям, которые не могут быть интегрально описаны коэффициентом $\sin(\pi/m)$, как это имеет место для линейных напряжений.

5) С увеличением числа фаз двухуровневого АИН действующее значение его фазного напряжения и его коэффициент гармоник (в отличие от линейного напряжения) монотонно возрастают, стремясь, очевидно, к некоторому пределу.

2.4 Анализ входных характеристик трехфазного двухуровневого АИН с ШИМ

Выражения для входного тока трехфазного АИН могут быть получены различными методами. Так, в [227] для разных модификаций СШИМ и схем АИН с использованием аппарата коммутационных функций и двойных рядов Фурье были получены выражения для спектра входного тока. В [230] представлены выражения для коэффициентов ряда Фурье применительно к входному току в виде конечной суммы параметров импульсов управления вентилями АИН и т.д.

В указанных и других работах до замкнутых выражений для компонентов входного тока дело, как правило, не доходило. Исключение составляет выражение для постоянной составляющей (I_d), которое было получено различными способами [80, 227]. В частности довольно просто оно получается из баланса входной и выходной активных мощностей при допущении о синусоидальности тока нагрузки и отсутствии потерь в инверторе. Так, в общем виде для m -фазного АИН можно записать:

$$E_d \cdot I_d = m \cdot U_1 \cdot I \cos \varphi \quad (2.27)$$

При этом можно получить следующее выражение среднего значения входного тока инвертора:

$$I_d = \frac{m}{2\sqrt{2}} MI \cos \varphi \quad (2.28)$$

В выражениях (2.27) и (2.28) используются следующие обозначения: E_d – напряжение питания; U_1 – действующее значение первой гармоники фазного напряжения; I – действующее значение тока нагрузки; M – глубина модуляции; φ – фаза тока нагрузки инвертора относительно первой гармоники напряжения.

Если расписать выражение для действующего значения тока нагрузки, то (2.28) можно получить в другом виде:

$$I_d = \frac{m E_d}{8 z_H} M^2 \cos \varphi \quad (2.29)$$

где z_H – модуль сопротивления нагрузки.

Для трехфазного АИН выражение (2.29) соответственно приобретает вид:

$$I_d = \frac{3 E_d}{8 z_H} M^2 \cos \varphi \quad (2.30)$$

Причем, последнее соотношение справедливо как для способа СШИМ, так и для способов СШИМ+3* с точностью до диапазона изменения глубины модуляции.

Выведем соотношение для действующего значения входного тока трехфазного АИН с односторонней (для простоты) СШИМ. С этой целью предварительно рассмотрим кривую тока во взаимосвязи (аналогично рисунок 2.11 а) с модулирующими сигналами и опорным сигналом, которые представлены на рисунке 2.14.

Как видно из рисунка входной ток имеет период, равный одной трети периода выходной частоты АИН. Кривая тока состоит из компонентов, разделенных нулевыми паузами. Каждый компонент состоит из двух импульсов. В силу этого обстоятельства, как и у фазного напряжения, он будет представлен на каждом подинтервале, которых в данном случае также два, двумя непрерывными функциями коэффициентов заполнения.

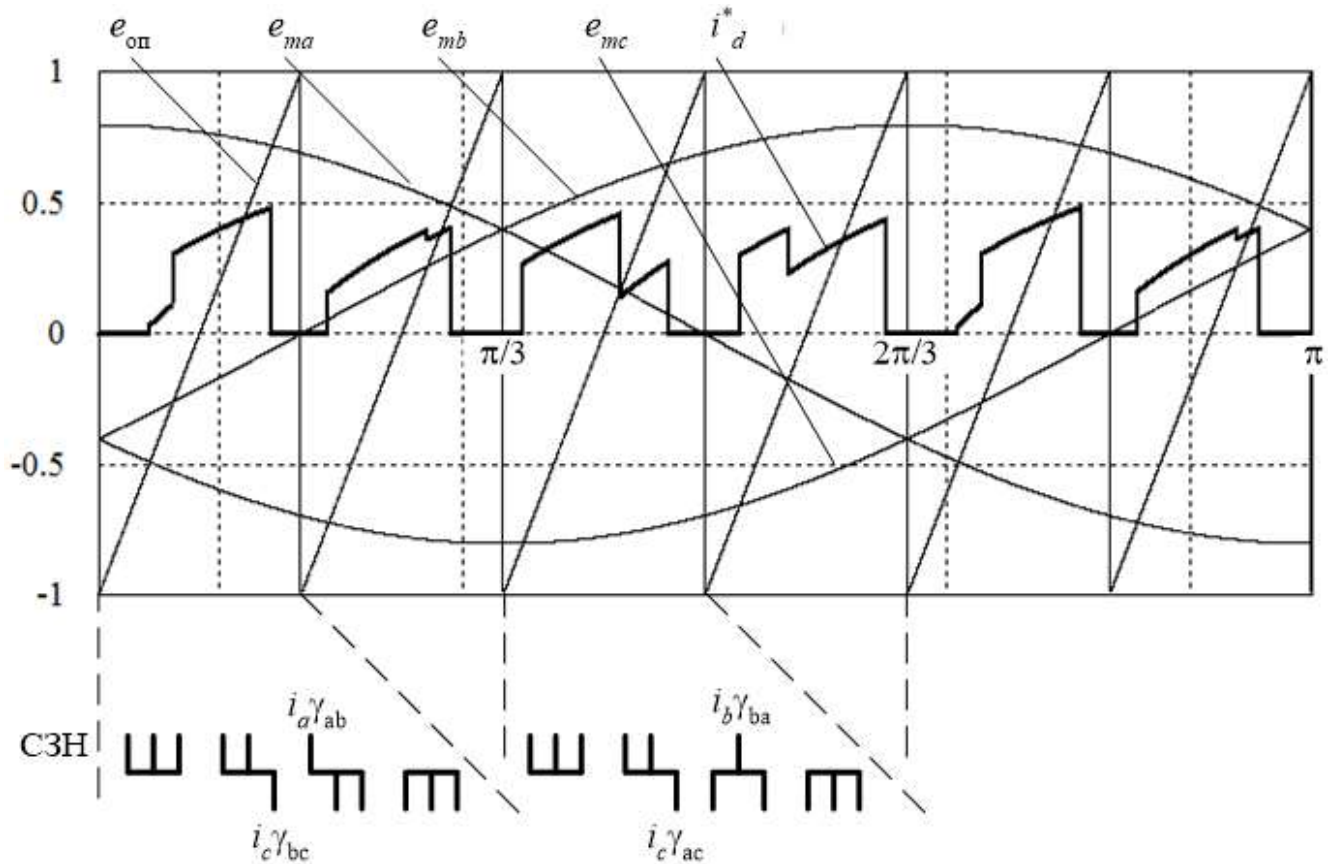


Рисунок 2.14 – Формирование входного тока трехфазного АИН с ШИМ

Однако в данном случае, в отличие от фазного напряжения, амплитуда импульсов на подинтервале не постоянна. Она меняется по закону изменения выходных токов. Чтобы определить указанный закон, приведенные на рисунке диаграммы дополнены последовательностью схем замещения трехфазной нагрузки (СЗН) на периоде опорного сигнала, которая (последовательность) сохраняется в течение подинтервала. Данные схемы позволяют найти фазный ток, определяющий амплитуду импульса в течение данной схемы замещения. Первый и четвертый участки на периоде опорного сигнала, как видно из рисунка, формируют нулевые паузы и соответствующие им схемы замещения не рассматриваются.

С учетом выше сказанного и согласно используемой методике, запишем в относительных единицах выражения для усредненного на периоде опорного сигнала значения квадрата входного тока, соответствующие каждому подинтервалу (в рамках выбранной системы координат):

$$\underline{0 - \pi/3}: \quad i_d^2(\vartheta) = i_a^2(\vartheta)\gamma_{ac}(\vartheta) + i_b^2(\vartheta)\gamma_{cb}(\vartheta)$$

$$\frac{\pi/3 - 2\pi/3}{\pi/3 - 2\pi/3}: \quad i_d^2(\vartheta) = i_b^2(\vartheta)\gamma_{ba}(\vartheta) + i_c^2(\vartheta)\gamma_{ac}(\vartheta) \quad (2.31)$$

Подставляя приведенные уравнения (с «расшифровкой» их компонентов) в формулу (2.5), выполняя интегрирование, получим окончательное выражение для действующего значения входного тока

$$ID = I \sqrt{\frac{\sqrt{3}}{2\pi} M (1 + 4 \cos^2 \varphi)}, \quad (2.32)$$

а с учетом (2.29) и действующее значение его высших гармоник

$$ID_h = I \sqrt{M \left[\frac{\sqrt{3}}{2\pi} + \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{8} M \right) \cos^2 \varphi \right]} \quad (2.33)$$

Используя выражения (2.29) и (2.32), можно вывести соотношение для коэффициента гармоник входного тока:

$$K_{ГТ} = \sqrt{\frac{4\sqrt{3}}{9\pi M} (tg^2 \varphi + 5) - 1} \quad (2.34)$$

Выражения (2.29), (2.32) - (2.34) являются искомыми соотношениями для входного тока трехфазного АИН с СШИМ.

Примечание – Сопоставление проведенного анализа с выражением (2.5) показывает, что для входного тока трехфазного АИН число подинтервалов на его периоде $K=2$, и число импульсов N , входящих в каждый компонент кривой входного тока на каждом подинтервале равно двум.

Результаты компьютерного моделирования [244] подтвердили правильность выведенных соотношений (причем, как для односторонней, так и двусторонней СШИМ). При этом также исследовались способы СШИМ с добавлением СНП. Анализ характеристик показал, что между СШИМ и СШИМ с СНП по входным характеристикам АИН существуют те же взаимные количественные соотношения, что и по выходным характеристикам. Т.е. принцип подобия способов справедлив и по входу. Это позволило, не проводя соответствующего вывода, распространить полученные аналитические соотношения на входные характеристики АИН, управляемого способами СШИМ+3* и, соответственно, получить обобщенные входные характеристики трехфазного АИН, приведенные в таблице 2.3.

Таблица 2.3 – Обобщенные входные характеристики трехфазного 2У-АИН

Параметр	Тип ШИМ
	СШИМ (СШИМ+3*)
ΔM	$0 \div 1.0 (0 \div K_m)$
I_d^*	$\frac{3M^2}{2\sqrt{2}} \cos \varphi$
ID^*	$\sqrt{\frac{\sqrt{3}M^3}{2\pi} (1 + 4\cos^2 \varphi)}$
ID_h^*	$\sqrt{M^3 \left[\frac{\sqrt{3}}{2\pi} + \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{8}M \right) \cos^2 \varphi \right]}$
$K_{ГТ}$	$\sqrt{\frac{4\sqrt{3}}{9\pi M} (tg^2 \varphi + 5) - 1}$

Особенность, формул представленных в данной таблице, заключается в том, что токи в ней выражены в относительных единицах (обозначены звездочками). В иностранной литературе [159] за базовый ток часто принимают текущее (т.е. при произвольной глубине модуляции) действующее значение тока нагрузки. Но это исключает в соответствующей формуле одну степень глубины модуляции, так как ток нагрузки пропорционален M . В то же время, все зависимости строятся именно от глубины модуляции. Следовательно, за базовую величину целесообразнее брать некоторую константу. В формулах таблицы 2.3 за базовый ток выбрано действующее значение фазного тока нагрузки при глубине модуляции $M = 1$, представленное выражением (2.35).

$$I_{\phi} = \frac{Ed}{2\sqrt{2} \cdot z_H} \quad (2.35)$$

где z_H - модуль нагрузки инвертора.

Тогда текущее действующее значение фазного тока можно выразить:

$$I = I_{\phi} \cdot M \quad (2.36)$$

В соответствии с этим в формулах для действующих значений под квадратным корнем появляется третья степень глубины модуляции (см. таблицу 2.3).

Соотношения для входного тока АИН с **б**ольшим числом фаз можно получить таким же образом. Однако вывод также становится трудоемким, выражения получаются громоздкими, основную долю которых составляет линейная комбинация тригонометрических функций с аргументом (π/m) . Для $m \geq 4$ эту линейную комбинацию проще заменить одним коэффициентом. В таблице 2.4 для двух-, четырёх- и пятифазного АИН представлены полученные характеристики входного тока (в тех же относительных единицах) в зависимости от глубины модуляции, а на рис. 2.15 - графики для действующего значения и коэффициента гармоник с СШИМ.

Таблица 2.4 – Обобщенные входные характеристики 2У-АИН для $m=2, 4, 5$

	СШИМ (СШИМ+ m^*)	
ΔM	$0 \div 1.0 (0 \div K_m)$	
m	I_d^*	ID^*
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} M^2 \cos \varphi$	$\sqrt{\frac{4M^3}{3\pi} (1 + \cos^2 \varphi)}$
4	$\frac{2}{\sqrt{2}} M^2 \cos \varphi$	$\sqrt{\frac{4(2 - \sqrt{2})M^3}{3\pi} \left(1 + \frac{2(1 + \sqrt{2})}{2 - \sqrt{2}} \cos^2 \varphi \right)}$
5	$\frac{5}{2\sqrt{2}} M^2 \cos \varphi$	$\sqrt{\frac{0.7483M^3}{\pi} (1 + 13.71 \cos^2 \varphi)}$
	ID_h^*	$K_{ГТ}$
2	$\sqrt{M^3 \left[\frac{4}{3\pi} + \left(\frac{4}{3\pi} - \frac{M}{2} \right) \cos^2 \varphi \right]}$	$\sqrt{\frac{8}{3\pi M} (tg^2 \varphi + 2) - 1}$
4	$\sqrt{2M^3 \left[\frac{2(2 - \sqrt{2})}{3\pi} + \left(\frac{4(1 + \sqrt{2})}{3\pi} - M \right) \cos^2 \varphi \right]}$	$\sqrt{\frac{2(2 - \sqrt{2})}{3\pi M} \left(tg^2 \varphi + \frac{4 + \sqrt{2}}{2 - \sqrt{2}} \right) - 1}$
5	$\sqrt{M^3 \left[\frac{0.7483}{\pi} + \left(\frac{10.26}{\pi} - 3.125M \right) \cos^2 \varphi \right]}$	$\sqrt{\frac{0.2395}{\pi M} (tg^2 \varphi + 14.71) - 1}$

Графики для среднего значения входного тока не приведены, так характер их изменения очевиден (см. формулы в таблице 2.3 и таблице 2.4). Кроме того качественно они подобны графикам для действующего значения входного тока.

Полученные для разного числа фаз АИН соотношения не удалось свести к одному набору. Причины, думается, в силу наличия функциональной связи «фазное напряжение - фазный ток - входной ток», те же, что и для фазного напряжения. В соответствии с этим принцип подобия способов справедлив и для входных показателей двухуровневых АИН, но только в рамках одной топологии (числа фаз m). В этом случае он формулируется следующим образом: *при одной и той же величине первой гармоники выходного напряжения двухуровневого АИН выражения для среднего, действующего значений и коэффициента гармоник его входного тока одинаковы для всех синусоидальных способов ШИМ в рамках одной топологии АИН. Отличия между способами заключаются только в величине линейного диапазона регулирования первой гармоники напряжения.*

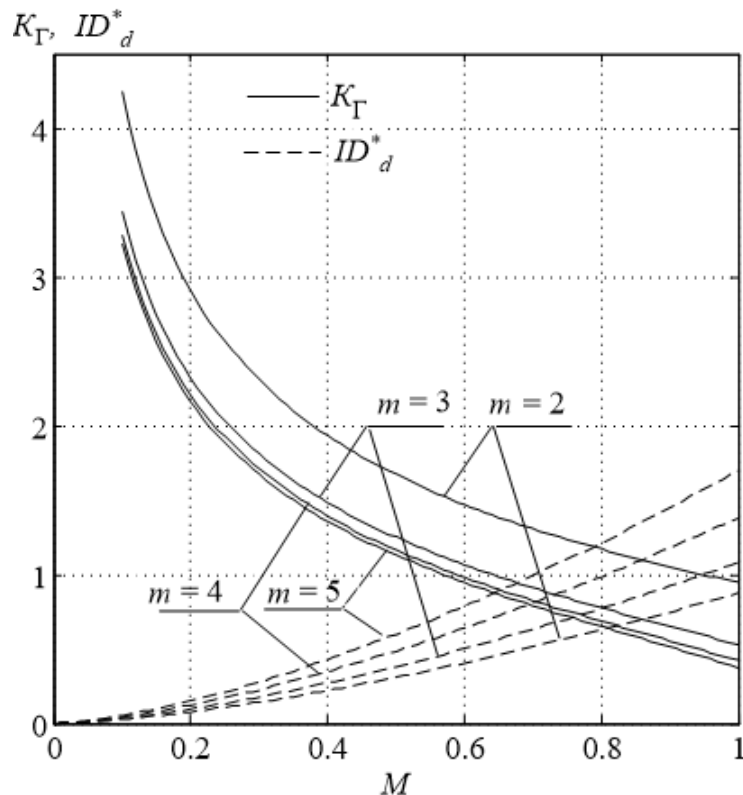


Рисунок 2.15 – Зависимость коэффициента гармоник и действующего значения входного тока 2У-АИН с СШИМ от глубины модуляции для $m=2, 3, 4, 5$

Выводы по проведенному анализу фазного напряжения:

- 1) Среднее и действующее значения входного тока m -фазного 2У-АИН возрастают с увеличением числа фаз преобразователя (среднее значение - прямо пропорционально).
- 2) Все выведенные формулы свести к одному набору формул, инвариантных к числу фаз, не представляется возможным по тем же причинам, которые имеют место и для фазных напряжений.
- 3) Принцип ППС остается справедливым и для входного тока двухуровневого АИН, но в рамках одной топологии (т.е. величины m).
- 4) С увеличением числа фаз 2У-АИН коэффициент гармоник входного тока монотонно уменьшается, стремясь, очевидно, к некоторому пределу.

2.5 Анализ выходных характеристик многофазного многоуровневого АИН с ШИМ

2.5.1. Трехуровневый m -фазный автономный инвертор напряжения

Анализ выходных характеристик многофазных многоуровневых АИН (МУ-АИН) начнем с трехуровневой топологии [239]. Как было выявлено в обзоре способов ШИМ, для управления МУ-АИН используются, с учетом специфики построения стойки силовой схемы (т.е. числа пил опорных сигналов), те же программные способы ШИМ, что и для 2У-АИН, а именно: СШИМ и СШИМ с вводом сигналов нулевой последовательности [26, 47, 49, 245]. Рассмотрим предварительно способ СШИМ. На рисунке 2.16 представлены кривые, соответствующие стойкам фаз A и B силовой схемы 3У-АИН с фиксирующими диодами и синфазными опорными сигналами (вариант PD): модулирующие (e_{ma} , e_{mb}) и опорные сигналы ($e_{оп1}$, $e_{оп2}$), а также напряжения стоек относительно средней точки источника питания (u_{a0}^* , u_{b0}^*) и линейное напряжение u_{ab}^* , выраженные в относительных единицах (базовая величина - E_d).

При малых значениях модулирующих сигналов (см. рисунок 2.16) линейное напряжение имеет два уровня напряжения: 0 и 0.5. Кривая на данном интервале представляет собой алгебраическую сумму импульсов напряжений стоек преобразователя. Там, где исходные импульсы по времени не совпадают, они суммируются без искажений (см. импульсы с темной штриховкой). А там, где они совпадают и одинаковы по знаку, происходит вычитание импульса меньшей длительности из импульса большей длительности (см. импульсы со светлой штриховкой).

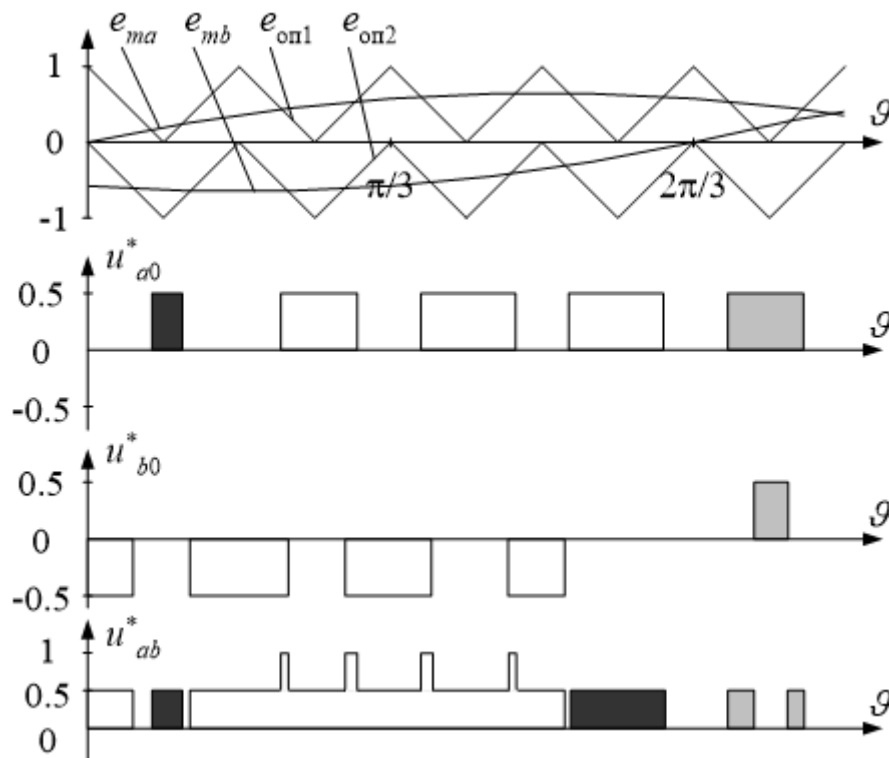


Рисунок 2.16 – Формирование линейного напряжения в трехуровневом АИН

При небольшой глубине модуляции двухуровневая форма может сохраняться на всем полупериоде линейного напряжения. Обозначим диапазон изменения глубины модуляции, при котором имеет место только двухуровневая форма, нулевым. Соответственно переменные в выражениях, справедливых для данного диапазона, будут отмечены дополнительным индексом «0».

Однако начиная с некоторого значения M ситуация меняется. В центральной части полуволны кривой линейного напряжения (см. рисунок 2.16) суммарная длительность соседних импульсов одной полярности становится больше периода

опорного сигнала, и происходит «наползание» импульсов друг на друга, что приводит к появлению в кривой напряжения дополнительного уровня с полной амплитудой, равной 1.0. Это существенно изменяет форму, спектр и действующее значение напряжения. Обозначим диапазон изменения глубины модуляции, при котором имеет место трехуровневая форма, единичным. Соответственно переменные в выражениях, справедливых для данного диапазона, будут иметь дополнительный индекс «1».

Выведем соотношение для действующего значения выходного напряжения m -фазного 3У-АИН по предложенной выше методике. Однако в данном случае по сравнению с 2У-АИН имеются некоторые отличия (см. рисунок 2.16):

- модуляция импульсов в стойке АИН на полуволне выходного фазного напряжения определяется однополярным опорным сигналом;
- на полупериоде линейного напряжения в общем случае имеется три уровня напряжения (в относительных единицах - 0, 0.5, 1.0), при этом импульсы линейного напряжения относительно двух первых указанных уровней имеют амплитуду, равную 0.5;

Примечание – Во всех выведенных выше формулах независимой переменной является глубина модуляции M – отношение амплитуд модулирующего и опорного сигналов. Она влияет, прежде всего, на регулировочную характеристику АИН. Визуально глубина модуляции задает коэффициент заполнения γ модулированных по длительности импульсов. У 2У-АИН между M и γ импульсов линейного напряжения существует однозначная связь. Так, формула (2.13) показывает, что коэффициент заполнения прямо выражается через ЛМС и, соответственно, глубину модуляции. Однако в способах управления МУ-АИН присутствует несколько одинаковых опорных сигналов, зачастую смещенных по напряжению. Возникает вопрос: как в этом случае определить M ? Наиболее целесообразно, на наш взгляд, определять глубину модуляции как отношение амплитуды модулирующего сигнала к сумме амплитуд опорных сигналов одной полярности. Так, для 3У-АИН (см. рисунок 2.16) это будет отношение к размаху опорного сигнала ($e_{оп1}$). В случае же 5У-АИН глубина модуляции будет представлять собой отношение амплитуды модулирующего сигнала к сумме двух амплитуд однополярных опорных сигналов и т.д. Но тогда относительная длительность импульсов, прежде всего, примыкающих к нулевому уровню, может стать равной единице при меньших значениях глубины модуляции. Этот факт надо дополнительно учитывать при выводе соотношений. Достоинством же принятого определения является то, что при его использовании для одного и того же способа управления регулировочная характеристика АИН становится инвариантной по отношению к числу уровней (естественно, при одинаковом числе фаз m). Так, например, при $M=1$ для двухфазного 2У-АИН и двухфазного 5У-АИН с СШИМ амплитуда 1-й гармоники будет равна E_d . Это тем более важно, что, согласно ППС, требуется не только разные способы ШИМ для одной топологии АИН, но и разные топологии с одним способом ШИМ сравнивать при одинаковом уровне 1-й гармоники

выходного напряжения, что и обеспечивается принятием упомянутой выше формулировки глубины модуляции применительно к МУ-АИН.

Напряжения стоек фаз A и B относительно средней точки источника питания можно выразить следующим образом:

$$u_{a0}^*(\vartheta) = A\gamma_a(\vartheta), \quad u_{b0}^*(\vartheta) = A\gamma_b(\vartheta) \quad (2.37)$$

где $\gamma_{a(b)}(\vartheta)$ – функция коэффициента заполнения импульсов ШИМ напряжения соответствующей фазы, A – амплитуда импульсов (в относительных единицах равна 0.5), ϑ – безразмерное время.

С учетом выбранной на рисунке 2.16 системы координат, однополярной формы опорных сигналов и произвольного числа фаз АИН можно записать соотношения для коэффициентов заполнения импульсов напряжений соседних фазных стоек трехуровневого АИН, выразив их через одноименные фазные модулирующие сигналы:

$$\gamma_a(\vartheta) = e_{ma} = M \sin \vartheta \quad \gamma_b(\vartheta) = e_{mb} = M \sin(\vartheta - 2\pi/m) \quad (2.38)$$

На основании парных выражений (2.37) и (2.38) можно вывести соотношение для линейного напряжения:

$$u_{ab}^*(\vartheta) = u_{a0}^*(\vartheta) - u_{b0}^*(\vartheta) = A(e_{ma} - e_{mb}) = A2M \sin(\pi/m) \cos(\vartheta - \pi/m) \quad (2.39)$$

В последнем выражении произведение $M \sin(\pi/m)$ представляет собой формулу, описывающую (в относительных единицах) зависимость амплитуды первой гармоники линейного напряжения от глубины модуляции, т.е. регулировочную характеристику АИН.

Для удобства дальнейших выкладок изменим начало отсчета и, аналогично выражению (2.16), введем непрерывную функцию – коэффициент заполнения импульсов линейного напряжения.

$$u_{ab0}^*(\vartheta) = A\gamma_{ab} = A2M \sin(\pi/m) \cos \vartheta \quad (2.40)$$

где

$$\gamma_{ab0}(\vartheta) = 2M \sin(\pi/m) \cos \vartheta = 2e_{mab}(\vartheta) \quad (2.41)$$

Таким образом, коэффициент заполнения импульсов выражается также через ЛМС, который в данном случае равен разности фазных модулирующих сигналов. Как покажет дальнейший анализ, выражения (2.40) и (2.41) справедливы только для импульсов двухуровневой формы напряжения, соответственно в данных выражениях в обозначении искомых переменных добавлен индекс «0».

Множитель «2» в формуле (2.41) не говорит о том, что коэффициент заполнения импульсов линейного напряжения может быть равен двум. Он говорит лишь о соотношении между величиной ЛМС и величиной γ_{ab0} . На рисунке 2.17 а тонкой сплошной линией показан пример графика функции γ_{ab0} для нулевого диапазона глубины модуляции.

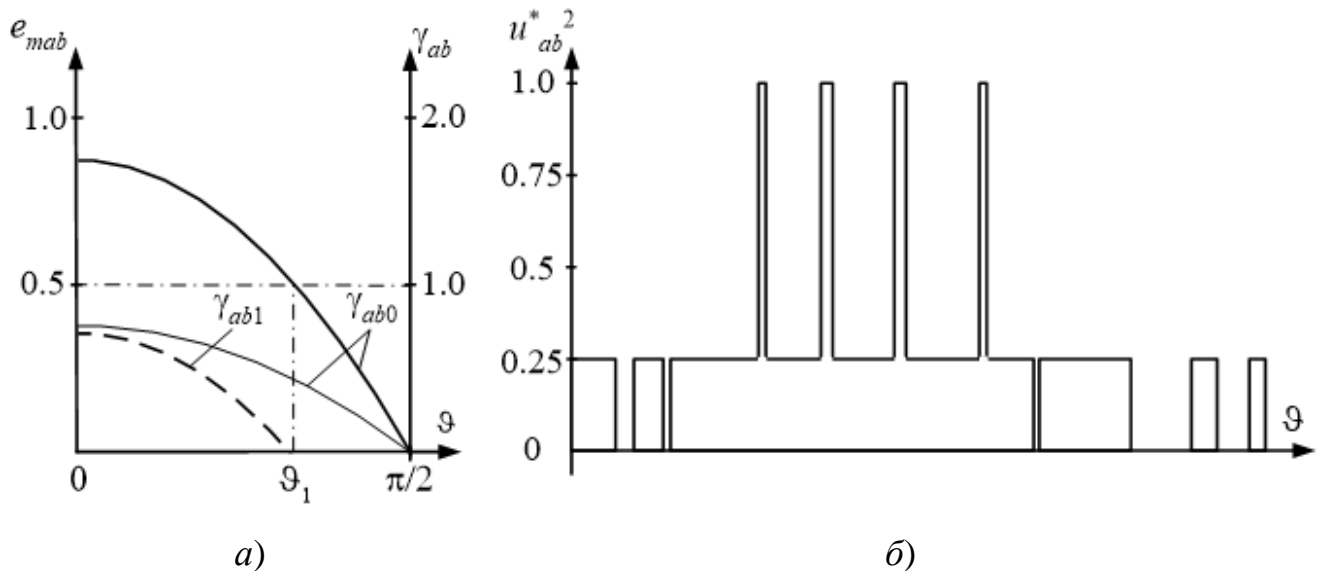


Рисунок 2.17 – Линейный модулирующий сигнал и квадрат линейного напряжения трехуровневого АИН

Определим величину глубины модуляции, начиная с которой возможно возникновение третьего уровня в кривой линейного напряжения (единичный диапазон M). Назовем этот интервал времени «Интервал 1». Он начинается при глубине модуляции, которая обеспечивает коэффициент заполнения импульсов линейного двухуровневого напряжения, равный единице. При выбранном начале отсчета это, очевидно, будет выполняться при $\vartheta = 0$. Тогда правомерна будет следующая запись:

$$\gamma_{ab0}(0) = 1 = 2M \sin(\pi/m) \cos \vartheta$$

Из последнего уравнения можно определить граничное значение глубины модуляции:

$$M_1 = \frac{1}{2 \sin(\pi/m)} \quad (2.42)$$

Данная величина в свою очередь зависит от числа фаз АИН m . Определим начальное значение фазы m_0 , начиная с которого в линейном напряжении в принципе не возможен *Интервал 1*. Нетрудно видеть, что этому значению также соответствует глубина модуляции $M = 1$. С учетом последнего замечания из уравнения (2.42) для ЗУ-АИН можно получить:

$$m_1 \leq \pi / \arcsin(1/2) = 6$$

Таким образом, чтобы в ЗУ-АИН при регулировании 1-й гармоники появилась *Интервал 1*, т.е. была сформирована трехуровневая кривая линейного напряжения, необходимо, чтобы число фаз в ЗУ-АИН было меньше шести. В дальнейшем будем считать, что это условие всегда выполняется.

Как было сказано выше, *Интервал 1*, если он имеет место, начинается с момента $\vartheta = 0$ и продолжается до некоторого значения ϑ_1 (см. рисунок 2.17 *a*), после которого в кривой линейного напряжения остаются только два уровня напряжения («*Интервал 2*»). Приравняв коэффициент заполнения линейного двухуровневого напряжения (2.41) к единице и решив его относительно ϑ , получим следующее:

$$\vartheta_1 = \arccos \frac{1}{2M \sin(\pi/m)} \quad (2.43)$$

Определим коэффициент заполнения импульсов, формирующих третий уровень линейного напряжения, также рассматривая его как непрерывную функцию. Данный уровень появляется, когда коэффициент заполнения импульсов линейного напряжения, определяемый выражением (2.41), становится (теоретически) больше единицы. По сути дела, длительность новых импульсов равна длительности перекрытия формируемых их импульсов фазного напряжения. На рисунке 2.17 *a* непрерывная функция коэффициента заполнения импульсов третьего

уровня соответствует превышению утолщенной кривой над уровнем $\gamma_{ab} = 1$, или, что то же самое превышением ЛМС над уровнем $e_{mab} = 0.5$. Следовательно, коэффициент заполнения дополнительных импульсов, формирующих третий уровень линейного напряжения γ_{ab1} , может быть определен как

$$\gamma_{ab1}(\vartheta) = \gamma_{ab0}(\vartheta) - 1 = 2M \sin(\pi/m) \cos \vartheta - 1$$

На рисунке 2.17 а коэффициент заполнения импульсов третьего уровня обозначен штриховой линией. Амплитуда этих импульсов тоже равна A , поэтому в относительных единицах выражение для кривой напряжения дополнительных импульсов можно описать как

$$\Delta u_{ab}^*(\vartheta) = A\gamma_{ab0}(\vartheta) = A(2M \sin(\pi/m) \cos \vartheta - 1) \quad (2.44)$$

В общем случае действующее значение линейного напряжения с учетом симметрии IV-го рода синусоидального сигнала вычисляется по формуле:

$$U_{ab} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} u_{ab}^2(\vartheta) d\vartheta}$$

Рассмотрим квадрат мгновенного значения линейного напряжения, изображенного на рисунке 2.16, который представлен на рисунке 2.17 б. Длительности всех импульсов, т.е. функции коэффициентов заполнения, остались теми же самыми, изменилась только их амплитуда. Причем необходимо иметь в виду, что в центральной части полуволны квадрат линейного напряжения состоит из двух компонентов: постоянного основания с амплитудой 0.25 и модулируемых по длительности импульсов, которые заменяются непрерывной функцией, описываемой выражением (2.44). С учетом вышесказанного квадрат мгновенного значения линейного напряжения описывается следующим образом:

Интервал 1: $0 \div \vartheta_1$.

$$u_{ab1}^{*2}(\vartheta) = 0.75(2M \sin(\pi/m) \cos \vartheta - 1) + 0.25 = 0.5(3M \sin(\pi/m) \cos \vartheta - 1) \quad (2.45)$$

Интервал 2: $\vartheta_1 \div \pi/2$.

$$u_{ab1}^{*2}(\vartheta) = 0.25 \cdot 2M \sin(\pi/m) \cos \vartheta = \frac{M}{2} \sin(\pi/m) \cos \vartheta \quad (2.46)$$

Последнее выражение также справедливо для всего интервала $0 \div \pi/2$, когда глубина модуляции $M < M_1$. Для данного условия, интегрируя выражение (2.46) на всей четверти периода, можно вывести следующее выражение:

$$U_{ab0}^* = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{M}{2} \sin(\pi/m) \cos \vartheta d\vartheta} = \sqrt{\frac{M}{\pi} \sin(\pi/m)} \quad (2.47)$$

Для диапазона глубины модуляции $M > M_1$, интегрируя выражения (2.45) и (2.46) на соответствующих интервалах и суммируя результаты, получим следующее выражение для действующего значения линейного напряжения:

$$U_{ab1}^* = \sqrt{\frac{M}{\pi} \sin(\pi/m) (2 \sin \vartheta_1 + 1) - \frac{\vartheta_1}{\pi}} \quad (2.48)$$

Обозначения действующих значений в формулах (2.47) и (2.48) соответственно снабжены индексами «0» и «1», т.к. они соответствуют нулевому и единичному интервалу изменения глубины модуляции. Подкоренное выражение в формуле (2.48) имеет более сложную структуру, по сравнению с (2.47), так как при $M > M_1$ на четверти периода имеют место два подинтервала, на каждом из которых линейное напряжение описывается своим выражением.

Напомним, что действующее значение основной гармоники линейного напряжения для СШИМ (см. выражение (2.39) и комментарий к ней) равно

$$U_{ab(1)}^* = \frac{M}{\sqrt{2}} \sin(\pi/m),$$

Примечание - В последней формуле индекс первой гармоники «1» заключен в круглые скобки, чтобы отличать переменные, относящиеся к 1-му подинтервалу.

Тогда можно вывести выражения и для коэффициентов гармоник:

$$\underline{M < M_1}$$

$$K_{\Gamma 0} = \sqrt{\frac{2}{\pi M \sin(\pi/m)} - 1} \quad (2.49)$$

$$\underline{M > M_1}$$

$$K_{\Gamma 1} = \sqrt{\frac{2(2 \sin \vartheta_1 + 1)}{\pi M \sin(\pi/m)} - \frac{2\vartheta_1}{\pi M^2 \sin^2(\pi/m)} - 1} \quad (2.50)$$

Таким образом, полученные аналитические соотношения (2.42), (2.43) и (2.47)÷(2.50) полностью характеризуют действующее значение и коэффициент гармоник линейного напряжения ЗУ-АИН при произвольном значении числа фаз. Подставляя в них конкретную величину фазы, можно получить формулы, соответствующие конкретной схеме преобразователя.

Данные соотношения были проверены в программе PSIM для ЗУ-АИН с разным числом фаз и способом управления СШИМ. Экспериментальные и теоретические кривые полностью совпали. Также были получены аналогичные характеристики для способов СШИМ с добавлением СНП. Анализ результатов моделирования показал, для ЗУ-АИН, как и для двухуровневой топологии, справедлив сформулированный автором принцип подобия способов управления ППС (см. п.п. 2.3.1). В соответствии с этим, полученный набор формул можно сделать инвариантным к числу фаз, если «привязаться» к линейному диапазону глубины модуляции двухфазного ЗУ-АИН с СШИМ, которая уже становится обобщенной и обозначается M^* . При этом формулы также упрощаются, т.к. $\sin(\pi/2) = 1$. Результаты такой «привязки» приведены в таблице 2.5 и на рисунке 2.18 для двух-, трех- и пятифазного ЗУ-АИН. Представленные в таблице формулы справедливы для всех упомянутых топологий и способов управления, с точностью до линейного диапазона обобщенной глубины модуляции ΔM^* , значения которого указаны в таблице.

На рисунке 2.18, который аналогичен рисунку 2.9, совмещены две обобщенные кривые: коэффициент гармоник и амплитуда 1-й гармоники, - в зависимости от обобщенной глубины модуляции. Верхние границы линейного диапазона регулирования для соответствующего числа фаз и для способов на рисунке выделены вертикальными линиями. Штрихпунктирные линии соответствуют способам СШИМ, пунктирные линии - способам СШИМ с сигналами нулевой последовательности. При больших значениях глубины модуляции уже начинаются зоны перемодуляции, в которых кривые имеют другой вид. Так, на рисунке 2.18 для областей перемодуляции регулировочные характеристики АИН изображены нелинейными пунктирными линиями.

Таблица 2.5 – Обобщенные выходные характеристики ЗУ-АИН

Параметр	$m=2$	$m=3$		$m=5$	
	СШИМ	СШИМ	СШИМ+3	СШИМ	СШИМ+5
$\sin(\pi/m)$	1.0	$\sqrt{3}/2$		0.588	
K_m			$2/\sqrt{3}$		1.0515
ΔM^*	0÷1.0	$0 \div \sqrt{3}/2$	0÷1.0	0÷0.588	0÷0.618
U_{1m}^*	M^*				
U_1^*	$M^* / \sqrt{2}$				
	$M^* \leq M_1^*$			$M^* \geq M_1^*$	
U^*	$\sqrt{\frac{M^*}{\pi}}$			$\sqrt{\frac{M^*}{\pi} (2 \sin \vartheta_1 + 1) - \frac{\vartheta_1}{\pi}}$	
K_Γ	$\sqrt{\frac{2}{\pi M^*} - 1}$			$\sqrt{\frac{2}{\pi M^*} (2 \sin \vartheta_1 + 1) - \frac{2\vartheta_1}{\pi M^{*2}} - 1}$	
M_1^*	1/2				
ϑ_1	$\arccos[1/(2M^*)]$				

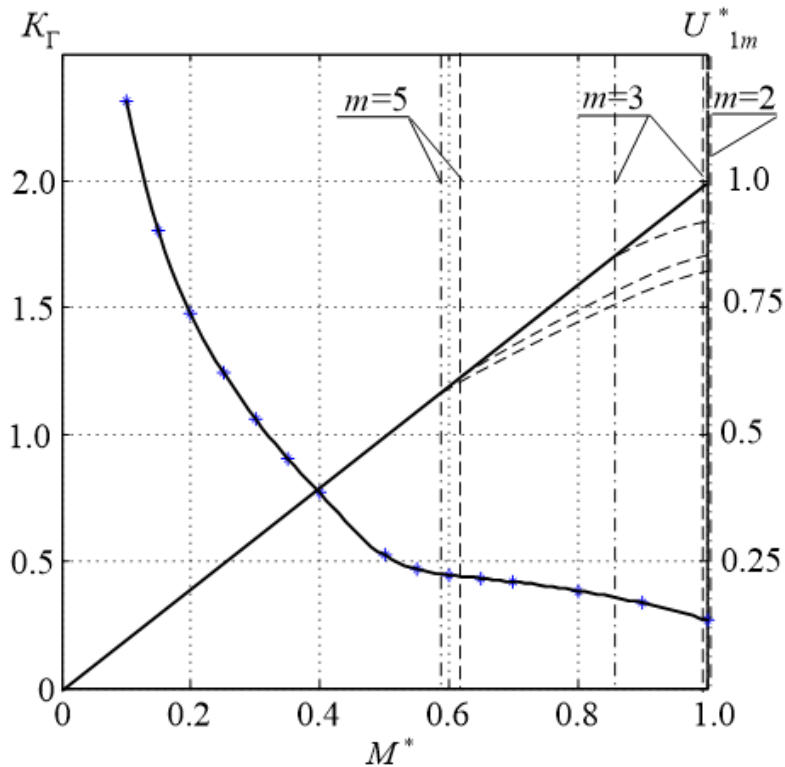


Рисунок 2.18 – Обобщенные выходные характеристики ЗУ-АИН

Если обобщенные регулировочные характеристики АИН на рисунке 2.9 и рисунке 2.18 совпадают, то зависимость коэффициента гармоник от глубины модуляции отличается. При $M^* = 0.5$ в ней имеет место излом, обусловленный переходом от двухуровневой формы линейного напряжения к трехуровневой. Естественно, что значения K_Γ в первой половине диапазона M^* однозначно соответствуют значениям этого же параметра на рисунке 2.9 только в диапазоне $M^* = 0 \div 1.0$. Во второй половине диапазона обобщенной глубины модуляции значения K_Γ уменьшаются, но изменяются уже по другой, несколько выпуклой кривой.

От базового варианта, как и в случае 2У-АИН, другие сочетания фаз и способов управления отличаются только величиной линейного диапазона изменения глубины модуляции ΔM , которая в общем случае определяется произведением $K_m \sin(\pi/m)$. Чтобы в этом случае перейти к конкретным формулам, необходимо в общих выражениях перед обобщенной глубиной модуляции M^* , поставить соответствующий коэффициент $\sin(\pi/m)$. При этом все параметры будут уже выражены в значениях глубины модуляции M – параметра системы управления.

2.5.2 Обобщенные формулы линейного напряжения m -фазного L -уровневого АИН

После анализа характеристик линейного напряжения m -фазного трехуровневого АИН был проведен аналогичный анализ четырехуровневого АИН, результаты которого приведены в [246]. Сравнение полученных соотношений для двух-, трех- и четырехуровневого АИН [239, 243, 246], позволило выявить закономерности появления в них новых компонентов, обусловленных увеличением числа уровней в линейном напряжении. На основании этого были составлены формулы для действующего значения (в относительных единицах) и коэффициента гармоник линейного напряжения в общем виде - для m -фазного L -уровневого МУ-АИН. Они представлены в таблице 2.6, в которую также включено выражение для регулировочной характеристики преобразователя. Полученные соотношения были

проверены в среде моделирования *PSIM* для 5-уровневого АИН с СШИМ и получили свое подтверждение.

Таблица 2.6 – Выходные характеристики m -фазного МУ-АИН

Параметр	Выражение
ΔM	$0 \div 1.0 (K_m)$
U_{1m}^*	$M \sin(\pi/m)$
U_K^*	$\sqrt{\frac{2 \sin(\pi/m) M}{\pi(L-1)} \left(1 + 2 \sum_{i=1}^K \sin \vartheta_i\right) - \frac{4}{\pi(L-1)^2} \sum_{i=1}^K i \cdot \vartheta_i}$
K_{Γ_K}	$\sqrt{\frac{4(1 + 2 \sum_{i=1}^K \sin \vartheta_i)}{\pi(L-1) \sin(\pi/m) M} - \frac{8 \sum_{i=1}^K i \cdot \vartheta_i}{\pi(L-1)^2 [\sin(\pi/m) M]^2} - 1}$
M_i^*	$i / [(L-1) \sin(\pi/m)]$
ϑ_i	$\arccos\{i / [(L-1) \sin(\pi/m) M]\}$
m_i	$m_i < \pi / \arcsin[i / (L-1)]$

В выражениях, приведенных в таблице 2.6, используются следующие переменные: $K=0 \dots (L-2)$ – номер диапазона глубине модуляции, соответствующий одинаковой форме линейного напряжения; $i=1 \dots K$ – количество слагаемых в конечных рядах под знаком корня, равное числу точек переходов между уровнями напряжений. Причем, подразумевается, что при $K=0$ число членов рядов равно нулю, и что число уровней $L \geq 2$. Т.к. для каждого диапазона глубины модуляции K имеет место своя форма линейного напряжения (число уровней), то для каждого этого диапазона выражения для выходных параметров имеют свой вид, что в таблице 2.6 отражено одноименным индексом (U_K^*, K_{Γ_K}). Кроме того, в таблице приведены параметры, описывающие i -е точки перехода с одного уровня на дру-

гой. Причем, ϑ_i – это момент перехода с $(i+1)$ -го уровня на $(i+2)$ -й уровень (начало отсчета – в положительном экстремуме линейного модулирующего сигнала); m_i – число фаз, меньше которого возможно появление $(i+2)$ -го уровня; M_i – величина глубины модуляции, начиная с которой в кривой линейного напряжения появляется $(i+2)$ -й уровень (при выполнении выражения для m_i).

Формулы в таблице 2.6 соответствуют способу СШИМ. Однако, как это было показано ранее для двух- и трехуровневого АИН, они будут справедливы и для способов управления СШИМ с вводом в модулирующий сигнал гармоник нулевой последовательности. Чтобы отразить особенности этих способов, необходимо учесть соответствующие коэффициенты расширения K_m диапазона регулирования первой гармоники по глубине модуляции ΔM (см. выражение 2.21). Таким образом, для способов СШИМ с СНП формулы сохраняются, меняется лишь линейный диапазон, который будет равен $\Delta M = 0 \div K_m$, (см. таблицу 2.6).

В соответствии с вышесказанным и принципом подобия способов, полученный набор формул можно сделать инвариантным к числу фаз, если «привязаться» к линейному диапазону глубины модуляции базового двухфазного ЗУ-АИН с СШИМ, которая уже становится обобщенной и обозначается M^* . При этом формулы также упрощаются, т.к. $\sin(\pi/2) = 1$. От базового варианта другие сочетания фаз и способов управления отличаются только величиной линейного диапазона изменения глубины модуляции ΔM^* , верхняя граница которого в общем случае определяется произведением $K_m \sin(\pi/m)$. В таблице 2.7 для $m=2, 3, 5, 7$ и рассматриваемых способов управления представлена такая интерпретация в виде формул, а на рисунке 2.19 для тех же значений фаз и числа уровней $L=2 \div 6$ – в виде графиков. На рисунке 2.19 *a* и *б* соответственно представлены графические зависимости от обобщенной глубины модуляции коэффициента гармоник и амплитуды первой гармоники (область больших значений M^*) линейного напряжения.

На обоих графиках линейные области существования данных зависимостей для МУ-АИН с разным числом фаз и способов управления ограничиваются верти-

кальными линиями. Штрихпунктирная линия соответствует способам СШИМ, пунктирная линия - способам СШИМ с гармониками нулевой последовательности. При больших значениях глубины модуляции будут иметь место уже зоны перемодуляции, в которых кривые принимают другой вид. Для иллюстрации этого факта на рисунке 2.19 б для соответствующих областей перемодуляции регулировочные характеристики МУ-АИН обозначены пунктирными линиями.

Таблица 2.7 – Обобщенные выходные характеристики m -фазного МУ-АИН

Параметр	$m=2$	$m=3$		$m=5$		$m=7$	
	СШИМ	СШИМ	СШИМ+3	СШИМ	СШИМ+5	СШИМ	СШИМ+7
$\sin\left(\frac{\pi}{m}\right)$	1.0	0.866		0.588		0.434	
K_m			1.15		1.0515		1.026
ΔM^*	0÷1.0	0÷0.866	0÷1.0	0÷0.588	0÷0.618	0÷0.434	0÷0.445
U_{1m}^*	M^*						
U_K^*	$\sqrt{\frac{2M^*}{\pi(L-1)}\left(1+2\sum_{i=1}^K \sin \vartheta_i\right) - \frac{4}{\pi(L-1)^2} \sum_{i=1}^K i\vartheta_i}$						
$K_{\Gamma K}$	$\sqrt{\frac{4}{\pi(L-1)M^*}\left(1+2\sum_{i=1}^K \sin \vartheta_i\right) - \frac{8}{\pi(L-1)^2 M^{*2}} \sum_{i=1}^K i\vartheta_i} - 1$						
M_i^*	$\arccos\{i/[(L-1)M^*]\}$						
ϑ_i	$i/(L-1)$						
m_i	$m_i < \pi / \arcsin[i/(L-1)]$						

Нетрудно видеть, что графики, приведенные на рисунке 2.19, включают в себя кривые, представленные на рисунке 2.9 и рисунке 2.18. Закономерности, выявленные ранее для данных зависимостей (изломы в кривой K_{Γ} , различные величины линейных диапазонов регулирования первой гармоники напряжения), присутствуют (и даже в большей степени) и на рисунке 2.19.

Приведенные выше результаты обобщенного анализа линейного напряжения m -фазного L -уровневого МУ-АИН опубликованы в работах [247, 248].

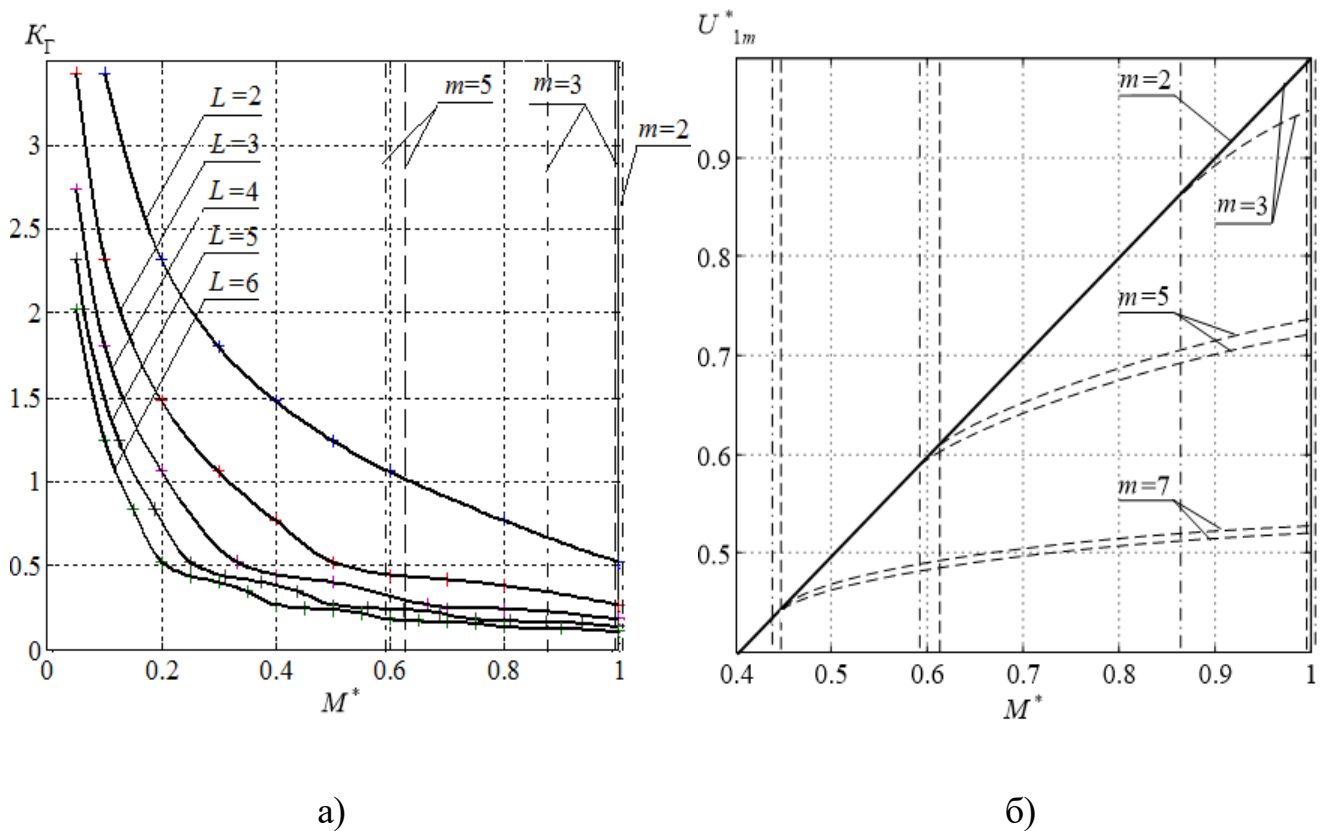


Рисунок 2.19 – Графики обобщенных выходных характеристик m -фазного МУ-АИН

Полученные выше обобщенные формулы справедливы не только для двух-уровневых АИН, а также МУ-АИН с конфигурацией типа NPC и опорными сигналами по варианту PD . Их следует рассматривать, скорее, как результат анализа формы кривой напряжения, безотносительно варианта ее реализации. Формулы будут справедливы и для других типов МУ-АИН (каскадных, с плавающими конденсаторами и т.д.), у которых будет такая же форма напряжения и для которых можно сформировать соответствующий виртуальный линейный модулирующий сигнал. Также, в силу дуальности автономных инверторов напряжения и тока, все выше сказанное будет справедливо и для соответствующих импульсных кривых выходных токов двух- и многоуровневых АИТ. Данный вопрос будет рассмотрен в разделе 2.9.

2.6 Выбор критериев энергоэффективности автономных инверторов с ШИМ

Эффективность преобразования электрической энергии в автономных инверторах, в частности в АИН, характеризуется, в основном, тремя показателями: амплитудой первой гармоники напряжения, качеством входной и выходной энергии и потерями в самом преобразователе. При одной и той же топологии ПП все эти три показателя зависят от способа управления.

Первый показатель определяет эффективность использования преобразователем источника питания по напряжению. Как известно, максимальная амплитуда основной гармоники обеспечивается при 180-градусном управлении АИН. Остальные два показателя определяют в целом потери электрической энергии в системе «АИН-нагрузка». Поэтому не случайно к способам управления помимо обеспечения по определенному закону регулирования в заданном диапазоне напряжения и частоты на выходе АИН, предъявляются требования минимизации потерь в нагрузке (например, в асинхронном двигателе) и в самом преобразователе [37, 42, 44, 249].

Процесс преобразования и регулирования электрической энергии в АИН осуществляется полупроводниковыми приборами, работающими в ключевом режиме, что является причиной возникновения высших гармоник на входе и выходе преобразователя и, соответственно, дополнительных потерь в его входных и выходных цепях. В СЭ для оценки этих процессов чаще всего используются те или иные показатели некачественности электроэнергии (ПНЭ) [42]. Это не в последнюю очередь определяется тем, что потери, как правило, пропорциональны величине ПНЭ.

При этом надо иметь в виду следующее. Для большинства случаев применения АИН основную негативную роль в системе в целом играют ближайшие к основной гармонике (или к постоянной составляющей для входного тока АИН) компоненты спектра. Например, в асинхронном двигателе, который, в первом приближении, можно представить RL -нагрузкой, именно эта часть спектра определяет дополнительные потери в обмотках статора и пульсации электромагнитно-

го момента [249]. В системах электроснабжения синусоидальным током низкочастотные компоненты спектра определяют массогабаритные показатели входных и выходных фильтров АИН [250, 251].

Периодическую несинусоидальную функцию, каковой является выходное напряжение АИН, оценивают чаще всего таким ПНЭ как коэффициент гармоник, или коэффициент несинусоидальности. Однако полной характеристики напряжения он не дает, т.к. является только функцией амплитуд гармонических составляющих и не учитывает их место в спектре кривой выходного напряжения. При этом сигналы различной формы могут иметь одно и то же значение коэффициента гармоник. Об этом также говорят приведенные выше результаты сравнительного анализа способов управления m -фазным L -уровневым АИН с ШИМ.

Некачественность выходной энергии также оценивают по коэффициенту гармоник тока нагрузки. Несмотря на большую информативность, данный показатель имеет существенные недостатки: сложность вычисления, «привязка» к параметрам конкретной нагрузки, зависимость от используемой ее математической модели. В этом плане удобнее использовать «взвешенный» коэффициент гармоник (*weighted total harmonic distortion - WTHD*) [44, 112, 114], в котором амплитуда каждой гармоники делится на свой номер. При этом подчеркиваются ближайшие к первой высокочастотные составляющие спектра, значение коэффициента приближается к коэффициенту гармоник выходного тока, но вычисляется гораздо проще.

Указанный взвешенный коэффициент гармоник напряжения является одним из компонентов системы показателей некачественности электроэнергии, предложенной в [42]: системы интегральных коэффициентов гармоник (ИКГН) q -го порядка, которые в общем виде определяются:

$$K_{\Gamma}^{(q)} = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_k}{k^q} \right)^2} \quad (2.51)$$

где U_1, U_k – соответственно действующее (или амплитудное) значение первой и k -й гармоники;

q – порядок ИКГН, представляющий собой любое положительное целое или дробное число.

Содержательно эти коэффициенты показывают качество напряжения после прохождения через идеальные интегрирующие фильтры q -го порядка, полагая, что такой фильтр пропускает без изменения первую гармонику и ослабляет высшие в число раз, равное номеру гармоники в степени, равной порядку фильтра. С другой стороны, если RL -нагрузку, например, асинхронный двигатель, в первом приближении для высших гармоник считать чисто индуктивной нагрузкой, что часто делают для упрощения анализа [42, 44], то коэффициент гармоник тока будет равен ИКГН 1-го порядка.

В соответствии с вышесказанным, ИКГН 1-го порядка предлагается использовать как критерий энергоэффективности как для синтеза закона модуляции, так и для сравнительного анализа способов управления. При этом под энергоэффективностью будем понимать следующее.

Известно, что активные потери в нагрузке от синусоидального тока определяются соотношением:

$$\Delta P = I^2 R$$

При питании от АИН в токе нагрузки появляются высокочастотные компоненты, которые определяют дополнительные активные потери:

$$\Delta P_h = I_h^2 R$$

где I_h – действующее значение высокочастотных компонентов тока нагрузки.

Выразив этот ток через коэффициент гармоник тока, получим:

$$\Delta P_h = I_h^2 R = (K_{ГТ} I)^2 R$$

или, при допущении о чисто индуктивной нагрузке для высших гармоник,

$$\Delta P_h = (K_{Г}^{(1)} I)^2 R \tag{2.52}$$

Другими словами, минимизируя ИКГН 1-го порядка, мы минимизируем дополнительные потери в нагрузке, причем в квадратичной зависимости.

В пользу взвешенного коэффициента гармоник также говорит тот факт, что он широко используется за рубежом для анализа и сравнения способов управления и топологий АИН [44, 112, 225, 226].

Хотя ИКГН-1 выражается через спектр взвешенных гармоник, необходимо заметить, что этот параметр формально не требует вычисления с помощью декомпозиции спектра и может быть получен интегральным способом [44]. Так, в общем случае, из-за присущей симметрии, выходное напряжение АИН может быть выражено как четная функция в компонентах косинусоидальных гармоник:

$$u(\vartheta) = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cos k\vartheta \quad (2.53)$$

где ϑ - безразмерное время.

Если проинтегрировать обе части последнего уравнения и результат возвести в квадрат, то получим:

$$\left(\int_0^{\vartheta} u(\vartheta) d\vartheta \right)^2 = \left(\sum_{k=1}^{\infty} \frac{U_k}{k} \sin k\vartheta \right)^2 \quad (2.54)$$

Интегрирование обеих частей уравнения снова на периоде основной гармоники возвращает нам

$$\int_0^{2\pi} \left(\int_0^{\vartheta} u(\vartheta) d\vartheta \right)^2 d\vartheta = \pi \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{U_k}{k} \right)^2 \quad (2.55)$$

Заметим, что все члены правой части этого выражения, содержащие произведение тригонометрических функций двух различных частот, равны нулю при интегрировании на периоде. Используя выражение (2.51) для $q=1$, из (2.55) можно получить

$$K_{\Gamma}^{(1)} = \sqrt{\frac{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left(\int_0^{\vartheta} u(\vartheta) d\vartheta \right)^2 d\vartheta}{U_1^2} - 1} \quad (2.56)$$

Равенство (2.56) может быть использовано для численного вычисления ИКГН-1 в замкнутой форме, причем более точно, чем традиционно из суммы гармонических компонентов. Этот метод (или форма представления ИКГН-1) устраняет неопределенность в завершении используемого гармонического ряда для обеспечения заданной точности при вычислениях. Выражение (2.56), в частности, используется для определения ИКГН-1 выходного напряжения МУ-АИН с амплитудно-импульсной модуляцией [44].

Однако упомянутый интегральный коэффициент имеет недостаток, он зависит от кратности частот опорного и модулирующего сигналов: с увеличением кратности он уменьшается и наоборот. С целью математического описания данной зависимости обратимся к спектрам напряжений. Анализ спектров выходных напряжений 2У-АИН для всех синусоидальных способов ШИМ [44, 74, 79, 97, 98] показывает, что они имеют следующую типовую структуру: основную гармонику и набор комбинационных групп гармоник. В данных группах гармоники располагаются симметрично вокруг гармоник, частота которых пропорциональна кратности K_p . В комбинационной группе амплитуды гармоник по мере удаления от центра быстро уменьшаются до нуля (см. рисунок 2.20 а).

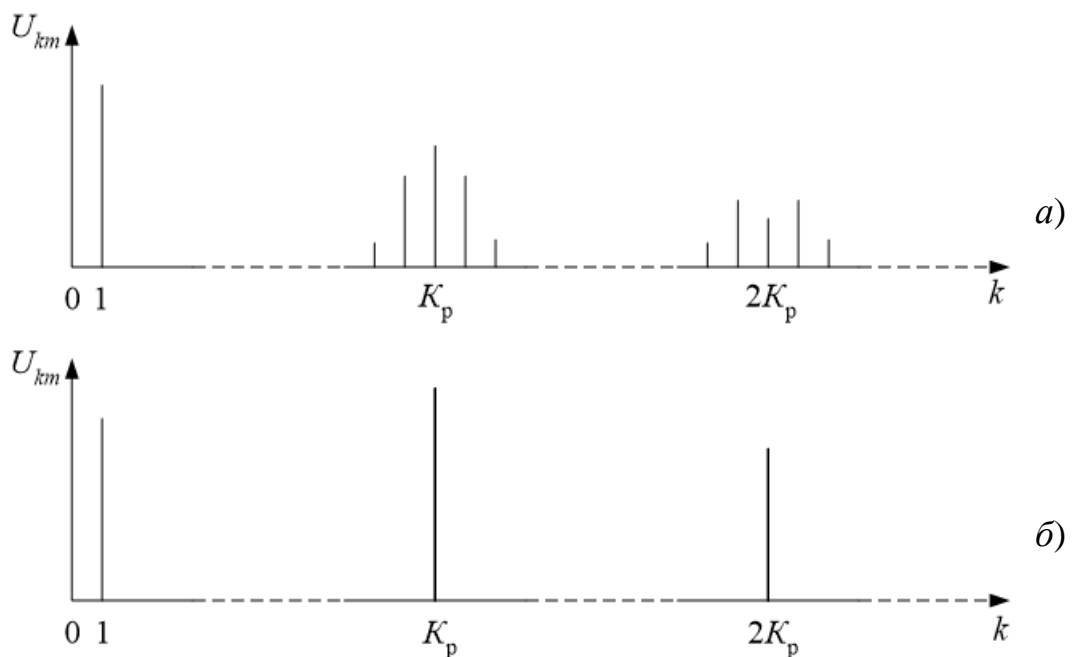


Рисунок 2.20 – Эквивалентное преобразование спектра при большой кратности

Примечание – Сказанное выше справедливо для спектра фазного напряжения АИН при соединении нагрузки в m -фазную звезду с нулевым проводом. Как известно, в спектрах фазного напряжения при соединении нагрузки в звезду без нулевого провода и линейного напряжения исчезают гармоники нулевой последовательности (могут исчезнуть и гармоники пропорциональные кратности), однако структура спектра при этом не меняется и все сказанное ниже остается в силе.

В соответствии с этим при большой кратности можно пренебречь «шириной» комбинационной группы по сравнению с расстоянием (в частотном смысле) между комбинационными группами, и заменить каждую из них одной эквивалентной гармоникой, действующее значение которой равно сумме квадратов всех значащих гармоник, входящих в эту группу, а номер равен номеру центральной гармоники (см. рисунок 2.20 б).

Тогда ИКГН-1 можно записать в следующем виде:

$$K_{\Gamma}^{(1)} = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{p=1}^{\infty} \left(\frac{U_p}{K_p p} \right)^2}$$

где U_p – эквивалентное действующее значение гармоник p -й комбинационной группы спектра.

Если в предыдущем равенстве вынести кратность из-под корня и умножить обе его части на K_p , то получим следующее соотношение:

$$K_{\Gamma}^{(1)} K_p = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{p=1}^{\infty} \left(\frac{U_p}{p} \right)^2} \quad (2.57)$$

Таким образом, произведение ИКГН-1 на кратность уже от величины кратности не зависит и определяется только амплитудами гармоник спектра, деленными на свой номер (правда, в несколько ином виде, обусловленном допущением о большой величине кратности). А так как для каждого метода ШИМ распределение гармоник в спектре по отношению к первой, как правило, индивидуально, то данное выражение представляет собой персональную характеристику способа, учитывающую как вес высших гармоник, так и степень их приближения к основной гармонике. Соответственно эта характеристика и может быть тем парамет-

ром, который позволит адекватно сравнить между собой способы ШИМ с точки зрения их влияния на энергоэффективность управляемого инвертора.

Так как вывод выражения (2.57) произведен в самом общем виде, то оно справедливо (при большой кратности) для любых способов ШИМ и топологий АИН, обеспечивающих указанную выше структуру спектра напряжения. Подобные выражения можно также вывести для ИКГН произвольного q -го порядка. В общем виде эти зависимости имеют вид:

$$K_{\Gamma}^{(q)}(K_p)^q = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{p=1}^{\infty} \left(\frac{U_p}{p^q} \right)^2} \quad (2.58)$$

Примечание – Понятие «большая кратность», точнее ее нижняя граница, для разных способов ШИМ имеет разное значение. Как покажет дальнейший анализ, а также на основании данных приведенных в [44], можно сказать, что она может меняться от 12 до 30. Так как частота коммутации в современных преобразователях достигает единиц и десятков кГц (в зависимости от используемого типа силовых ключей), то можно сказать, что практически все они работают в диапазоне «больших кратностей» и выражения (2.57) и (2.58) для них справедливы.

Кроме того, выражение типа (2.58) обладает следующими возможностями. Если для него (при заданном способе ШИМ) имеется аналитическая зависимость (полученная теоретически или экспериментально), то поделив ее на нужную кратность в q -й степени, можно получить выражение для соответствующего коэффициента ИКГН. Также возможно и другое. Если известна зависимость ИКГН q -го порядка от глубины модуляции для определенной кратности, то для другой кратности эта зависимость находится обыкновенным пересчетом: отношение двух ИКГН q -го порядка обратно-пропорционально отношению соответствующих кратностей в q -й степени. Эти возможности существенно упрощают анализ способов управления и расчет преобразователя.

С практической точки зрения более важным параметром является не кратность, а число коммутаций, напрямую определяющее коммутационные потери в АИН. Кроме того, в ряде способов управления процедура формирования выходного напряжения довольно сложная и характеризуется наличием коммутаций, не связанных с опорным и модулирующим напряжением, или отсутствием вообще коммутаций на некоторых интервалах периода выходной частоты. Поэтому для

сравнительного анализа способов управления предлагается использовать *приведенный* ИКГН 1-го порядка [230], который определяется как

$$K_{\Gamma_{\text{пр}}}^{(1)} = K_{\Gamma}^{(1)} K_{\text{кф}} \quad (2.59)$$

где $K_{\text{кф}}$ – число коммутаций в фазе АИН на периоде выходной частоты.

Приведенный ИКГН первого порядка представляет собой интегральную величину, характеризующую закон модуляции (т.е. качество выходной энергии АИН), умноженную на коэффициент пропорциональности, характеризующий алгоритм переключения (число коммутаций) данного способа управления.

На основании вышесказанного можно выделить следующие достоинства приведенного ИКГН 1-го порядка:

а) наиболее полно характеризует способ управления: говорит не только о качестве выходной энергии (законе модуляции), но и средствах (числе коммутаций), за счет которых получено данное качество (т.е. алгоритме переключения);

б) его минимизация обеспечивает уменьшение в квадратичной зависимости как дополнительных потерь в нагрузке, так и коммутационных потерь (в пропорциональной зависимости) в преобразователе;

в) позволяет сравнивать способы управления в равных условиях, т.к. в этом случае способы не зависят от особенностей процессов коммутации в преобразователе.

Рассмотренные выше коэффициенты используются в последующих разделах как **критерии эффективности энергетических процессов АИН**: для синтеза закона модуляции – ИКГН 1-го порядка, для сравнительного анализа способов управления как обыкновенный, так и приведенный ИКГН 1-го порядка. Причем дополнительным условием сравнения является, в соответствии с ППС, одинаковый уровень первой гармоники выходного напряжения инвертора.

Поскольку детальное сравнение подразумевает комплексную оценку способа, то аналогично выходному напряжению указанные выше коэффициенты можно использовать и для входного тока АИН [230]. При этом формулы (2.51) и (2.59) применительно к интегральному коэффициенту гармоник входного тока (ИКГТ) 1-го порядка принимают следующий вид:

$$K_{\Gamma T}^{(q)} = \frac{1}{I_d} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{I_{dk}}{k^q} \right)^2}, \quad K_{\Gamma T_{\text{пр}}}^{(1)} = K_{\Gamma T}^{(1)} K_{\text{кф}} \quad (2.60)$$

где I_d – постоянная составляющая входного тока (среднее значение, нулевая гармоника);

I_{dk} – действующее значение k -й гармоники входного тока. Данные коэффициенты, в частности, могут быть использованы при расчете входных фильтров АИН. Так, с использованием прямых методов расчета можно показать, что ИКГТ 1-го порядка равен коэффициенту гармоник напряжения на входной емкости автономного инвертора напряжения.

Эффективность использования приведенного ИКГН 1-го порядка для сравнительного анализа способов ШИМ показана в следующем разделе.

2.7 Использование приведенного ИКГН 1-го порядка для сравнительного анализа способов ШИМ

В работе [243] анализировалось выходное напряжение трехфазного двухуровневого АИН, управляемого методами СШИМ, СШИМ+3 и методом дискретной ШИМ (ДШИМ-1) с использованием простого и приведенного ИКГН 1-го порядка. Результаты анализа приведены на рисунке 2.21.

На рисунке 2.21 *a* показаны графики ИКГН 1-го порядка для разных кратностей и рассматриваемых способов. Тонкие линии соответствуют способу ДШИМ-1, утолщенные линии – способу СШИМ, утолщенные пунктирные – способу СШИМ+3. Из графиков видно, что по ИКГН 1-го порядка анализируемые способы, в отличие от сравнения по K_{Γ} , «размежевались» друг от друга, т.е. их уже можно оценивать по принципу «хуже-лучше». Однако при сравнении нужно учитывать кратность и/или число коммутаций. Как известно, способ ДШИМ-1 имеет на треть коммутаций меньше, что затрудняет сравнительную оценку при одинаковых кратностях.

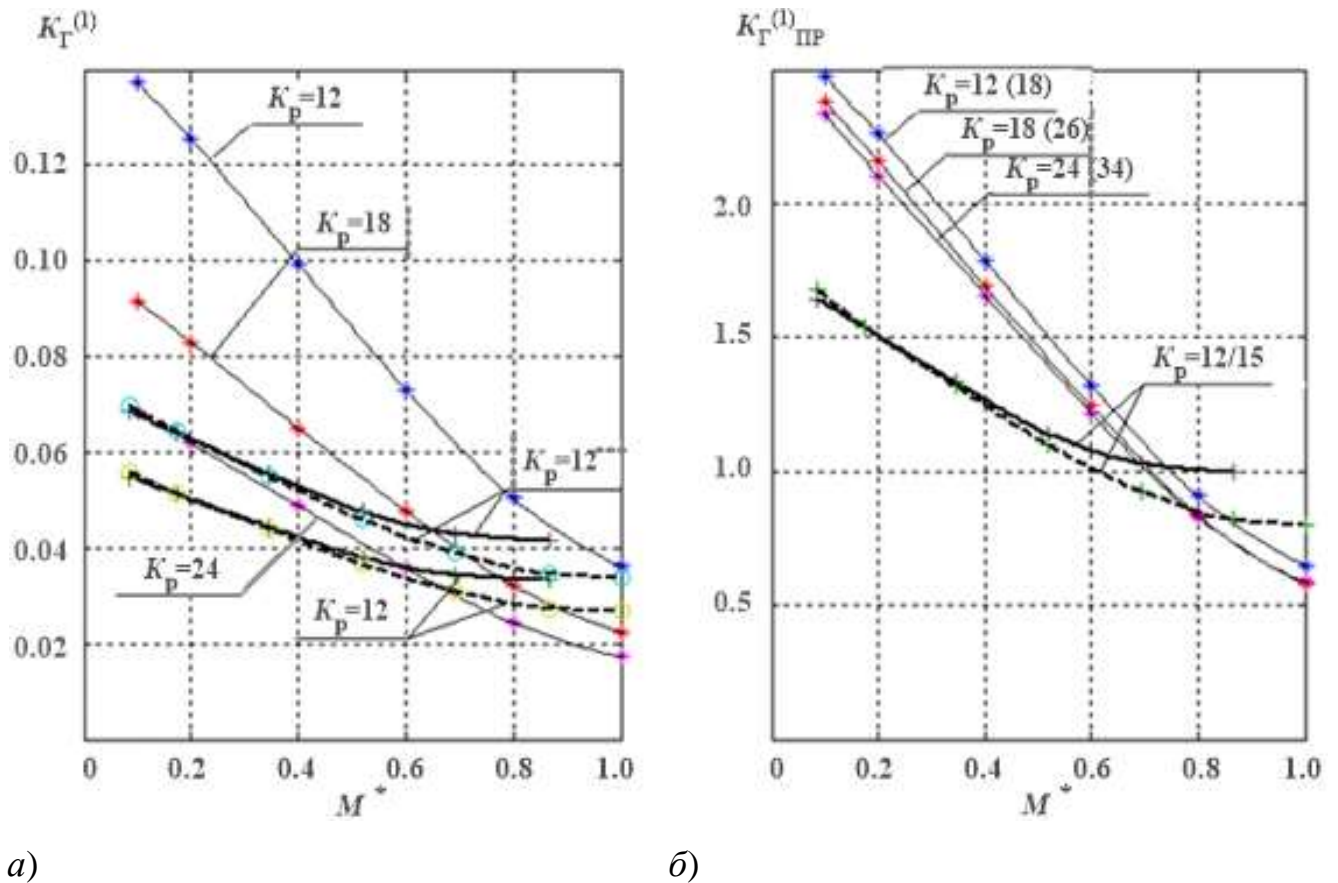


Рисунок 2.21 – Использование ИКГН и приведенного ИКГН 1-го порядка для оценки выходного напряжения АИН

Переход к приведенному ИКГН 1-го порядка (см. рисунок 2.21 б) вместо обилия кривых для разных кратностей для способов СШИМ и СШИМ+3 привел к существованию только одной кривой для каждого из них. Исключением стал ДШИМ-1: все его кривые стали близки друг к другу, но все равно отличаются. Дело, думается, в том, что для данного способа кратность $K_p=24$ еще не является «большой», начиная с которой все кривые сливаются. Однако уже по этим кривым можно вполне определенно сказать, какой способ и при каких значениях глубины модуляции рациональнее использовать с точки зрения эффективности преобразования электрической энергии по данному критерию.

Данные способы оценивались также с точки зрения качества входной энергии АИН и по тем же показателям [244]. Результаты сравнения приведены на рисунке 2.22.

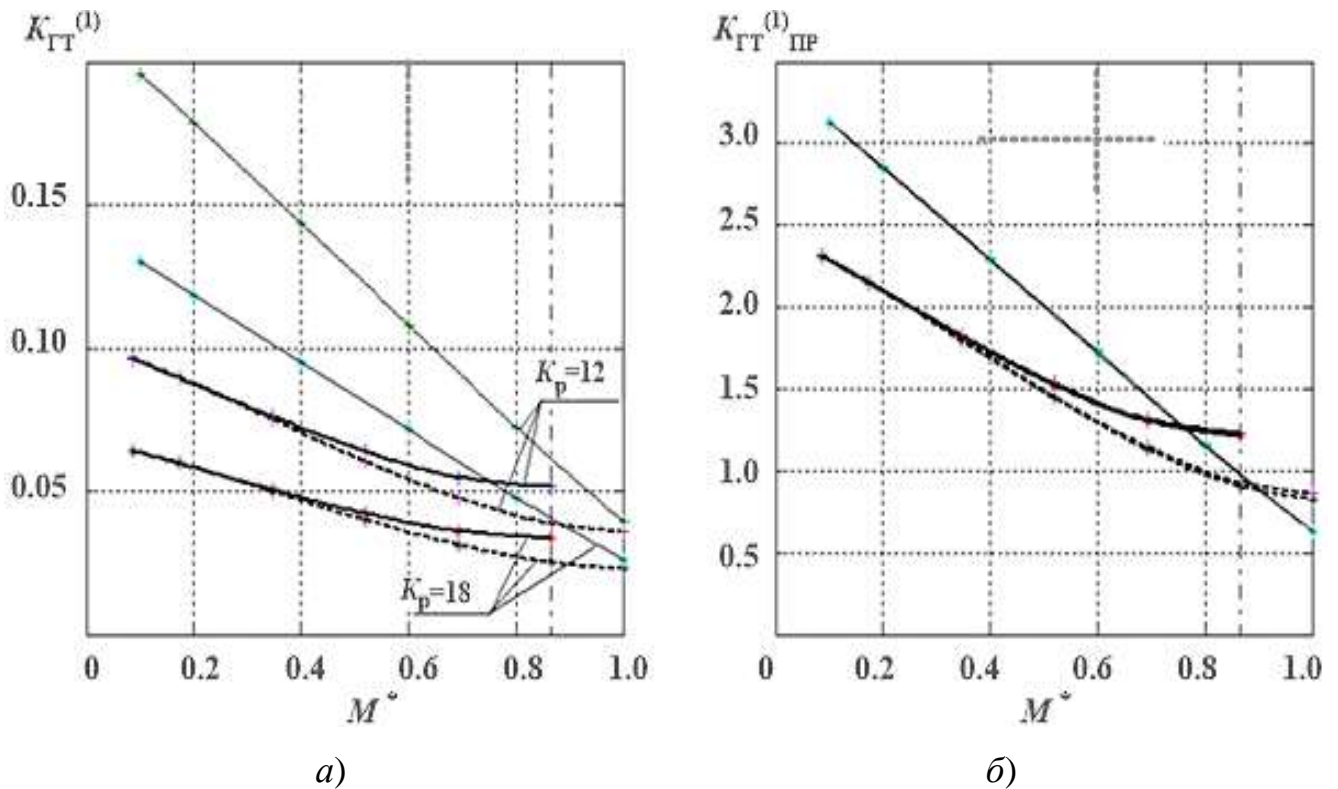


Рисунок 2.22 – Использование ИКГТ и приведенного ИКГТ 1-го порядка для оценки входного тока АИН

Как видно из этих графиков, ИКГТ 1-го порядка ($K_{GT}^{(1)}$) также позволяет «развести» способы ШИМ, а приведенный ИКГТ 1-го порядка позволяет упростить процедуру сравнения, выведя из рассмотрения параметр кратность.

По графикам, на рисунке 2.21 и рисунке 2.22 можно сделать еще один важный вывод: соотношение между способами ШИМ по интегральным коэффициентам 1-го порядка входного тока и выходного напряжения качественно не отличается. В области малых и средних значений глубины модуляции лучшее качество обеспечивает СШИМ+3, а при больших значениях ($M > 0.7 \div 0.8$) лучшее качество (среди рассматриваемых способов) обеспечивает ДШИМ-1. Другими словами, при сравнительном анализе способов ШИМ нет прямой необходимости их сравнивать и по качеству входной энергии. Чтобы распределить способы по ранжиру с точки зрения энергоэффективности, достаточно их оценить только по качеству выходной энергии, что упрощает процедуру сравнения. Аналогичный вывод при анализе (в том числе и других способов ШИМ) был сделан в [42].

В тех случаях, когда анализируемые способы управления имеют одинаковое число коммутаций, целесообразно использовать ИКГН 1-го порядка. Если же способы не имеют четко заданной кратности или заданного числа импульсов в кривой выходного напряжения, то в качестве критерия оптимизации в этом случае целесообразно использовать приведенный ИКГН-1. Этой особенностью, в частности, соответствуют способы гистерезисного управления, в которых частота коммутации зависит от многих факторов: как от параметров системы управления, так и от параметров нагрузки. И даже, если авторы разработанного способа гистерезисного управления утверждают, что частота коммутации будет постоянной, она заранее не известна и ее приходится вычислять по полученным путем моделирования кривым напряжения или тока. Эффективность и необходимость использования приведенного ИКГН-1 в оценке различных способов гистерезисного управления показана в работах [252, 253]. Аналогичные проблемы и пути их решения имеют место при оценке способов ШИМ с элементами стохастической модуляции [254, 255].

2.8 Вывод соотношений для ИКГН

Таким образом, в предыдущем разделе показана эффективность использования интегральных коэффициентов напряжения и тока, в частности 1-го порядка, для сравнительной оценки способов ШИМ. В то же время данные коэффициенты являются не только средством сравнительного анализа, они также являются необходимыми компонентами анализа электромагнитных процессов в полупроводниковых преобразователях прямыми методами расчета [42]. Поэтому актуальным является получение для них тем или иным путем аналитических зависимостей, что является задачей настоящего раздела.

2.8.1 Вывод соотношений для ИКГН 1-го порядка

Несмотря на кажущуюся сложность можно вывести в замкнутом виде выражения для приведенного ИКГН-1 применительно ко многим известным спосо-

бам ШИМ. Ниже приведен такой вывод, который основывается на результатах, полученных в [44, 225, 226] для трехфазного 2У-АИН. Еще раз напомним, что:

$$K_{\Gamma_{\text{ПР}}}^{(1)} = K_{\text{КФ}} \cdot K_{\Gamma}^{(1)} \quad (2.61)$$

$$K_{\Gamma}^{(1)} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (U_{km}/k)^2}}{U_{1m}} \quad (2.62)$$

где k – номер гармоники спектра выходного напряжения АИН;

U_{km}, U_{1m} – амплитуды соответственно k -й и первой гармоник;

$K_{\text{КФ}}$ – число коммутаций в фазе АИН на периоде выходной частоты.

Выразим амплитуду k -й гармоники напряжения через соответствующую гармонику тока чисто индуктивной нагрузки (напомним, что именно для этого условия определяется ИКГН-1):

$$U_{km} = k\Omega L \cdot I_{km} = \sqrt{2}k\Omega L I_k \quad (2.63)$$

где I_{km}, I_k – амплитуда и действующее значение k -й гармоники тока;

Ω – круговая частота модулирующего сигнала (или основной гармоники);

L – индуктивность нагрузки.

Подставив выражение (2.63) под знак суммы в выражении (2.62), после преобразований получим следующее соотношение:

$$\sum_{k=2}^{\infty} (U_{km}/k)^2 = 2\Omega^2 L^2 \sum_{k=2}^{\infty} I_{km}^2 = 2\Omega^2 L^2 I_h^2 \quad (2.64)$$

где I_h – действующее значение высших составляющих кривой тока нагрузки.

С учетом выражения (2.64) перепишем (2.62)

$$K_{\Gamma}^{(1)} = \frac{\sqrt{2\Omega^2 L^2 I_h^2}}{U_{(1)m}} = \frac{\sqrt{2}\Omega L I_h}{U_{(1)m}} \quad (2.65)$$

В [44, 225, 226] для большинства способов управления 2У-АИН выведены выражения для потерь от высших гармоник в чисто индуктивной трехфазной нагрузке, соединенной в треугольник, в том числе – обобщенное соотношение для

действующего значения высших гармоник тока, которое (в оригинальном написании) имеет вид:

$$I_h = \left(\frac{V_{dc}}{L} \right) \Delta T \sqrt{\frac{f(M)}{48}} \quad (2.66)$$

где V_{dc} – половинное напряжение источника питания ($E_d/2$),

ΔT – период опорного сигнала ($1/f_{оп}$),

$f(M)$ – коэффициент гармонического искажения (*harmonic distortion factor HDF*) - функция, зависящая только от глубины модуляции и способа ШИМ. В соответствии с этим зачастую в технической литературе она обозначается как *HDF* [44, 225, 226].

Вышеприведенное условие соединения нагрузки в треугольник, по сути дела, означает, что анализ производится для линейного напряжения АИН. Подставим (2.66) в (2.65) и получим:

$$K_{\Gamma}^{(1)} = \frac{\sqrt{2}\Omega L I_h}{U_{1m}} = \frac{2\sqrt{2}\pi f_m L V_{dc}}{K_{\text{пн}} V_{dc} L f_{\text{оп}} 4\sqrt{3}} \sqrt{HDF} = \frac{\pi}{\sqrt{6} K_{\text{пн}} K_p} \sqrt{HDF} \quad (2.67)$$

где f_m – частота модулирующего сигнала;

K_p – кратность (отношение) частот опорного и модулирующего сигналов;

$K_{\text{пн}}$ – коэффициент преобразования АИН для линейного напряжения (по отношению к $V_{dc} = E_d/2$).

Несмотря на то, что рассматриваемые способы управления имеют индивидуальную характеристику *HDF*, их в то же время можно разбить на три группы с учетом параметров $K_{\text{пн}}$ и $K_{\text{кф}}$, которые также могут повлиять (путем подстановки их значений в (2.67) и (2.61)) на выражение для приведенного ИКГН-1. Все сказанное отражено в таблице 2.8.

Выражения для характеристики *HDF* для наиболее популярных способов управления трехфазными (а также двухфазным, по предлагаемой терминологии) АИН с ШИМ известны [225, 226] и приведены в таблице 2.9.

Таблица 2.8 – Характеристики способов ШИМ

Параметр	2-фазный АИН	3-фазный АИН	
Тип ШИМ	непрерывный	непрерывный	дискретный
$K_{\text{ПН}}$	2	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}$
$K_{\text{кф}}$	$2K_p$	$2K_p$	$4K_p/3$
$K_{\text{ГПР}}^{(1)}$	$\frac{\pi}{\sqrt{6}} \sqrt{HDF}$	$\frac{\sqrt{2}\pi}{3} \sqrt{HDF}$	$\frac{2\sqrt{2}\pi}{9} \sqrt{HDF}$

Подставляя выражения для HDF из таблицы 2.9 в соответствующие выражения таблицы 2.8, получим приведенные ИКГН-1 в зависимости от глубины модуляции. Они представлены в таблице 2.10. На рисунке 2.23 изображены графики приведенных ИКГН-1 для рассматриваемых способов управления, рассчитанные на основе полученных соотношений: 1– СШИМ (2ф-АИН), 2 – СШИМ, 3 – СШИМ+3, 4 – СШИМ+Δ, 5 – ДШИМ-1, 6 – ДШИМ-0/2, 7 – ДШИМ-3

Таблица 2.9 – HDF -характеристики для наиболее популярных способов управления 2У-АИН с ШИМ [225, 226]

Способ ШИМ	HDF
СШИМ (2ф-АИН)	$2M^2 - \frac{32}{3\pi}M^3 + \frac{3}{2}M^4$
СШИМ	$\frac{3}{2}M^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi}M^3 + \frac{9}{8}M^4$
СШИМ+3(1/6)	$\frac{3}{2}M^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi}M^3 + M^4$
СШИМ+Δ	$\frac{3}{2}M^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi}M^3 + \frac{27}{16}\left(1 - \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\right)M^4$
ДШИМ-0, ДШИМ-2 (дискретный)	$6M^2 - \frac{35\sqrt{3}}{2\pi}M^3 + \frac{27}{8}\left(1 + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi}\right)M^4$
ДШИМ1 (дискретный)	$6M^2 - \left(\frac{45}{2\pi} + \frac{4\sqrt{3}}{\pi}\right)M^3 + \frac{27}{8}\left(1 + \frac{\sqrt{3}}{4\pi}\right)M^4$
ДШИМ3 (дискретный)	$6M^2 + \left(\frac{45}{2\pi} - \frac{31\sqrt{3}}{\pi}\right)M^3 + \frac{27}{8}\left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2\pi}\right)M^4$

Таблица 2.10 – Приведенный ИКГН 1-го порядка в зависимости от M для наиболее популярных способов управления 2У-АИН с ШИМ

Способ ШИМ	ΔM	$K_{\Gamma_{\text{ПР}}}^{(1)}$
СШИМ (2ф-АИН)	$0 \div 1.0$	$\frac{\sqrt{2}\pi}{3} \sqrt{\frac{3}{2} - \frac{8}{\pi}M + \frac{9}{8}M^2}$
СШИМ	$0 \div 1.0$	$\frac{\sqrt{2}\pi}{3} \sqrt{\frac{3}{2} - \frac{4\sqrt{3}}{\pi}M + \frac{9}{8}M^2}$
СШИМ+3	$0 \div 2/\sqrt{3}$	$\frac{\sqrt{2}\pi}{3} \sqrt{\frac{3}{2} - \frac{4\sqrt{3}}{\pi}M + M^2}$
СШИМ+Δ	$0 \div 2/\sqrt{3}$	$\frac{\sqrt{2}\pi}{3} \sqrt{\frac{3}{2} - \frac{4\sqrt{3}}{\pi}M + \frac{27}{16} \left(1 - \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\right) M^2}$
ДШИМ0, ДШИМ2 (дискретный)	$0 \div 2/\sqrt{3}$	$\frac{2\sqrt{2}\pi}{9} \sqrt{6 - \frac{35\sqrt{3}}{2\pi}M + \frac{27}{8} \left(1 + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi}\right) M^2}$
ДШИМ1 (дискретный)	$0 \div 2/\sqrt{3}$	$\frac{2\sqrt{2}\pi}{9} \sqrt{6 - \left(\frac{45}{2\pi} + \frac{4\sqrt{3}}{\pi}\right)M + \frac{27}{8} \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{4\pi}\right) M^2}$
ДШИМ3 (дискретный)	$0 \div 2/\sqrt{3}$	$\frac{2\sqrt{2}\pi}{9} \sqrt{6 + \left(\frac{45}{2\pi} - \frac{31\sqrt{3}}{\pi}\right)M + \frac{27}{8} \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2\pi}\right) M^2}$

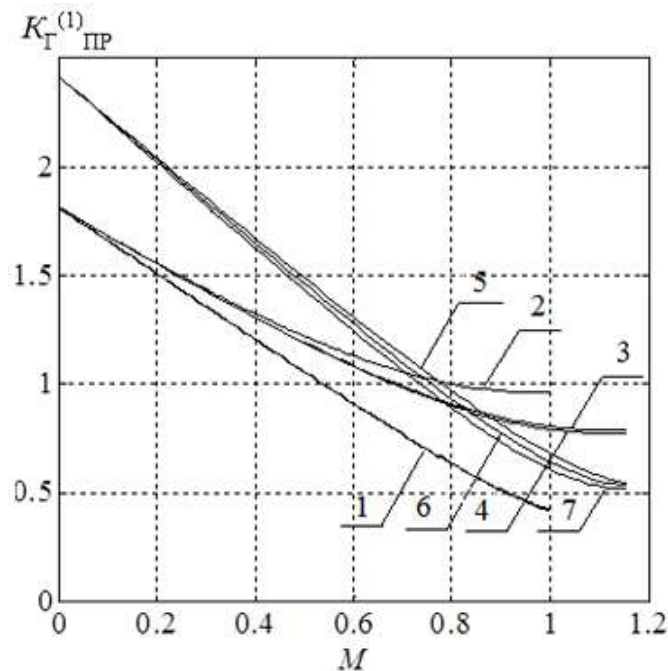


Рисунок 2.23 – Приведенный ИКГН 1-го порядка в зависимости от M

Однако для адекватного сравнения, как было сказано выше, требуется «привязка» способов друг к другу с точки зрения равенства амплитуд основной гармоники выходного напряжения АИН. Это обеспечивается подстановкой перед глубиной модуляции коэффициента $2/\sqrt{3}$ и соответствующим уменьшением рабочего диапазона глубины модуляции. При этом глубина модуляции уже представляет собой обобщенный параметр управления M^* : отношение амплитуды основной гармоники линейного напряжения к напряжению источника питания E_d . Результаты упомянутой «привязки» представлены в таблице 2.11 и графически отражены на рисунке 2.24. Нумерация кривых осталась без изменений.

Полученные результаты хорошо совпадают с данными, полученными путем моделирования в [242, 243] и представленными на рисунке 2.21.

Для всех непрерывных методов ШИМ при глубине модуляции $M^*=0$ приведенный ИКГН 1-го порядка равен $\pi/\sqrt{3}=1.814$. Для всех дискретных методов ШИМ при $M^*=0$ он равен $4\sqrt{3}\pi/9=2.418$. Значения данного коэффициента при $M^*=1$ ($=\sqrt{3}/2$ для СШИМ) приведены в таблице 2.11.

Из рисунка 2.24 видно, что наилучшим по данному критерию энергооптимальности является СШИМ двухфазного мостового АИН; среди непрерывных методов ШИМ в трехфазном АИН лучшим является СШИМ+ Δ (с очень незначительным преимуществом перед способом СШИМ+3); дискретные методы ШИМ мало отличаются друг от друга, однако наименьшие значения приведенного ИКГН-1 имеют место у метода ДШИМ-3. Сравнение же между непрерывными и дискретными способами управления показывает, что до глубины модуляции, равной примерно 0.7, наилучшее качество выходной энергии обеспечивают способы СШИМ+3 и СШИМ+ Δ , а далее первенство переходит к дискретным методам ШИМ.

Таблица 2.11 – Приведенный ИКГН 1-го порядка в зависимости от M^* для наиболее популярных способов управления 2У-АИН с ШИМ

Способ ШИМ	ΔM^*	$M=1$	$K_{\Gamma_{\text{ПР}}}^{(1)}$
СШИМ (2ф-АИН)	$0 \div 1.0$	0.4150	$\frac{\sqrt{2}\pi}{3} \sqrt{\frac{3}{2} - \frac{8}{\pi} M^* + \frac{9}{8} M^{*2}}$
СШИМ	$0 \div \sqrt{3}/2$	0.9600	$\frac{\sqrt{2}\pi}{3} \sqrt{\frac{3}{2} - \frac{8}{\pi} M^* + \frac{3}{2} M^{*2}}$
СШИМ+3	$0 \div 1.0$	0.8040	$\frac{\sqrt{2}\pi}{3} \sqrt{\frac{3}{2} - \frac{8}{\pi} M^* + \frac{4}{3} M^{*2}}$
СШИМ+Δ	$0 \div 1.0$	0.7898	$\frac{\sqrt{2}\pi}{3} \sqrt{\frac{3}{2} - \frac{8}{\pi} M^* + \frac{9}{4} \left(1 - \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\right) M^{*2}}$
ДШИМ0, ДШИМ2... (дискретн.)	$0 \div 1.0$	0.6433	$\frac{2\sqrt{2}\pi}{9} \sqrt{6 - \frac{35}{\pi} M^* + \frac{9}{2} \left(1 + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi}\right) M^{*2}}$
ДШИМ1 (дискретн.)	$0 \div 1.0$	0.6789	$\frac{2\sqrt{2}\pi}{9} \sqrt{6 - \left(\frac{45}{\sqrt{3}\pi} + \frac{8}{\pi}\right) M^* + \frac{9}{2} \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{4\pi}\right) M^{*2}}$
ДШИМ3 (дискретн.)	$0 \div 1.0$	0.6056	$\frac{2\sqrt{2}\pi}{9} \sqrt{6 + \left(\frac{45}{\sqrt{3}\pi} - \frac{62}{\pi}\right) M^* + \frac{9}{2} \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2\pi}\right) M^{*2}}$

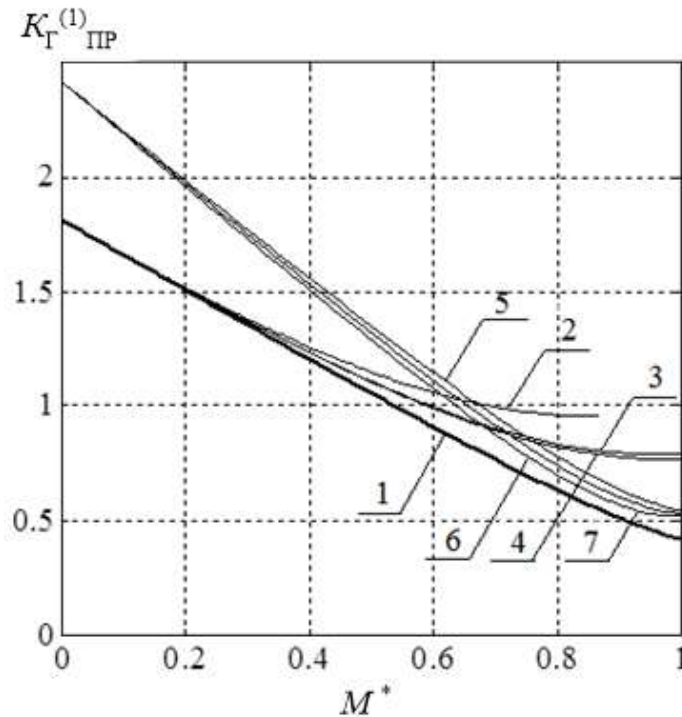


Рисунок 2.24 – Приведенный ИКГН 1-го порядка в зависимости от M^*

Таким образом, за исключением синусоидальной ШИМ для 2-фазного АИН, нет ни одного способа ШИМ, который бы обеспечивал лучшие значения приведенного ИКГН-1 во всем рабочем диапазоне глубины модуляции. Поэтому для обеспечения максимальной эффективности преобразования электрической энергии применяют комбинированное управление, используя в соответствующих диапазонах M наиболее оптимальные способы ШИМ [104, 256].

Приведенный в данном разделе материал наглядно показывает эффективность использования при сравнительном анализе способов управления приведенного интегрального коэффициента гармоник 1-го порядка по сравнению, например, с традиционным коэффициентом гармоник. Однако для практического расчета преобразователя, управляемого конкретным способом ШИМ, и его входных и выходных цепей необходимо использовать простой ИКГН-1. Выражение для него можно получить из таблицы 2.10, используя заданную кратность K_p , а также параметры способа управления $K_{\text{пн}}$ и $K_{\text{кф}}$ из таблицы 2.8.

В многофазных системах с нулевым проводом способы СШИМ с СНП не применяются. В этом случае используется классическая односторонняя и двусторонняя СШИМ. Поскольку такие топологии преобразователя и нагрузки довольно широко используются в бортовых системах электроснабжения, полезно и для этих случаев иметь аналитическое выражение для приведенного ИКГН 1-го порядка.

В [74, 232] было получено аналитическое выражение для данного коэффициента, справедливое при больших кратностях как для односторонней, так и для двусторонней СШИМ. Однако оно не было свернуто и было представлено в виде бесконечного ряда под знаком корня. Упомянутое соотношение (с дополнительным индексом «0») имеет вид:

$$K_{\Gamma 0_{\text{ПР}}}^{(1)} = K_{\Gamma 0}^{(1)} K_{\text{кф}} = K_{\Gamma 0}^{(1)} 2K_p = \frac{4}{M} \sqrt{\frac{\pi^2}{45} - \frac{2}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k^4} J_0(k\pi M)} \quad (2.68)$$

где J_0 – функция Бесселя первого рода нулевого порядка;

k – номер комбинационной группы в спектре фазного напряжения.

Чтобы не приводить громоздкие выкладки, воспользуемся формулой из [234]:

$$\sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k^4} J_0(kx) = -\frac{7\pi^4}{720} + \frac{\pi^2 x^2}{48} + \frac{x^4}{128}, \quad \text{где } x \in [-\pi, \pi].$$

Подставив данное выражение в (2.68) с учетом того, что $x=\pi M$, и выполнив преобразования, в итоге получим:

$$K_{\Gamma 0_{\text{ПР}}}^{(1)} = \pi \sqrt{\frac{2}{3M^2} + \frac{M^2}{4} - \frac{2}{3}}. \quad (2.69)$$

Правильность полученного выражения получила свое подтверждение при моделировании в среде моделирования PSIM. Как видно из формулы, данный коэффициент, при M , стремящейся к нулю, стремится к бесконечности, а при глубине модуляции $M=1$ он равен $\pi/2=1.57$. Для сопоставимости на рисунке 2.25 показаны теоретические графики ИКГН 1-го порядка в зависимости от глубины модуляции M для фазного напряжения трехфазного 2У-АИН с нагрузкой в виде звезды без нулевого провода (по формуле из таблицы 2.10) и с нулевым проводом (выражение (2.69)) при управлении преобразователем способом классической СШИМ.

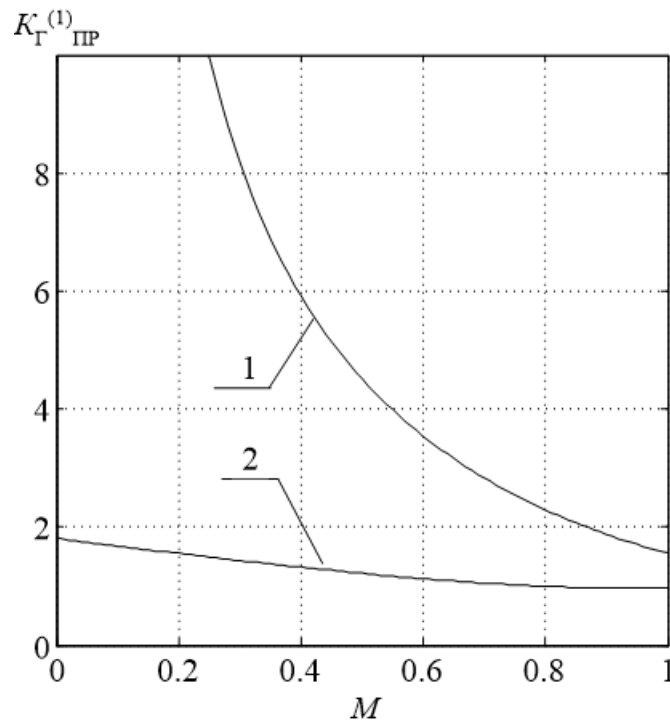


Рисунок 2.25 – ИКГН 1-го порядка для трехфазного 2У-АИН с СШИМ: 1 и 2 – нагрузка звезда с нулевым и без нулевого провода соответственно.

Таким образом, получены аналитически выражения для ИКГН 1-го порядка для наиболее распространенных способов управления трехфазным 2У-АИН. Однако в силу того, что порядок анализируемых типовых электрических цепей, входящих в состав преобразователя и нагрузки, может достигать двух и трех, то для практических расчетов знание только ИКГН-1 недостаточно. В этом случае необходимо еще знать интегральные коэффициенты гармоник 2-го и 3-го порядка, которые рассматриваются в следующем разделе.

2.8.2 Соотношения для ИКГН 2-го и 3-го порядков

Для ИКГН 2-го и 3-го порядков вывод соответствующих соотношений в замкнутом виде представляет сложную задачу, и она до настоящего времени не решена. Однако знание этих зависимостей, как было сказано выше, в ряде случаев может быть необходимо: приблизительная оценка качества тока в активно-индуктивной нагрузке, оценка качества напряжения после того или иного выходного фильтра, определение частоты коммутации и потерь по заданному коэффициенту гармоник тока нагрузки и т.д. Также знание ИКГН q -го порядка требуется при анализе входных и выходных цепей полупроводниковых преобразователей, о чем говорилось ранее, прямыми методами расчета. В силу большой значимости этих коэффициентов была поставлена задача - получить для них аналитические зависимости численно, путем использования известных выражений для спектров выходного напряжения АИН [44, 231], причем как для двухуровневого, так и для трехуровневого АИН.

Полученные результаты [248] приведены в таблице 2.12, таблице 2.13, а также на рисунке 2.26. Зависимости охватывают наиболее популярные способы управления и топологий АИН с ШИМ. Отметим, что первые строчки в таблицах соответствуют однофазным мостовым (или двухфазным - 2ф) топологиям, а остальные – трехфазным. В приведенных выражениях « x » это глубина модуляции M . Кривые же на рисунке 2.26 представлены относительно обобщенной глубины модуляции M^* .

Таблица 2.12 – Приведенные ИКГН для двухуровневых АИН

	$K_{\Gamma_{\text{ПР}}}^{(2)}$	$K_{\Gamma_{\text{ПР}}}^{(3)}$
СШИМ (2ф-АИН)	$1.28x^3 - 2.31x^2 - 0.04x + 1.47$	$1.36x^3 - 2.52x^2 + 0.13x + 1.42$
СШИМ	$0.65x^2 - 0.31x + 1.49$	$-2.30x^3 + 4.11x^2 + 0.40x + 1.40$
СШИМ+3	$0.34x^3 - 0.05x^2 - 0.34x + 1.49$	$-1.14x^3 + 2.54x^2 + 0.002x + 1.42$
СШИМ+Δ	$0.39x^3 - 0.15x^2 - 0.33x + 1.49$	$-1.06x^3 + 2.41x^2 - 0.04x + 1.43$

Таблица 2.13 – Приведенные ИКГН для трехуровневых АИН

Параметр	СШИМ (2ф-АИН)	СШИМ (3ф-АИН)
$K_{\Gamma_{\text{ПР}}}^{(1)}$	1: $6.23x^3 - 3.95x^2 - 2.27x + 1.77$ 2: $-0.97x^2 + 1.22x - 0.03$	$1.60x^3 - 0.22x^2 - 3.16x + 2.28$
$K_{\Gamma_{\text{ПР}}}^{(2)}$	1: $10.96x^3 - 9.78x^2 + 0.02x + 1.47$ 2: $-1.02x^2 + 1.31x - 0.08$	$6.22x^3 - 7.88x^2 - 0.37x + 2.90$
$K_{\Gamma_{\text{ПР}}}^{(3)}$	1: $11.73x^3 - 10.76x^2 + 0.43x + 1.41$ 2: $-1.02x^2 + 1.32x - 0.09$	$13.17x^3 - 18.17x^2 + 1.65x + 5.03$

Выражения получены в программе Excel с использованием возможности аппроксимации кривой по точкам. В большинстве случаев для аппроксимации кривых достаточно было использовать полиномы 2-й и 3-й степени. Исключение составляет способ СШИМ для двухфазного 3У-АИН. В полученных графиках присутствуют два ярко выраженных поддиапазона ($0 \leq M^* \leq 0.577$ и $0.577 \leq M^* \leq 1.0$). Чтобы не использовать полиномы высокой степени, было предложено (по аналогии с обобщенными выражениями для K_{Γ}) для каждого поддиапазона применить свою аппроксимацию, что и отражено в таблице 2.13: в строке «1:» приводится выражение для поддиапазона малых значений глубины модуляции, в строке «2:» - для поддиапазона больших значений глубины модуляции.

В таблице 2.13 отсутствуют формулы, соответствующие непрерывным способам ШИМ с введением сигналов нулевой последовательности (СШИМ+3 и СШИМ+Δ). Это объясняется отсутствием в литературе, в силу их громоздкости, замкнутых выражений для спектров выходного напряжения 3У-АИН, управляе-

мого данными способами. В этом случае требуемые зависимости можно, конечно, получить путем моделирования, разложения полученных кривых в ряд Фурье и дальнейшего вычисления искомых коэффициентов, например, в программе MathCad, как это было сделано, в частности, для четырехуровневого АИН в [257]. Однако необходимо помнить, что при этом возможны существенные погрешности в расчете ИКГН, которые возрастают с увеличением его порядка [44].

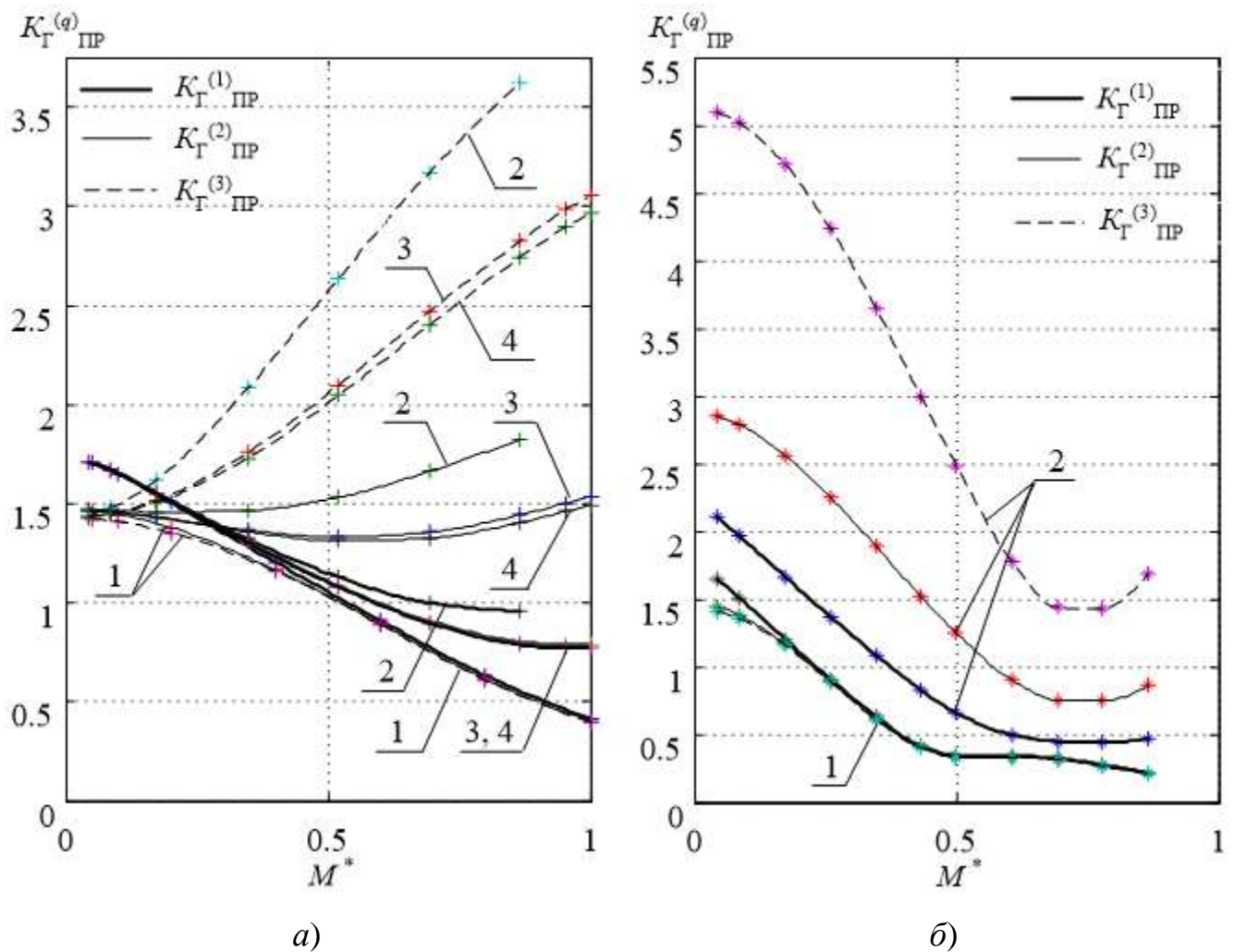


Рисунок 2.26 – Приведенные ИКГН: а) – двухуровневый АИН; б) - трехуровневый АИН; 1 – СШИМ (2ф-АИН), 2 – СШИМ, 3 – СШИМ+3, 4 – СШИМ+Δ

Примечание – На рисунке 2.26 а кривые, соответствующие приведенным ИКГН 1-го порядка для рассмотренных способов ШИМ, построены по формулам из таблицы 2.11.

На основе полученных результатов уже можно сделать однозначные выводы об использовании способов ШИМ, а также о целесообразности той или иной

степени фильтрации выходного напряжения АИН. Так, из полученных графиков видно следующее:

1) В 2У-АИН кривые одного порядка у разных способов управления выходят из одной точки (см. рисунок 2.26 а). В 3У-АИН кривые одного порядка у разных способов управления выходят из разных точек (см. рисунок 2.26 б).

2) За исключением СШИМ (2ф-АИН) значения ИКГН 2-го и 3-го порядков в 2У-АИН с увеличением M возрастают (см. рисунок 2.26 а). В 3У-АИН кривые для всех ИКГН у разных способов управления носят в основном падающий характер (см. рисунок 2.26 б).

3) По качеству выходного напряжения, все ИКГН в совокупности, способы управления от худшего к лучшему распределяются следующим образом: СШИМ, СШИМ+3, СШИМ+Δ, СШИМ (2ф-АИН). Причем кривые для способов СШИМ+3 и СШИМ+Δ очень близки, с небольшим преимуществом у последнего.

4) Способ СШИМ (2ф-АИН) во всем диапазоне в трехуровневом варианте обеспечивает лучшее качество выходного напряжения.

5) Кривые ИКГН носят индивидуальный характер для каждого способа управления и топологии АИН, какому-либо обобщению не подлежат и могут быть использованы для однозначного сравнения энергоэффективности способов управления АИН в тех или иных условиях.

Также необходимо отметить, что выражения для ИКГН, выведенные и полученные для различных топологий и способов управления инверторами напряжения, справедливы для тех же способов и дуальных топологий инверторов тока.

2.8.3 Использование ИКГН в прямых методах расчета

Рассмотрим примеры практического применения ИКГН. На рисунке 2.27 приведены типовые топологии выходных цепей автономного инвертора напряжения: RL -нагрузка, LC -фильтр и R -нагрузка, LC -фильтр и RL -нагрузка. Оценить качество выходной энергии можно с помощью коэффициента гармоник тока и

напряжения нагрузки, соответственно $K_{ГТ_Н}$ и $K_{ГН_Н}$. По методике прямых методов расчета [42, 60, 257] данные схемы были проанализированы и были получены упомянутые коэффициенты, приведенные в таблице 2.14 и таблице 2.15. Как видно, в выражениях для рассматриваемых коэффициентов гармоник присутствуют ИКГН от 1-го до 3-го порядков. При условии $R_H \ll \omega L_H$ выражения существенно упрощаются. Используя зависимости из таблицы 2.10 ÷ 2.13, а также параметры фильтра и нагрузки, можно получить значения или зависимости для искоемых показателей качества выходной энергии.

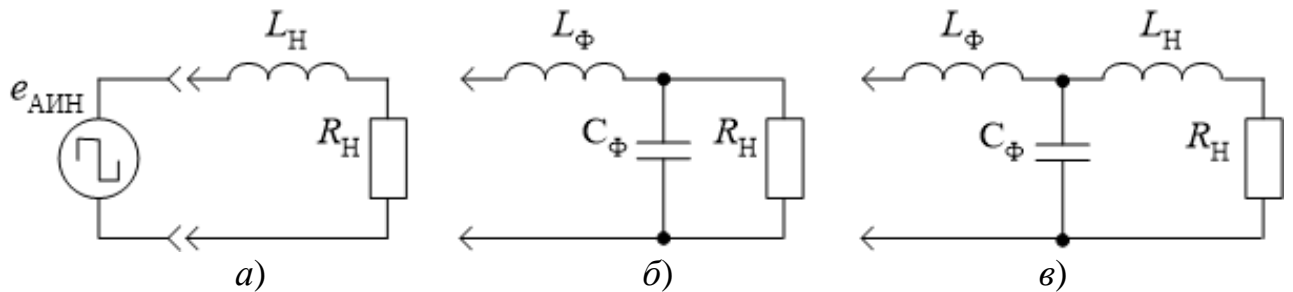


Рисунок 2.27 – Типовые топологии на выходе АИН

Таблица 2.14 – Показатели качества энергии в нагрузке АИН по схемам а) и б)

Параметр	Нагрузка	Схема а)	Схема б)
$K_{ГТ_Н}$	$R_H \approx \omega L_H$	$K_{Г}^{(1)} \sqrt{\left(\frac{1}{\omega \tau_H}\right)^2 + 1}$	$a^2 K_{Г}^{(2)} \sqrt{(\omega \tau_{\Phi})^2 + 1}$
	$R_H \ll \omega L_H$	$K_{Г}^{(1)}$	$a^2 K_{Г}^{(2)}$
$K_{ГН_Н}$	$R_H \approx \omega L_H$	$K_{ГН_АИН}$	$a^2 K_{Г}^{(2)} \sqrt{(\omega \tau_{\Phi})^2 + 1}$
	$R_H \ll \omega L_H$	$K_{ГН_АИН}$	$a^2 K_{Г}^{(2)}$
$a = \omega_{\Phi} / \omega$, $\omega_{\Phi} = 1 / \sqrt{L_{\Phi} C_{\Phi}}$, $\tau_H = L_H / R_H$, $\tau_{\Phi} = L_{\Phi} / R_H$			

Необходимо отметить следующее. Для получения реальных зависимостей или численных значений коэффициентов гармоник тока и напряжения на нагрузке на основе выражений из таблицы 2.11 ÷ 2.13, в последних нужно исключить число коммутаций в фазе АИН, поделив на коэффициент $K_{кф}$, согласно выражениям

(2.58) (2.59). Кроме того, при необходимости, следует перейти от обобщенной глубины модуляции к соответствующему параметру системы управления M .

Таблица 2.15 – Показатели качества энергии в нагрузке АИН по схеме в)

Параметр	Нагрузка	Схема в)
$K_{ГТ_Н}$	$R_H \approx \omega L_H$	$a^2 K_{\Gamma}^{(3)} \sqrt{\left(L_{\Phi}^* + 1\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega \tau_H}\right)^2}$
	$R_H \ll \omega L_H$	$a^2 K_{\Gamma}^{(3)} \left(L_{\Phi}^* + 1\right)$
$K_{ГН_Н}$	$R_H \approx \omega L_H$	$a^2 K_{\Gamma}^{(3)} \frac{\sqrt{\left(L_{\Phi}^* + 1\right)^2 (\omega \tau_H)^2 + 1}}{\sqrt{(\omega \tau_H)^2 + 1}}$
	$R_H \ll \omega L_H$	$a^2 K_{\Gamma}^{(3)} \left(L_{\Phi}^* + 1\right)$
$a = \omega_{\Phi} / \omega$, $\omega_{\Phi} = 1 / \sqrt{L_{\Phi} C_{\Phi}}$, $\tau_H = L_H / R_H$, $\tau_{\Phi} = L_{\Phi} / R_H$, $L_{\Phi}^* = L_{\Phi} / L_H$		

Аналогичные соотношения можно вывести и для АИТ. На рис. 2.28 приведены типовые топологии выходных цепей автономного инвертора тока: C -фильтр и R -нагрузка, C -фильтр и RL -нагрузка. Особенностью данных схем является обязательное наличие конденсатора C_{Φ} , принимающего на себя скачки выходного импульсного тока АИТ. Данные схемы были проанализированы аналогичным образом и были получены коэффициенты гармоник тока $K_{ГТ_Н}$ и напряжения $K_{ГН_Н}$ на нагрузке, которые приведены в таблице 2.16.

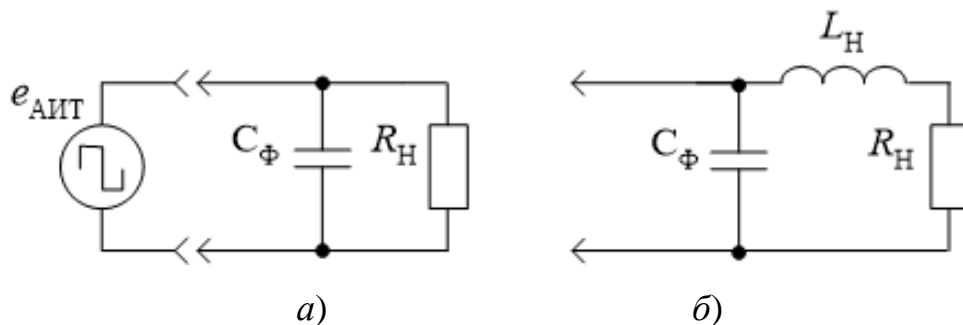


Рисунок 2.28 – Типовые топологии на выходе АИТ

Таблица 2.16 – Показатели качества энергии в нагрузке АИТ по схемам а) и б)

Параметр	Схема а)	Схема б)	
		Нагрузка	
$K_{ГГ_Н}$	$a_1 K_{\Gamma}^{(1)}$	R_H, L_H	$a_2^2 K_{\Gamma}^{(2)}$
$K_{ГН_Н}$		$R_H \approx \omega L_H$	$\frac{a_2 K_{\Gamma}^{(1)}}{\sqrt{(1/\omega\tau_H)^2 + 1}}$
		$R_H \ll \omega L_H$	$a_2 K_{\Gamma}^{(1)}$
$a_1 = 1/(\tau_{\Phi}\omega), \quad a_2 = 1/(L_H C_{\Phi}\omega), \quad \tau_H = L_H/R_H, \quad \tau_{\Phi} = C_{\Phi}R_H$			

В таблицах 2.14 ÷ 2.16 в выражениях для показателей качества напряжения и тока нагрузки присутствуют интегральный коэффициент гармоник соответствующего порядка выходной импульсной величины, формируемой инвертором: в первых двух таблицах - напряжения, формируемого АИН, в последней таблице – тока, формируемого АИТ. Однако в обоих случаях для одного и того же способа ШИМ выражения для этих коэффициентов одни и те же. Поэтому в формулах они обозначены одинаково и берутся из таблиц 2.11 ÷ 2.13 в соответствии с используемым способом ШИМ и порядком коэффициента ИКГН.

Использование выражений, полученных применительно к АИН для ИКГН q -го порядка (включая нулевой), для дуальных инверторов тока (или дуальных величин) однозначно и не вызывает затруднений. Однако такое использование выведенных формул для других входных и выходных электрических переменных АИН уже не так однозначно. Данному вопросу и посвящен следующий раздел.

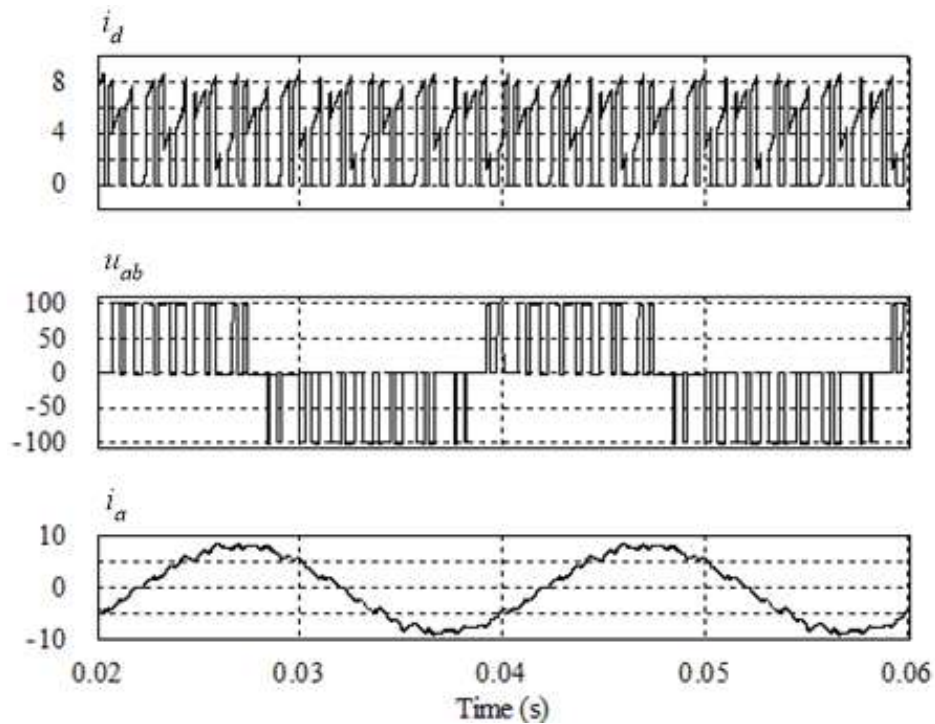
2.9 Использование полученных результатов для инверторов тока

Согласно выдвинутому на основе принципа дуальности тезису о единстве входных и выходных характеристик обоих типов автономных инверторов, полученные в данной главе ранее результаты можно использовать и для АИТ. Покажем, как это можно сделать, на примере выходных и входных электрических величин автономных инверторов.

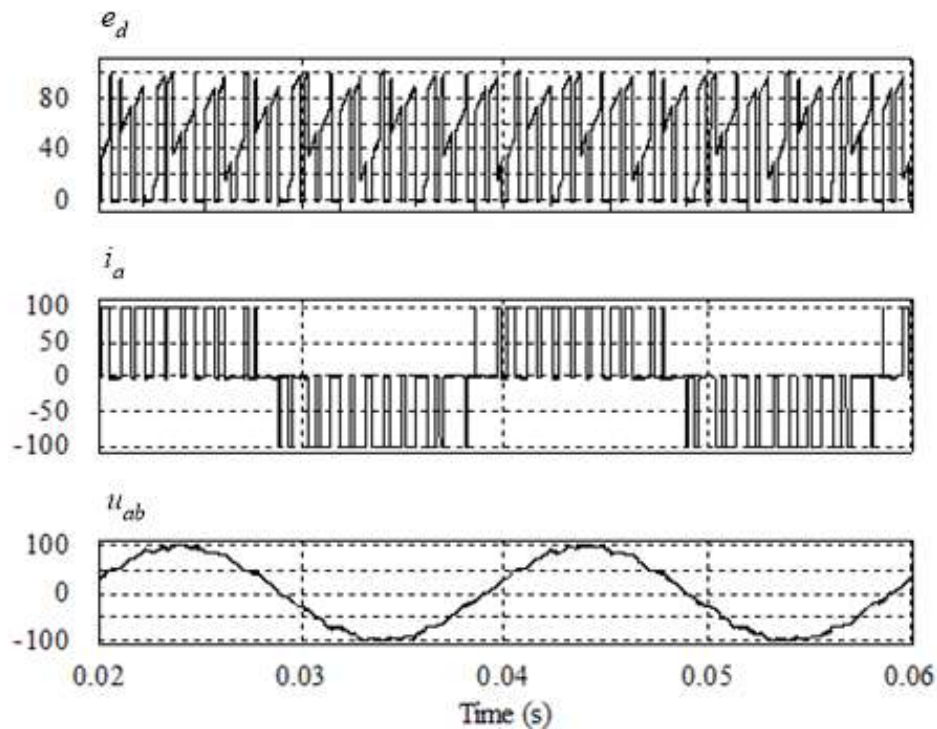
В таблице 2.16 приведена информация о дуальности входных и выходных величин автономных инверторов, взятая из таблицы 1.4 (там же можно найти пояснения к индексам переменных). На рисунке 2.28 в качестве иллюстрации к дуальности приведен ряд входных и выходных электрических сигналов АИН и АИТ, управляемых способом СШИМ. Если не обращать внимания на обозначения на ординатах временных диаграммах, то визуально имеет место полное сходство между соответственно первыми, вторыми и третьими диаграммами, соответствующими инвертору напряжения (см. рисунок 2.28 а) и инвертору тока (см. рисунок 2.28 б).

Таблица 2.16 – Дуальные электрические величины трехфазных инверторов

	АИН	АИТ
Вход	E_d	I_d
	i_d	e_d
Выход	$u_{i,(i+1)}$	i_i
	u_i	$i_{i,(i+1)}$
	i_i	$u_{i,(i+1)}$



а)



б)

Рисунок 2.28 – Входные и выходные токи и напряжения: а) АИН, б) АИТ

Рассмотрим выходные величины. В разделе 2.2 получены обобщенные относительные характеристики для линейного напряжения m -фазного двухуровневого АИН, которые приведены в таблице 2.1. Базовой величиной в них является напряжение источника питания E_d . Согласно таблице 2.16, дуальной величиной линейному напряжению АИН $u_{i,(i+1)}$ является выходной фазный ток АИТ i_i , амплитуда которого равна величине тока источника тока I_d . Подставляя в данные соотношения в качестве базовой величины ток I_d , получаем одноименные относительные характеристики выходного тока АИТ, что, в частности, отражено в таблице 2.17 применительно к трехфазным двухуровневым топологиям.

В данной таблице в колонке «Параметр АИН (АИТ)» указан выходной параметр инвертора напряжения, а в скобках – дуальный ему выходной параметр инвертора тока. Коэффициент гармоник выходных дуальных величин АИ обозначен обобщенно как K_{Γ_OUT} . Аналогично инверторам напряжения, аббревиатура

СШИМ+3* обозначает способы управления с вводом сигнала нулевой последовательности.

Таблица 2.17 – Соотношения для выходных дуальных величин трехфазных автономных инверторов

Параметр АИН (АИТ)	Тип ШИМ	
	СШИМ	СШИМ+3*
ΔM	$0 \div 0.866$	$0 \div 1.0$
$U^* (I^*)$	$\sqrt{2M / \pi}$	
$U_1^* (I_1^*)$	$M / \sqrt{2}$	
$U_{1m}^* (I_{1m}^*)$	M	
$U_B^* (I_B^*)$	$\sqrt{\frac{2M}{\pi} - \frac{M^2}{2}}$	
K_{Γ_OUT}	$\sqrt{\frac{4}{\pi M} - 1}$	
$U_B = E_d (I_B = I_d)$		

Рассмотрим входные электрические величины автономных инверторов. В разделе 2.4 получены обобщенные относительные характеристики для входного тока трехфазного двухуровневого АИН, приведенные в таблице 2.3. Базовой величиной в них является действующее значение фазного тока нагрузки (звезда без нулевого провода) АИН, управляемого способом СШИМ с СНП при обобщенной глубине модуляции $M^* = 1$:

$$I_B = \frac{E_d}{\sqrt{6} \cdot z_H}$$

Согласно таблице 2.16, дуальной величиной входному току АИН i_d является входное напряжение АИТ e_d , которое, в свою очередь, определяется линейным

напряжением инвертора тока. В соответствии с этим базовой величиной для входного напряжения АИТ должно быть максимальное действующее значение его линейного напряжения, также управляемого способом СШИМ с СНП при обобщенной глубине модуляции $M^* = 1$:

$$U_B = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_d z_H$$

Подставляя вместо I_B в данные соотношения в качестве базовой величины напряжение U_B , получаем относительные характеристики входного напряжения АИТ, что, в частности, отражено в таблице 2.18 применительно к трехфазным двухуровневым топологиям.

Таблица 2.18 – Соотношения для входных дуальных величин трехфазных автономных инверторов

Параметр АИН (АИТ)	Тип ШИМ	
	СШИМ	СШИМ+3*
ΔM	0 ÷ 0.866	0 ÷ 1.0
$I_d^* (E_d^*)$	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} M^2 \cos \varphi$	
$ID^* (ED^*)$	$\sqrt{\frac{M^3}{\pi} (1 + 4 \cos^2 \varphi)}$	
$ID_h^* (ED_h^*)$	$\sqrt{M^3 \left[\frac{1}{\pi} + \left(\frac{4}{\pi} - \frac{3}{2} M \right) \cos^2 \varphi \right]}$	
K_{Γ_IN}	$\sqrt{\frac{2(5 + \operatorname{tg}^2 \varphi)}{3\pi M} - 1}$	
$I_B = \frac{E_d}{\sqrt{6} \cdot z_H} \left(U_B = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_d z_H \right)$		

В таблице 2.18 в колонке «Параметр АИН (АИТ)» указан входной параметр инвертора напряжения, а в скобках – дуальный ему входной параметр инвертора тока. Коэффициент гармоник входных дуальных величин автономных инверторов

обозначен обобщенно как $K_{Г_IN}$. Аналогично инверторам напряжения, аббревиатура СШИМ+3* в данной таблице также обозначает способы управления с вводом СНП.

Таким образом, основная сложность «переноса» соотношений, полученных для АИН, на электрические величины дуального инвертора тока заключается в правильном выборе базовой величины. Данная процедура «переноса» соотношений была подтверждена моделированием в PSIM.

2.10 Выводы

1. Разработана единая методика, позволяющая вывести аналитические соотношения для действующего значения и коэффициента гармоник входных и выходных переменных автономных инверторов с ШИМ. В основе ее единства лежит тот факт, что все длительности импульсов входных и выходных электрических величин описываются через виртуальную переменную - «линейный модулирующий сигнал», который для основных программных способов ШИМ, используемых в СЭ, представляет собой синусоиду.

2. С помощью предложенной методики получены аналитические выражения для указанных параметров линейного напряжения, фазного напряжения при нагрузке, соединенной в многолучевую звезду, и входного тока ряда топологий АИН, управляемых современными способами ШИМ.

3. Сформулирован «принцип подобия способов», позволяющий адекватно, с единых позиций рассматривать способы ШИМ как по входным, так и по выходным характеристикам АИН. Данный принцип позволил все многообразие выведенных для линейного напряжения формул свести к единому обобщенному набору, справедливому для m -фазного L -уровневого АИН. При этом различные способы ШИМ и топологии АИН отличаются только диапазоном линейного регулирования основной гармоники напряжения. Для входного тока и фазного напряжения

принцип подобия справедлив для разных способов ШИМ только в рамках одной топологии.

4. Предложен новый показатель оценки эффективности преобразования электрической энергии - приведенный интегральный коэффициент гармоник напряжения (тока) q -го порядка, являющийся персональной характеристикой способа ШИМ, учитывающей как закон модуляции импульсов напряжения преобразователя (качество выходной энергии), так и алгоритм переключения (потери в инверторе).

5. Получены аналитические соотношения для приведенного ИКГН 1-го порядка и аппроксимирующие соотношения для приведенных ИКГН 2-го и 3-го порядков для большинства современных способов ШИМ двух- и трехуровневых АИН. Показано, что они также справедливы для дуальных электрических величин инверторов тока.

6. Предложено использовать приведенный ИКГН 1-го порядка в сравнительном анализе способов ШИМ, а простой ИКГН 1-го порядка в синтезе способов ШИМ.

7. С использованием прямых методов анализа выведены соотношения для коэффициентов гармоник напряжения и тока нагрузки для типовых топологий выходных цепей АИН и АИТ, в которых обязательным компонентом является интегральный коэффициент гармоник выходной импульсной величины того или иного порядка.

8. Показана процедура переноса на АИТ соотношений, полученных для АИН, на примере выходных и входных дуальных переменных трехфазных двухуровневых топологий.

Глава 3. СИНТЕЗ ЭНЕРГООПТИМАЛЬНЫХ СПОСОБОВ УПРАВЛЕНИЯ АВТОНОМНЫМИ ИНВЕРТОРАМИ С ШИМ

3.1. Общая процедура синтеза способов управления по заданному критерию энергоэффективности

Большинство существующих способов управления ШИМ получено эвристическим путем с использованием элементов анализа. В то же время, как было показано во введении, в области проектирования способов управления, прежде всего способов управления АИН с ШИМ, начиная с 80-х годов прошлого века, параллельно существовала и существует поныне тенденция, обратная анализу. Суть ее сводится к следующему: определение по тем или иным заданным энергетическим характеристикам АИН импульсов управления его вентилями. Однако, несмотря на относительно долгую историю, вопрос синтеза энергооптимальных способов управления АИН и АИТ с ШИМ до настоящего времени в полной мере не решен, и работы в данном направлении продолжаются.

Существующие методы синтеза подробно были рассмотрены в [74]. Проведенный к настоящему времени анализ способов ШИМ и методов их синтеза не выявил среди последних ничего принципиально нового. Изменения касаются лишь возможностей вычислительной базы, стремлением реализовать процедуру расчета в режиме реального времени, используемой математикой, ускоряющей этот процесс (часто в ущерб точности) и методам из области искусственного интеллекта. Последнее отмечено в выше приведенном обзоре способов ШИМ. В соответствии с этим обзор методов синтеза в настоящей работе не приводится.

Вопрос синтеза способов программного управления с ШИМ является не тривиальной задачей, практически реализовать ту или иную процедуру синтеза способа управления АИН с ШИМ довольно трудно, а описать его в замкнутом виде практически невозможно. По информации, имеющейся у автора, существует 1-2 статьи, в которых данный вопрос решается на теоретическом уровне с применением методов вариационного исчисления [39]. Но до практических результатов дело не доходит.

Одним из путей решения проблемы синтеза может быть следующее: во-первых, декомпозиция задачи, а во-вторых, сочетание аналитических и численных подходов в процедуре синтеза способа управления. В работах [74, 132, 258], в общей сложности, с целью упрощения поставленной задачи было предложено способ программного управления разделить на три компонента: закон модуляции, алгоритм переключения и процедуру реализации способа, а задачу его синтеза – на три подзадачи: синтез закона модуляции, синтез алгоритма переключения и синтез процедуры реализации способа. Там же были предложены определения всем компонентам СПУ и трактовка процессу синтеза:

а) закон модуляции (ЗМ) – это величина и изменение длительностей импульсов линейного напряжения на периоде выходной частоты инвертора;

б) алгоритм переключения вентиля (АП) – это очередность и число коммутаций вентиля на периоде выходной частоты АИН;

в) процедура реализации способа (ПРС) – это совокупность сигналов и алгоритмов, необходимых для реализации способа управления.

Тогда синтез способа управления – это определение по форме выходного напряжения, полученной по заданному критерию оптимизации, параметров модулирующих и опорных сигналов, а также импульсов управления вентилями АИН.

Решение подзадачи синтеза АП было предложено в [132], некоторые пути решения остальных подзадач рассматривались в [74, 258], что дает возможность сформулировать общую процедуру синтеза. Синтез способа управления в целом (и его компонентов) как оптимизационную задачу можно разбить на следующие последовательные этапы:

а) определение требований к объекту синтеза и выбор соответствующего качественного показателя (критерия оптимизации) или их совокупности, которые отражают предъявленные требования;

б) нахождение аналитических выражений принятого качественного показателя в зависимости от варьируемых параметров и не варьируемых параметров системы – создание математической модели;

в) определение процедуры для однозначного нахождения варьируемых параметров, которые оптимизируют качественный показатель – собственно синтез.

И последним, очевидно, должен быть этап анализа полученных результатов. Он чаще всего реализуется или путем сравнения синтезированного способа с известными способами по использованному критерию оптимизации, или (и) путем комплексного анализа - с учетом входных, выходных и внутренних энергетических характеристик инвертора напряжения. Исходя из этого, процесс синтеза СПУ АИН упрощенно можно представить в виде блок-схемы на рисунке 3.1.



Рисунок 3.1 – Процедура синтеза способа управления

На первом этапе, на основании требований, предъявляемых к АИН и (или) к качеству его выходной энергии, синтезируется ЗМ [258], результатом которого в общем случае является кривая выходного напряжения преобразователя. По методике, предложенной в [132], формируются ШИМ-импульсы, которые обычно получают на выходе компараторов в системе управления АИН. Эти импульсы, а также дополнительные требования, накладываемые на компоненты СПУ, являются основой для синтеза АП [132], в результате чего формируются импульсы управле-

ния ключами АИН, а также основой для синтеза ПРС [258]. Результатом последнего являются параметры опорных ($e_{оп}$) и модулирующих (e_m) сигналов.

Несколько слов необходимо сказать о ПРС. Для реализации способа управления, известного или синтезированного, нужен набор исходных зависимостей, определяющих процедуру формирования импульсов управления в зависимости от времени, выходной частоты и глубины модуляции. Такие зависимости могут быть представлены в графическом, табличном или аналитическом видах. Подобные зависимости могут касаться либо собственно импульсов управления, либо параметров сигналов, формирующих эти импульсы вертикальными методами. В данной работе было отдано предпочтение последним, т.е. результатом синтеза ПРС должны быть аналитические выражения для описания опорных и модулирующих сигналов. При этом автор исходит из следующих положений:

а) любой программный способ управления, даже способ с селективным исключением гармоник и неравномерным расположением импульсов, можно представить как результат взаимодействия опорных и модулирующих сигналов;

б) форма и количество опорных и модулирующих сигналов для формирования последовательности ШИМ-импульсов могут быть самыми различными.

Последнее обстоятельство, в частности, подтверждается проведенным в разделе 1.3 обзором существующих способов ШИМ, в которых разработчики не ограничивают себя в форме и параметрах модулирующих и опорных сигналов. Имеющийся опыт говорит о практически неограниченном арсенале средств синтеза ПРС в указанной трактовке. Немаловажную роль в этом этапе синтеза должно играть то, что современные микропроцессорные средства управления и программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС), также используемые для управления устройствами СЭ, способны реализовать с необходимой степенью точности, любые, сколь угодно сложные, алгоритмы формирования импульсов управления вентилями АИН.

В пользу такого подхода к ПРС также говорит и следующий факт. Синтезированные по тому или иному критерию оптимальности способы ШИМ помимо

известных достоинств имеют и недостатки [259, 260]. Результаты синтеза моментов коммутации, вычисленные для целого ряда значений глубины модуляции и числа импульсов, записываются в виде массивов в память системы управления. В процессе управления преобразователем в зависимости от условий его работы часто приходится переходить от одной таблицы к другой, что приводит к сбоям в работе, к возникновению больших всплесков тока, ухудшает динамику замкнутых систем, особенно электропривода. С целью устранения этих недостатков приходится усложнять алгоритм управления, вводить дополнительные обратные связи «слежения за траекторией» [260]. Наличие же в любой момент времени опорного сигнала и задающего (модулирующего) сигнала исключает возникновение подобных ситуаций.

Приведенная выше процедура синтеза способа управления, а также методики синтеза его компонентов и полученные при этом результаты, которые будут приведены в следующих разделах, не являются всеобъемлющими и универсальными. Это один из возможных вариантов решения проблемы синтеза, который, по мнению автора, является вполне приемлемым и обоснованным.

Подход к синтезу АП, разработанный и описанный (в рамках предложенной выше процедуры синтеза способа управления) в [132], не является единственным и универсальным. Синтез алгоритмов переключения вентилях очень хорошо проработан в целом ряде статей различных авторов [128-131, 133-135]. Особенно это наглядно продемонстрировано в векторном представлении СПУ АИН [211]. Чаще всего критерием оптимизации при синтезе АП является минимум коммутационных потерь в преобразователе. В то же время с появлением многоуровневых топологий автономных инверторов алгоритм переключения позволяет решать задачу балансировки напряжений на конденсаторах в МУ-АИН и токов в индуктивностях МУ-АИТ. И такой критерий оптимизации в совокупности с минимумом потерь также используется при синтезе АП [27, 179, 261]. В силу этого обстоятельства данный вопрос не рассматривается отдельно в настоящей работе. Больше внимание в ней уделяется вопросам синтеза закона модуляции и процедуре реализации способа.

3.2 Обоснование методики синтеза закона модуляции

Методика синтеза ЗМ, первого этапа в процедуре синтеза СПУ, основывается на представлении импульсной последовательности линейного напряжения в виде ряда Фурье, коэффициенты которого определяются по временным параметрам импульсов [230]:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^p u_i \cdot \beta_i, & a_k &= \frac{1}{k\pi} \sum_{i=1}^p u_i \cos k\alpha_i \sin k\beta_i, \\ b_k &= \frac{1}{k\pi} \sum_{i=1}^p u_i \sin k\alpha_i \sin k\beta_i \end{aligned} \quad (3.1)$$

где u_i - амплитуда i -го импульса линейного напряжения (примем ее модуль за единицу);

p - число импульсов на периоде линейного напряжения;

k - номер гармоники;

α_i, β_i - положение центра и половина длительности i -го импульса, определяемые соответственно по формулам:

$$\alpha_i = \frac{\vartheta_i' + \vartheta_i}{2} \quad \beta_i = \frac{\vartheta_i' - \vartheta_i}{2} \quad (3.2)$$

где $\vartheta_i, \vartheta_i'$ - соответственно начало и конец i -го импульса линейного напряжения.

Таким образом, амплитуды гармоник зависят от длительности и положения импульсов на периоде выходной частоты. Отсюда вытекает в самом общем виде процедура синтеза закона модуляции: варьировать эти параметры с целью обеспечения минимума критерия оптимизации, в нашем случае - ИКГН 1-го порядка. Однако в силу многомерности и многозначности такого общего подхода данная процедура практически не реализуема. С целью упрощения задачи традиционно вводят допущения. Самое распространенное - обеспечение той или иной симметрии выходного напряжения, чаще всего - симметрии 4-го рода. В этом случае спектр содержит только косинусные составляющие (при соответствующем выборе начала координат) нечетных гармоник [262] и для анализа или синтеза доста-

точно рассматривать сигнал только на его четверти периода. В частности при упомянутой симметрии выражение для спектра линейного напряжения, с учетом соотношений (3.1), будет иметь вид:

$$u(\vartheta) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{8E}{(2k-1)\pi} \sum_{i=1}^n \cos[(2k-1)\alpha_i] \sin[(2k-1)\beta_i] \cos(2k-1)\vartheta \quad (3.3)$$

где n – число импульсов на четверти периода; $n=p/4$ или $=(p/4)+1$ соответственно для четного или нечетного числа импульсов на полупериоде выходного напряжения. Действующее значение кривой линейного напряжения при таком представлении выражается следующим образом:

$$U = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u^2(\vartheta) d\vartheta} = E_d \sqrt{\frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^n (\vartheta'_i - \vartheta_i)} = E_d \sqrt{\frac{4}{\pi} \sum_{i=1}^n \beta_i} \quad (3.4)$$

Примечание - Таким образом, действующее значение линейного напряжения зависит только от длительностей его импульсов. А так как длительности всех рассмотренных в главе 2 способов ШИМ меняются по одному и тому же закону синусоидального ЛМС, то выражение (3.4) является еще одним подтверждением того, что действующие значения линейного напряжения АИН для всех рассмотренных способов ШИМ одинаковы.

Но при всех этих вариациях длительностей импульсов и их положений будет меняться, согласно (3.3), и величина основной гармоники, что не всегда допустимо с точки зрения линейности регулировочной характеристики преобразователя. В этой связи были введены ограничения, а именно:

а) постоянство действующего значения исходной последовательности импульсов, которое выражается из уравнения (3.4) следующим образом:

$$\sum_{i=1}^n \beta_i = const. \quad (3.5)$$

(данное условие, в частности, обеспечивается **варьированием только положений импульсов** при сохранении их длительности);

б) сохраняется порядок распределения длительностей импульсов на периоде синтезируемого сигнала;

в) исходная и синтезируемая формы кривой напряжения обладают симметрией 4-го рода.

В качестве исходной формы, определяющей набор импульсов и их длительность, было предложено брать кривую линейного напряжения АИН, управляемого каким-либо классическим способом ШИМ. Для ряда значений глубины модуляции формируется исходная кривая, например в *PSIM*, определяются их длительности и взаимное расположение. Далее, в процессе синтеза ЗМ, по определенному правилу варьируются положения импульсов, и вычисляется ИКГН 1-го порядка. В итоге выбираются те расположения импульсов, которые для каждой глубины модуляции обеспечивают минимум критерия оптимизации. Отчасти эта процедура напоминает синтез СПУ в векторном представлении: длительности импульсов вычисляются по известным формулам [211] и далее определяется их положение на интервале усреднения (или в оригинальной трактовке - положение и длительности нулевых векторов) [153, 154].

Кроме того, синтез способа управления, как было предложено выше, должен помимо синтеза ЗМ включать в себя синтез ПРС, который подразумевает определение формы модулирующего и опорного сигналов. Однако здесь задача тоже не однозначная. Оптимальные положения импульсов линейного напряжения определяют только точки пересечения опорного и модулирующих сигналов: точка одна, а формируют ее два сигнала, изменяющиеся во времени, причем как минимум один сигнал изменяется по нелинейному закону. С целью упрощения этапа ПРС было предложено синтезировать только один сигнал, считая второй заданным.

В соответствии с вышесказанным, а также алгоритмом, представленным на рисунке 3.2, процедура синтеза способа управления была сформулирована в виде следующих последовательных этапов [258]:

- а) задание распределения длительностей импульсов на периоде выходной частоты в соответствии с выбранным законом ШИМ и заданной глубиной модуляции;
- б) определение оптимального (в соответствии с выбранным критерием) расположения фронтов указанных импульсов – синтез ЗМ;
- в) определение положения фронтов импульсов управления в соответствии с методикой, предложенной в [133] - синтез АП и ШМ-импульсов;

г) определение параметров неизвестного сигнала, реализующего синтезированный способ управления – синтез ПРС.

В соответствии с вышесказанным, на рисунке 3.2 приведена подробная блок-схема алгоритма синтеза способа ШИМ. Все блоки понятны за исключением блока «Определение оптимальных φ_i , φ'_i ». В этом блоке по координатам импульсов линейного напряжения по известным фазным соотношениям определяются координаты ШИМ-импульсов, формируемых на выходе компараторов в результате сравнения модулирующего и опорного сигналов.

В качестве исходной формы, в отличие от [259], где использовались импульсы одинаковой длительности, была принята классическая форма кривых выходного напряжения АИН с синусоидальной ДШИМ, которая в ряде случаев сохраняет свои преимущества по сравнению с синтезированными способами [230] и практически всегда является эталоном, с которым сравниваются синтезированные способы [44, 225, 226, 230]. Синтез проводился применительно к управлению однофазным и трехфазным мостовыми 2У-АИН, причем каждый из этих вариантов, как будет показано ниже, имеет свои особенности и, соответственно, накладывает свои дополнительные ограничения на процесс синтеза.

Варьирование положения каждого импульса с целью оптимизации спектрального состава выходного напряжения АИН по заданному критерию возможно как в пределах длительности тактового интервала, так и за его пределами [34]. Под тактовым интервалом, напомним, при реализации вертикальными методами подразумевается наклонный участок опорного сигнала. Каждый вариант имеет право на использование, но каждый имеет свои достоинства, недостатки и, следовательно, области применения. В последующих разделах диссертационной работы будет рассмотрено применение обоих вариантов варьирования положения импульсов.

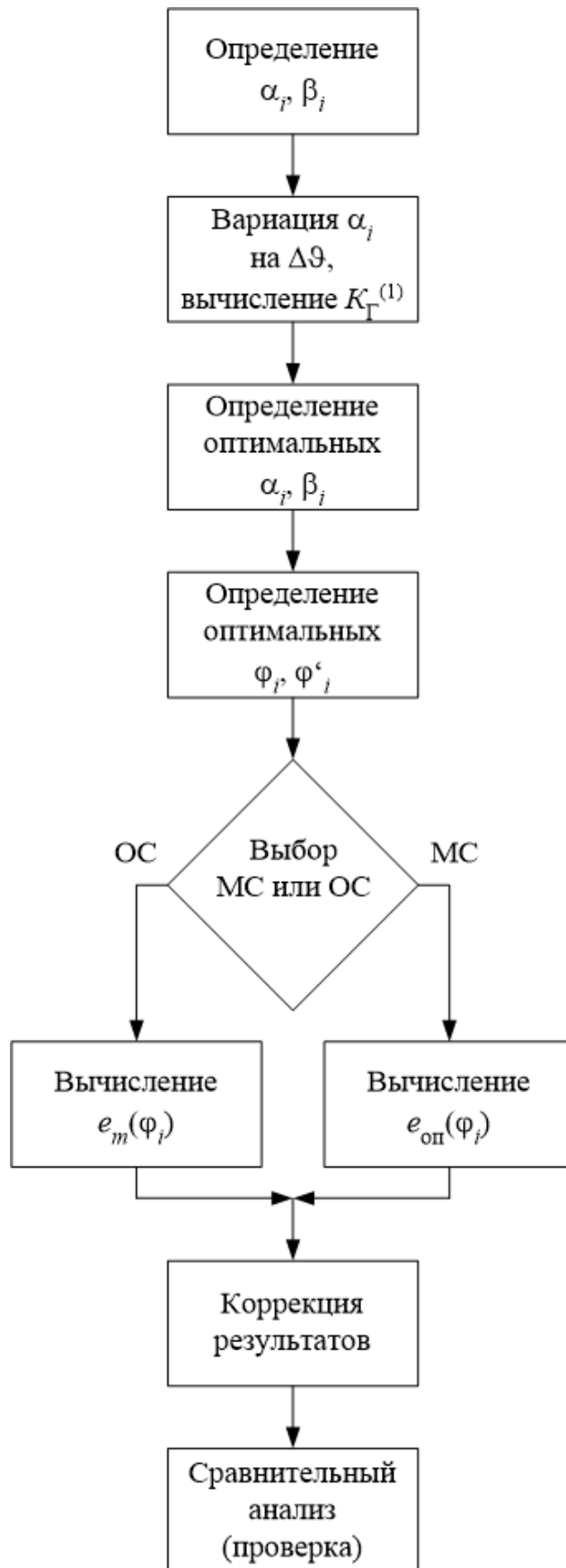


Рисунок 3.2 – Алгоритм синтеза способа ШИМ

3.3 Синтез закона модуляции и процедуры реализации способа управления двухфазным инвертором напряжения

Как было показано в главе 2, лучшее качество среди рассматриваемых способов управления обеспечивает СШИМ двухфазного АИН. В соответствии с этим была поставлена задача: получить лучшее качество выходного напряжения данного АИН. Ниже представлено ее решение.

В качестве исходной была принята форма выходного напряжения u_{ab} двухфазного АИН, изображенная на рисунке 3.3. Она получается при несимметричном (или квази-симметричном управлении) путем сравнения однополярного (униполярного) треугольного опорного и модуля синусоидального модулирующего сигналов [220]. Число импульсов на периоде выходного напряжения равно двенадцати, т.е. трем на четверти периода. В таблице 3.1 для указанной формы (см. колонки «ДШИМ») и ряда значений глубины модуляции M приведены параметры выходных импульсов (α_i, β_i) на четверти периода выходного напряжения для начала координат, взятого в середине положительной полуволны модулирующего сигнала, а также приведены значения ИКГН 1-го порядка. В этой и последующих таблицах параметры импульсов выражены в радианах.

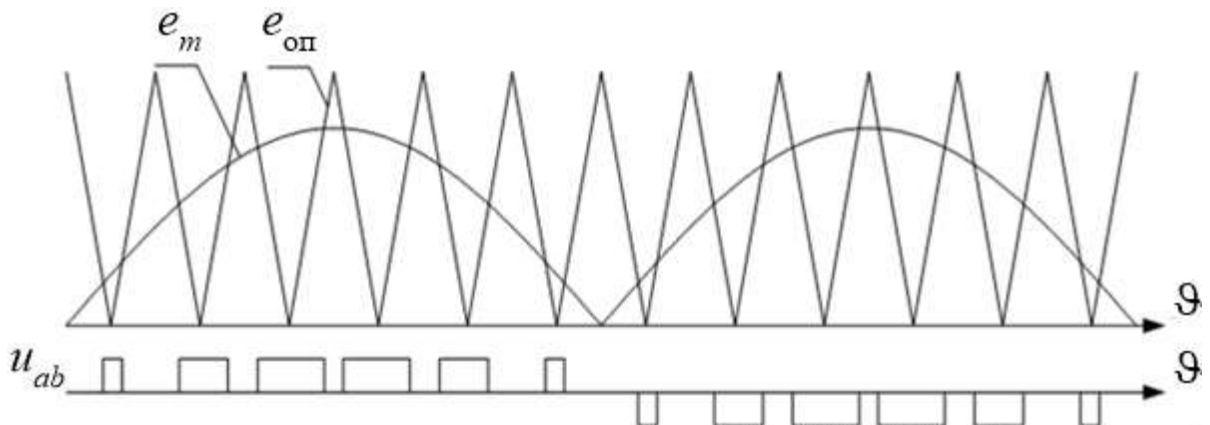


Рисунок 3.3 – Исходная форма выходного напряжения двухфазного АИН и сигналы для ее формирования

Таблица 3.1 – Параметры импульсов выходного напряжения двухфазного мостового АИН при ДШИМ и СШИМ_{С1}

<i>M</i>	Параметр	ДШИМ				$K_{\Gamma}^{(1)}$	СШИМ _{С1}			
		1-й имп-с	2-й имп-с	3-й имп-с			1-й имп-с	2-й имп-с	3-й имп-с	$K_{\Gamma}^{(1)}$
0.1	β_i	0.0253	0.0186	0.0070	0.1382	0.0253	0.0186	0.0070	0.1212	
	α_i	0.2616	0.7851	1.3090		0.2264	0.6722	1.3080		
	ϑ_i	---	---	---		0.2011	0.6537	1.0310		
	ϑ_i'	---	---	---		0.2517	0.6908	1.0450		
0.3	β_i	0.0757	0.0556	0.0205	0.1139	0.0757	0.0556	0.0205	0.0989	
	α_i	0.2603	0.7823	1.3080		0.2386	0.6957	1.0610		
	ϑ_i	---	---	---		0.1629	0.6401	1.0405		
	ϑ_i'	---	---	---		0.3143	0.7513	1.0815		
0.5	β_i	0.1256	0.0929	0.0345	0.0891	0.1256	0.0929	0.0345	0.0754	
	α_i	0.2576	0.7769	1.3045		0.2321	0.6940	1.0650		
	ϑ_i	---	---	---		0.1065	0.6011	1.0305		
	ϑ_i'	---	---	---		0.3577	0.7869	1.0995		
0.7	β_i	0.1747	0.1306	0.0490	0.0653	0.1747	0.1306	0.0490	0.0529	
	α_i	0.2538	0.7688	1.3000		0.2322	0.7099	1.1000		
	ϑ_i	---	---	---		0.0575	0.5793	1.0510		
	ϑ_i'	---	---	---		0.4069	0.8405	1.1490		
0.9	β_i	0.2227	0.1717	0.0645	0.0442	0.2227	0.1717	0.0645	0.0325	
	α_i	0.2490	0.7553	1.2940		0.2372	0.7187	1.1290		
	ϑ_i	---	---	---		0.0145	0.5470	1.0645		
	ϑ_i'	---	---	---		0.4599	0.8904	1.1935		

Так как на четверти периода расположены три импульса, а длительности и порядок распределения импульсов (по условию синтеза) не меняются, то число варьируемых переменных также будет равно трем (трехмерный вектор переменных): положения центров импульсов $\alpha_1 \div \alpha_3$. Диапазон варьирования положений каждого импульса в данном случае не ограничивался тактовым интервалом. Рассматривался весь возможный диапазон: от полного слияния импульсов на одной стороне четверти периода до полного их слияния на противоположной стороне.

Для каждой комбинации положения импульсов, которые менялись с определенным шагом, по формуле (3.3) рассчитывался спектр и далее ИКГН 1-го порядка.

В колонках с общим названием «СШИМ_{С1}» (так в дальнейшем будет называться данный синтезируемый СПУ), расположенных в таблице 3.1, приведены конечные результаты. Они показывают, что полученное распределение импульсов выходного напряжения инвертора (синтезированный ЗМ) при тех же длительностях позволяет в диапазоне значений глубины модуляции от 0.1 до 0.9 уменьшить ИКГН 1-го порядка соответственно на величины от 12.3% до 26.4%. Таким образом, синтезирован оптимальный, при заданных ограничениях и критерии энергооптимальности, закон модуляции. Он обеспечивает лучшее (в соответствии с поставленной задачей) качество выходной энергии двухфазного АИН с ШИМ.

При синтезе ПРС для полученного ЗМ было сделано допущение, что форма модулирующего сигнала задана и представляет собой гармонический сигнал: при выбранном начале координат – косинусоиду. Положение фронтов ШМ-импульсов, как известно, при реализации вертикальным методом определяется уравнением фазовой модуляции и соответствует моментам равенства модулирующего и опорного сигналов. По временному положению фронтов и форме модулирующего сигнала значения опорного сигнала в моменты коммутации можно определить следующим образом:

$$e_{оп}^n = M \cos \vartheta_n \quad (3.6)$$

где n – номер наклонного участка опорного сигнала, или фронта импульсов на четверти периода выходного напряжения АИН;

ϑ_n - положение n -го фронта последовательности ШМ-модулированных импульсов на четверти периода выходного напряжения АИН.

Результаты расчета выражения (3.6) приведены в таблице 3.2 и отображены на рисунке 3.4 утолщенными линиями. Последние соединяют точки, которые были вычислены для разных значений глубины модуляции M . Также на рисунке 3.4 пунктирными линиями показан исходный опорный сигнал.

Таблица 3.2 – Параметры синтезированного опорного сигнала

n -й фронт	Переменные	$M=0.1$	$M=0.3$	$M=0.5$	$M=0.7$	$M=0.9$
1	ϑ_n	0.2011	0.1629	0.1065	0.0575	0.0145
	$e_{оп}^n$	0.09798	0.29603	0.49717	0.69884	0.89990
2	ϑ_n	0.2517	0.3143	0.3577	0.4069	0.4599
	$e_{оп}^n$	0.09685	0.28531	0.46835	0.64285	0.80649
3	ϑ_n	0.6537	0.6401	0.6011	0.5793	0.5470
	$e_{оп}^n$	0.07939	0.24061	0.41236	0.58579	0.76868
4	ϑ_n	0.6908	0.7513	0.7869	0.8405	0.8904
	$e_{оп}^n$	0.07708	0.21924	0.35302	0.46696	0.56619
5	ϑ_n	1.0310	1.0405	1.0305	1.0510	1.0645
	$e_{оп}^n$	0.05140	0.15174	0.25719	0.34769	0.43645
6	ϑ_n	1.0450	1.0815	1.0995	1.1490	1.1935
	$e_{оп}^n$	0.05019	0.14100	0.22702	0.28658	0.33157

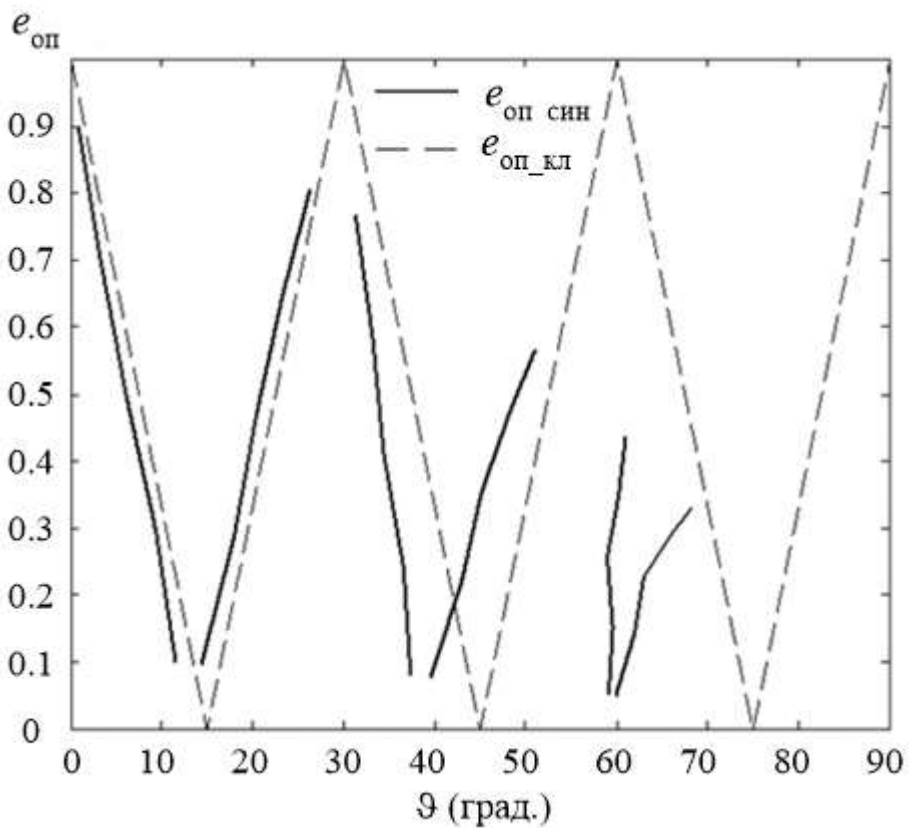


Рисунок 3.4 – Форма синтезированного опорного сигнала

Из рисунка 3.4 видно: чем дальше от центра полуволны модулирующего сигнала, тем больше полученные участки опорного сигнала смещаются к центру от соответствующих участков исходного сигнала и тем больше становятся нелинейными. С целью упрощения реализации синтезированной формы опорного сигнала была произведена его линейаризация. При этом учитывалось следующее:

а) координаты первых трех пиков синтезированной формы при продолжении соответствующих участков опорного сигнала вертикально вверх практически совпадают с координатами пиков исходного опорного сигнала;

б) пятый отрезок (участок) представляет собой, очевидно, вертикальную линию;

в) шестой участок синтезированной формы, очевидно, необходимо по времени линейно продолжить до точки с координатами (90 эл. град, 1.0).

В результате линейаризации была получена форма опорного сигнала, представленная на рисунке 3.5.

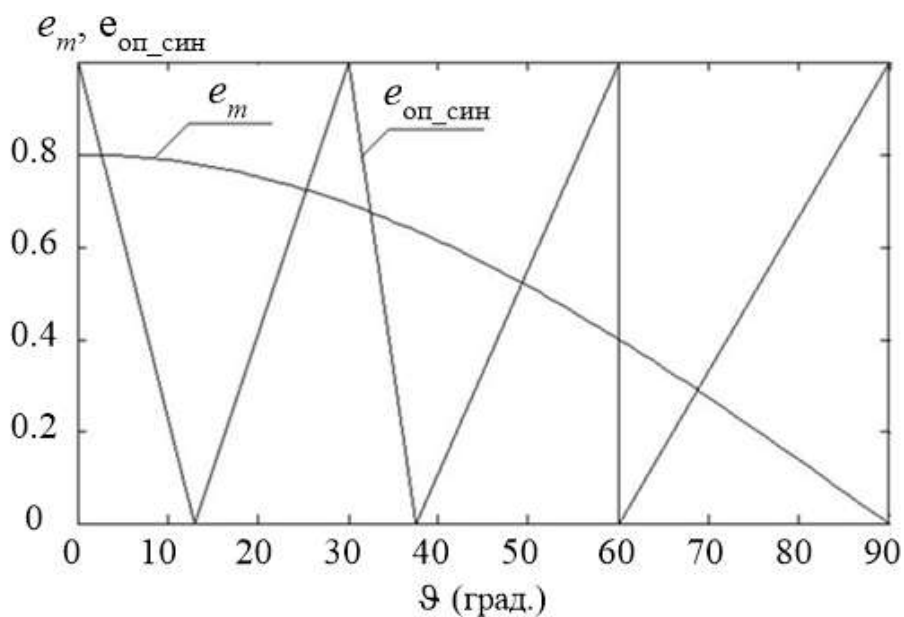


Рисунок 3.5– Форма синтезированного опорного сигнала после линейаризации

Ее характерной особенностью является то, что ее экстремальные значения по времени совпадают с аналогичными точками исходного опорного сигнала (т.е. период опорного сигнала не изменился), а нулевые не совпадают. Причем нулевые

точки, по мере удаления от начала координат, все в большей степени смещаются к началу своего периода опорного сигнала, так что последний опорный сигнал вместо треугольного с разным наклоном сторон становится пилообразным. Другими словами, при движении от центра полуволны модулирующего сигнала к его периферии происходит плавный переход от равномерной двусторонней ШИМ (центральный опорный сигнал представляет собой равнобедренный треугольник) к неравномерной двусторонней ШИМ с неодинаковой длительностью оснований сторон треугольного опорного сигнала и, в конечном итоге, к односторонней ШИМ.

Для однозначного задания параметров синтезированного опорного сигнала необходимо также знать координаты его нулевых точек или закон изменения проекций сторон на ось времени на четверти периода модулирующего сигнала. Нахождение такого закона позволит формализовать ПРС при данной и других кратностях. В таблице 3.3 приведены координаты нулевых точек (ϑ_i^0) для i -го периода опорного сигнала, полученные путем линейного продолжения кривых, изображенных на рисунке 3.4, а также приведены отношения соответствующих оснований сторон синтезированного и исходного опорных сигналов, вычисленные по формуле:

$$\tau_n^* = \tau_{\text{син},n} / \tau_{\text{кл},n} \quad (3.7)$$

где $\tau_{\text{син},n}$ - длительность оснований n -го наклонного участка синтезированного опорного сигнала;

$\tau_{\text{кл},n}$ - длительность оснований n -го наклонного участка исходной (классической) формы опорного сигнала, равная в данном случае $\pi/12$.

Таблица 3.3 – Координаты нулевых значений синтезированного опорного сигнала и относительные значения проекций длительностей его сторон

i	1		2		3	
ϑ_i^0	0.22		0.67		1.0472= $\pi/3$	
n	1	2	3	4	5	6
τ_n	0.84	1.16	0.56	1.44	0	2

Если учесть, что при выбранном числе импульсов в выходном напряжении АИН период опорного сигнала равен $\pi/6$, то тогда видно, что относительные значения оснований спадающих (нечетных) наклонных участков синтезированного опорного сигнала с большой точностью соответствуют значениям косинуса на границах этих периодов, т.е. соответственно значениям 0.866, 0.5, 0. Длительность же оснований нарастающих (четных) участков дополняет длительность периода опорного сигнала (в относительных единицах) до двух. Другими словами, для проекций спадающих и нарастающих участков опорного сигнала на ось времени в выбранной системе координат и с учетом использованных ранее обозначений можно записать:

$$\tau_c^{i*} = \cos(i\pi/6), \quad \tau_n^{i*} = 2 - \tau_c^{i*} \quad (3.8)$$

Или в общем случае:

$$\tau_c^{i*} = \cos(i2\pi/K_p), \quad \tau_n^{i*} = 2 - \tau_c^{i*} \quad (3.9)$$

где K_p – кратность частот опорного и модулирующего сигналов, равная числу периодов опорного сигнала на периоде модулирующего;

i – номер периода опорного сигнала ($i = \overline{1, K_p}$).

Некоторое несоответствие значений, приведенных с таблицы 3.3, выражению (3.8), очевидно, обусловлено погрешностями расчета, относительно большой величиной минимального значения глубины модуляции ($M=0.1$) и также графическим способом определения координат нулевых точек опорного сигнала.

Для синтезированной линейной формы опорного напряжения, нулевые точки которого были скорректированы в соответствии с выражением (3.8), была произведена проверка на соответствие ее синтезированному ЗМ, результаты которой приведены в таблице 3.4.

Полученные результаты говорят о том, что проведенные упрощения и уточнения параметров синтезированного опорного сигнала, обусловленные его линеаризацией, вызывали лишь незначительные изменения ИКГН 1-го порядка. При-

чем, изменения произошли как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения значений данного коэффициента.

Таблица 3.4 – Параметры импульсов выходного напряжения однофазным мостовым АИН с СШИМ-2 и линейным опорным сигналом

М	Пар-р	1-й имп-с	2 -й имп-с	3-й имп-с	$K_{\Gamma}^{(1)}$ лин.	$K_{\Gamma}^{(1)}$ син.
0.1	β_i	0.0254	0.0204	0.0125	0.1124	0.1212
	α_i	0.2300	0.6644	1.0597		
	ϑ_i	0.2046	0.6440	1.0472		
	ϑ_i'	0.2554	0.6848	1.0722		
0.3	β_i	0.0760	0.0592	0.0348	0.0926	0.0989
	α_i	0.2354	0.6820	1.0820		
	ϑ_i	0.1594	0.6228	1.0472		
	ϑ_i'	0.3114	0.7412	1.1167		
0.5	β_i	0.1258	0.0961	0.0532	0.0714	0.0754
	α_i	0.2401	0.6964	1.1004		
	ϑ_i	0.1142	0.6003	1.0472		
	ϑ_i'	0.3659	0.7925	1.1536		
0.7	β_i	0.1739	0.1304	0.0695	0.0518	0.0529
	α_i	0.2430	0.7082	1.1167		
	ϑ_i	0.0691	0.5778	1.0472		
	ϑ_i'	0.4169	0.8386	1.1863		
0.9	β_i	0.2213	0.1621	0.0828	0.0344	0.0325
	α_i	0.2443	0.7164	1.1300		
	ϑ_i	0.0230	0.5543	1.0472		
	ϑ_i'	0.4656	0.8785	1.2129		

Ниже приводится графическая иллюстрация синтезированного СПУ для двухфазного АИН и его сравнение с исходным способом - классической ДШИМ. На рисунке 3.6, рисунке 3.7 для глубины модуляции $M=0.8$ и кратности $K_p=12$ приведены опорный ($e_{оп}$) и модулирующий для фазы A ($e_{та}$) сигналы и выходное напряжение (u_{ab}) соответственно для способов СШИМ и СШИМ_{С1}. Приведенные

кривые показывают, что в синтезированном способе ШИМ-импульсы выходного напряжения концентрируются ближе к центру полуволны.

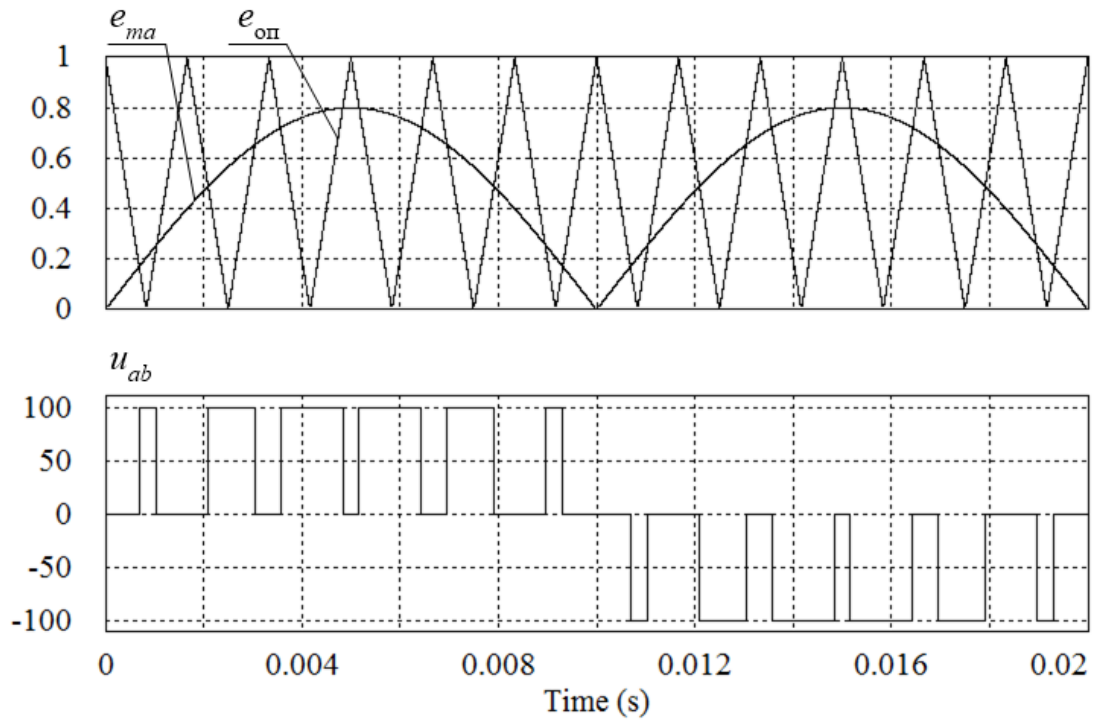


Рисунок 3.6 – СШИМ: $K_p=12$, $M=0.8$

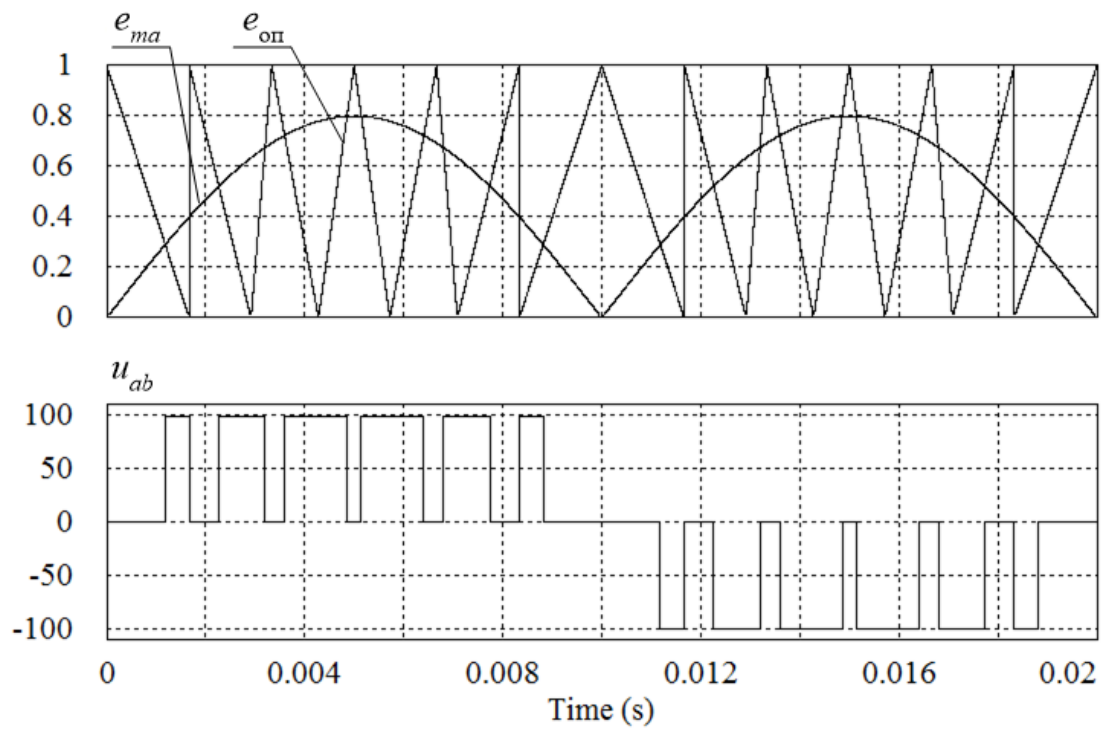


Рисунок 3.7 – СШИМ_{C1}: $K_p=12$, $M=0.8$

Недостатком синтезированного СПУ является нелинейность регулировочной характеристики АИН (будет показано в главе 4). В общем, эта нелинейность не значительна и может быть легко устранена обратной связью по напряжению.

С другой стороны, данную нелинейность можно устранить путем модернизации данного синтезированного способа. Выявленная зависимость оснований сторон опорного сигнала от расположения на периоде модулирующего сигнала может рассматриваться как модуляция длительностей этих оснований неким гармоническим сигналом (модулем) той же частоты и фазы, что и модулирующий сигнал, или, целесообразнее, самим модулирующим сигналом. Но он может меняться в зависимости о глубины модуляции. Примем, что полученные величины длительностей оснований сторон соответствуют единичной глубине модуляции, а с ее уменьшением степень деформации оснований опорного сигнала будет уменьшаться, и при $M=0$ форма опорного сигнала будет принимать вид классического равнобедренного треугольника.

Другими словами, при таком управлении одновременно «включены» (запущены) два процесса модуляции:

- процесс модуляции ширины ШМ-импульсов, обусловленный формой и амплитудой модулирующего сигнала;
- процесс модуляции оснований сторон опорного сигнал, также обусловленный формой и амплитудой модулирующего сигнала.

С учетом второго процесса модуляции (при допущении об его пропорциональном влиянии), длительности оснований сторон опорного сигнала можно выразить следующим образом, взяв за основу соотношения (3.8):

$$\tau_c^{i*} = 1 - M[1 - \cos(i\pi/6)], \quad \tau_n^{i*} = 2 - \tau_c^{i*} \quad (3.10)$$

Нетрудно видеть, что при $M=0$ относительные длительности оснований спадающих и нарастающих сторон будут одинаковы, что соответствует СШИМ_{КЛ}, а при $M=1$ – будут выражаться соотношениями (3.8).

Таким образом, по заданному набору однополярных импульсов и их очередности на периоде модулирующего сигнала был синтезирован (по критерию

ИКГН-1) оптимальный ЗМ. Для синтезированного ЗМ был синтезирована и ПРС: при заданном положении фронтов импульсов управления и принятой синусоидальной форме модулирующего сигнала определены параметры опорного сигнала, т.е. целиком синтезирован СПУ, который назван СШИМ_{С1}. Далее данный способ был модернизирован с целью линейаризации регулировочной характеристики АИН (способ СШИМ_{С1М}).

Второй вариант ПРС: определение параметров модулирующего сигнала по заданной форме опорного сигнала, например, классической треугольной или пилообразной, - в данном случае, думается, не реализуем. Это обусловлено тем фактом, что варьирование импульсов при синтезе ЗМ производилось не в пределах тактового интервала, что необходимо при использовании классических форм опорного сигнала, а в пределах четверти периода модулирующего сигнала. Второй вариант ПРС будет рассмотрен в следующем разделе, при синтезе способа управления трехфазным АИН.

3.4 Синтез закона модуляции и процедуры реализации способа управления трехфазным инвертором напряжения

3.4.1. Синтез закона модуляции для кратности $K_p = 9$

В качестве исходной формы была принята кривая линейного напряжения u_{ab} трехфазного мостового АИН, представленная на рисунке 3.8. Здесь же изображена процедура получения данной кривой. Кратность девять была выбрана потому, что она обеспечивает симметрию четвертого рода в кривой линейного напряжения. В таблице 3.5 для указанной формы и нескольких значений глубины модуляции M приведены параметры импульсов напряжения на четверти периода (на рисунке 3.8 они выделены цветом) для начала отсчета, взятого в середине полуволны линейного напряжения u_{ab} , а также приведены соответствующие значения ИКГН 1-го порядка. Параметры импульсов были вычислены по положениям фронтов широтно-

модулированных импульсов ($\varphi_1 \div \varphi_4$) кривой y_a с учетом симметрии между фазами и 4-го рода на основании следующих уравнений связи:

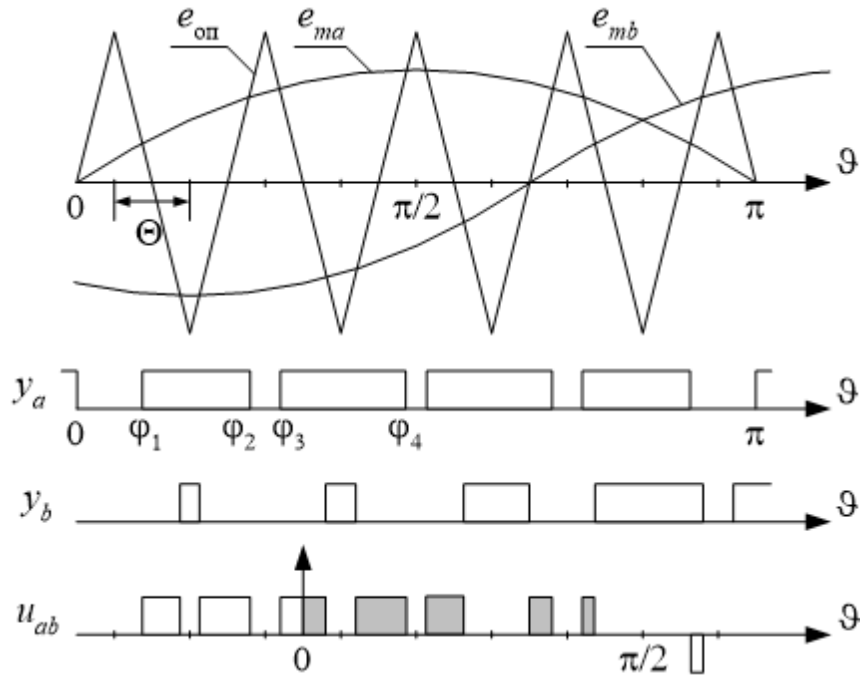


Рисунок 3.8 – Временные диаграммы классической СШИМ при $K_p = 9$

$$\begin{aligned}
 \vartheta_1 &= 0 & \vartheta_3 &= 2\pi/3 - \varphi_4 & \vartheta_5 &= 2\pi/3 - \varphi_2 \\
 \vartheta_1' &= \pi/3 - \varphi_3 & \vartheta_3' &= \pi/3 - \varphi_1 & \vartheta_3' &= \pi/3 + \varphi_1 \\
 \vartheta_2 &= \pi/3 - \varphi_2 & \vartheta_4 &= \pi/3 & & \\
 \vartheta_2' &= \varphi_4 - \pi/3 & \vartheta_4' &= 2\pi/3 - \varphi_3 & &
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

$$\begin{aligned}
 \varphi_1 &= \pi/3 - \vartheta_3', & \varphi_2 &= 2\pi/3 - \vartheta_5, \\
 \varphi_3 &= \pi/3 - \vartheta_1', & \varphi_4 &= \pi/3 + \vartheta_2'.
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

где $\vartheta_i, \vartheta_i'$ - положения переднего и заднего фронтов i -го импульса линейного напряжения, отсчитываемые от указанного выше начала координат;

φ_j - положение j -го фронта ШМ-импульсов (см. рисунок 3.8), уже отсчитываемое от начала координат, взятого в точке «0» модулирующего сигнала $e_{ма}$.

Отметим, что импульсы линейного напряжения (см. рисунок 3.8) располагаются на тактовых интервалах, соответствующих наклонным участкам опорного сигнала и равных (в радианах, для данной кратности) $\Theta = \pi/9$. На верхней и нижней

оси времени рисунка границы тактовых интервалов соответствующим образом выделены.

Таблица 3.5 – Параметры импульсов выходного линейного напряжения трехфазного мостового АИН с СШИМ

M	Параметр	1-й имп-с	2-й имп-с	3-й имп-с	4-й имп-с	5-й имп-с	$K_{\Gamma}^{(1)}$
0.1	β_i	0.0075	0.0144	0.0115	0.0075	0.0029	0.09024
	α_i	0.0075	0.3519	0.6924	1.0547	1.3877	
	ϑ_i	0.0	0.3376	0.6809	1.0472	1.3848	
	ϑ_i'	0.0150	0.3663	0.7039	1.0622	1.3905	
0.3	β_i	0.0222	0.0433	0.0345	0.0222	0.0089	0.07984
	α_i	0.0222	0.3576	0.6808	1.0694	1.3704	
	ϑ_i	0.0	0.3143	0.6463	1.0472	1.3615	
	ϑ_i'	0.0443	0.4009	0.7153	1.0916	1.3793	
0.5	β_i	0.0362	0.0736	0.0573	0.0362	0.0164	0.06895
	α_i	0.0362	0.3627	0.6682	1.0834	1.3527	
	ϑ_i	0.0	0.2891	0.6109	1.0472	1.3363	
	ϑ_i'	0.0723	0.4363	0.7254	1.1195	1.3690	
0.7	β_i	0.0498	0.1039	0.0798	0.0498	0.0242	0.06084
	α_i	0.0498	0.3672	0.6558	1.0969	1.3346	
	ϑ_i	0.0	0.2632	0.5761	1.0472	1.3104	
	ϑ_i'	0.0995	0.4711	0.7356	1.1467	1.3588	
0.9	β_i	0.0627	0.1357	0.1016	0.0627	0.0341	0.05736
	α_i	0.0627	0.3702	0.6429	1.1099	1.3158	
	ϑ_i	0.0	0.2345	0.5413	1.0472	1.2817	
	ϑ_i'	0.1254	0.5059	0.7445	1.1726	1.3499	
1.0	β_i	0.0673	0.1494	0.1114	0.0673	0.0380	0.05732
	α_i	0.0673	0.3722	0.6378	1.1145	1.3088	
	ϑ_i	0.0	0.2228	0.5264	1.0472	1.2708	
	ϑ_i'	0.1346	0.5216	0.7492	1.1818	1.3468	

На четверти периода линейного напряжения расположено пять импульсов (с учетом половины центрального импульса на полупериоде кривой). Длительность и

порядок распределения импульсов, по условию синтеза, не меняются. В связи с этим число варьируемых переменных, казалось бы, должно было быть равно пяти (пятимерный вектор): положения центров $\alpha_1 \div \alpha_4$. Однако это было бы справедливо для выходного напряжения однофазного АИН, в котором положения импульсов не зависят друг от друга. Особенности построения линейного напряжения в трехфазном инверторе, определяемые известным соотношением равенства нулю суммы мгновенных значений линейных напряжений, существенно уменьшают число независимых варьируемых параметров. Рассмотрим эти особенности по рисунку 3.9, где на четверти периода ($0 \div \pi/2$) изображены импульсы трех линейных напряжений.

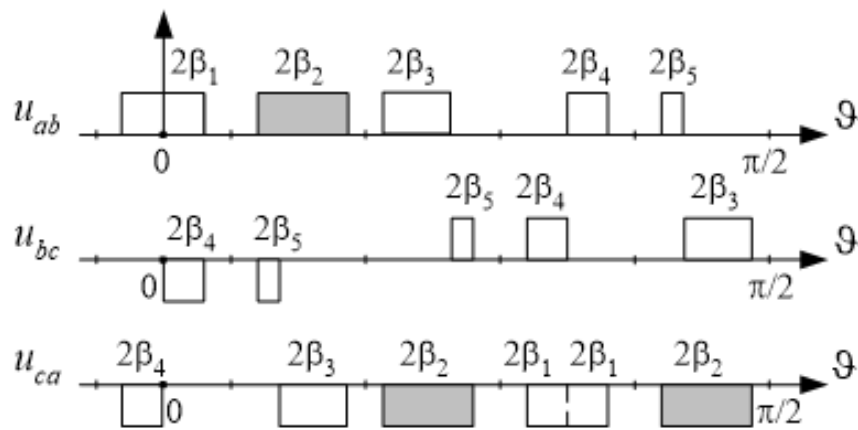


Рисунок 3.9 – Особенности построения линейного напряжения в трехфазном АИН

Так как в АИН амплитуды импульсов линейного напряжения одинаковы, а величина этого напряжения на тактовом интервале определяется длительностью соответствующего импульса, то равенство нулю мгновенных значений линейных напряжений выражается дискретно через равенство суммы длительностей импульсов двух фаз, имеющих импульсы одной полярности, длительности импульса фазы с противоположной полярностью. Так, например, для 2-го тактового интервала (см. рисунок 3.9) с учетом принятых обозначений линейных напряжений имеем следующее:

$$2\beta_{2_{ab}} = 2\beta_{5_{bc}} + 2\beta_{3_{ca}} \quad (3.13)$$

В левой части последнего равенства располагается положительный импульс, в правой части – отрицательные импульсы. Цифры в индексах обозначений

половин длительностей β_i – это номера импульсов в соответствии с началом координат и нумерацией, принятыми для напряжения u_{ab} .

Однако аналогичное равенство, в силу межфазовой симметрии и симметрии 4-го рода кривой самого напряжения, справедливо для отдельно взятого линейного напряжения, например, для u_{ab} :

$$2\beta_3 + 2\beta_5 = 2\beta_2 \quad (3.14)$$

Кроме того из построения можно вывести еще одно равенство:

$$2\beta_1 = 2\beta_4 \quad (3.15)$$

Соотношения (3.14) и (3.15) связывают между собой импульсы не только по длительности (в этом случае коэффициент «2» можно было бы опустить), но и по положению. Изменение положения какого-либо импульса должно повлечь за собой изменение положений импульсов, связанных с ним приведенными выше соотношениями, в противном случае равенство нулю мгновенных значений трех фаз выполняться не будет. Кроме того, такое «связанное» перемещение импульсов обеспечивает сохранение в синтезируемой кривой, как межфазовой симметрии, так и симметрии 4-го рода.

Из рассмотрения кривой линейного напряжения также вытекает следующее. Так как 1-й импульс составляет половину центрального на полупериоде линейного напряжения импульса, положение которого из условия обеспечения симметрии 4-го рода не должно меняться, то положения 1-го и 4-го импульсов тоже не должны меняться при синтезе оптимальной формы выходного напряжения. Таким образом, окончательно можно сделать вывод: для синтеза оптимального, в заданном смысле, распределения импульсов исходного линейного напряжения, представленного на рисунке 3.8, достаточно менять положение только одного из импульсов, связанных соотношением (3.14), что существенно упрощает процедуру синтеза.

В нашем случае в качестве независимого параметра использовалось положение 2-го, наибольшего по длительности импульса (на рисунке 3.9 эти импульсы в фазных кривых заштрихованы). Выбор данного импульса для синтеза оптимальной кривой аналогичен тому, что было сделано в [256]. В указанной статье

длительность наибольшего из «связанных» импульсов называлась эффективным временем (*effective time*). И унифицированный метод модуляции заключался в оптимальном размещении именно эффективного времени.

Диапазон варьирования положения импульса в отличие от синтеза ЗМ для однофазного АИН в данной процедуре ограничивался только тактовым интервалом. При этом положения фронтов импульсов при таком ограничении определялись следующим образом:

$$\begin{aligned}
 \vartheta_1 &= 0 & \vartheta_2 &= \pi/18 + dv & \vartheta_3 &= \vartheta_3' - 2\beta_3 \\
 \vartheta_1' &= 2\beta_1 & \vartheta_2' &= \vartheta_2 + 2\beta_2 & \vartheta_3' &= 5\pi/18 - dv - 2\beta_5 \\
 \vartheta_4 &= \pi/3 & \vartheta_5 &= 7\pi/18 + dv & & \\
 \vartheta_4' &= \pi/3 + 2\beta_4 & \vartheta_5' &= \vartheta_5 + 2\beta_5 & &
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

где dv – смещение переднего фронта 2-го импульса от начала тактового интервала. Причем диапазон изменения величины смещения, с учетом величины тактового интервала $\Theta = \pi/9$ (см. рисунок 3.8), составлял $dv = 0 \div (\Theta - 2\beta_2)$.

Соотношения (3.16) иллюстрируются рисунком 3.10. На нем изображены положения импульсов в линейном напряжении для двух крайних случаев варьирования положения 2-го импульса в тактовом интервале: от начального (сплошные линии) до конечного положения (пунктирные линии). Стрелками указано направление перемещения соответствующего импульса: сплошные стрелки – перемещение 2-го импульса, пунктирные стрелки – перемещение «связанных» импульсов.

Варьируя положение 2-го импульса во всем возможном диапазоне с определенным шагом, определяя положения «связанных» импульсов и вычисляя для каждой комбинации спектр по формуле (3.3) и ИКГН 1-го порядка, можно найти оптимальное распределение импульсов на четверти периода. Результаты синтеза приведены на рисунке 3.11, где графически представлены полученные зависимости ИКГН 1-го порядка от смещения dv 2-го импульса в тактовом интервале для ряда значений глубины модуляции (табличные данные приведены в Приложении Б.1). Кривые 1, 2, 3, 4, 5, 6 соответствуют в той же последовательности значениям глубины модуляции 0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9, 1.0.

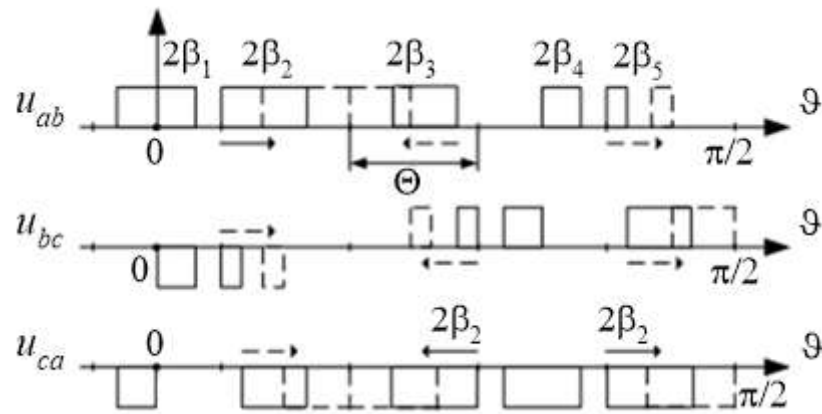


Рисунок 3.10 – Динамика синтеза формы линейного напряжения трехфазного АИН

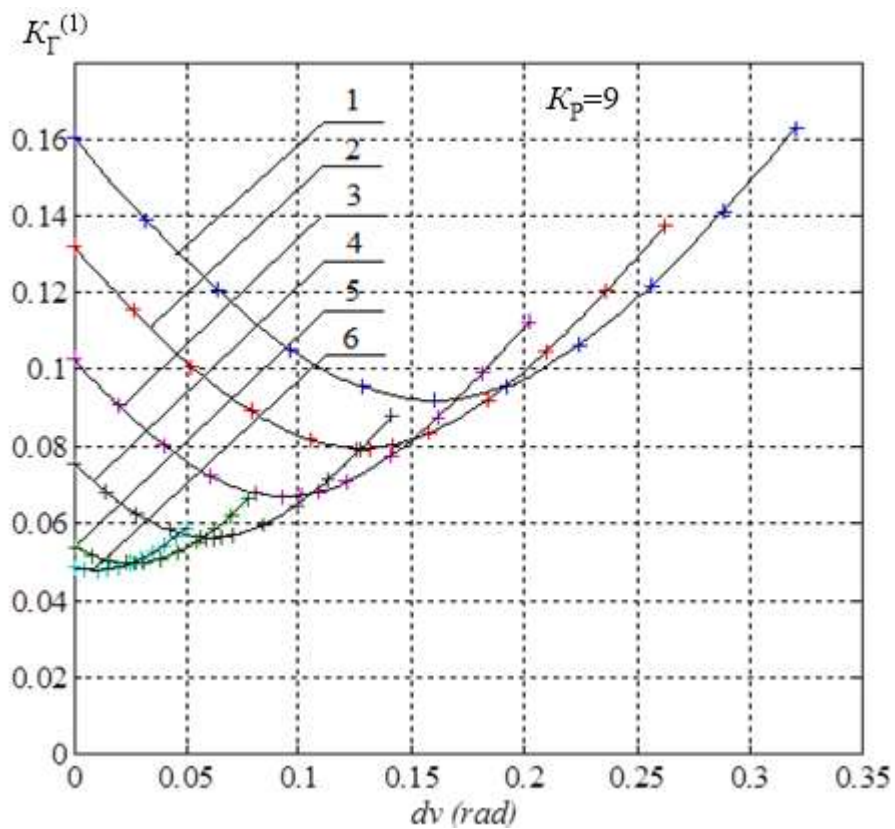


Рисунок 3.11 – Результаты синтеза линейного напряжения АИН при $K_p=9$

Анализ кривых показал следующее:

- полученные зависимости имеют явно выраженный минимум;
- с увеличением глубины модуляции оптимальное положение 2-го импульса смещается от его исходного положения влево, к началу ТИ.

По графикам были определены оптимальные значения $K_{\Gamma}^{(1)}$ и смещений dv .

Последние позволили вычислить, по выражениям (3.16) оптимальные значения им-

пульсов линейного напряжения. Эти значения приведены в таблице 3.6 и в совокупности представляют собой синтезированный, оптимальный при заданных ограничениях и критерии энергооптимальности, закон модуляции для трехфазного АИН.

Таблица 3.6 – Оптимальные параметры импульсов выходного линейного напряжения трехфазного мостового инвертора напряжения

M	Параметр	1-й имп-с	2-й имп-с	3-й имп-с	4-й имп-с	5-й имп-с	$K_{\Gamma}^{(1)}$
0.1	β_i	0.0075	0.0144	0.0115	0.0075	0.0029	0.09186
	α_i	0.0075	0.3491	0.6952	1.0547	1.3848	
	ϑ_i	0.0	0.3295	0.6890	1.0472	1.3767	
	ϑ_i'	0.0150	0.3582	0.7120	1.0622	1.3824	
0.3	β_i	0.0222	0.0433	0.0345	0.0222	0.0089	0.07951
	α_i	0.0222	0.34381	0.6944	1.0694	1.3566	
	ϑ_i	0.0	0.2995	0.6611	1.0472	1.3467	
	ϑ_i'	0.0443	0.3861	0.7299	1.0915	1.3645	
0.5	β_i	0.0362	0.0736	0.0573	0.0362	0.0164	0.06895
	α_i	0.0362	0.3410	0.6897	1.0834	1.3310	
	ϑ_i	0.0	0.2695	0.6304	1.0472	1.3167	
	ϑ_i'	0.0723	0.4168	0.7449	1.1195	1.3495	
0.7	β_i	0.0498	0.1039	0.0798	0.0498	0.0242	0.05620
	α_i	0.0498	0.3378	0.6851	1.0969	1.3053	
	ϑ_i	0.0	0.2370	0.6022	1.0472	1.2842	
	ϑ_i'	0.0995	0.4450	0.7618	1.1467	1.3326	
0.9	β_i	0.0627	0.1357	0.1016	0.0627	0.0341	0.04952
	α_i	0.0627	0.3351	0.6780	1.1099	1.2807	
	ϑ_i	0.0	0.1995	0.5763	1.0472	1.2467	
	ϑ_i'	0.1254	0.4709	0.7795	1.1726	1.3149	
1.0	β_i	0.0673	0.1494	0.1114	0.0673	0.0380	0.04768
	α_i	0.0673	0.3340	0.6752	0.1153	1.2698	
	ϑ_i	0.0	0.1846	0.5638	1.0480	1.2318	
	ϑ_i'	0.1346	0.4834	0.7866	1.1826	1.3078	

Сравнение ИКГН 1-го порядка исходной (см. таблицу 3.5) и синтезированной кривых линейного напряжения АИН показывают преимущество синтезированного ЗМ по сравнению с классической СШИМ. Так при глубине модуляции, равной 0.9, выигрыш составляет 13.8 %.

В таблице 3.7 приведены значения положения фронтов (φ_j) ШМ-импульсов, вычисленные по выражениям (3.12) на основе полученных данных. Положения этих импульсов составляют основу для синтеза ПРС, так как они представляют собой временную координату точек пересечения искомого опорного и модулирующего сигналов. В данном случае синтез ПРС проводился по второму варианту: поиск формы фазного модулирующего сигнала по заданной форме опорного. Очевидно, что в качестве последней целесообразнее использовать классический биполярный треугольный сигнал (см. рисунок 3.8).

Таблица 3.7 – Положения фронтов синтезированных импульсов и соответствующие ординаты треугольного опорного сигнала

M	0.1	0.3	0.5	0.7	0.9	1.0
φ_1	0.34047	0.31832	0.30020	0.28227	0.26759	0.26059
φ_2	0.71253	0.74668	0.77980	0.81333	0.84781	0.86261
φ_3	1.03220	1.00290	0.97490	0.94770	0.92180	0.91260
φ_4	1.41066	1.43431	1.46179	1.48886	1.51798	1.53058
$e_{оп}(\varphi_1)$	0.04925	0.17616	0.27998	0.38271	0.46682	0.50694
$e_{оп}(\varphi_2)$	0.08250	0.27816	0.46792	0.66004	0.85759	0.94242
$e_{оп}(\varphi_3)$	0.08593	0.25381	0.41423	0.57008	0.71847	0.77120
$e_{оп}(\varphi_4)$	0.08249	0.21799	0.37544	0.53054	0.69738	0.76956

Если известно положение фронта ШМ-импульса и известна форма опорного сигнала, то можно определить значение последнего в момент появления фронта. При этом общие выражения для опорного сигнала для каждого фронта (тактового интервала) имеют следующий вид:

$$e_{оп1}(\vartheta) = 1 - k(\vartheta - 0.5\Theta) \quad e_{оп2}(\vartheta) = k(\vartheta - 2\Theta)$$

$$e_{\text{оп}3}(\vartheta) = 1 - k(\vartheta - 2.5\Theta) \quad e_{\text{оп}4}(\vartheta) = k(\vartheta - 4\Theta) \quad (3.17)$$

где $k = 18/\pi$, $\Theta = \pi/9$.

Подставляя в выражения (3.17) вместо безразмерного времени ϑ соответствующие значения φ_j , получим соответствующие величины сторон опорного сигнала, которые представляют собой уже амплитудные координаты точек пересечения искомого опорного и модулирующего сигналов. Эти значения для каждого φ_j также приведены в таблице 3.7.

Таким образом, получены координаты точек пересечения известного опорного сигнала и неизвестного пока модулирующего сигнала. Искомый модулирующий сигнал на данном этапе можно получить разными путями. Например, представить искомый модулирующий сигнал как исходную синусоиду, к которой добавлен некий дополнительный сигнал. Вычтя из полученных ординат соответствующие значения синуса, получим точки дополнительного сигнала. Далее можно либо аппроксимировать этот сигнал полиномами с использованием, например, метода наименьших квадратов, либо, с использованием возможностей математических пакетов *MATLAB* и *Mathcad*, непосредственно по точкам периодической кривой (т.е. дополнительного сигнала) определить ее спектр. В совокупности с синусом это позволяет аналитически описать искомый модулирующий сигнал.

Другой вариант, более простой на наш взгляд, заключается в том, что смещение фронтов ШМ-импульсов в тактовом интервале (по сравнению с исходным их положением) можно рассматривать как результат сравнения известного опорного сигнала также с синусоидальным сигналом, но другой амплитуды. В соответствии с этим допущением можно записать следующее уравнение фазовой модуляции:

$$K_{M_j} M \sin \varphi_j = e_{\text{оп}}(\varphi_j) \quad (3.18)$$

где K_{M_j} – дополнительный коэффициент модуляции для j -й точки пересечения, который соответственно вычисляется по формуле:

$$K_{M_j} = e_{\text{оп}}(\varphi_j) / M \sin \varphi_j \quad (3.19)$$

Следует отметить, что коэффициент модуляции рассчитывается для всех значений модуляции, для которых проводился синтез (см. таблицу 3.6, таблицу 3.7). Результаты расчета K_{M_j} представлены в таблице 3.8.

Таблица 3.8 – Значения коэффициента модуляции модулирующего сигнала

M	0.1	0.3	0.5	0.7	0.9	1.0	K_{M_j}
K_{M_1}	1.4749	1.8762	1.8936	1.9629	1.9617	2.0077	2.0
K_{M_2}	1.2619	1.3651	1.3309	1.2977	1.2708	1.2661	1.266
K_{M_3}	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
K_{M_4}	0.8356	0.7334	0.7554	0.7605	0.7759	0.7859	0.786

Полученные для заданных значений глубины модуляции коэффициенты K_{M_j} можно тем или иным образом использовать в системе управления АИН для регулирования величины первой гармоники выходного напряжения. С целью упрощения реализации синтезированного СПУ и с учетом того, что более значимым с точки зрения управления АИН является номинальный режим, соответствующий глубине модуляции, равной или близкой значению $M=1.0$, то было предложено во всем диапазоне изменения глубины модуляции использовать только коэффициенты из колонки «1.0». С учетом округления эти коэффициенты окончательно приведены в таблице 3.8 в выделенной цветом колонке « K_{M_j} ».

На рисунке 3.12 для $M=0.9$ приведены опорный ($e_{оп}$) и модулирующий (e_{ma_C2}) сигналы синтезированного способа управления АИН (далее СШИМ_{C2}). Для сравнения тонкой линией там же приведена кривая исходного модулирующего сигнала (e_{ma}). Таким образом, синтезированный модулирующий сигнал в данном случае ($K_p=9$) состоит из отрезков четырех синусоид разной амплитуды. Каждый отрезок соотносится со своим тактовым интервалом (наклонной стороной опорного сигнала). Вопросы практической реализации такого сложного модулирующего сигнала рассмотрены в главе 5.

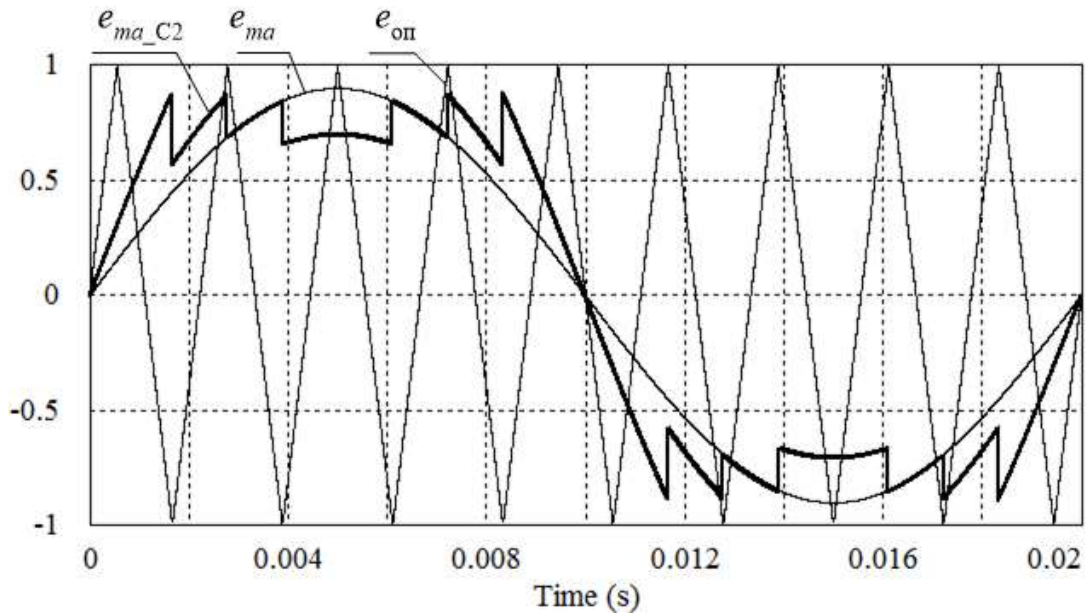


Рисунок 3.12 – Синтезированный способ СШИМ_{С2}. $K_p = 9$, $M = 0.9$

При *большой* кратности технология синтеза остается прежней, но становится более сложной, что показано в следующем разделе на примере кратности равной пятнадцати.

3.4.2. Синтез закона модуляции для кратности $K_p = 15$

В данном случае за основу также были взяты импульсы линейного напряжения, сформированного классической СШИМ (см. рисунок 3.13). Из рисунка, с учетом симметрии 4-го рода и симметрии между фазами, видно, что на четверти периода линейного напряжения (u_{ab}) располагаются восемь импульсов (они выделены цветом), между которыми имеют место следующие соотношения:

$$\beta_1 = \beta_6, \quad \beta_2 = \beta_5 + \beta_7, \quad \beta_3 = \beta_4 + \beta_8 \quad (3.20)$$

Связь же между положениями фронтов этих импульсов и положениями фронтов ШМ-импульсов (y_a) выражается соотношениями (3.21) и (3.22).

$$\begin{aligned} \vartheta_1 &= 0 & \vartheta_2 &= \pi/3 - \varphi_4 & \vartheta_3 &= \varphi_7 - \pi/3 & \vartheta_4 &= \pi/3 - \varphi_2 \\ \vartheta_1' &= \pi/3 - \varphi_5 & \vartheta_2' &= \varphi_6 - \pi/3 & \vartheta_3' &= \pi/3 - \varphi_3 & \vartheta_4' &= 2\pi/3 - \varphi_7 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \vartheta_5 &= 2\pi/3 - \varphi_6 & \vartheta_6 &= \pi/3 & \vartheta_7 &= 2\pi/3 - \varphi_4 & \vartheta_8 &= \pi/3 + \varphi_2 \\ \vartheta_5' &= \pi/3 - \varphi_1 & \vartheta_6' &= 2\pi/3 - \varphi_5 & \vartheta_7' &= \pi/3 + \varphi_1 & \vartheta_8' &= 2\pi/3 - \varphi_3 \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \pi/3 - \vartheta_5' & \varphi_2 &= \pi/3 - \vartheta_4 & \varphi_3 &= \pi/3 - \vartheta_3' & \varphi_4 &= \pi/3 - \vartheta_2 \\ \varphi_5 &= \pi/3 - \vartheta_1' & \varphi_6 &= \vartheta_2' + \pi/3 & \varphi_7 &= 2\pi/3 - \vartheta_4' \end{aligned} \quad (3.22)$$

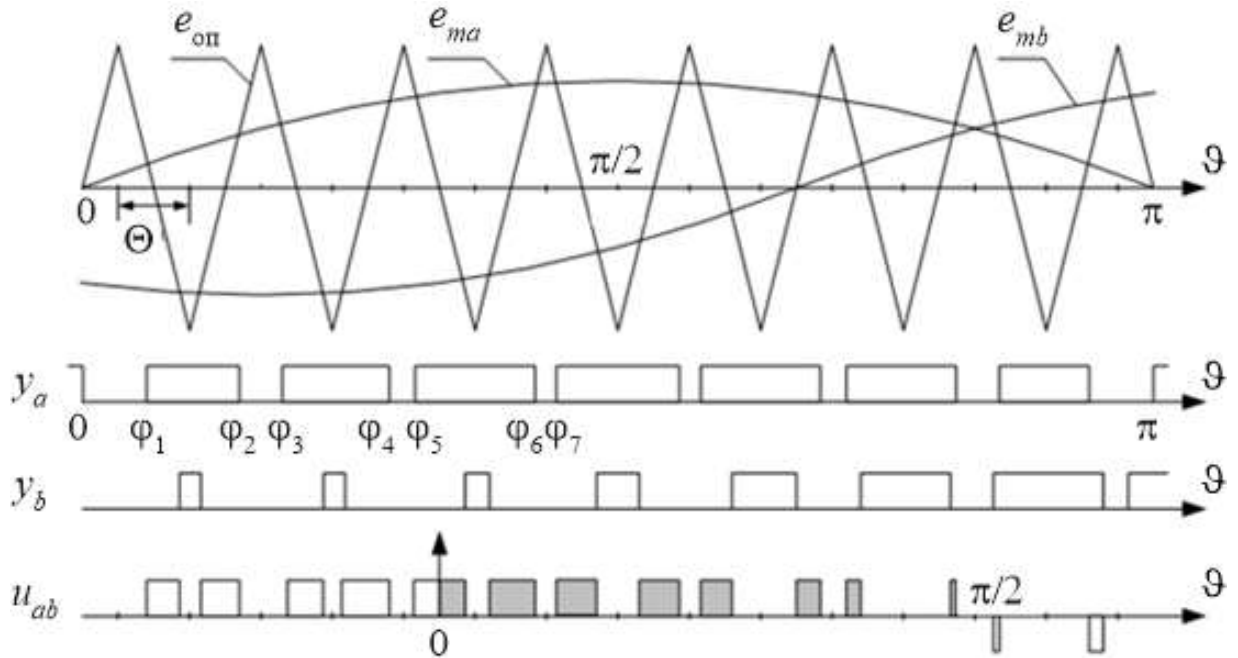


Рисунок 3.13 – Временные диаграммы классической СШИМ при $K_p = 15$

Анализ линейного напряжения, с учетом взаимосвязи между фазами, показал, что в данном случае можно выделить два импульса (второй и третий), положение которых (и связанных с ними импульсов) можно независимо друг от друга менять в пределах тактового интервала. Другими словами, мы имеем двухмерный массив варьируемых параметров и соответственно процедура синтеза способа ШИМ усложняется.

Основываясь на опыте синтеза СПУ при кратности $K_p = 9$, в данном случае также было предложено провести синтез ЗМ и ПРС по импульсам, полученным для $M=1.0$, а затем полученные данные распространить на весь диапазон изменения глубины модуляции. Промежуточные результаты синтеза представлены в Приложении Б.2, а в текущем разделе приведены только его итоги.

Так, на рисунке 3.14 показана зависимость ИКГН 1-го порядка (WTHD) от величин перемещения 2-го и 3-го импульсов (соответственно от dv_2 и dv_3) в

трехмерных координатах. Из рисунка видно, что имеет место только один глобальный минимум используемого показателя качества выходной энергии АИН.

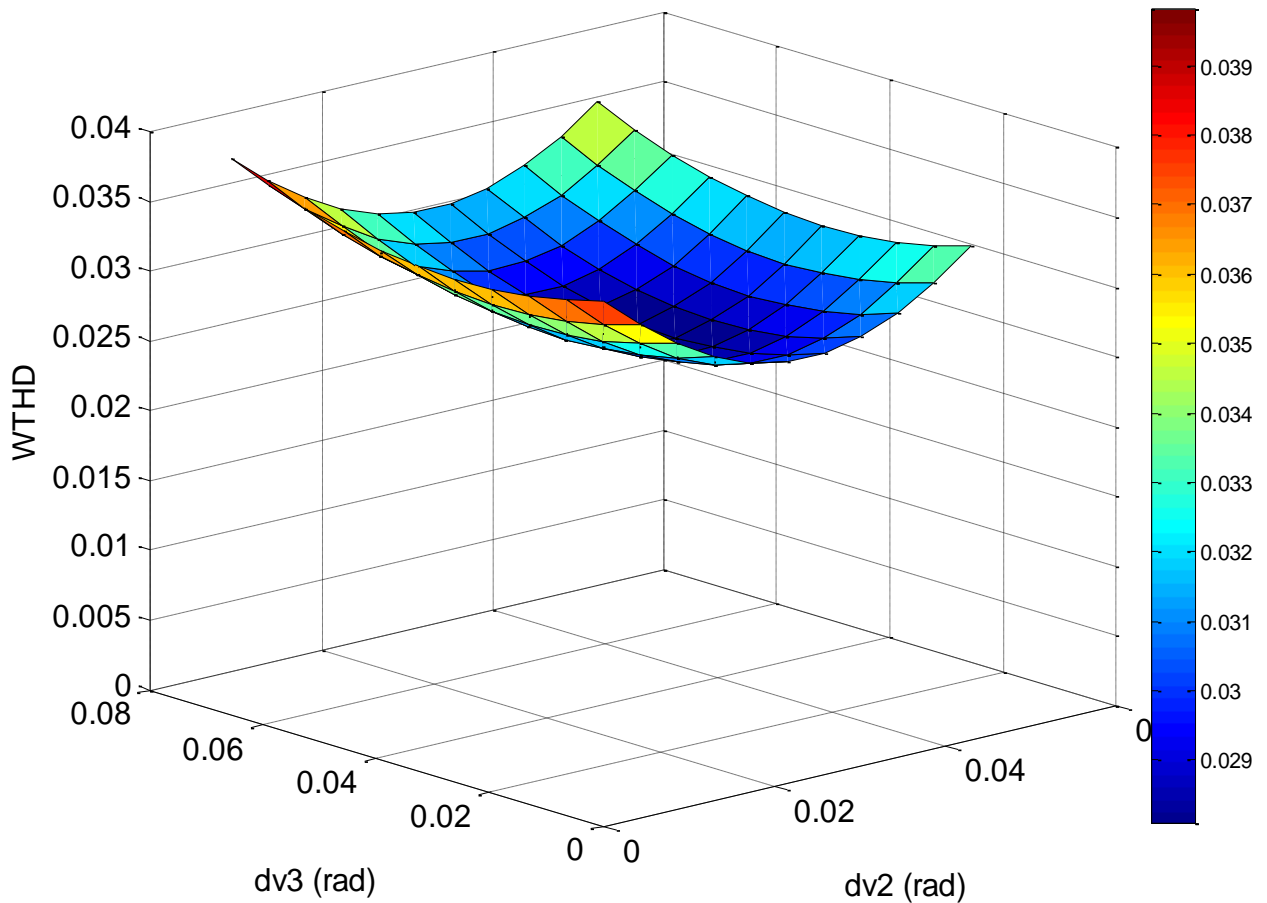
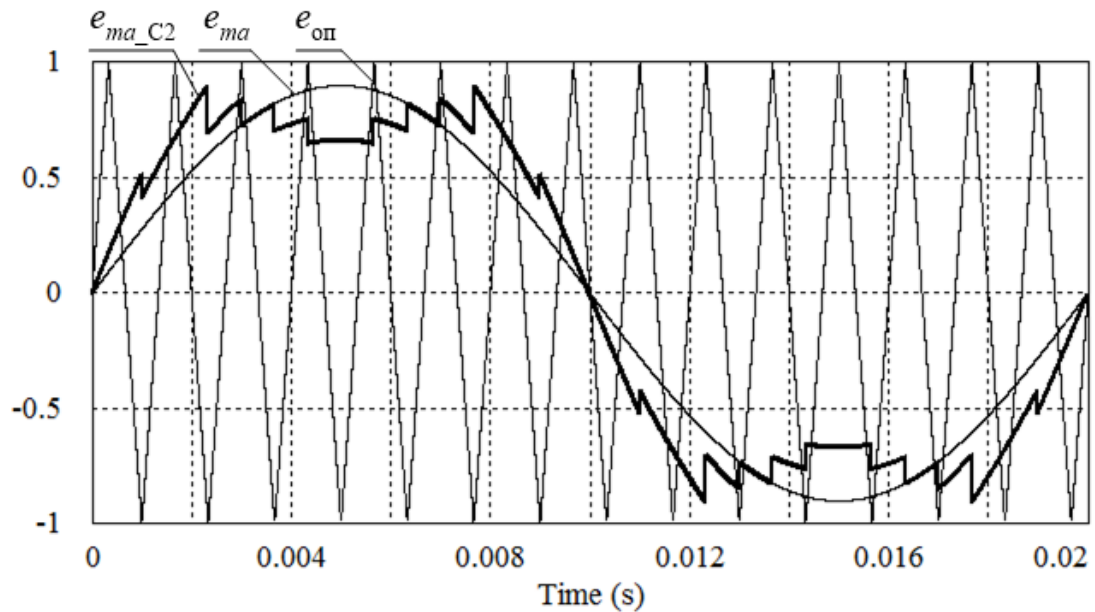


Рисунок 3.14 – Результаты синтеза линейного напряжения АИН при $K_p=15$

На основании полученных результатов было определены оптимальные значения $dv2$ и $dv3$, затем - соответствующие положения импульсов линейного напряжения на четверти периода. Далее по формулам (3.22) были вычислены положения фронтов ШМ-импульсов $\varphi_1 \div \varphi_7$. С учетом опять треугольной формы опорного сигнала, были получены координаты точек пересечения данного опорного сигнала с неизвестным пока модулирующим сигналом. И наконец, предположив, что на каждом тактовом интервале имеет место синусоидальный модулирующий сигнал со своей амплитудой, были получены дополнительные коэффициенты модуляции K_{M_j} . Итоговые значения приведены в таблице 3.10, а форма модулирующего сигнала показана на рисунке 3.15.

Таблица 3.10 – Числовые значения параметров модулирующего сигнала ($K_p=15$)

j	1	2	3	4	5	6	7
φ_j (рад)	0.1752	0.4936	0.5452	0.9344	0.9638	1.3424	1.3938
$e_{оп}(\varphi_j)$	0.3268	0.7131	0.7934	0.9226	0.7964	0.8191	0.6906
K_{M_j}	1.913	1.536	1.561	1.171	1.0	0.858	0.716

Рисунок 3.15– Синтезированный способ СШИМ_{с2}. $K_p=15$, $M=0.9$

Как видно из вышеприведенного рисунка, форма модулирующего (e_{ma_c2}) сигнала подобна той, которая получена для $K_p=9$ с точностью до числа отрезков синусоид разной амплитуды. Для сравнения на рисунке 3.15 тонкой линией показана форма исходного синусоидального модулирующего сигнала (e_{ma}).

Таким образом, в данном разделе приведены результаты численно-аналитического синтеза оптимального (в заданном смысле) способа ШИМ для трехфазного инвертора напряжения. Синтез выполнен, в общем, аналогично тому, как это делается традиционно: по заданному критерию оптимизации ищется оптимальное расположение фронтов импульсов выходного напряжения. Причем такой поиск делается для ряда значений глубины модуляции и числа импульсов

(для разных кратностей). На этом сходство традиционного и предложенного подходов заканчивается.

В традиционном варианте полученные данные записываются в таблицы (массивы) и используются в системе управления (обычно микропроцессорной) для формирования кривой выходного напряжения. При формировании выходного напряжения в зависимости от требуемых условий происходит переход от одной таблицы к другой, наиболее полно соответствующей этим условиям: по числу импульсов (выходной частоте) и/или глубине модуляции.

В предлагаемом же варианте синтез доводится до нахождения (в аналитическом виде) формы опорного либо модулирующего сигналов (синтез ПРС). Это несколько усложняет (удлиняет) процесс синтеза, но значительно упрощает реализацию синтезированного СПУ в системе управления, процедуру регулирования первой гармоники выходного напряжения и улучшает динамические свойства системы регулирования.

Второй особенностью предлагаемого варианта является то, что было предложено использовать полученные формы модулирующего и опорного сигналов, соответствующие только максимальному значению глубины модуляции, которое соответствует, как правило, номинальному режиму работы АИН. Таким образом, форма данных сигналов не меняется в зависимости от M , а остается постоянной, что также упрощает СУ. При этом, как показало моделирование, качество выходного напряжения в этом случае может быть как хуже, так и лучше результатов синтеза, полученных для отдельных значений M .

Как показал дальнейший анализ (см. главу 4), синтезированные таким образом способы управления обеспечивают улучшение качества выходного напряжения по заданному критерию оптимизации не только по сравнению с исходным способом управления (СШИМ), но и с наилучшим из непрерывных способов - СШИМ+ Δ . Однако с увеличением кратности выходные характеристики АИН с синтезированными СПУ приближаются к характеристикам АИН, управляемого способом СШИМ+ Δ . Отсюда следует вывод, что рациональным диапазоном зна-

чений кратности для данных оптимальных способов ШИМ применительно к трехфазным АИН являются величины 6, 9, 12, 15, 18, 21. Далее оптимальные СПУ не будут отличаться от способов СШИМ+3 и СШИМ+Δ.

Из выше сказанного вытекает область применения синтезированных СПУ: это либо мощные частотные электроприводы с автономными инверторами, в которых используются низкочастотные ключи, либо привода средней и малой мощности, но в верхнем диапазоне регулирования скорости (как элемент комбинированного управления).

Недостатком оптимальных СПУ, к которым относятся и те, что были синтезированы в данном разделе, в целом является то, что они, как правило, сохраняют свои преимущества только в тех условиях, для которых они синтезированы, в частности при конкретной кратности (числа импульсов в кривой выходного напряжения). Причем эта кратность не может быть большой, т.к. в этом случае существенно усложняется процедура синтеза, или она вообще становится нереализуемой. Переход к другой кратности требует нового синтеза и новых массивов данных (в нашем случае - форм модулирующего и/или опорного сигналов).

Синтез способов управления, независимых от кратности, должен, очевидно, исходить из каких-то других принципов или подходов. Последние в этом случае должны рассматривать СПУ с общих, системных позиций, учитывающих не каждое «дерево» в отдельности, а весь «лес». Думается, что в этом случае больше подходят не численно-аналитические методы, а наиболее широко используемые эвристические методы синтеза. Данному вопросу посвящены следующие разделы настоящей работы.

3.5 Синтез способов управления инвертором напряжения эвристическими методами

Наряду с аналитическими методами в СЭ при синтезе способов управления широко используются эвристические методы. Они не требуют жестко заданного

алгоритма действий, а основываются на опыте исследователя, знании им общих закономерностей в исследуемых процессах, методах аналогий, интуиции. По сути дела большинство современных способов управления были получены именно эвристическими методами. Ярким примером такого подхода может быть синтез циклических способов управления [42]. В дальнейшем для синтеза способов программного управления используются именно эвристические методы.

3.5.1 Задача расширения линейного диапазона регулировочной характеристики АИН

Как было показано в разделе 2.6, эффективность преобразования электрической энергии в автономных инверторах, характеризуется максимальной амплитудой первой гармоники выходного импульсного сигнала, формируемого методом ШИМ. В частности, для АИН речь идет об амплитуде первой гармоники выходного напряжения и ее зависимости от глубины модуляции (регулировочная характеристика (РХ)). Именно данный компонент спектра создает полезную работу в нагрузке (передает полезную мощность). Причем для адекватного управления (регулирования) целесообразно, чтобы эта зависимость была линейной.

Используемый изначально способ классической СШИМ обеспечивал линейность РХ в диапазоне изменения глубины модуляции $\Delta M=0 \div 1.0$, обеспечивая при этом относительный выход первой гармоники в двухфазном АИН на уровне 1.0, а в трехфазном (в линейном напряжении) на уровне $\sqrt{3}/2=0.866$. В то же время известный способ прямоугольной широтно-импульсной модуляции (или широтно-импульсного регулирования ШИР) обеспечивал в двухфазном АИН при глубине модуляции (коэффициенте заполнения γ) $M=1.0$ амплитуду первой гармоники равную $4/\pi=1.273$, а в трехфазном - $2\sqrt{3}/\pi=1.103$.

Однако способ ШИР, в отличие от СШИМ, не обеспечивал хорошее качество выходного напряжения. Поэтому были предприняты усилия по расширению линейного диапазона РХ АИН, управляемого методом СШИМ. Следствием этого

стало появление новых способов управления трехфазными АИН - способов ШИМ с вводом сигнала нулевой последовательности и дискретных способов ШИМ (в скалярном и векторном представлении). Все эти способы расширяли линейный диапазон регулирования в данных инверторах до $M=0 \div 2/\sqrt{3}=1.155$, обеспечивая при этом увеличение относительной амплитуды первой гармоники до уровня 1.0, как в двухфазном АИН с СШИМ. Однако даже такого увеличения первой гармоники АИН не хватало, например, для получения номинального фазного напряжения асинхронного двигателя, управляемого от АИН, питаемого, в свою очередь, от неуправляемого выпрямителя, подключенного к стандартной трехфазной сети переменного тока 380 В [44]:

$$U_1 = \frac{E_d}{\sqrt{6}} = \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot \frac{6\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U_C = \frac{3}{\pi} \cdot U_C \approx 0.955 \cdot U_C$$

где U_1 - действующее значение первой гармоники фазного напряжения АИН;
 U_C - действующее значение напряжения сети.

Видно, что даже при неуправляемом входном выпрямителе, обеспечивающем максимально возможное значение выходного напряжения, и при способах СШИМ+3*, обеспечивающих расширенный диапазон регулирования инвертора, напряжение на выходе ниже напряжения на входе на 4.5%. При этом еще не учитываются потери в силовой схеме всего преобразователя. Только в режиме 180-градусного управления (режим ОШИР, или шести-шаговый режим (*six-step mode*)) выходное напряжение АИН достигает приемлемого значения [44]:

$$U_1 = \frac{6\sqrt{3}}{\pi^2} \cdot U_C \approx 1.053 \cdot U_C$$

Видно, что в случае режима ОШИР можно получить выходное напряжение инвертора примерно на 5% выше, чем входное напряжение питающей сети. В реальных полупроводниковых преобразователях существуют потери напряжения, которые снижают выходное напряжение. Кроме того в АИН имеет место мертвое время, которое дополнительно снижает выходное напряжение за счет ограничения уровня глубины модуляции. Таким образом, дополнительные 10% выходного

напряжения, которые можно получить при таком управлении, могут быть очень важны для компенсации потерь напряжения и недоиспользования ресурса инвертора напряжения. Однако между линейной зоной регулирования первой гармоники и шести-шаговым режимом лежит так называемая область перемодуляции (амплитуда модулирующего сигнала больше амплитуды опорного сигнала), для которой характерен нелинейный характер регулировочной характеристики АИН.

Стандартно электродвигатели проектируются на номинальное напряжение питающей сети и рассчитаны на частоту сети, т.е. работают в одном режиме без регулирования частоты вращения. При включении преобразователя частоты для осуществления регулирования напряжение в стандартных способах ШИМ будет меньше, что приведет к недоиспользованию ресурса электродвигателя. Это означает, что электродвигатель будет работать не в номинальном режиме, с меньшим моментом, что является существенным недостатком. Поэтому очень важно правильно использовать область перемодуляции для повышения эффективности управления электродвигателем.

Все вышесказанное привело к дальнейшим работам в данном направлении, которые заключались в попытках линеаризации РХ области перемодуляции. Следует отметить, что увеличение линейного диапазона благодаря способам ШИМ с вводом СНП до величины $M=1.155$ фактически не приводит к перемодуляции, т.к. амплитуда суммарного модулирующего сигнала не превышает амплитуды опорного сигнала, чем и обеспечивается линейность регулировочной характеристики вплоть до указанной величины глубины модуляции. Таким образом, если амплитуда модулирующего сигнала (сколь угодно сложной формы) не превышает амплитуды опорного сигнала, регулировочная характеристики АИН будет линейной.

Однако простое дальнейшее увеличение глубины модуляции (а для СШИМ - увеличение больше $M=1.0$) приводило, как уже было сказано, к переходу в область перемодуляции, в которой РХ становилась резко нелинейной и по тому или иному закону в конечном итоге доходила до режима ОШИР и максимально возможного значения амплитуды первой гармоники. На рисунке 3.16 приведены регулировочные характеристики трехфазного АИН, управляемого некоторыми способами ШИМ, в

области перемодуляции при больших кратностях [263]. Их особенностью является то, что амплитуды первых гармоник напряжения АИН отнесены не к напряжению звена постоянного тока E_d , а к амплитуде первой гармоники в режиме ОШИР.

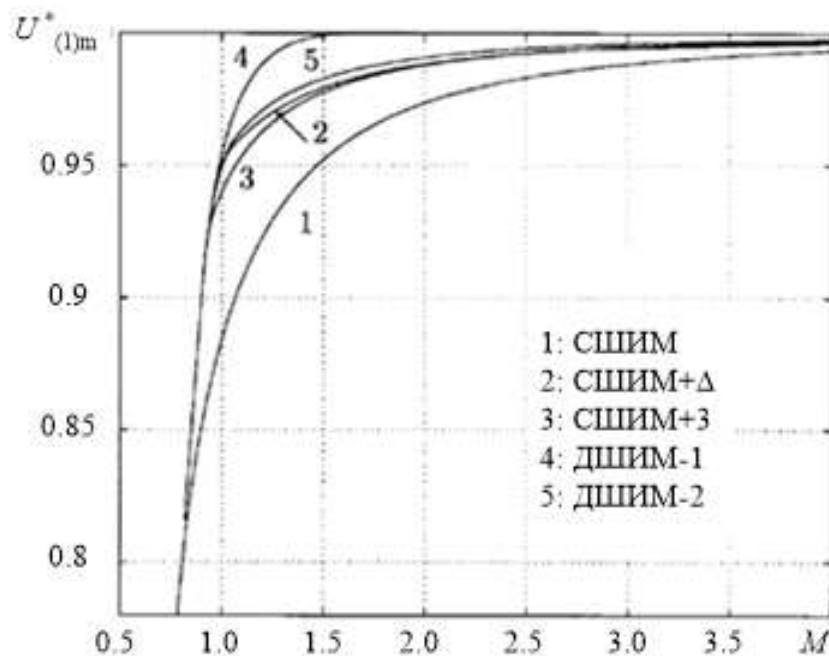


Рисунок 3.16 – Регулировочные характеристики АИН при различных способах ШИМ в области перемодуляции

Примечание - Любой способ ШИМ при M , стремящейся (теоретически) к бесконечности переходит в режим ОШИР. Реально этот переход происходит раньше. Это зависит от формы опорного сигнала, сдвига фаз между опорным и модулирующим сигналами и, главное, от кратности частот [232]. Так при $K_p = 3$ и определенной величине фазового сдвига режим ОШИР для двусторонней СШИМ может возникнуть при $M=1.0$. Условия перехода в режим ОШИР следующие: амплитуда модулирующего сигнала больше амплитуды опорного, производная модулирующего сигнала при нуле его амплитуды больше производной треугольного опорного сигнала.

Таким образом, в настоящее время продолжают научные поиски по использованию области перемодуляции и методам линеаризации регулировочной характеристики инвертора [263-268]. Но зачастую современные способы, расширяющие линейный диапазон РХ, используют векторное представление и довольно сложны в реализации, даже на микропроцессорной элементной базе [43, 44, 265-268].

Одним из наиболее известных и простых методов расширения линейного диапазона регулировочной характеристики является компенсированный метод ли-

неаризации [44, 263]. При этом для его реализации используют следующие параметры: глубину модуляции (параметр системы управления) M , эффективную глубину модуляции M' (аналог относительной амплитуды первой гармоники напряжения, графики которой изображены на рисунке 3.16), коэффициент усиления АИН (или ШИМ), который выражается отношением $G = M'/M$, и компенсированный (или инверсный) коэффициент K . Метод реализуется следующим образом. Для заданного способа ШИМ, заданной кратности частот коммутации и модуляции снимается регулировочная характеристика и для нее строится график коэффициента усиления также от глубины модуляции. На рисунке 3.17 ([44]) изображены типовые кривые регулировочной характеристики и коэффициента усиления инвертора, управляемого способом СШИМ.

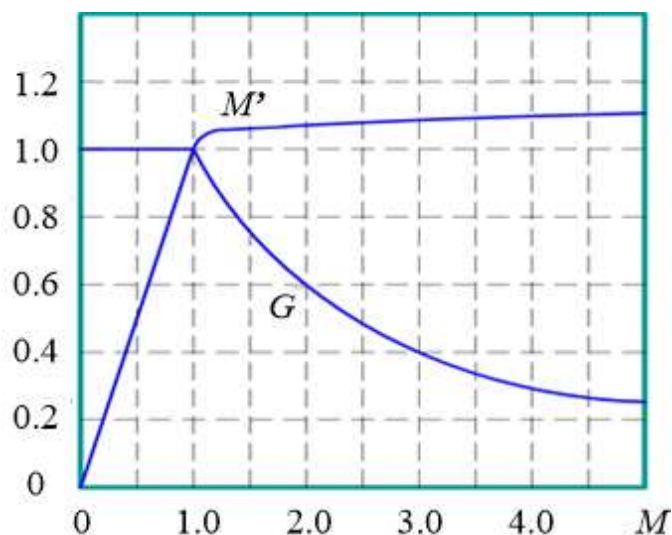


Рисунок 3.17 – Регулировочная характеристика M и коэффициент усиления G способа СШИМ

Из вышеприведенного рисунка хорошо видно линейную область РХ, где приращение управляющего воздействия M сопровождается пропорциональным приращением выходного параметра M' . В этой области коэффициент усиления ШИМ равен единице. Когда приращение по оси управления (M) становится больше чем отклик системы на это приращение, наблюдается довольно резкий и нелинейный спад коэффициента усиления ШИМ. Этот спад и обуславливает крайне нелинейную регулировочную характеристику M' в диапазоне перемодуляции. Следо-

вательно, нужно держать зависимость $G(M)$ вплоть до ОШИР постоянной и равной единице. Т.е. сделать отклик системы по выходу первой гармоники напряжения соразмерным управляющему воздействию, что необходимо для линеаризации характеристики. В практическом смысле нужно пропорционально снижающемуся коэффициенту усиления ШИМ “задирать” управляющее воздействие (чтобы компенсировать это снижение). Задача может быть решена включением в состав системы управления АИН дополнительного блока, реализующего нелинейную функцию. Эта функция является обратной (инверсной) по отношению к функции коэффициента усиления инвертора $G(M)$. Типовая кривая инверсной функции в диапазоне перемодуляции для СШИМ изображена на рисунке 3.18 [44].

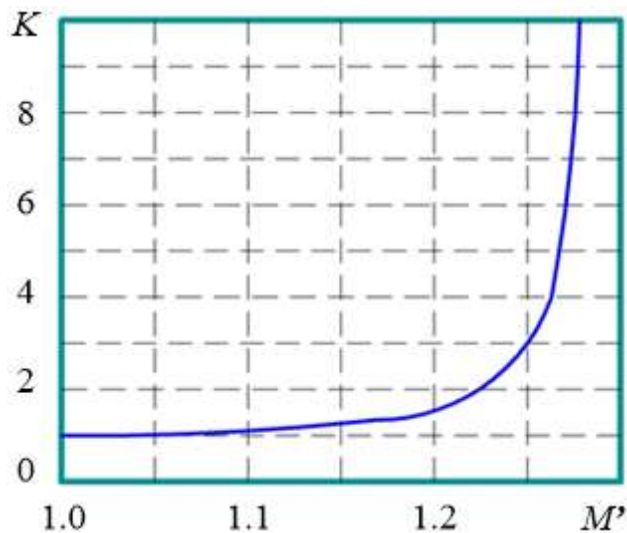


Рисунок 3.18 – Компенсационная функция для СШИМ

Из рисунка видно, что с ростом значения модуляции необходимо сильнее увеличивать амплитуду модулирующего сигнала. Например, чтобы получить дополнительно 10% необходимо увеличить амплитуду на 15%. Чтобы добавить следующие 10% в напряжении придется увеличить амплитуду еще на 50%. Режим ОШИР будет, практически, достигнут для малых кратностей при значении модуляции $M = 5 \dots 10$, для больших кратностях - в области $M = 10 \dots 50$ [44].

На рисунке 3.18 по оси ординат отложена глубина модуляции, по оси абсцисс множитель величины модуляции. В линейном диапазоне регулирования

множитель $K = 1$, при $M > 1$, т.е. в области перемодуляции, множитель начинает увеличиваться сначала плавно потом круче. В итоге стремится к бесконечности. Полученный с помощью нелинейной функции множитель умножается на требуемую глубину модуляции, полученную в результате линеаризации РХ в области перемодуляции. В итоге имеем новое управляющее воздействие (фактическую глубину модуляции), которое обеспечивает требуемую величину первой гармоники выходного напряжения АИН.

Аналитические зависимости $M'(M)$ и $G(M)$ для способа СШИМ при больших кратностях получены [44, 263]. Но явно выразить значение модуляции от выхода первой гармоники применительно к области перемодуляции не представляется возможным, что подразумевает использование численных подходов. Зависимости на рисунке 3.17 и рисунке 3.18, приведены для классической СШИМ, для других способов управления принцип компенсации также возможен, но зависимости (в том числе аналитические [44, 263]) будут отличаться и по значениям и по диапазонам регулирования (в соответствии с рисунком 3.16). Поэтому для реализации такого способа линеаризации регулировочной характеристики используют таблицу значений компенсационной функции, создаваемую индивидуально под каждый способ ШИМ и под каждое значение кратности частот, по крайней мере, для их малых значений.

В следующих разделах представлены результаты эвристического синтеза программных способов управления АИН с расширенным диапазоном линейного регулирования, в том числе и в области перемодуляции.

3.5.2 Модуляция амплитуды опорного сигнала

Как известно, характеристики выходного напряжения определяются во многом длительностью и положением импульсов выходного напряжения, которые в зависимости от топологии АИН зависят тем или иным образом от широтно-модулированных импульсов, которые являются (в скалярной реализации) результатом сравнения модулирующего и опорного сигналов. Эвристический синтез

СПУ, как правило, заключался в модификации, по сравнению с классической СШИМ, модулирующего сигнала и в меньшей степени опорного сигнала. Хотя с появлением МУ-АИН ситуация изменилась в пользу последнего. Однако такой подход – то или иное изменение опорного сигнала - вполне возможен и для 2У-АИН, что также будет проиллюстрировано ниже.

Как было показано ранее, РХ двухфазного АИН с классической СШИМ обеспечивает наибольший диапазон регулирования первой гармоники и наивысшее качество выходного напряжения (см. главу 2). Однако еще остаются неиспользованными 27.3 % напряжения по сравнению с режимом ОШИР (амплитуда основной гармоники в этом режиме для данного преобразователя составляет $4/\pi = 1.273$). В соответствии с этим была поставлена задача расширить линейный диапазон РХ однофазного АИН с СШИМ вплоть до максимально возможного значения. Таким образом, критерием синтеза в данном случае является линейность РХ вплоть до значения глубины модуляции (а также относительной амплитуды основной гармоники) равной 1.273. Это требование можно записать так:

$$U_{1m} = ME_d, \text{ причем } M \in [0; 4/\pi] \quad (3.23)$$

Решить поставленную задачу, согласно известным теоретическим положениям и закономерностям, можно, увеличив тем или иным образом глубину модуляции. При этом необходимо выполнить следующие ограничения:

- модулирующий сигнал должен иметь синусоидальную форму с возможными компонентами нулевой последовательности (синтезируемый СПУ, как и все современные способы, будет входить с группу синусоидальных способов ШИМ);
- модулирующий сигнал должен располагаться в области существования линейного опорного сигнала, чтобы обеспечить линейность РХ.

Один из путей выполнения перечисленных условий заключается в уменьшении амплитуды опорного сигнала по краям полупериода модулирующего. Поскольку

$$M = E_M / E_{оп},$$

то указанное уменьшение амплитуды опорного сигнала эквивалентно локальному увеличению глубины модуляции, а значит и основной гармоники в целом. Этот подход, по сути дела, является обратным по отношению к идее ввода в модулирующий сигнал составляющих нулевой последовательности (для трехфазных АИН). В обоих случаях имеет место увеличение первой гармоники. Однако во втором подходе линейность сохраняется только до $M=2/\sqrt{3}=1.155$. Далее в кривой напряжения исчезают паузы (сливаются центральные импульсы), происходит переход в зону перемодуляции, и РХ также становится нелинейной. В предлагаемом варианте при соответствующем управлении этого можно избежать и, кроме того, нет ограничений на число фаз инвертора.

Суть предложенного способа управления инвертором напряжения (далее СШИМ_{С3}) заключается в следующем [170]. Перед сравнением высокочастотного опорного сигнала треугольной или пилообразной формы с низкочастотным модулирующим сигналом предварительно производят модуляцию амплитуды опорного сигнала в соответствии с величиной и формой модуля фазных модулирующих сигналов, и далее полученные опорные сигналы сравнивают с соответствующими фазными модулирующими сигналами.

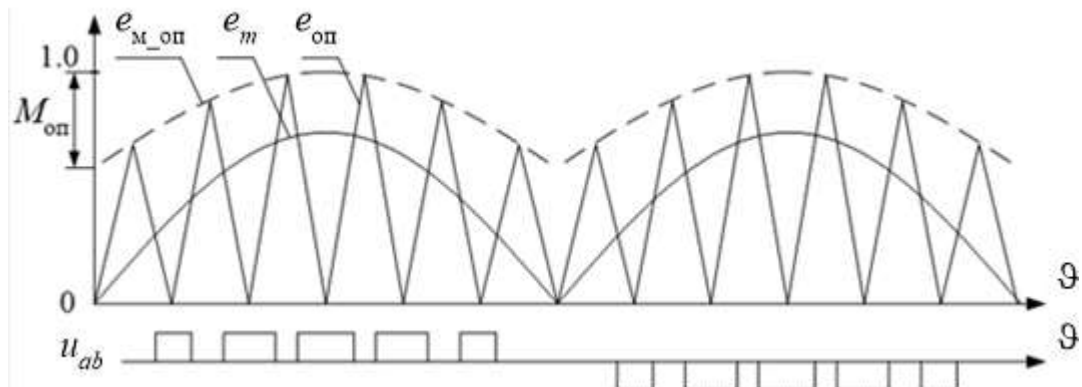
Из описания нетрудно видеть, что данный способ применим и к двухфазному и к многофазному АИН; причем, модулирующий сигнал может быть как синусоидальной формы, так и синусоидой, дополненной сигналом нулевой последовательности.

Рассмотрим данный способ применительно к двухфазному АИН с СШИМ. Как было сказано в описании предлагаемого способа, в нем происходит дополнительно процесс модуляции амплитуды опорного сигнала. Очевидно, что степень этой модуляции может быть различной и тоже меняться от 0 до 1. Обозначим эту степень коэффициентом модуляции опорного сигнала $M_{оп}$:

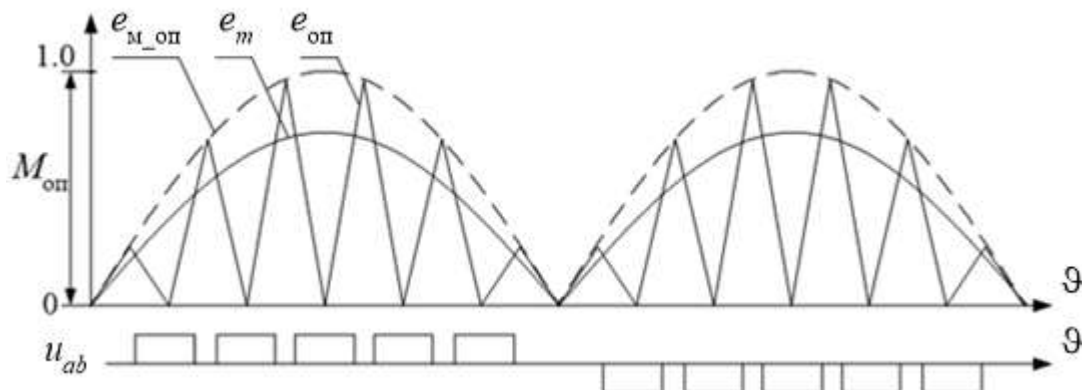
$$M_{оп} = \frac{E_{м_оп}}{E_{оп}} \quad (3.24)$$

где $E_{м_оп}$ – амплитуда сигнала модуляции опорного сигнала.

Если амплитуду опорного сигнала принять равной единице, то $E_{M_оп} = M_{оп}$. На рисунке 3.19 *а* и *б* показаны модулированный по амплитуде опорный сигнал ($e_{оп}$), сигнал модуляции его амплитуды ($e_{M_оп}$), модулирующий сигнал (e_m) и выходное напряжение АИН (u_{ab}) при одной и той же глубине модуляции и разных коэффициентах модуляции опорного сигнала.



а)



б)

Рисунок 3.19 – СШИМ_{СЗ}. а) $M=0.75$, $M_{оп}=0.6$; б) $M=0.75$, $M_{оп}=1.0$

Нетрудно видеть, что при $M_{оп} = 1.0$ импульсы выходного напряжения модулируются довольно слабо. Если при этом глубина модуляции M также станет приближаться к единице, то точки пересечения модулирующего сигнала с опорным будут примерно совпадать с вершинами опорного сигнала, которые равномерно отстают друг от друга, т.е. длительности импульсов будут практически одинаковы, и соответственно ШИМ переходит в ШИР. Значение $M=1$ приводит к 180-градусному управлению и максимально возможному значению первой гармо-

ники выходного напряжения. Причем, вплоть до единичного значения глубины модуляции модулирующий сигнал будет находиться в области существования линейного опорного сигнала, число импульсов в кривой напряжения не будет меняться и РХ, предположительно, останется линейной.

Однако при $M_{оп} < 1.0$ может возникнуть промежуточный режим – режим широтного регулирования, когда на каждой полуволне будет располагаться один импульс, но он не будет равен 180 эл. градусам. Это хорошо видно по рисунку 3.19 а. Когда модулирующий сигнал перестанет пересекать опорный сигнал на его втором от края полуволны периоде, на полуволне останется один импульс нулевыми интервалами по краям. При параметрах, соответствующих рисунку 3.19 а длительность этих интервалов на начальном этапе будет примерно равна $3/4 T_{оп}$. В случае дальнейшего увеличения амплитуды модулирующего сигнала эти интервалы уменьшаются, и когда модулирующий сигнал перестает пересекаться с опорным сигналом на его первом периоде (от края полуволны) импульс станет равным 180 эл. градусам. Таким образом, при величине $M_{оп}$ меньше единицы в кривой выходного напряжения АИН может возникнуть режим ШР и, соответственно, нелинейный участок в РХ. Очевидно, что чем больше кратность, тем в меньшей степени будет проявляться данный эффект.

Дадим математическое описание данному способу управления. Из рисунка 3.19 видно, что величину и закон модуляции опорного сигнала можно выразить в виде следующей функции:

$$e_{м_оп}(\vartheta) = M_{оп} |\sin \vartheta| \quad (3.25)$$

Функция огибающей амплитуды опорного сигнала, обеспечивающая деформацию опорного сигнала только по краям полупериода модулирующего сигнала, описывается выражением:

$$e_{оп_max}(\vartheta) = 1 - M_{оп} + e_{м_оп}(\vartheta) = 1 - M_{оп}(1 - |\sin \vartheta|) \quad (3.26)$$

Тогда опорный сигнал, например, для реализации в аналоговой системе управления, будет выражаться соотношением:

$$e_{\text{оп}}(\vartheta) = e_{\text{оп_max}}(\vartheta) \cdot e_{\text{оп_нм}}(\vartheta) \quad (3.27)$$

где $e_{\text{оп_нм}}(\vartheta)$ - немодулированный по амплитуде опорный сигнал.

Амплитуды 1-го и 2-го треугольников опорного сигнала описываются соответственно выражениями:

$$E_{\text{оп_max1}} = 1 - M_{\text{оп}}(1 - \sin(\pi / K_p)) \quad (3.28)$$

$$E_{\text{оп_max2}} = 1 - M_{\text{оп}}(1 - \sin(3\pi / K_p)) \quad (3.29)$$

Условие перехода в режим широтного регулирования для данного сдвига фаз (см. рисунок 3.19) между опорным и модулирующим сигналами описывается неравенством

$$M \sin(3\pi / K_p) \geq E_{\text{оп_max2}} \quad (3.30)$$

С учетом (3.28) это дает выражение для определения глубины модуляции, начиная с которой начинается режим широтного регулирования:

$$M_{\text{ШР}} \geq 1 + \frac{1 - M_{\text{оп}}}{\sin(3\pi / K_p)} \quad (3.31)$$

Аналогично предыдущему соотношению можно написать выражение для перехода в режим 180-градусного управления (ОШИР)

$$M_{\text{ОШИР}} \geq 1 + \frac{1 - M_{\text{оп}}}{\sin(\pi / K_p)} \quad (3.32)$$

Необходимо отметить следующее: способ СШИМ_{СЗ} можно использовать в трех режимах:

- в режиме постоянного уровня модуляции амплитуды опорного сигнала;
- в режиме связанной (согласованной) модуляции амплитуды опорного сигнала, при которой синхронно с основной модуляцией происходит модуляция амплитуды опорного сигнала, причем $M_{\text{оп}} = M$;
- в режиме модуляции опорного сигнала в области перемодуляции.

В последнем случае в рабочем диапазоне глубины модуляции опорный сигнал не меняется. Он начинает деформироваться только в области перемодуляции. Подробный анализ различных вариантов данного СПУ приведен в главе 5.

Данный способ ШИМ применим не только для однофазного АИН. Так как при его синтезе не было никаких ограничений, и он формулировался в самом общем виде, то его можно использовать для управления многофазным 2У-АИН, для управления МУ-АИН и при любой форме модулирующего и опорного сигналов. В этой связи получается, что способ ШИМ становится комбинированным. И соответственно в его названии должен быть отражен исходный способ и способ СШИМ_{СЗ}, модулирующий амплитуду опорного сигнала

Для демонстрации применения способа СШИМ_{СЗ} в моделирующем пакете PSIM было разработано несколько вариантов моделей, основу которых составляют некоторые современные непрерывные способы ШИМ (см. Приложение 3). Ниже показаны соответствующие компьютерные осциллограммы. Так, из рисунка 3.20 видно, что для трехфазного варианта реализация способа с синусоидальной ШИМ несколько усложняется. Во-первых, для каждой фазы требуется свой опорный сигнал, модулированный по амплитуде соответствующим фазным модулирующим сигналом. Во-вторых, в силу того, что опорный сигнал стал биполярным, изменятся значения угла в выражениях 3.28 – 3.32. Их нетрудно определить из рисунка 3.20, поэтому здесь аналогичные выражения не приводятся. Выражения (3.25) – (3.27), отвечающие за амплитудную модуляцию опорного сигнала, сохраняются с точностью до сдвига фаз модулирующих сигналов. Кроме того, на рисунке 3.20 приведены диаграммы напряжения и тока на *RL*-нагрузке ($z_H = 1.0$ Ом, $\cos\varphi = 0.8$), соединенной в треугольник.

Для способа синусоидальной ШИМ с третьей гармоникой (СШИМ+3) выражение (3.25), естественно, изменяется:

$$e_{m_оп}(\vartheta) = M_{оп} |\sin \vartheta + 0.167 \sin(3\vartheta)| \quad (3.33)$$

Так как при этом амплитуда суммарного сигнала под знаком модуля равна $\sqrt{3}/2$, то необходимо увеличить постоянную составляющую на полуволне, дополняющую огибающую амплитуды опорного сигнала до единицы. В соответствии с этим соотношение (3.26) для данного варианта принимает вид:

$$e_{\text{оп_max}}(\vartheta) = 1 - M_{\text{оп}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - |\sin \vartheta + 0.167 \sin(3\vartheta)| \right) \quad (3.34)$$

Осциллограммы для данного варианта показаны на рисунке 3.21.

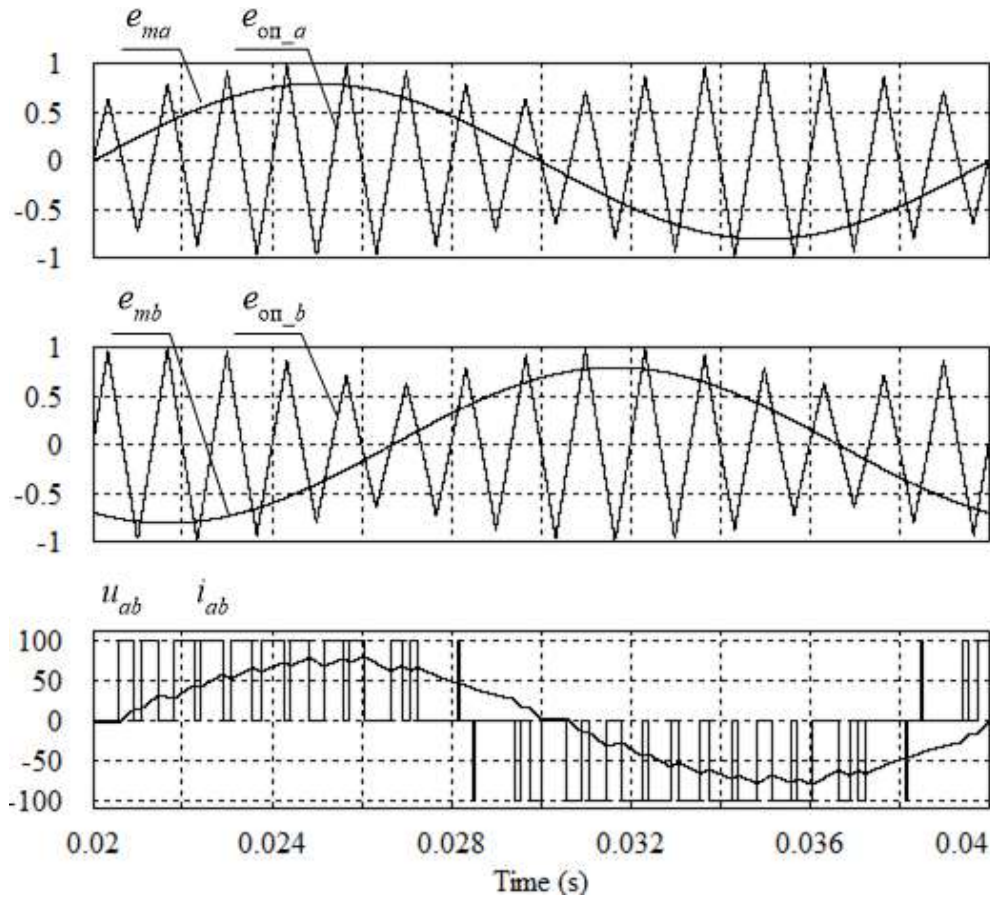


Рисунок 3.20 – «СШИМ_{С3} – СШИМ», $K_p=15$, $M=0.8$, $M_{\text{оп}}=0.4$

Как показано выше, для реализации предложенного способа ШИМ в многофазных АИН требуется свой опорный сигнал для каждой фазы, что не всегда возможно. Для устранения данного недостатка был предложен способ ШИМ (далее СШИМ_{С4}) [171], в котором для управления трехфазным инвертором напряжения используется один опорный сигнал, амплитуда которого модулируется огибающими (максимальными и минимальными) трех фазных модулирующих сигналов. Осциллограммы для данного способа, реализованного на модели в PSIM, приведены на рисунке 3.22 и рисунке 3.23.

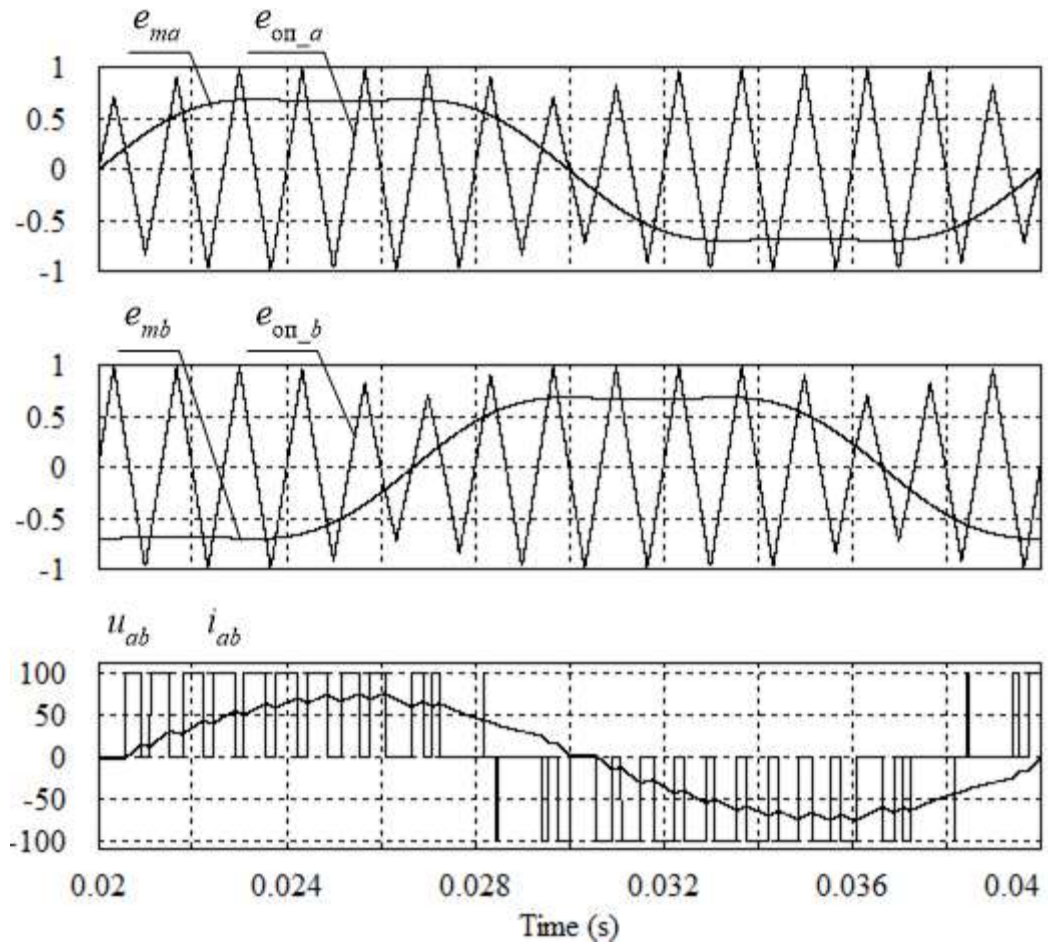


Рисунок 3.21 – «СШИМ_{С3} - СШИМ+3», $K_p=15$, $M=0.8$, $M_{on}=0.4$

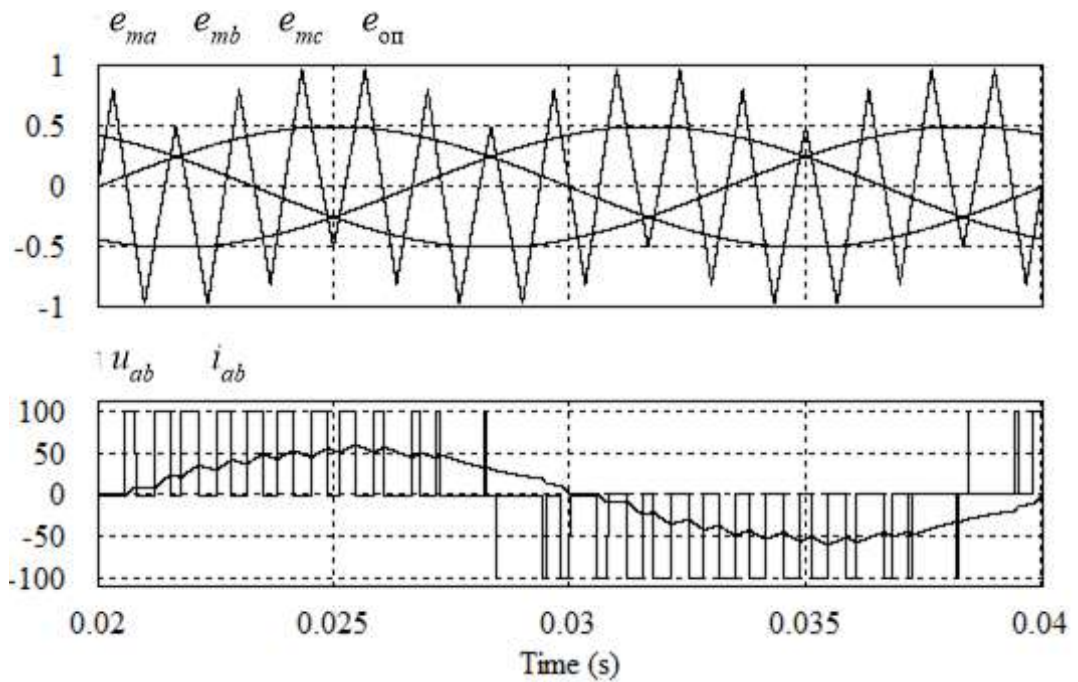


Рисунок 3.22 – СШИМ_{С4}, $K_p=15$, $M=0.5$

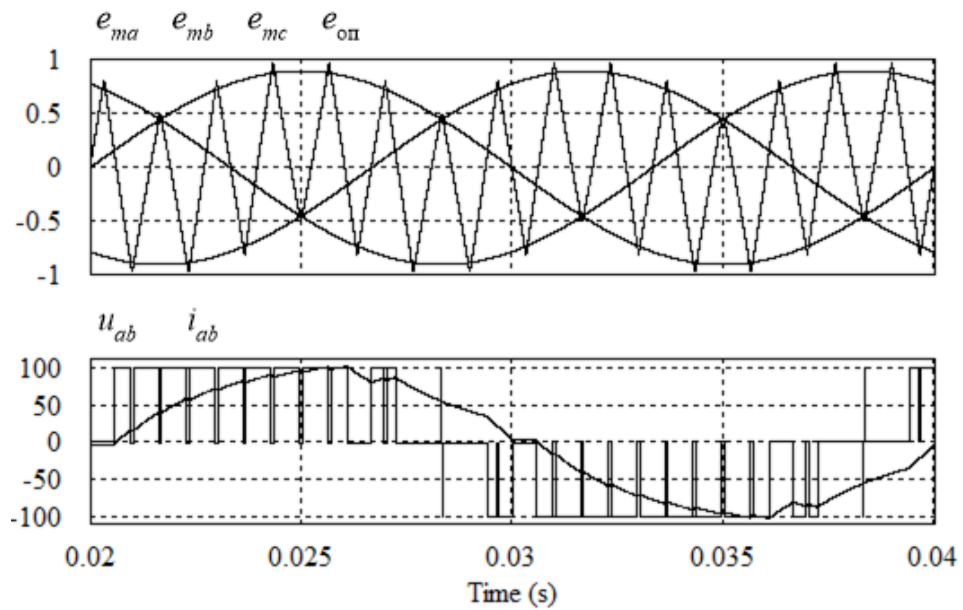


Рисунок 3.23 – СШИМ_{С4}, $K_p=15$, $M=0.9$

Однако, упрощая реализацию системы управления для трехфазного АИН, данный способ обеспечивает линейное регулирование относительной амплитуды первой гармоники линейного напряжения только до величины 1.05, что не соответствует поставленной при синтезе цели. В этой ситуации более рациональным подходом в реализации данного способа является дополнительная модификация трех модулирующих сигналов.

3.5.3 Модификация формы модулирующего сигнала, эквивалентная модуляции амплитуды опорного сигнала

Вернемся к недостатку синтезированного способа СШИМ_{С3} применительно к многофазным инверторам напряжения – равное числу фаз число модулируемых по амплитуде опорных сигналов. Это довольно трудно осуществить, особенно в цифровой (микропроцессорной) реализации. При этом подразумевалось, что модулирующие сигналы имеют или форму чистого синуса, или синуса с добавлением сигнала нулевой последовательности.

Возникает вопрос: можно ли синтезировать способ управления, аналогичный по характеристикам способу СШИМ_{С3}, но с общим опорным сигналом. Отчасти на

это вопрос ответил способ СШИМ_{С4}. Но это – не единственный вариант решения проблемы. Поскольку для реализации ШИМ необходим как опорный, так и модулирующий сигналы, то другим вариантом может быть «перенос» модуляции амплитуды фазного опорного сигнала на модуляцию формы соответствующего модулирующего сигнала. В данном контексте рассмотрим еще раз синтезированные ранее способы СШИМ_{С2}-СШИМ_{С4}. Про них можно сказать следующее: у СШИМ_{С2} - непостоянная амплитуда модулирующего сигнала (отрезки синусоид разной амплитуды), а у остальных - непостоянная амплитуда опорного сигнала. Другими словами, в общем случае на периоде выходной частоты АИН амплитуда опорных и модулирующих сигналов может меняться (в принципе могут меняться и другие параметры, как видно, например, из способа СШИМ_{С1}). Для оценки этих особенностей введем новую величину - модулируемую глубину модуляции μ , в которой амплитуды модулирующего и опорного сигналов могут изменяться во времени:

$$\mu(\vartheta) = \frac{e_{M_max}(\vartheta)}{e_{оп_max}(\vartheta)} \quad (3.35)$$

Для СШИМ_{С3} амплитуда опорного сигнала описывается уравнением (3.26):

$$e_{он_max}(\vartheta) = 1 - M_{оп}(1 - |\sin \vartheta|)$$

где $M_{оп}$ – степень модуляции амплитуды опорного сигнала ($M_{оп}=0\dots 1$). Заметим, что при этом максимальное значение амплитуды опорного сигнала не превышает единицы.

Уравнение (3.26) может стать основой для определения эквивалентной амплитуды модулирующего сигнала. Подставим данное соотношение в формулу модулируемой глубины модуляции с учетом того, что амплитуда модулирующего сигнала (для СШИМ и $E_{оп} = 1$) равна M . В результате чего получим:

$$\mu(\vartheta) = \frac{M}{e_{оп_max}(\vartheta)} = \frac{M}{1 - M_{оп}(1 - |\sin \vartheta|)} \quad (3.36)$$

Данное соотношение, как было сказано выше, справедливо для СШИМ_{С3} с переменной амплитудой опорного сигнала и постоянной амплитудой модулирующего сигнала. Если мы примем, что опорный сигнал имеет постоянную амплитуду

равную единице, то нетрудно видеть, что амплитуда модулирующего сигнала должна полностью соответствовать выражению (3.36). Другими словами, выражение для модулирующего сигнала, например, фазы A , будет в этом случае иметь вид:

$$e_{ma}(\vartheta) = \frac{M}{1 - M_{\text{оп}}(1 - |\sin \vartheta|)} \sin \vartheta \quad (3.37)$$

В случае согласованной модуляции, как обычно, $M_{\text{оп}} = M$.

В соответствии с выражением (3.37) в PSIM были разработаны модели систем управления двухфазным и трехфазным АИН (см. Приложение 3). Формы модулирующих сигналов для двухфазного и трехфазного инверторов при $M=1$ приведены соответственно на рисунке 3.24 и рисунке 3.25.

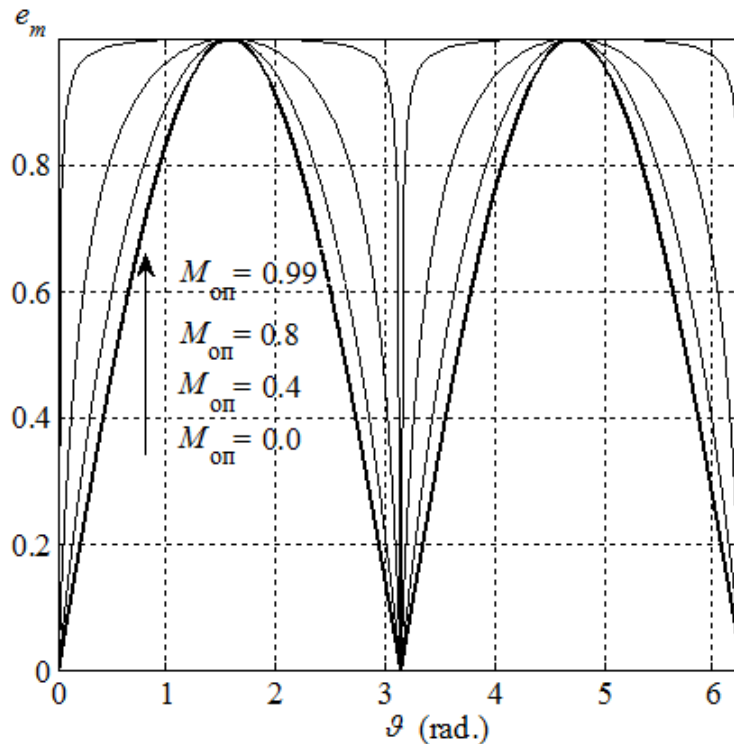


Рисунок 3.24 – Эквивалентный СШИМ_{С3} модулирующий сигнал для двухфазного АИН

Из этих рисунков видно, что при увеличении степени модуляции опорного сигнала $M_{\text{оп}}$ (в данном случае степени искажения модулирующего сигнала) кривая модулирующего сигнала, начиная с исходной формы ($M_{\text{оп}}=0$, утолщенная кривая), приближается к прямоугольной. Для двухфазного варианта это будет

просто горизонтальная линия. При этом амплитуда кривых никогда не превышает единицы, т.е. они остаются в зоне существования линейного опорного сигнала, тем самым обеспечивая линейную регулировочную характеристику. В случае исходной формы, характерной для СШИМ+3, $M_{оп}$, также как и M , меняется от 0 до 1.155, а выражение для модулирующего сигнала имеет следующий вид:

$$e_{ma}(\vartheta) = \frac{M}{1 - M_{оп}(0.866 - |\sin \vartheta + 0.167 \sin 3\vartheta|)} (\sin \vartheta + 0.167 \sin 3\vartheta) \quad (3.38)$$

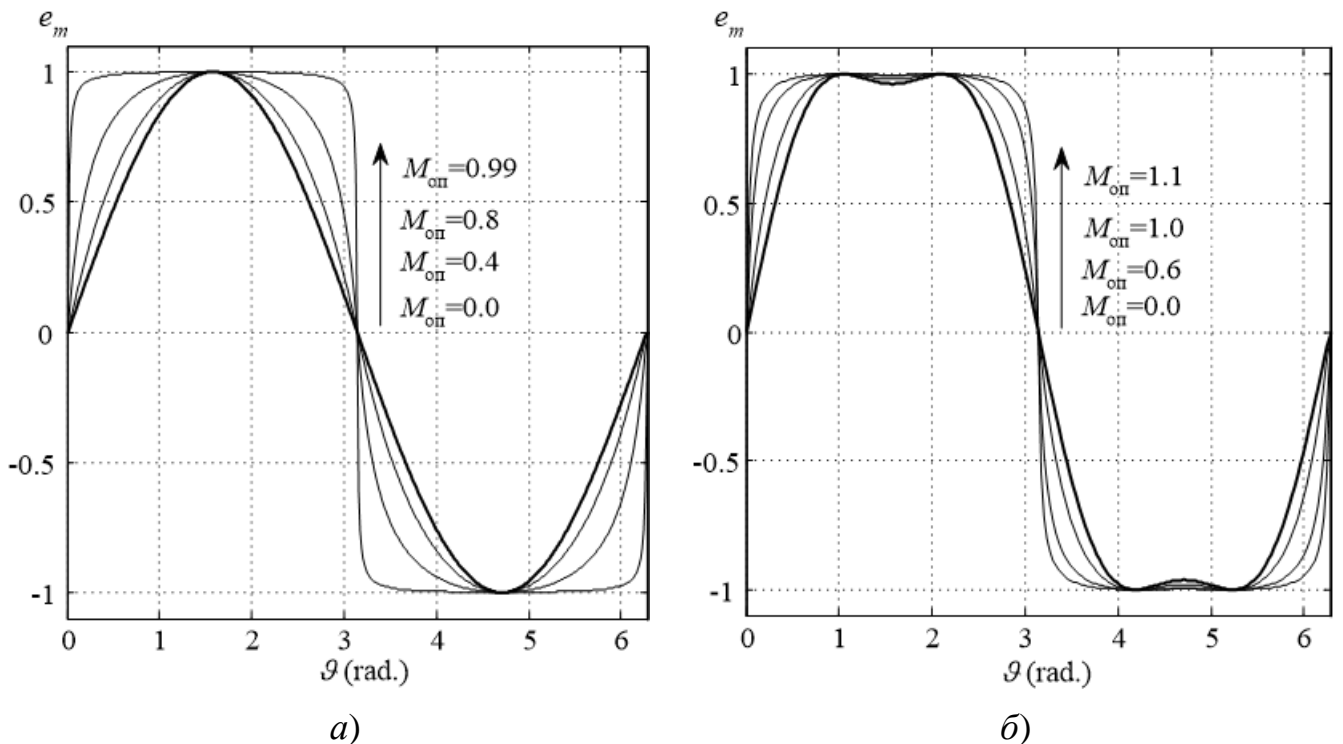


Рисунок 3.25 – Эквивалентный СШИМ_{СЗ} модулирующий сигнал для трехфазного АИН: а) синусоидальный модулирующий сигнал; б) синусоидальный модулирующий сигнал с вводом третьей гармоники

Проведенные компьютерные исследования показали идентичность выходных характеристик как при модуляции амплитуды опорного сигнала, так и при общем опорном сигнале и дополнительной модуляции исходного модулирующего сигнала. Последний вариант (далее он будет называться СШИМ_{СЗМ}), несомненно, проще в реализации, несмотря на более сложную форму модулирующих сигналов. Также достоинством данного способа является то, что он также вполне реализуем и для многофазных и многоуровневых топологий автономных инверторов напряжения.

Рассмотренные в данной главе синтезированные способы управления трехфазными инверторами, с одной стороны, предоставляют возможность расширения диапазона линейного регулирования основной гармоники выходного напряжения, что являлось задачей синтеза. С другой стороны, как показал гармонический анализ, в ряде случаев, особенно при малых модуляциях, они ухудшают по сравнению с классическими непрерывными способами ШИМ качество выходного напряжения АИН за счет появления в спектре низкочастотных компонентов, обусловленных деформацией или опорного или модулирующего сигналов. В этой связи представляет интерес синтезированный способ СШИМ_{C5}, который расширяет диапазон регулирования только за счет дополнительных манипуляций в области перемодуляции, оставляя без изменения достоинства способов в рабочем диапазоне изменения глубины модуляции. Описание данного способа применительно к трехфазным инверторам является темой следующего раздела.

3.5.4 Модификация формы модулирующего сигнала в области перемодуляции

Увеличение глубины модуляции, обусловленное уменьшением амплитуды опорного сигнала на границах полупериода по заданному закону, эквивалентно увеличению модулирующего сигнала по краям полупериода. Чтобы такое искажение не повлияло на качество выходного напряжения АИН в традиционном рабочем диапазоне регулирования основной гармоники, было предложено реализовать модификацию модулирующего сигнала только в зоне перемодуляции. В соответствии с этим был предложен способ управления АИН [176], в котором при амплитуде модулирующего сигнала больше амплитуды опорного в первый из них вводится дополнительный компонент прямоугольной биполярной формы той же частоты и фазы с амплитудой, пропорциональной разности амплитуд модулирующего и опорного сигналов. Причем исходный модулирующий сигнал соответствующим образом ослабляется, так чтобы амплитуда суммарного модулирующего сигнала оставалась равной амплитуде опорного сигнала, что обеспечивает линейность регулировочной характеристики АИН вплоть до режима ОШИР.

Приведем математическое описание данного способа (далее СШИМ_{С5}) применительно к трехфазному АИН с СШИМ. Для него на рисунке 3.26 приведена традиционная регулировочная характеристика линейного напряжения АИН. Аналитически для способа СШИМ РХ описывается соотношением:

$$U_{1m}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} M \quad (3.39)$$

Данное выражение справедливо для $M \leq 1$ (на рисунке 3.26 в этой области РХ выделена утолщенной линией). Далее начинается диапазон перемодуляции, для которого характерен резко нелинейный характер РХ.

Таким образом, максимальное значение первой гармоники в линейном диапазоне соответствует величине $\sqrt{3}/2 = 0.866$. В то же время максимально возможное значение ее амплитуды, соответствующее режиму 180-градусного управления, для 3-фазного инвертора с СШИМ равно $2\sqrt{3}/\pi = 1.102$. Задача синтеза способа управления состоит в том, чтобы продолжить линейность данной РХ до точки, соответствующей 180-градусного управлению (см. рисунок 3.26 а). Исходя из соотношений пропорции, можно показать, что это должно достигаться при глубине модуляции $M = 4/\pi = 1.273$.

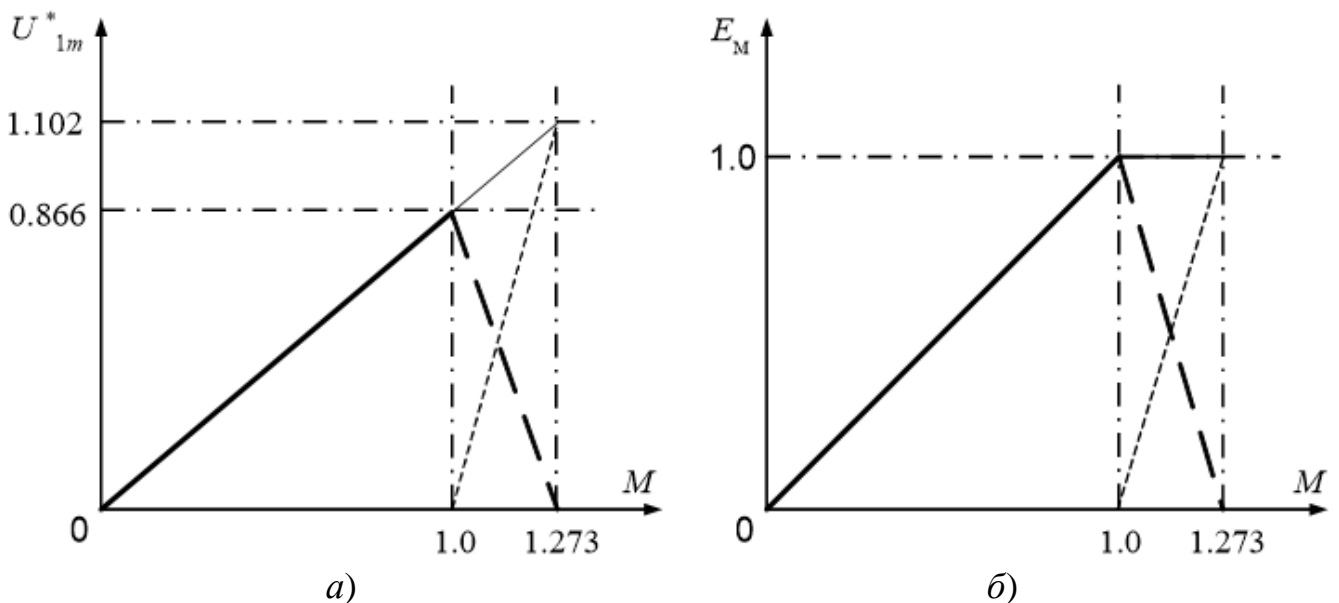


Рисунок 3.26 – Амплитуда основной гармоники и ее компонентов (а)), амплитуда модулирующего сигнала и его компонентов (б)) для способа СШИМ_{С5}

180-градусное управление для любого способа ШИМ теоретически является пределом при M , стремящейся к бесконечности. Реально это происходит гораздо раньше при $M=5 \div 10$ в зависимости от СПУ, кратности частот модулирующего и опорного сигналов и фазового сдвига между ними [232]. Еще раньше это происходит при широтно-импульсном регулировании (ШИР), когда форма модулирующих напряжений соответствует биполярному прямоугольному импульсу. Тогда при $M=1$ (амплитуды модулирующего и опорного напряжений равны) все импульсы управления сливаются в один (на полупериоде модулирующего напряжения) 180-градусный импульс управления, и на выходе имеет место максимальный уровень основной гармоники напряжения. (Режим ШИР тоже обеспечивает практически линейную РХ, но он сопровождается, как было сказано ранее, неудовлетворительным качеством выходного напряжения во всем диапазоне регулирования). Другими словами, если в точке $M=1.0$ модулирующий сигнал имеет синусоидальную форму единичной амплитуды, то в точке $M=1.273$ он должен иметь прямоугольную форму той же амплитуды.

Идея предложенного СПУ заключается во введении в модулирующее напряжение при $M > 1$ прямоугольного компонента (меандра) той же частоты и фазы и регулируемого по амплитуде. Очевидно, что последняя должна зависеть в этом диапазоне от превышения глубины модуляции над единицей $\Delta M = M - 1$. Пусть амплитуда прямоугольного компонента меняется линейно от ΔM . Нетрудно видеть, что коэффициент пропорциональности для него будет равен

$$K = \frac{1}{4/\pi - 1} = \frac{\pi}{4 - \pi} = 3.66 \quad (3.40)$$

Тогда для меандра можно записать выражение в общем виде:

$$e_{m_sq}(\vartheta) = \Delta M \cdot K \cdot sq(\vartheta) \quad (3.41)$$

где $sq(\vartheta)$ – условное обозначение биполярного меандра единичной амплитуды как функции безразмерного времени.

Очевидно, что на интервале $M=1 \dots 1.273$ амплитуда исходного модулирующего сигнала, в частности синусоидального, должна меняться противоположным

образом: единичным при $M=1$ и нулю при $M=1.273$. Пусть она меняется в обратной, по отношению к амплитуде меандра, пропорции, т.е. для исходного модулирующего сигнала коэффициент пропорциональности будет «-K». Тогда выражение для синусоидального компонента будет иметь вид:

$$e_{m_sin}(\vartheta) = (1 - \Delta M \cdot K) \sin \vartheta \quad (3.42)$$

Таким образом, в зоне перемодуляции будут иметь место два компонента модулирующего сигнала, каждому из которых будет соответствовать своя составляющая первой гармоники. Выражение для суммарного модулирующего сигнала можно записать так:

$$e_m(\vartheta) = e_{m_sq}(\vartheta) + e_{m_sin}(\vartheta) = \Delta M \cdot K \cdot sq(\vartheta) + (1 - \Delta M \cdot K) \sin \vartheta \quad (3.43)$$

Ниже представлен суммарный модулирующий сигнал в зоне перемодуляции.

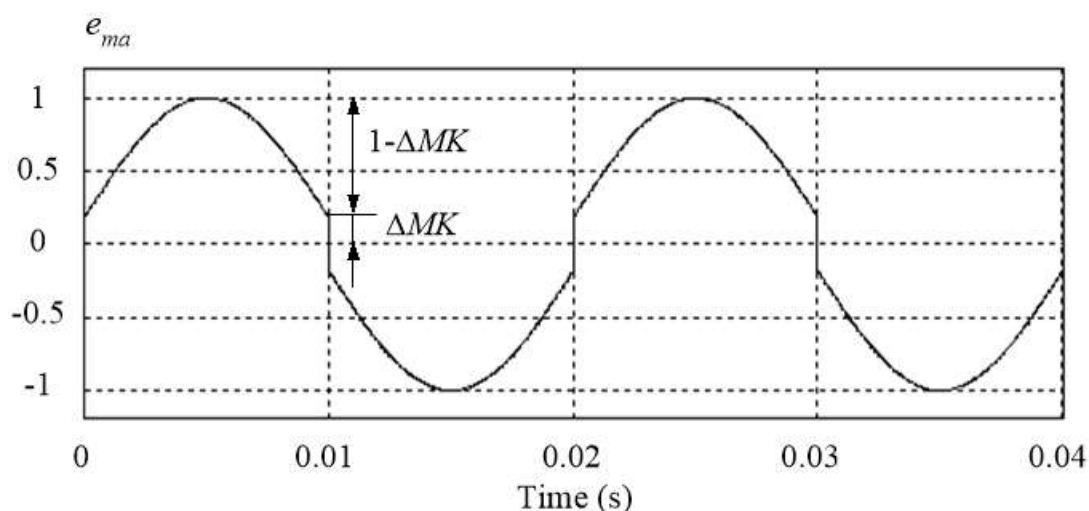


Рисунок 3.27 – Модулирующий сигнал и его компоненты для способа СШИМ_{C5}

Коэффициенты при знакопеременных функциях суть соответствующие амплитуды. Если их просуммировать, то амплитуда суммарного модулирующего сигнала будет равна единице, т.е. амплитуде опорного сигнала, хотя глубина модуляции по заданию больше единицы. Амплитуды синусоидального и прямоугольного компонентов в отдельности также не будут превышать единицы. Следовательно, между упомянутыми амплитудами и соответствующими им первыми гармониками выходного напряжения должна сохраниться линейная зависимость.

Покажем, что при таком модулирующем сигнале (и таких его компонентах) результирующая РХ будет линейной и описываться выражением (3.39). Две составляющие 1-й гармоники линейного напряжения от соответствующих компонентов модулирующего сигнала для трехфазного инвертора имеют вид:

$$U_{1m_sq}^* = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} K \cdot \Delta M; \quad U_{1m_sin}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} (1 - K \cdot \Delta M); \quad (3.44)$$

Тогда выражение для суммарного значения амплитуды основной гармоники линейного напряжения АИН с СШИМ:

$$U_{1m}^* = U_{1m_sq}^* + U_{1m_sin}^* = \dots = \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{\sqrt{3}(4 - \pi)}{2\pi} K \cdot \Delta M.$$

С учетом (3.40), (3.41) упрощаем последнее уравнение и получаем окончательно:

$$U_{1m}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} (M - 1) = \frac{\sqrt{3}}{2} M. \quad (3.45)$$

Изменение амплитуд первой гармоники выходного напряжения и его компонентов от глубины модуляции в диапазоне $M=1.0 \dots 1.273$ изображены на рисунке 3.26 а. Утолщенная падающая пунктирная линия – синусоидальный компонент, нарастающая пунктирная линия – прямоугольный компонент, сплошная линия - результирующая РХ на данном интервале. На рисунке 3.26 б показаны амплитуды суммарного модулирующего сигнала E_M и его компонентов: утолщенная падающая пунктирная линия – синусоидальная составляющая, нарастающая пунктирная линия – прямоугольная составляющая, сплошная утолщенная линия – амплитуда результирующего модулирующего сигнала, которая равна единице.

Данный подход также применим как к двухфазному АИН с СШИМ, так и к трехфазному АИН, управляемому непрерывными способами ШИМ с добавлением компонентов нулевой последовательности. Причем, в первом случае, в силу того, что выражение для РХ имеет вид: $U_{1m}^* = M$, границы на оси ординат на рисунке 3.26 а, будут совпадать с границами на оси абсцисс этого же графика. В таблице 3.11 приведены параметры, позволяющие реализовать в системе управления предложенный способ линеаризации РХ в области перемодуляции для двух топологий двух-

уровневых АИН и наиболее популярных способов ШИМ. Символом $S(\vartheta)$ в таблице 3.11 условно обозначен модулирующий сигнал способа СШИМ с СНП. На рисунке 3.28 и рисунке 3.29 показаны временные диаграммы, полученные по моделям в PSIM, модулирующих и опорных сигналов, а также токи и напряжения в нагрузке (параметры нагрузки см. в разделе 3.5.2) трехфазного АИН, управляемого способами «СШИМ_{C5} – СШИМ» и «СШИМ_{C5} – СШИМ+3».

Таблица 3.11 – Соотношения, описывающие параметры модулирующего сигнала для способа СШИМ_{C5} для разных исходных способов ШИМ

Параметр	2ф-АИН	3ф-АИН		
	СШИМ	СШИМ	СШИМ+3	СШИМ+Δ
ΔM	1.0 – 1.273	1.0 – 1.273	1.15 – 1.273	
K	$\frac{\pi}{4 - \pi} = 3.66$	$\frac{\pi}{4 - \pi} = 3.66$	$\frac{\sqrt{3}\pi}{2(2\sqrt{3} - \pi)} = 8.436$	
$e_{m_sq}(\vartheta)$	$\Delta M \cdot K \cdot sq(\vartheta)$			
$e_{m_sin}(\vartheta)$	$(1 - \Delta M \cdot K) \sin \vartheta$		$\frac{2}{\sqrt{3}}(1 - \Delta M \cdot K)S(\vartheta)$	
U_{1m}^*	M	$\sqrt{3}M / 2$		
$U_{1m_max}^*$	$\frac{4}{\pi} = 1.273$	$\frac{2\sqrt{3}}{\pi} = 1.102$		

Предложенный способ линейризации РХ в области перемодуляции может быть реализован путем замещения синусоидального компонента не только меандром, но и любым другим сигналом. Главное, что при этом требуется, это большее, по сравнению с гармоническим сигналом, содержание в нем первой гармоники. При этом диапазон перемодуляции разбивается на два поддиапазона. На первом этапе (поддиапазоне) по мере увеличения заданной глубины модуляции происходит замещение синуса новым компонентом, а на втором этапе (поддиапазоне) этот новый компонент замещается опять-таки меандром, обеспечивающим плавный переход в режим ОШИР. Такой подход позволит на первом диапазоне несколько улучшить качество выходного напряжения АИН, поскольку прямоугольный сигнал вносит в спектр напряжения существенные дополнительные низкочастотные составляющие.

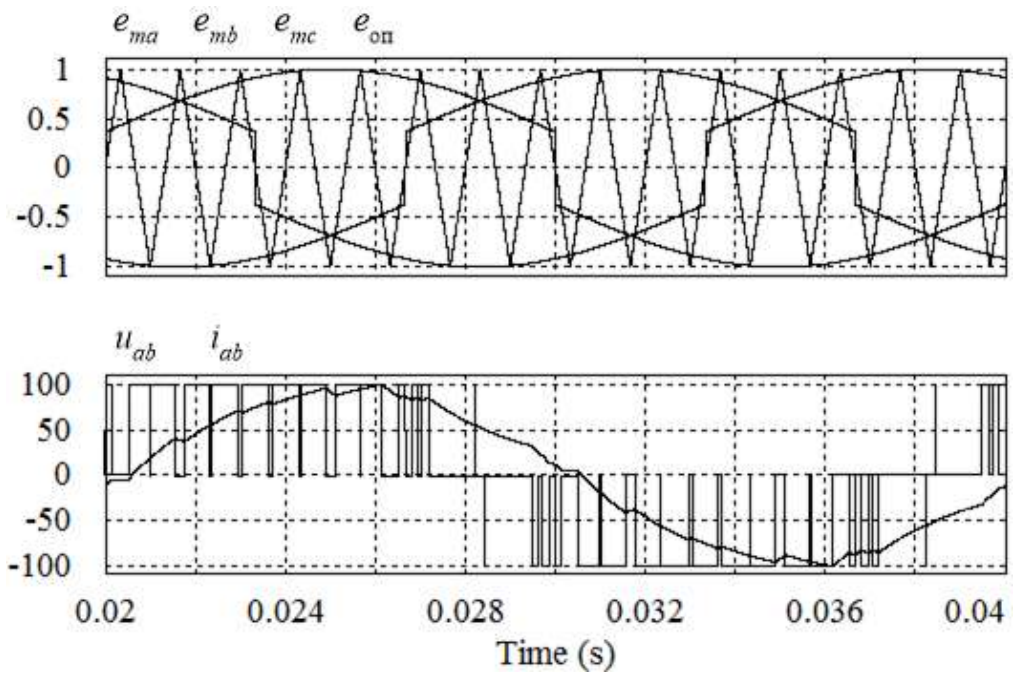


Рисунок 3.28 – Трехфазный АИН, «СШИМ_{C5} – СШИМ», $K_p=15$, $M=1.2$

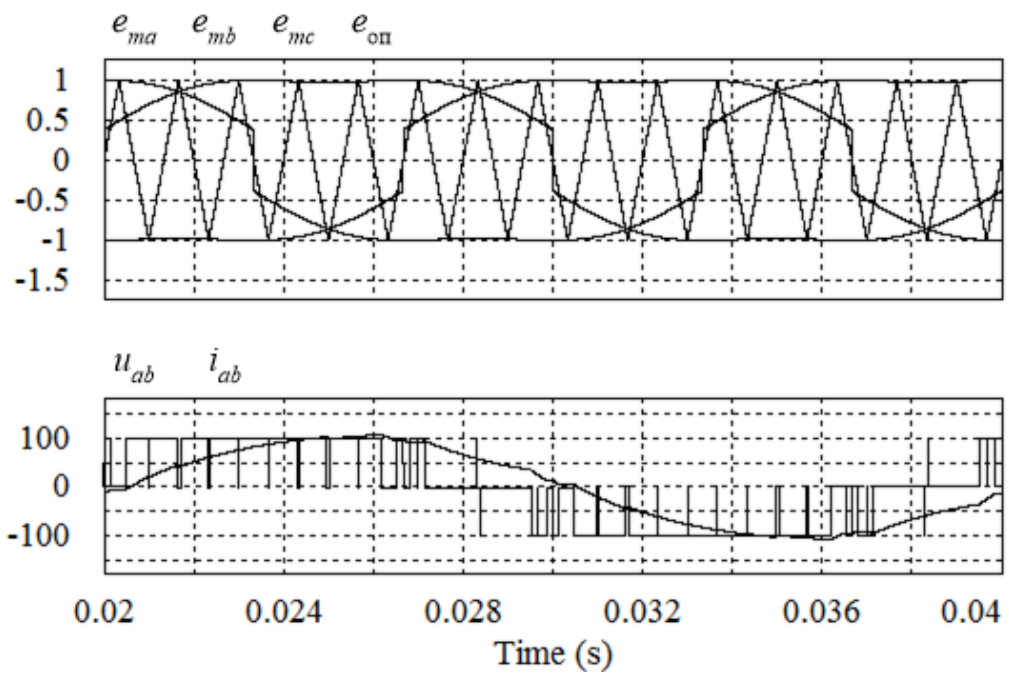


Рисунок 3.29 – Трехфазный АИН, «СШИМ_{C5} – СШИМ+3», $K_p=15$, $M=1.2$

В качестве первого замещающего сигнала можно использовать биполярный трапецеидальный сигнал единичной амплитуды. Разложив его в ряд Фурье, можно показать, что в общем виде амплитуда его первой гармоники выражается соотношением:

$$U_{1m_tr} = \frac{4}{\pi\varphi} \sin \varphi \quad (3.46)$$

где φ - длительность (в угловых единицах измерения) основания боковой стороны трапеции на полупериоде в радианах. Рациональнее использовать в качестве фазного модулирующего сигнала трапецию с $\varphi = \pi/6$ [34, 40]. При этом для двухфазного и трехфазного АИН соответственно получаем

$$U_{1m_tr}^* = \frac{12}{\pi^2} = 1.216 \quad U_{1m_tr}^* = \frac{12}{\pi^2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = 1.053$$

На рисунке 3.30 показаны графики, поясняющие принцип двухэтапной линеаризации РХ в области перемодуляции для трехфазного АИН с СШИМ. На рисунке 3.30 *а* – приведены РХ и ее компоненты, на рисунке 3.30 *б* – модулирующий сигнал и его компоненты. Сплошные утолщенные нарастающая и падающая прямые соответствуют синусному компоненту, нарастающая и падающая прямые с широким пунктиром – трапецеидальный компоненту, нарастающая прямая с узким пунктиром – прямоугольному компоненту.

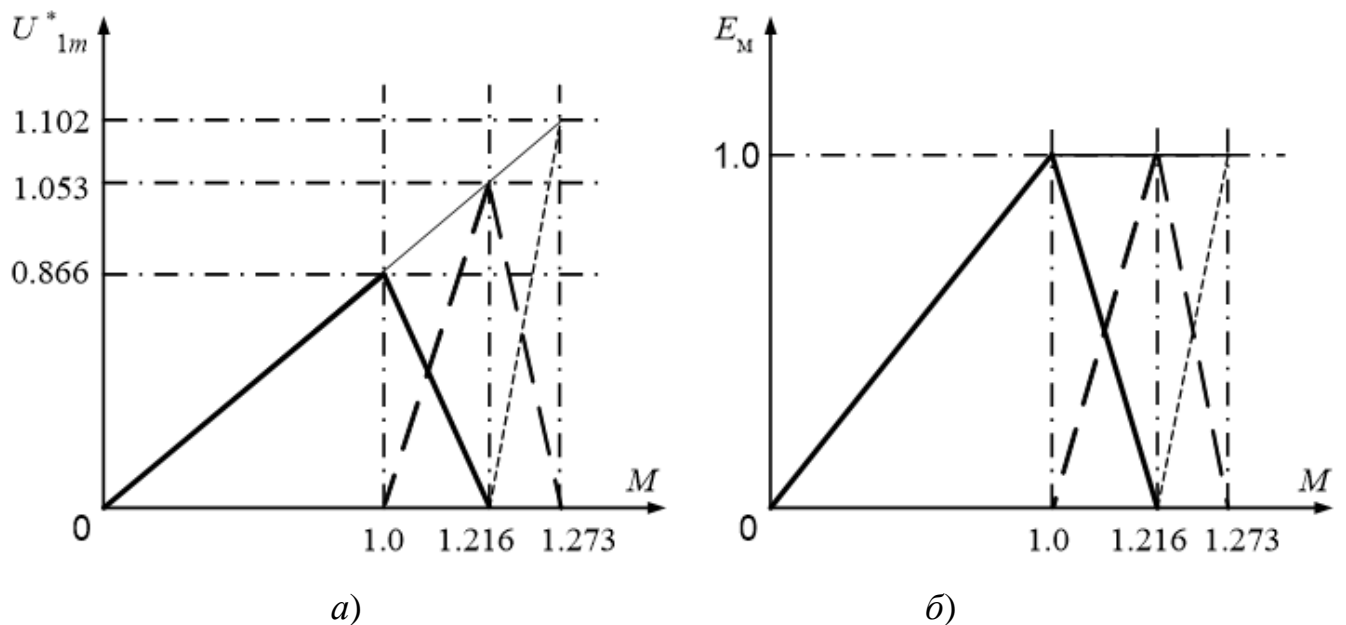


Рисунок 3.30 – Регулировочная характеристика и ее компоненты (*а*)), модулирующий сигнал и его компоненты (*б*)), способ СШИМ_{С5М}, двухэтапная линеаризация в области перемодуляции

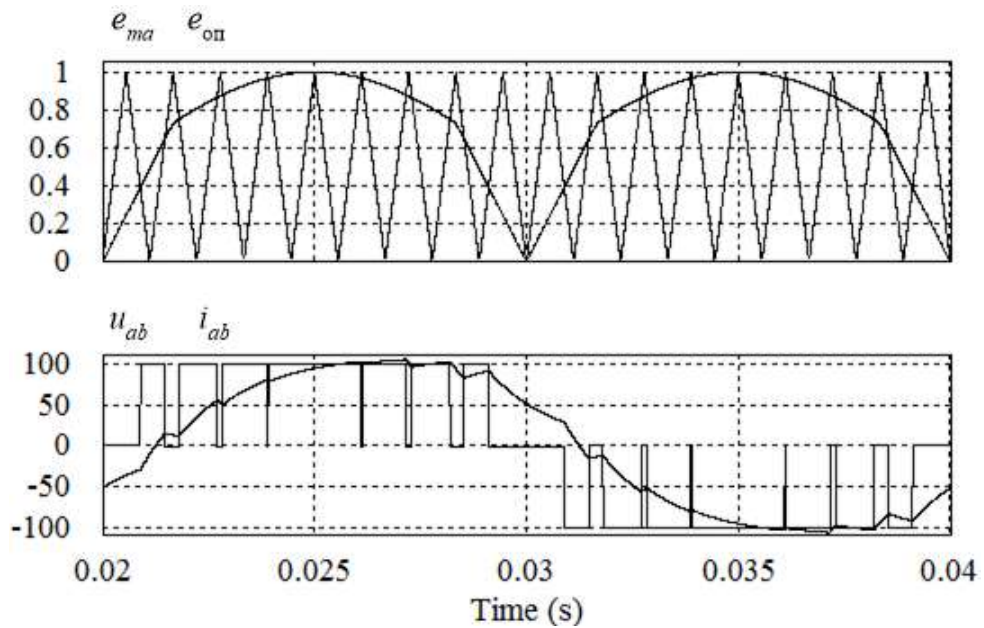
Как видно из рисунка 3.30 б, во всем диапазоне модулирующий сигнал не превышает единичного значения (т.е. амплитуды опорного сигнала), что обеспечивает линейную зависимость между компонентами модулирующего сигнала и соответствующими им компонентами первой гармоники линейного напряжения АИН.

Был проведен математический анализ предложенного способа линейризации РХ в области перемодуляции с промежуточным трапецеидальным этапом (далее СШИМ_{C5M}) для двух топологий двухуровневых АИН и ряда способов ШИМ. В таблице 3.12 приведены полученные параметры, необходимые для реализации способа в системе управления. Символы $tr(\vartheta)$ обозначают биполярный трапецеидальный сигнал единичной амплитуды в функции безразмерного времени; $\Delta M_1, \Delta M_2$ – 1-й и 2-й поддиапазоны глубины модуляции в области перемодуляции. Для СШИМ с СНП, естественно, первый поддиапазон начинается позже.

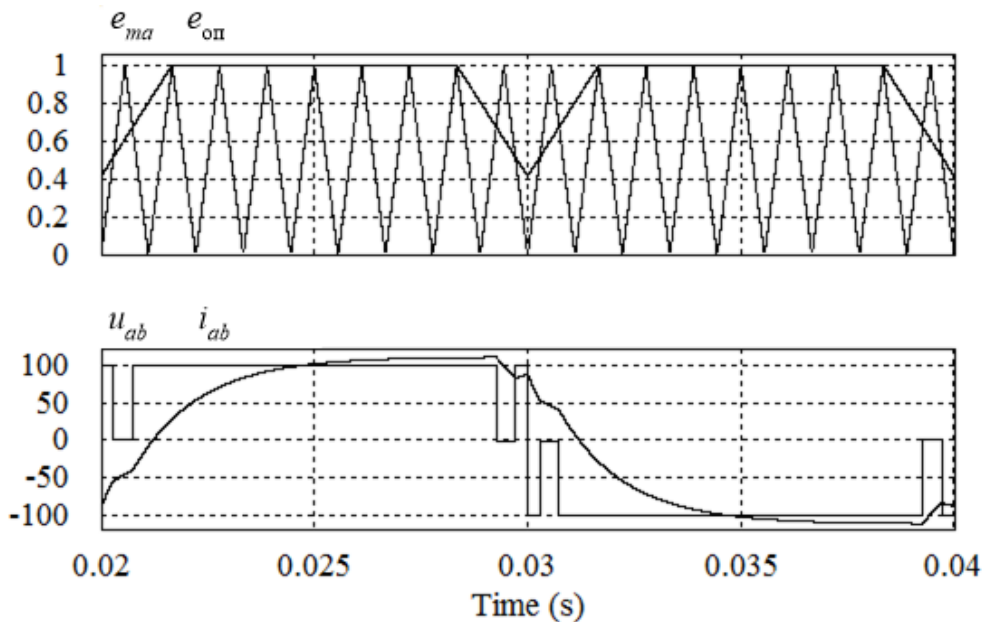
Таблица 3.12 – Соотношения, описывающие параметры модулирующего сигнала для способа СШИМ_{C5} для разных исходных способов ШИМ

Параметр	Двухфазный АИН	Трёхфазный АИН		
	СШИМ	СШИМ	СШИМ+3	СШИМ+Δ
ΔM_1	1.0 – 1.216	1.0 – 1.216	1.15 – 1.216	
K_1	$\frac{\pi^2}{12 - \pi^2} = 4.633$	$\frac{\pi^2}{12 - \pi^2} = 4.633$	$\frac{\sqrt{3}\pi^2}{12\sqrt{3} - \pi^2} = 16.352$	
$e_{m_tr}(\vartheta)$	$\Delta M \cdot K_1 \cdot tr(\vartheta)$			
$e_{m_sin}(\vartheta)$	$(1 - \Delta M \cdot K_1) \sin \vartheta$		$\frac{2}{\sqrt{3}}(1 - \Delta M \cdot K)S(\vartheta)$	
ΔM_2	1.216 – 1.273	1.216 – 1.273	1.216 – 1.273	
K_2	$\frac{\pi^2}{4(\pi - 3)} = 17.426$			
$e_{m_sq}(\vartheta)$	$\Delta M \cdot K_2 \cdot sq(\vartheta)$			
$e_{m_tr}(\vartheta)$	$(1 - \Delta M \cdot K_2)tr(\vartheta)$			
U_{1m}^*	M	$\sqrt{3}M / 2$		
$U_{1m_max}^*$	$4 / \pi = 1.273$	$2\sqrt{3} / \pi = 1.103$		

На рисунке 3.31 для двухфазного, а на рисунке 3.32 и рисунке 2.33 для трехфазного АИН показаны временные диаграммы, полученные на разработанных в *PSIM* моделях. Они показывают модулирующие и опорные сигналы, а также токи и напряжения в нагрузке инвертора, управляемого непрерывными способами СШИМ и предложенным способом линеаризации РХ в области перемодуляции.



а)



б)

Рисунок 3.31 – Двухфазный АИН, «СШИМ_{C5M} – СШИМ», $K_p=18$; а) - $M=1.1$,

б) - $M=1.24$

Для трехфазного АИН, управляемого способами СШИМ и СШИМ+3, временные диаграммы отличаются только в первом поддиапазоне глубины модуляции (см. соответственно рисунки 3.32 *а* и 3.32 *б*). В первом случае трапеция замещает чистый синус, а во втором случае – синус с 3-й гармоникой. В следующем поддиапазоне, где трапеция замещается прямоугольником, временные диаграммы для обоих способов одинаковы (см. рисунок 3.33).

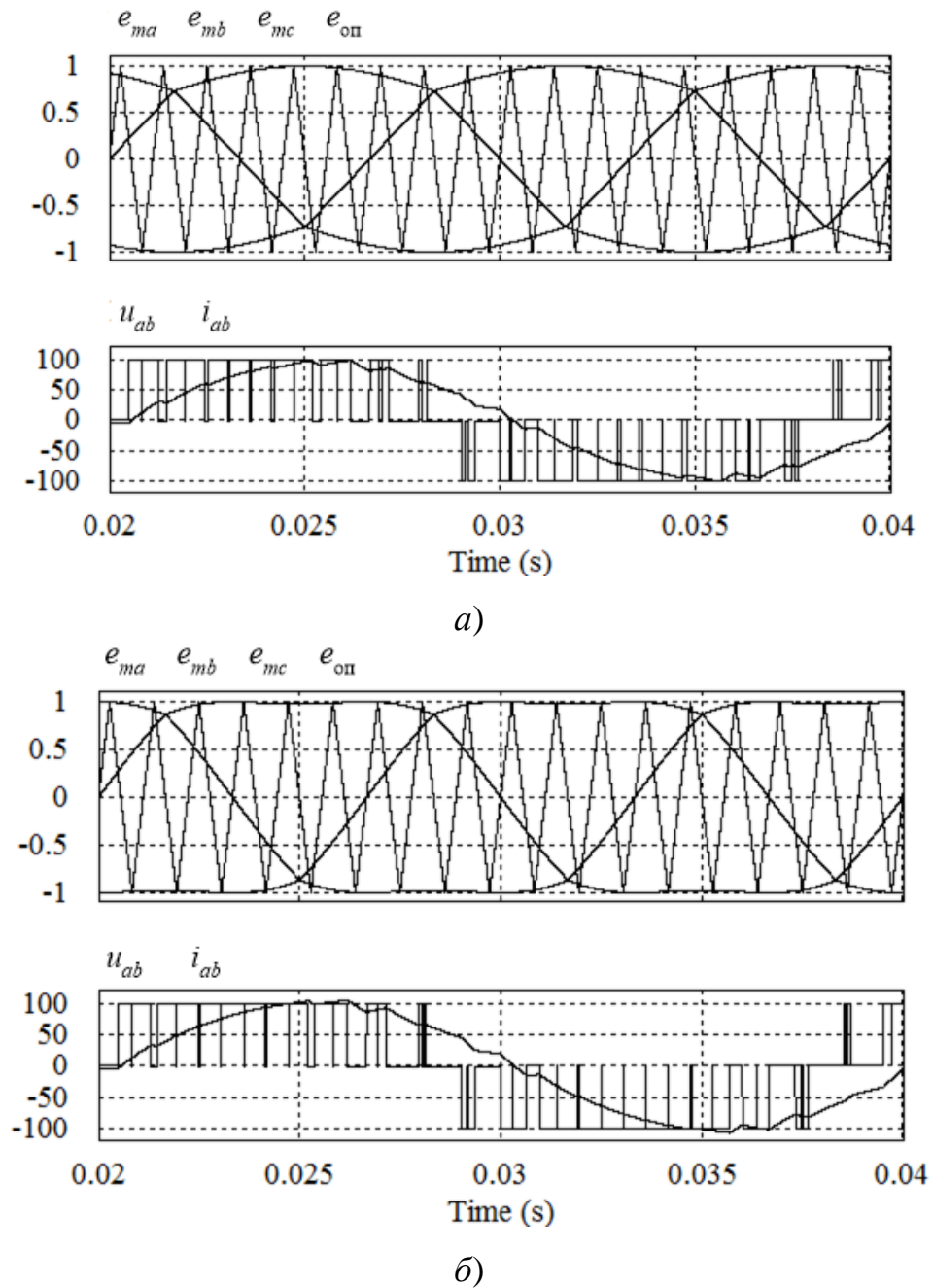


Рисунок 3.32 – Трехфазный АИН, $K_p=18$; *а*) «СШИМ_{C5M} – СШИМ», $M=1.1$,

б) «СШИМ_{C5M} – СШИМ+3», $M=1.18$

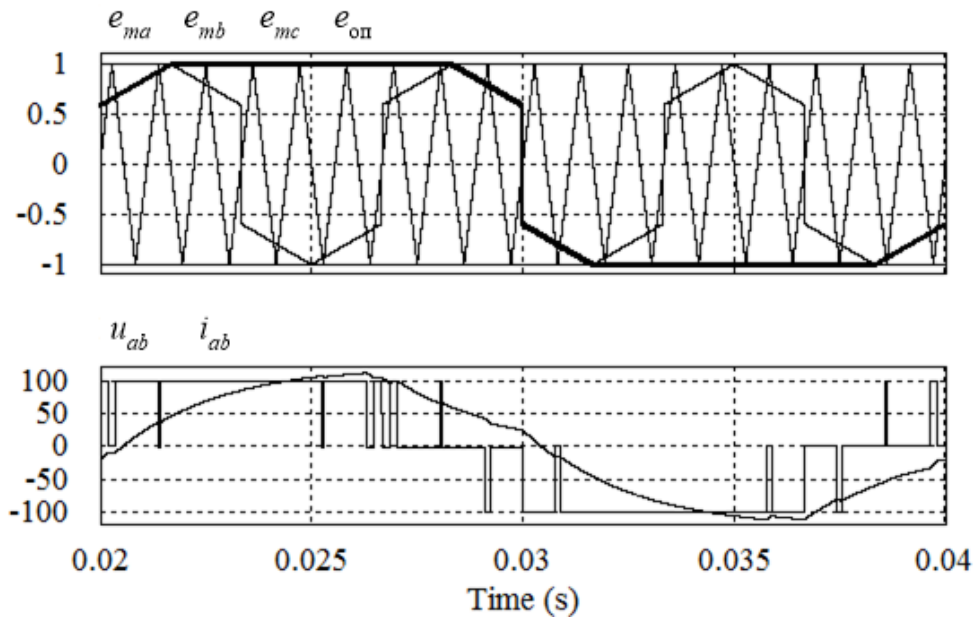


Рисунок 3.33 – Трехфазный АИН, $K_p=18$, «СШИМ_{C5M} – СШИМ/СШИМ+3»,
 $M=1.25$

Таким образом, в данной главе по заданным критериям оптимизации синтезированы способы ШИМ, обеспечивающие повышение энергоэффективности преобразования электрической энергии в автономных инверторах напряжения. Для количественной оценки повышения энергоэффективности и сравнительного анализа с известными способами ШИМ в программе PSIM были разработаны модели, реализующие синтезированные способы ШИМ и с некоторыми комментариями приведенные в Приложении В.

Синтезированные в данной главе способы ШИМ формально предназначаются для двух- и трехфазных двухуровневых инверторов напряжения. Однако эти способы имеют более широкое применение, в частности они могут использоваться для управления многоуровневыми АИН и автономными инверторами тока. Для упомянутых областей применения также были разработаны модели, на основании которых получены временные диаграммы сигналов в системах управления соответствующими преобразователями, а также выходных токов и напряжений. Данные временные диаграммы (без моделей, которые в данном контексте не имеют принципиального значения) также приведены в Приложении В.

Сравнительный анализ синтезированных в данной главе способов управления по выходным энергетическим характеристикам АИН приведен в главе 4.

3.6. Выводы

1. Предложена и обоснована методика численно-аналитического синтеза способов ШИМ по заданному критерию оптимизации. По предложенной методике и минимуму ИКГН 1-го порядка синтезированы способы ШИМ для управления двухфазным и трехфазным АИН, соответственно способы СШИМ_{C1} и СШИМ_{C2}.

2. С использованием эвристических подходов были разработаны три способа ШИМ (СШИМ_{C3}÷СШИМ_{C5}), для которых критерием синтеза являлся максимум линейного диапазона регулирования первой гармоники выходного напряжения АИН.

3. Для большинства синтезированных способов ШИМ разработаны модификации, улучшающие те или иные характеристики инвертора напряжения.

4. Для каждого из синтезированных способов получено математическое описание, а в среде моделирования PSIM разработаны соответствующие модели, позволяющие оценить энергетические характеристики АИН и способные стать основой для разработки (в частности, микропроцессорных) систем управления.

5. Синтезированные способы СШИМ_{C3}, СШИМ_{C4} и СШИМ_{C5}, по сути дела представляют собой не конкретные способы, а принципы расширения диапазона регулирования, справедливые для различных исходных конкретных способов ШИМ: СШИМ, СШИМ+3, СШИМ+Δ и т.д.

6. Большинство разработанных в данном разделе для двух- и трехфазных 2У-АИН способов ШИМ могут быть также использованы для многофазных и многоуровневых топологий инверторов напряжения и тока.

Глава 4. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИНТЕЗИРОВАННЫХ И ИЗВЕСТНЫХ СПОСОБОВ УПРАВЛЕНИЯ

В предыдущей главе был синтезирован ряд способов ШИМ для управления инверторами напряжения. Синтез проводился с использованием разных критериев оптимизации (энергоэффективности). В этой связи важным представляется сравнительный анализ этих способов с более общих позиций, по совокупности единых показателей. Причем целесообразно произвести оценку их эффективности не только между собой, но и с наиболее популярными современными способами ШИМ. Данной задаче и посвящена настоящая глава.

Сравнение в основном проводилось по следующим параметрам АИН: амплитуде первой гармоники линейного напряжения U_{1m} , интегральному коэффициенту гармоник первого порядка $K_{\Gamma}^{(1)}$ и приведенному интегральному коэффициенту гармоник первого порядка $K_{\Gamma_{\text{пр}}}^{(1)}$. Как показали исследования, результаты которых представлены в главе 2, а также в ряде публикаций, существует определенное соответствие между некоторыми входными и выходными параметрами АИН, а именно: между амплитудой первой гармоники выходного напряжения и средним значением входного тока, между интегральными коэффициентами 1-го порядка выходного напряжения и входного тока и т.д. Причем, какой способ лучше по тому или иному параметру на выходе, тот лучше и по аналогичному параметру на входе, причем примерно в той же области глубины модуляции. В силу этого обстоятельства дальнейший сравнительный анализ способов будет ограничен в основном только выходными характеристиками АИН. При этом также подразумевается, что полученные результаты будут справедливы и для дуальных характеристик автономного инвертора тока, управляемого теми же способами ШИМ.

Сравнение проводилось с использованием компьютерных моделей, разработанных в имитационной среде моделирования *PSIM* и представленных в Приложении В.

4.1 Способы ШИМ для двухфазного двухуровневого инвертора

Двухфазный (по традиционной отечественной терминологии - однофазный мостовой) 2У-АИН является довольно распространенной топологией. Он используется в автономных однофазных системах электроснабжения, в источниках бесперебойного питания, в маломощном электроприводе и т.д. Среди способов управления данными преобразователями видное место занимает синусоидальная ШИМ, обеспечивающая, как было показано выше, наилучшее качество выходного напряжения и широкий диапазон регулирования амплитуды основной гармоники. В соответствии с этим далее синтезированные способы управления двухфазными 2У-АИН будут сравниваться и между собой и со способом СШИМ.

Очертим круг сравниваемых способов ШИМ:

- способ СШИМ_{C1} (см. рис. 3.7) - с постоянным и переменным (в зависимости от глубины модуляции) изменением длительностей оснований сторон треугольного опорного сигнала;
- способ СШИМ_{C3} (см. рис. 3.19, рис. 3.24) – с постоянным и переменным (в зависимости от глубины модуляции) изменением амплитуды опорного сигнала;
- СШИМ_{C5} (см. рис. 3.27, рис. 3.31) – с линеаризацией РХ в области перемодуляции путем ввода в модулирующий сигнал меандра, а также трапеции и меандра.

Таким образом, сравнению подлежат шесть вариантов синтезированных способов управления и способ классической СШИМ.

Сравнение способов ШИМ проводилось по используемым при синтезе критериям эффективности преобразования электроэнергии: интегральному ИКГН 1-го порядка и регулировочной характеристике. В ряде случаев использовался и приведенный ИКГН 1-го порядка.

4.1.1 Сравнение способов СШИМ_{C1} и СШИМ

Синтезированный в главе 3 для двухфазного инвертора напряжения способ СШИМ_{C1} был получен для 12-импульсной формы выходного напряжения (т.е. для

$K_p = 12$). Для более глубокого исследования способа и оценки области его применения были дополнительно синтезированы опорные сигналы и получены входные и выходные характеристики АИН для $K_p = 8$ и $K_p = 16$ (см. модель на рис. П.3.1). Аналогичные характеристики были получены и для способа СШИМ. Кроме того анализировался вариант связанной модуляции – СШИМ_{СИМ} (см. рис. П.3.1 и таблицу П.3.1). Результаты сравнительного анализа приведены на рисунке 4.1 ÷ 4.6.

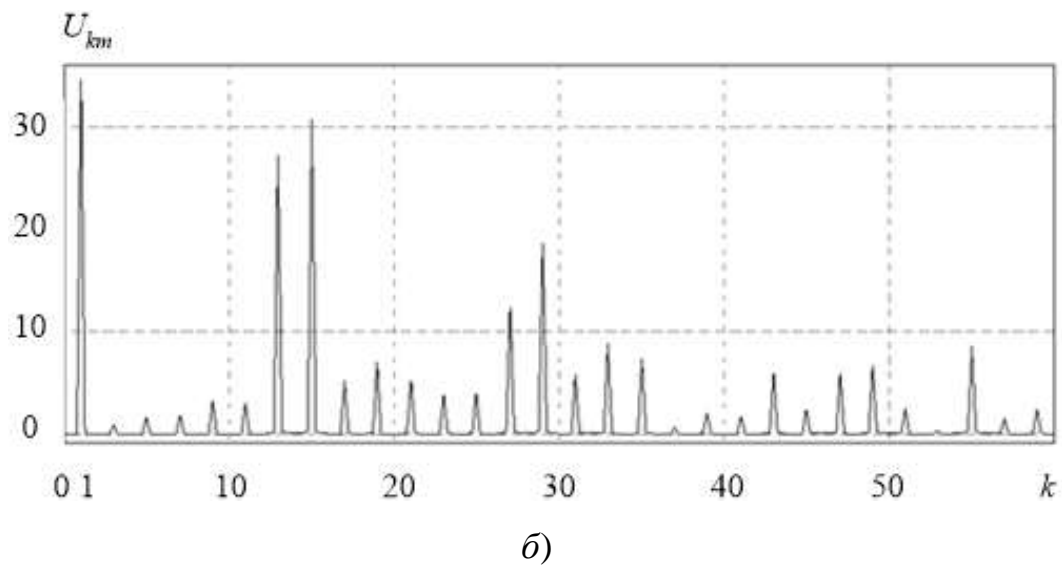
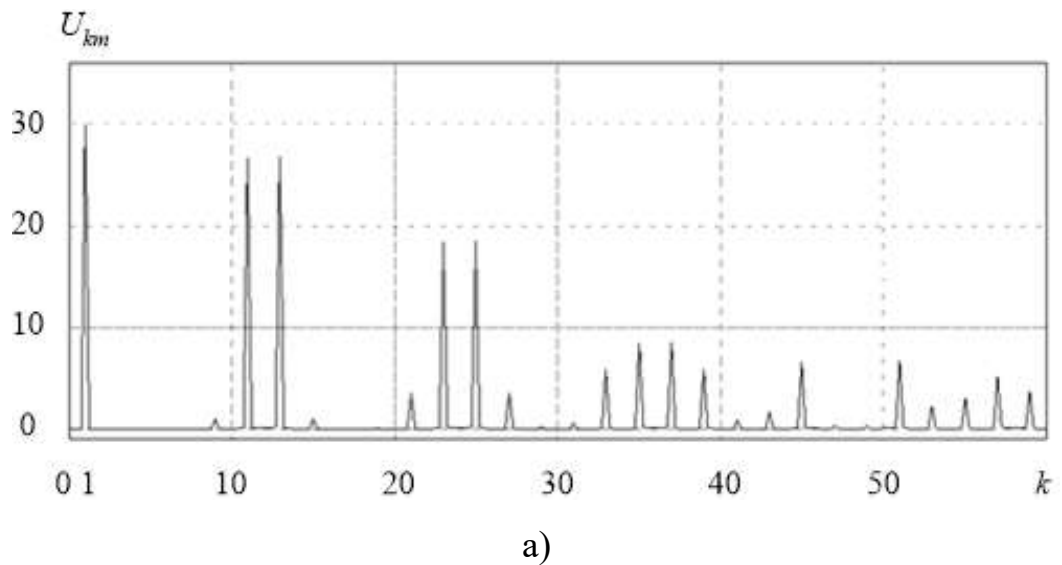


Рисунок 4.1 – Спектры напряжения. $K_p = 12$, $M=0.3$: а) СШИМ, б) СШИМ_{СИМ}.

Помимо этого была выполнена оценка выигрыша от использования синтезированного способа ШИМ по отношению к СШИМ. Выигрыш (δ (%)) в зависи-

мости от M и двух (для примера) кратностей приведен на рис. 4.5. Выигрыш рассматривался как по отношению к основной гармонике, так и по отношению к приведенному ИКГН 1-го порядка. Рассчитывался выигрыш по следующим формулам:

$$\delta_1 = \frac{U_{1m-C1} - U_{1m}}{U_{1m}} 100\%, \quad \delta_2 = \frac{K_{\Gamma_{\text{ПР}}}^{(1)} - K_{\Gamma_{\text{ПР}-C1}}^{(1)}}{K_{\Gamma_{\text{ПР}}}^{(1)}} 100\%, \quad (4.1)$$

где δ_1 и δ_2 - выигрыш соответственно по основной гармонике и по приведенному ИКГН 1-го порядка. Причем, параметры с индексом «С1» соответствуют способу СШИМ_{С1}, а без такового – способу СШИМ.

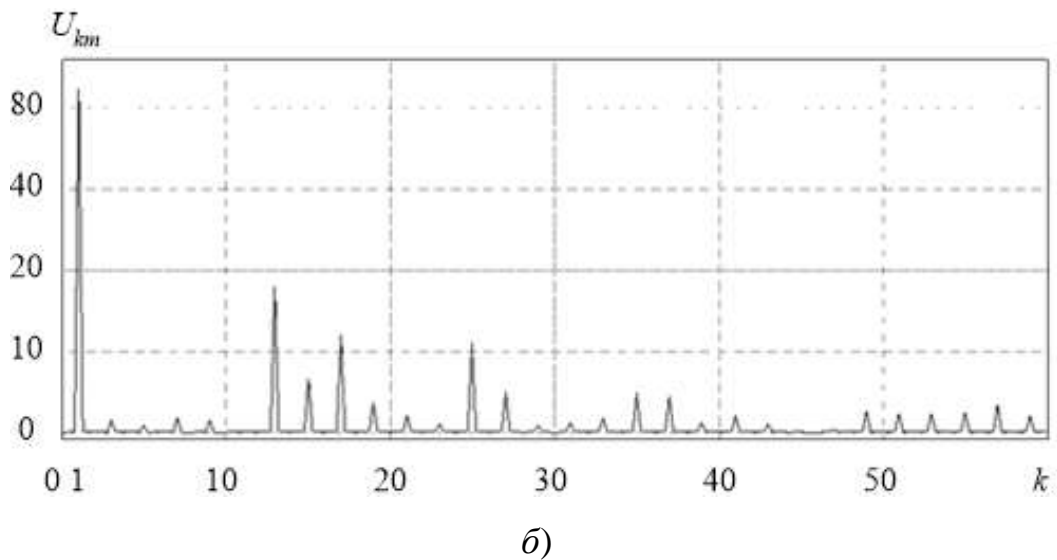
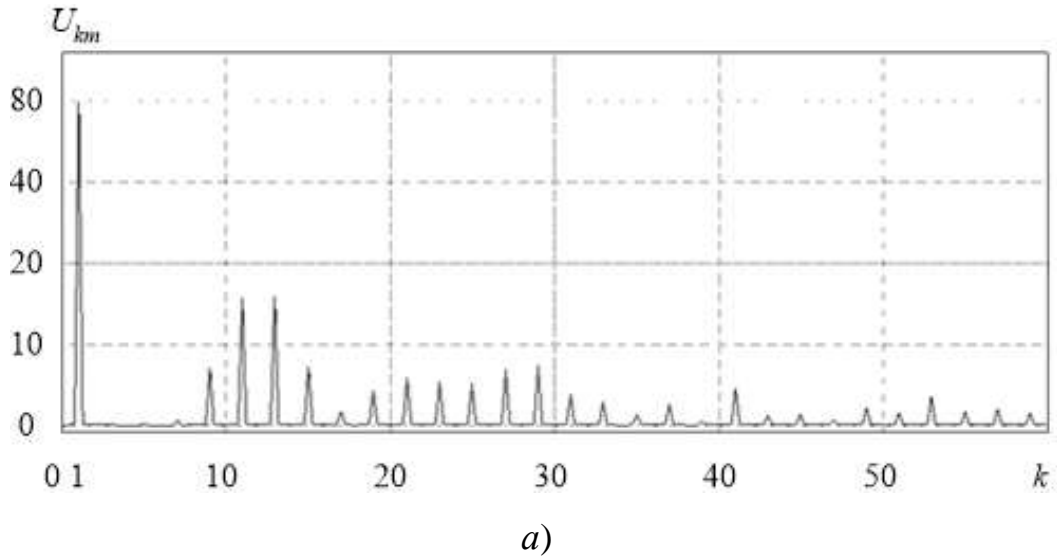


Рисунок 4.2 – Спектры напряжения. $K_p = 12$, $M=0.8$: а) СШИМ, б) СШИМ_{С1}.

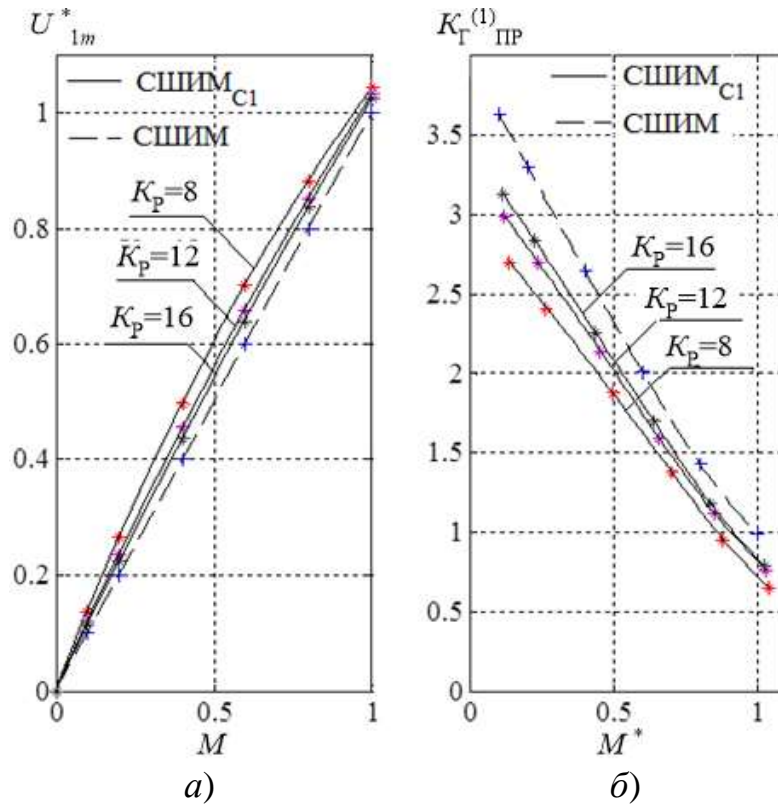


Рисунок 4.3 – Сравнение классического и синтезированного способов ШИМ. а) регулировочные характеристики, б) зависимости приведенного ИКГН-1 от M^* .

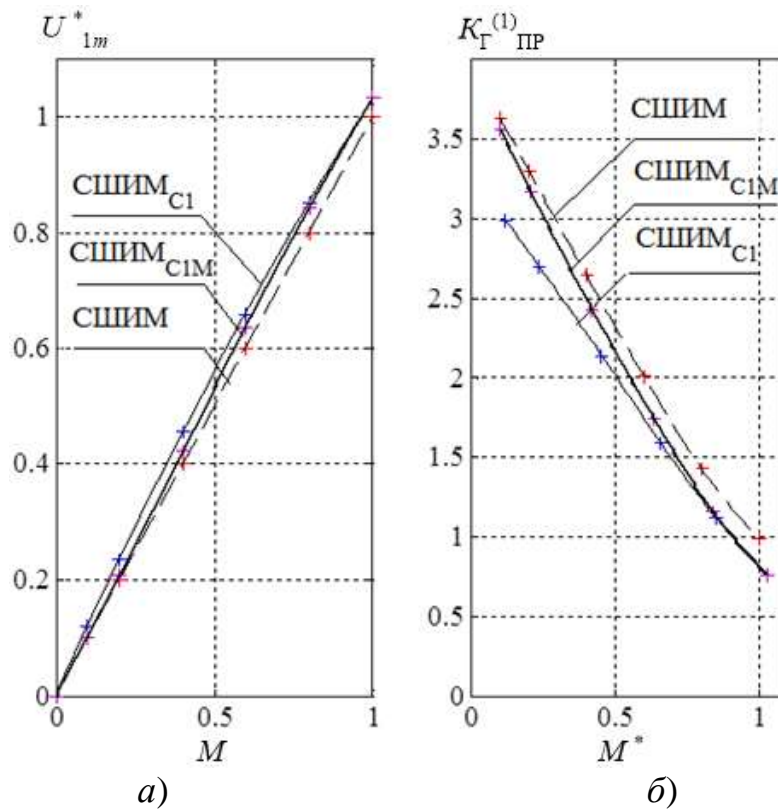


Рисунок 4.4 – Сравнение способов СШИМ и СШИМ_{C1M} , $K_p = 12$, а) регулировочные характеристики, б) зависимости приведенного ИКГН-1 от M^*

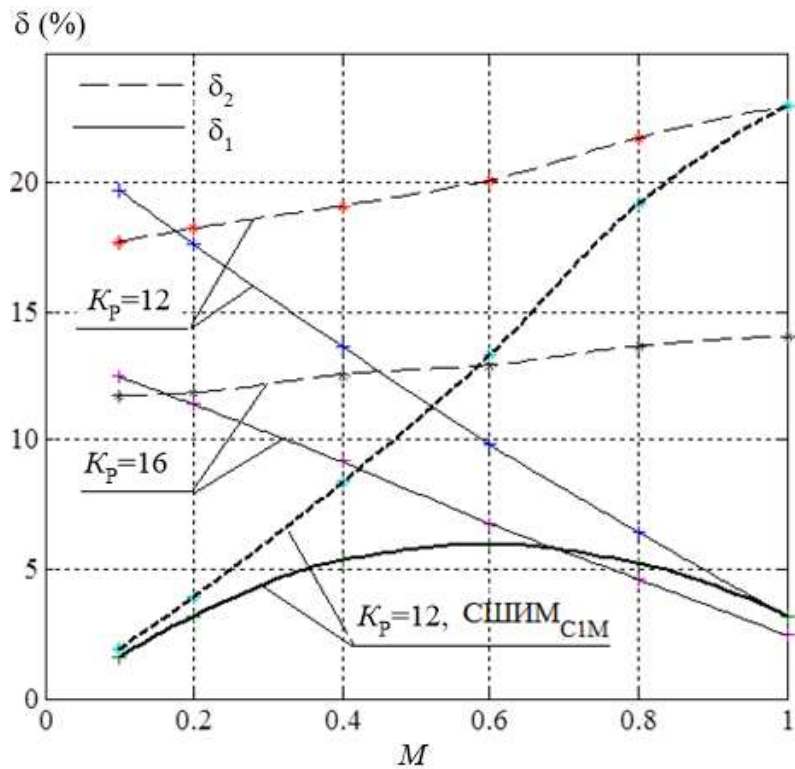


Рисунок 4.5 – Выигрыш способа СШИМ_{C1} (СШИМ_{C1M}) по сравнению с СШИМ по первой гармонике (δ_1) и приведенному ИКГН 1-го порядка (δ_2)

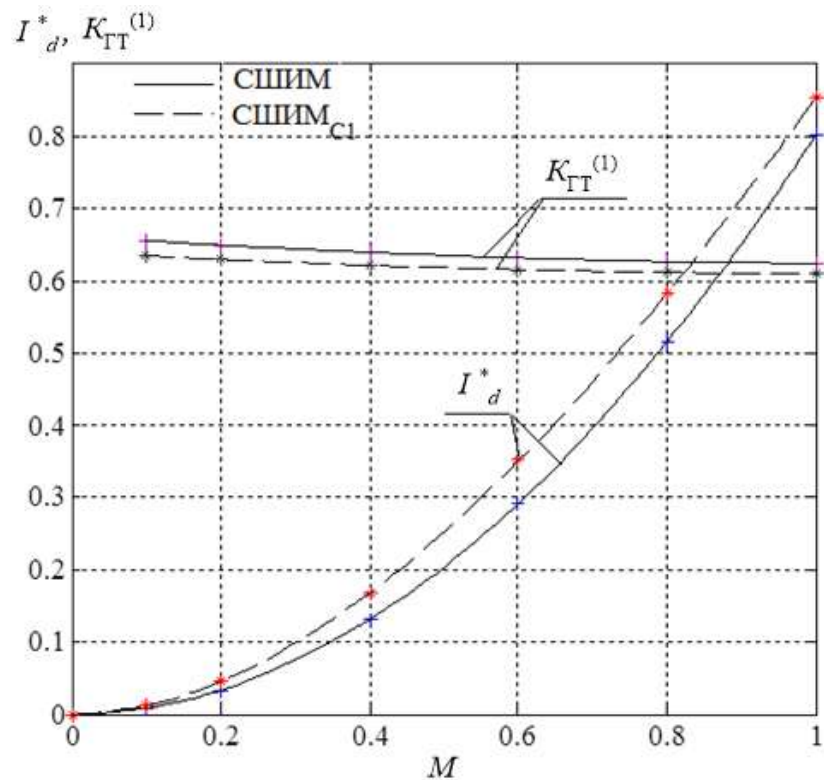


Рисунок 4.6 – Сравнение классического и синтезированного способов ШИМ по входным характеристикам двухфазного АИН. $K_p = 12$, $\cos\varphi=0.8$.

Полученные графики позволяют сделать следующие выводы.

1) Преимущество СШИМ_{С1}, полученного при синтезе для $K_p = 12$, по сравнению с СШИМ, с точки зрения качества выходного напряжения, сохранилось как при $K_p = 8$, так и при $K_p = 16$ (см. рисунок 4.3, б), т.е. обнаруженный закон изменения оснований сторон опорного сигнала на четверти периода модуляции справедлив при разных кратностях.

2) Способ СШИМ_{С1} характеризуется большей величиной 1-й гармоники (см. рисунок 4.3 а): при $M=1$ увеличение амплитуды основной гармоники (по сравнению с СШИМ) для кратностей 8, 12 и 16 соответственно составляет 4.3%, 3.2% и 2.5%.

3) Меньшая величина ИКГН 1-го порядка (см. рисунки 4.3 б) для СШИМ_{С1} по сравнению с СШИМ (при одинаковом уровне основной гармоники выходного напряжения) объясняется перераспределением амплитуд гармоник в спектре напряжения в область высоких частот, что, в частности, привело к несимметрии комбинационных групп относительно гармоник, кратных частоте опорного сигнала (ср. рисунок 4.1 и рисунок 4.2). В то же время в спектре появляются незначительные по величине компоненты вблизи основной гармоники. Но в целом они не влияют на величину ИКГН 1-го порядка.

Примечания

1. Визуальный анализ полученных спектральных характеристик позволяет высказать предположение, что центр, например, 1-й комбинационной группы смещается на 100-150 Гц в сторону высоких частот.

2. Такое смещение можно объяснить следующим. В способе СШИМ_{С1} на периоде модулирующего сигнала меняется координаты (фазы) нулевых точек опорного сигнала. Но изменение фазы во времени есть частота. Таким образом, можно сказать, что в данном способе ШИМ присутствуют элементы частотной модуляции опорного сигнала, что и вызывает упомянутое смещение 1-й комбинационной группы гармоник спектра напряжения АИН.

4) Большая величина первой гармоники выходного напряжения АИН сопровождается небольшой нелинейностью РХ в рабочем диапазоне глубины модуляции. Причем, чем меньше кратность, тем больше нелинейность.

5) С увеличением кратности параметры выходного напряжения АИН с СШИМ_{С1} приближаются к параметрам классической СШИМ: регулировочная ха-

рактеристика сверху (см. рисунок 4.3, а), а зависимость приведенного ИКГН 1-го порядка от глубины модуляции – снизу (см. рисунок 4.3, б).

б) Последний рисунок также показывает, что инвариантность приведенного ИКГН 1-го порядка по отношению к величине кратности для СШИМ_{С1} также в той или иной мере выполняется. Однако полная инвариантность будет обеспечена при больших значениях K_p (предположительно тогда, когда начнут совпадать характеристики АИН при СШИМ_{С1} и СШИМ).

7) Изменение деформации длительностей оснований сторон треугольного опорного сигнала в зависимости от глубины модуляции выходного напряжения АИН (способ СШИМ_{С1М}) обеспечивает практически линейную РХ. При этом и амплитуда первой гармоник и ИКГН 1-го порядка «занимают» промежуточные значения: при $M \approx 0$ они совпадают аналогичными значениями для способа СШИМ, а при $M=1$ – для способа СШИМ_{С1} (см. рисунок 4.4).

8) Оценка выигрыша СШИМ_{С1} по сравнению с СШИМ (см. рисунок 4.5) для $K_p=12$ и $K_p=16$ (далее - значения в скобках) по выходным параметрам показывает следующее. Выигрыш по основной гармонике при M , изменяющейся от нуля до единицы, соответственно уменьшается с 19 (13) % до 3 (2.5)%; по ИКГН 1-го порядка выигрыш соответственно увеличивается с 17 (12) % до 23 (14) %.

9) Как показывают графики на рисунке 4.6, иллюстрирующие входные характеристики АИН, здесь также выполняется выявленное ранее соответствие «вход-выход»: ИКГН 1-го порядка входного тока меньше, а среднее значение входного тока при СШИМ_{С1} больше, чем при СШИМ. (Т.к. общая закономерность соответствия выхода и входа была выявлена ранее при анализе известных способов управления трехфазными АИН с ШИМ, то в данном случае исследования ограничились только одной кратностью и одним $\cos\phi$ нагрузки).

Отметим, что ИКГН 1-го порядка для разных способов управления сравнивается при одинаковой амплитуде первой гармоники выходного напряжения, что выражается использованием параметра M^* (см. рисунок 4.3 б и рисунок 4.4 б).

Как и для регулировочных характеристик, среднее значение входного тока на рисунке 4.6 выражено в относительных единицах. За базовую величину взято действующее значение выходного тока двухфазного АИН с СШИМ при $M=1.0$ и $\cos\varphi=1.0$: $I_B = E_d / (\sqrt{2} \cdot z_H)$.

Таким образом, синтезированный способ СШИМ_{С1} (и СШИМ_{С1М}) по сравнению со способом СШИМ в области малых кратностей, при которых он и был синтезирован, обеспечивает лучшие входные и выходные характеристики АИН. В области больших кратностей свойства обоих способов управления сближаются. Это и обуславливает области и/или условия применения данного способа ШИМ.

4.1.2 Сравнение способов СШИМ_{С3} и СШИМ

Среди способов, синтезированных в главе 3 эвристическим методом, есть способы, которые также могут быть использованы для управления двухфазным АИН. К ним относятся способ СШИМ_{С3} с постоянным и переменным (т.е. связанным, в зависимости от глубины модуляции) изменением на полупериоде выходной частоты амплитуды опорного сигнала и способ СШИМ_{С5} с линеаризацией РХ в области перемодуляции. Оба способа позволяют расширить диапазон линейного регулирования амплитуды первой гармоники вплоть до максимально возможного значения, соответствующего 180-градусному управлению АИН.

В качестве эталона, с которым будут сравниваться синтезированные способы, взят способ СШИМ с компенсацией нелинейности (СШИМ_{КН}) в области перемодуляции. Напомним суть последнего способа. Он заключается в следующем. В области перемодуляции регулировочная характеристика АИН становится резко нелинейной. Коэффициент передачи инвертора по первой гармонике падает (см. рисунок 3.17). На рисунке 4.7 *а* для примера показаны графики РХ в области перемодуляции для двухфазного АИН с СШИМ при разных кратностях.

Из рисунка отчетливо виден нелинейный характер всех РХ при $M > 1$, а также то, что этот характер индивидуален для каждой кратности. В частности

видно, что они переходят в область шести-шагового режима явно при разных значениях глубины модуляции (на рисунке 4.7 этот режим обозначен пунктирной горизонтальной линией). Этот переход, в частности, зависит от фазового сдвига между модулирующим и опорным сигналами. Немного преобразовав формулу, приведенную в [232], можно показать, что при совпадении нулевых значений указанных сигналов точка перехода в режим ОШИР определяется соотношением:

$$M_{\text{ошир}} = 1/\sin(\pi/K_p) \quad (4.2)$$

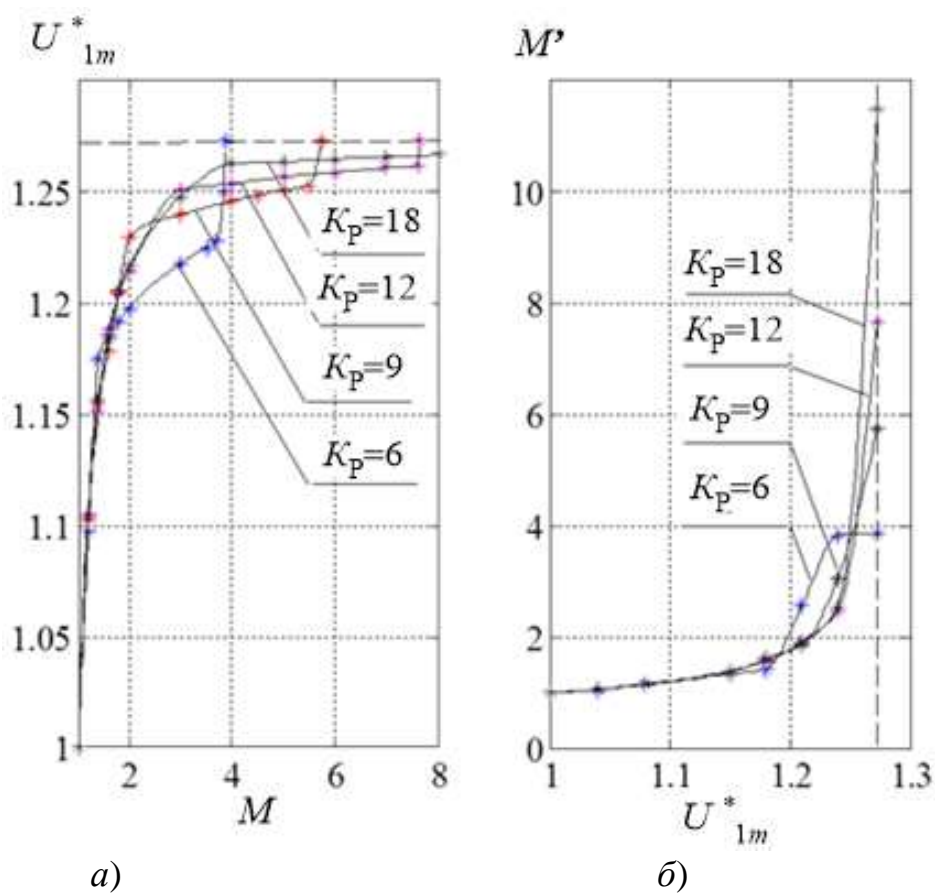


Рисунок 4.7 – Свойства двухфазного АИН в области ПМ, а) регулировочные характеристики, б) характеристики компенсации нелинейности

Для обеспечения линеаризации РХ в области ПМ для каждой кратности формируют кривую обратную (инверсную) фактической РХ. Новая кривая задает фактическую глубину модуляции (M'), обеспечивающую компенсацию данной нелинейности и позволяющую обеспечить одинаковый наклон РХ во всем диапа-

зоне изменения глубины модуляции от нуля до $4/\pi$. На рисунке 4.7 б для тех же кратностей и топологии АИН показаны эти обратные кривые. Если до достижения относительной величины первой гармоники значения 1.15 эти кривые еще совпадают, то далее они существенно различаются. Таким образом, подобные кривые должны формироваться для каждой кратности отдельно, что является несомненным недостатком данного способа.

На рисунке 4.8 показаны результаты исследования способа СШИМ_{СЗ} (см. модель на рисунке П.3.5) при разных значениях коэффициента $M_{оп}$, в том числе и при $M_{оп}=M$. На рисунке 4.8 а показаны регулировочные характеристики, а на рисунке 4.8 б – зависимости ИКГН 1-го порядка от обобщенной глубины модуляции M^* .

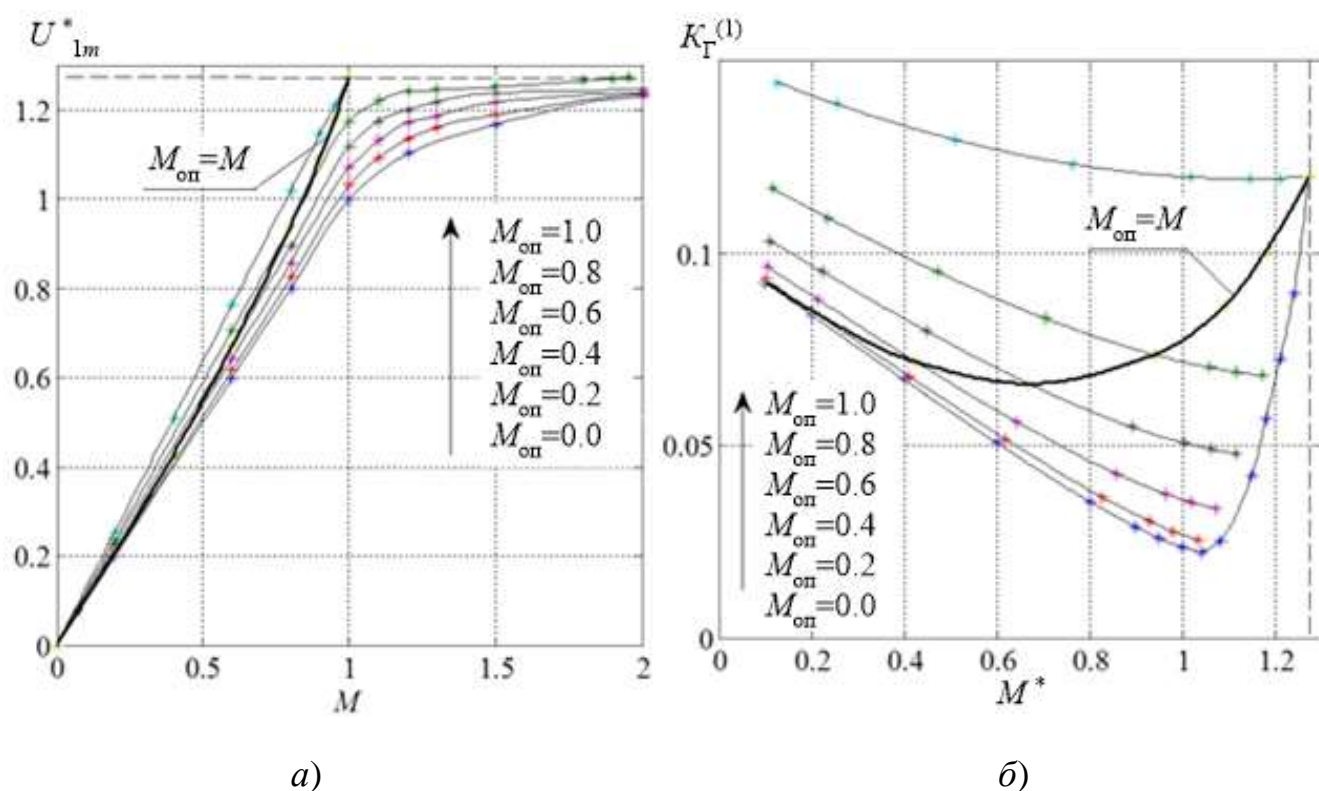


Рисунок 4.8 – Сравнение способа «СШИМ_{СЗ} – СШИМ» с СШИМ_{КН}, $K_p=18$

Полученные данные позволяют сделать следующие выводы:

- модуляция амплитуды опорного сигнала по синусоидальному закону, как и предполагалось, увеличивает линейный диапазон регулирования первой гармоники выходного напряжения, причем, пропорционально степени моду-

ляции; в частности, при $M_{\text{оп}}=1$ РХ линейна вплоть до режима ОШИР, отмеченного на графиках горизонтальной пунктирной линией (см. рисунок 4.8 *а*);

- с увеличением степени модуляции амплитуды опорного сигнала качество выходного напряжения ухудшается (см. рисунок 4.8 *б*);

- связанная модуляция опорного сигнала обеспечивает плавный переход от немодулированной амплитуды опорного сигнала ($M_{\text{оп}}=0$) до ее полной модуляции ($M_{\text{оп}}=1$), обеспечивая при этом соответствующие изменение выходных характеристик (см. утолщенные линии на графиках рисунка 4.8).

- связанная модуляция обеспечивает регулирование основного компонента выходного напряжения вплоть до режима ОШИР с незначительной нелинейностью (см. рисунок 4.8 *а*).

Также можно отметить следующее. На рисунке 4.8 *б* кривая с $M_{\text{оп}}=0$ соответствует классической СШИМ, а ее продолжение в области перемодуляции соответствует СШИМ с компенсацией нелинейности. Она обеспечивает лучшее качество выходного напряжения по сравнению с кривыми, обеспечивающими полный диапазон регулирования первой гармоники ($M_{\text{оп}}=1$ и $M_{\text{оп}}=M$). Но если реализация СШИМ_{СЗ} не зависит от кратности, то СШИМ_{КН} зависит, т.е., строго говоря, она в данном случае не может быть эталоном для сравнения. В то же время, если принцип компенсации нелинейности применить к СШИМ_{СЗ}, то можно получить кривые, которые в областях ПМ, прилегающих к режиму ОШИР, могут обеспечивать практически то же самое качество выходной энергии (см. рисунок 4.9).

Маркерами в виде квадратов на графиках рисунка 4.9 обозначены границы линейного диапазона регулирования без компенсации нелинейности. Однако при этом выполнении компенсации нелинейности способ СШИМ_{СЗ} в области перемодуляции также становится зависимым от кратности.

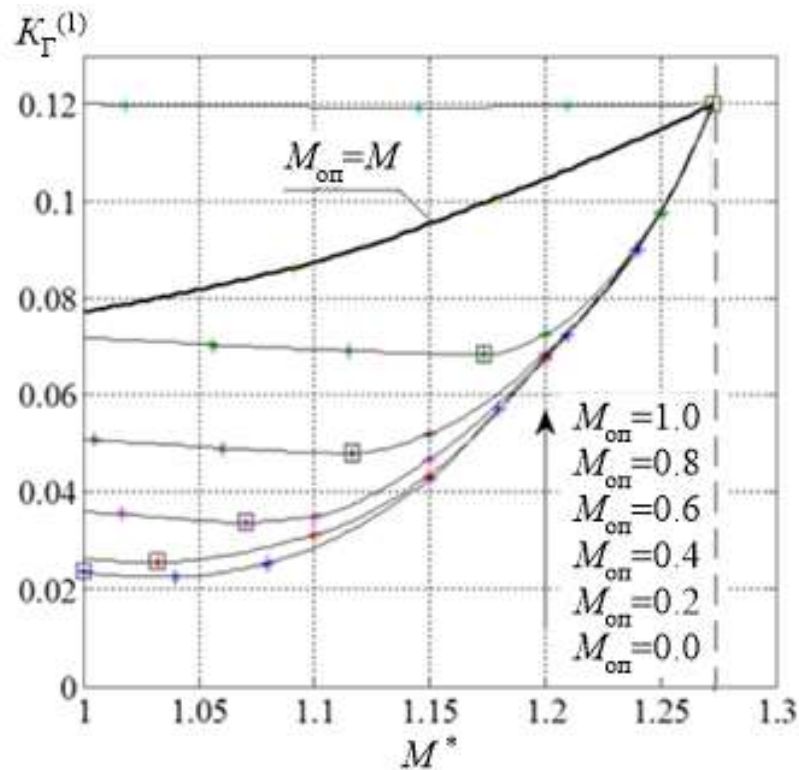


Рисунок 4.9 – Сравнение СШИМ_{СЗ} с СШИМ_{КН} в области перемодуляции, $K_p = 18$.

Таким образом, синтезированный способ СШИМ_{СЗ} и его модификации, обеспечивая главную поставленную перед ними цель – увеличение линейного диапазона регулирования первой гармоники выходного напряжения, в то же время ухудшают его качество в рабочем диапазоне регулирования. Отсюда напрашивается вывод о том, что расширение линейного диапазона регулирования основной гармоники выходного напряжения АИН целесообразно выполнять за счет каких-либо манипуляций с модулирующими и опорными сигналами только в области перемодуляции, сохраняя при этом в рабочем диапазоне изменения глубины модуляции все достоинства, присущие современным непрерывным способам ШИМ. Данный подход, в частности, использован при разработке способа СШИМ_{СЗ}. Сравнительный анализ упомянутых способов, а также способа СШИМ_{КН} применительно к двухфазному АИН представлен в следующем разделе.

4.1.3 Сравнение способов СШИМ_{C5} и СШИМ

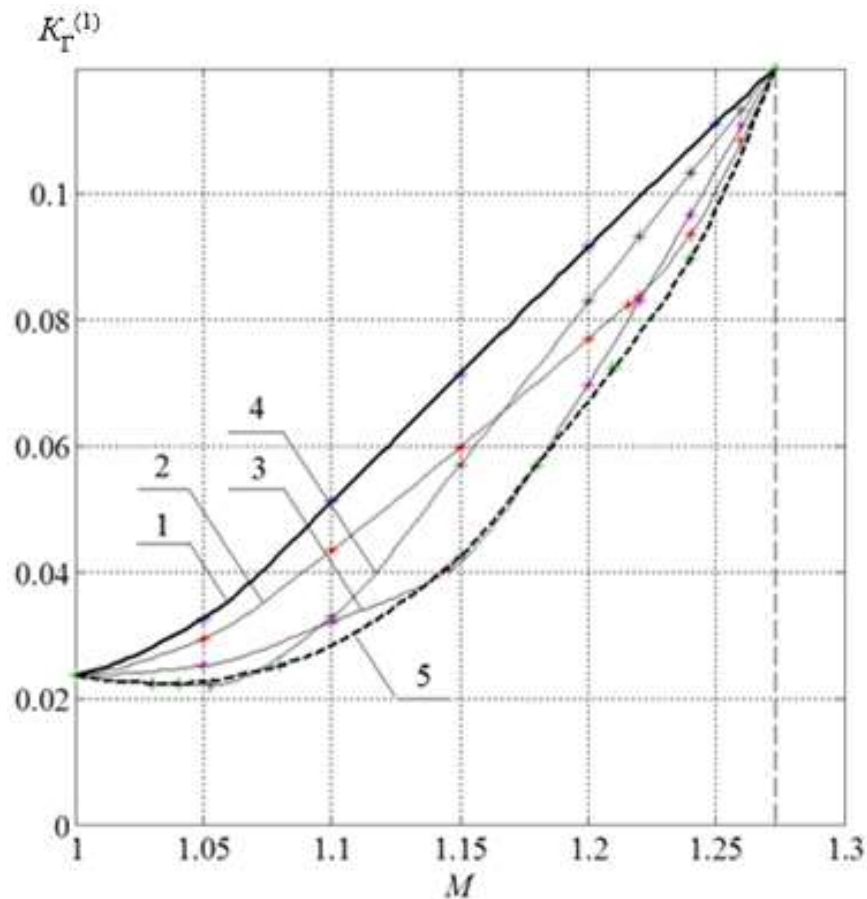
Суть способа СШИМ_{C5} сводится к замещению в области перемодуляции синусоидального (или синусоидального с вводом СНП) модулирующего сигнала каким-либо другим сигналом с целью реализации плавного линейного (по первой гармонике) перехода от исходного способа ШИМ к способу ОШИР. При этом такой переход возможен в один или два этапа (теоретически можно реализовать и больше этапов, но, думается, это не целесообразно с практической точки зрения). В случае одного этапа исходный сигнал заменяется прямоугольным. В случае двух этапов сначала исходный сигнал заменяется равнобедренным трапецеидальным, а на втором этапе последний заменяется сигналом прямоугольной формы.

В соответствии с коэффициентами, приведенными в таблице 3.11 и таблице 3.12, в *PSIM* были разработаны модели, реализующие способ СШИМ_{C5} в один этап и в два этапа (см. соответственно модели на рисунке П.3.7 и рисунке П.3.8), и проведен соответствующий анализ выходного напряжения. Ниже приведены полученные результаты. Так как в общем случае параметры трапеции могут быть различными (с двумя крайними формами – треугольником и прямоугольником), то двухэтапная реализация была проведена для нескольких значений φ (длительностей оснований боковых сторон) - $\pi/3$, $\pi/4$, $\pi/6$. Поскольку от этих значений, в соответствии с формулой (3.47), зависит амплитуда первой гармоники трапецеидального сигнала, то значение глубины модуляции, соответствующей точке перехода между первым и вторым этапами и коэффициенты для каждого этапа будут разными. Они приведены в таблице 4.1.

Так как регулировочная характеристика линейна во всем диапазоне вплоть до режима ОШИР и при этом не зависит от параметров реализации способа, то на рисунке 4.10 приведены графики только для ИКГН 1-го порядка, также для $K_p=18$. Для сравнения используется СШИМ с компенсацией нелинейности (см. кривая 5 на рисунке 4.10).

Таблица 4.1 – Параметры реализации СШИМ_{С5} для двухэтапного варианта

φ	$\varphi = \pi/3$	$\varphi = \pi/4$	$\varphi = \pi/6$
$U_{(1)m_tr}^*$	$\frac{6\sqrt{3}}{\pi^2} = 1.053$	$\frac{8\sqrt{2}}{\pi^2} = 1.146$	$\frac{12}{\pi^2} = 1.216$
ΔM_1	$1.0 \div 1.053$	$1.0 \div 1.146$	$1.0 \div 1.216$
$K_1 = \frac{1}{\Delta M_1}$	$\frac{\pi^2}{6\sqrt{3} - \pi^2} = 18.882$	$\frac{\pi^2}{8\sqrt{2} - \pi^2} = 6.834$	$\frac{\pi^2}{12 - \pi^2} = 4.633$
ΔM_2	$1.053 \div 1.273$	$1.146 \div 1.273$	$1.216 \div 1.273$
$K_2 = \frac{1}{\Delta M_2}$	$\frac{\pi^2}{4\pi - 6\sqrt{3}} = 4.540$	$\frac{\pi^2}{4(\pi - 2\sqrt{2})} = 7.879$	$\frac{\pi^2}{4(\pi - 3)} = 17.426$

Рисунок 4.10 – Зависимость ИКГН 1-го порядка от M в области ПМ для СШИМ_{С5}:

1- одноэтапный вариант, 2- двухэтапный вариант ($\varphi=\pi/6$), 3- двухэтапный вариант ($\varphi=\pi/4$), 4- двухэтапный вариант ($\varphi=\pi/3$), 5 – СШИМ_{КН}

Полученные результаты говорят о следующем:

- для всех вариантов способа СШИМ_{С5} регулировочная характеристика однофазного АИН линейна во всем диапазоне изменения глубины модуляции $M=0\dots 1.273$ и соответствует выражению (3.23);
- ввод промежуточного этапа с переходом «синус-трапеция» существенно улучшает качество выходного напряжения по сравнению с одноэтапным вариантом;
- уменьшение параметра трапеции φ уменьшает ИКГН 1-го порядка в начале области перемодуляции, но ухудшает в конце этой области;
- для каждого параметра φ в кривой существует участки, на которых качество выходного напряжения совпадает с качеством напряжения, обеспечиваемого компенсационным способом СШИМ_{КН};
- по совокупности значений ИКГН 1-го порядка наилучшее качество (в среднем) для двухфазного АИН обеспечивает двухэтапный вариант с $\varphi=\pi/4$.

Необходимо отметить, что т.к. РХ линейна и амплитуда основной гармоники (в относительных единицах) строго соответствует величине глубины модуляции, то по оси абсцисс откладывается именно M .

Анализ полученных кривых, приведенных на рисунке 4.10, также говорит о том, что возможны и более сложные варианты (с большим числом этапов) реализации СШИМ_{С5}. При этом можно получить траекторию изменения ИКГН 1-го порядка в области ПМ, практически совпадающую с кривой, характерной для СШИМ_{КН}. Однако это требует дополнительных исследований и оценки сложности реализации таких вариантов, в частности, средствами микропроцессорной техники.

Также теоретически возможен вариант (реализованный в *PSIM*), обеспечивающий на втором этапе не переход «трапеция-прямоугольник», а плавное увеличение угла трапецеидального сигнала вплоть до $\varphi=\pi/2$ (прямоугольник). Обеспечивая лучшее качество выходного напряжения, данный вариант в то же время существенно ухудшает линейность регулировочной характеристики.

Подводя итог разделам 4.1.2 и 4.1.3, в которых рассматривались способы СШИМ, обеспечивающие линейность РХ во всем диапазоне изменения глубины модуляции (см. рисунок 4.8 – рисунок 4.10), можно сказать, что наиболее перспективными среди рассмотренных синтезированных способов является способ СШИМ_{C5} и его варианты.

4.2. Способы ШИМ для трехфазных двухуровневых инверторов

Наибольшее распространение в промышленности получили трехфазные двухуровневые инверторы напряжения. Они используются в системах электропитания и, прежде всего, в электроприводе переменного тока. Для управления данными преобразователями наибольшее распространение получили способы с ШИМ вводом сигнала нулевой последовательности: СШИМ+3 и СШИМ+Δ, которые довольно близки по своим характеристикам с небольшим преимуществом у второго способа. В соответствии с этим при сравнительном анализе синтезированных способов применительно к трехфазным двухуровневым АИН в качестве эталонного способа брался способ СШИМ+Δ, а также способ СШИМ.

4.2.1. Сравнение способов СШИМ_{C2}, СШИМ и СШИМ+Δ

Особенностью способа СШИМ_{C2} заключается в том, что он относится к классу «оптимальных» способов ШИМ. Они синтезируются отдельно для конкретного числа импульсов в кривой напряжения, т.е. для конкретной кратности, и для конкретной глубины модуляции, т.е. для конкретной величины первой гармоники выходного напряжения. И достоинства кривой, полученные для одной конфигурации кривой напряжения, не всегда сохраняются для другой. В соответствии с этим сравнительный анализ вариантов СШИМ_{C2} проведем, прежде всего, для тех условий, для которых эти варианты были синтезированы.

Как показано в главе 3 (см. рисунок 3.12, рисунок 3.15), данный синтезированный способ реализуется биполярным треугольным опорным сигналом и симметричным модулирующим сигналом, представляющим собой отрезки синусоид разной амплитуды. Для данного способа управления в *PSIM* была разработана модель системы управления (см. модель на рисунке П.3.2) и выполнен сравнительный анализ выходного напряжения трехфазного АИН.

1) Кратность $K_p = 9$

Таблица полученных при моделировании выходных характеристик АИН, управляемого сравниваемыми способами ШИМ, приведена в Приложении 2.1. Графическая интерпретация сравнения представлена на рисунке 4.11.

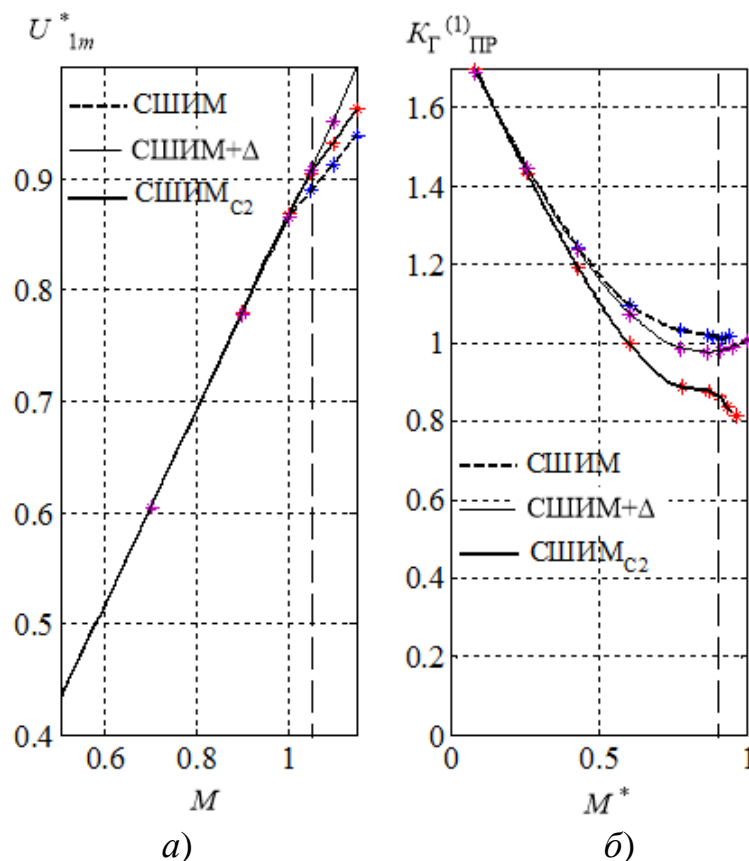


Рисунок 4.11 – Регулировочные характеристики и приведенный ИКГН-1, $K_p = 9$

Качество выходного напряжения по приведенному ИКГН 1-го порядка (критерию оптимизации) у синтезированного способа лучше не только по сравне-

нию с СШИМ, но и с СШИМ+ Δ (см. рисунок 4.11 б). Отметим, что для адекватного сравнения способов управления графики на рисунке 4.11 б построены в зависимости от обобщенной глубины модуляции M^* , т.е. при одинаковых значениях первой гармоники выходного напряжения.

Также из полученных графиков видно, что помимо улучшения качества выходной энергии синтезированный способ ШИМ дополнительно обеспечил расширение линейного диапазона регулирования основной гармоники до значения $M=1.05$ (см. вертикальную пунктирную линию на рисунке 4.11 а, б).

Выигрыш δ (%) синтезированного способа ШИМ по ИКГН 1-го порядка в сравнении с указанными способами представлен на рисунке 4.15. Он зависит от глубины модуляции и при $M=1.0$ по отношению к классической СШИМ составляет 16.1 %, при $M=1.05$ по отношению к СШИМ с вводом треугольника составляет 13.6 %. Данные значения глубины модуляции есть верхние границы линейного диапазона регулирования соответственно для СШИМ и СШИМ_{C2}.

На рисунке 4.12 и рисунке 4.13 соответственно для $M=0.3$ и $M=0.8$ приведены спектры линейного напряжения для способов СШИМ+ Δ и СШИМ_{C2}.

Данные графики объясняют причину улучшения качества выходной энергии АИН, управляемого синтезированным способом. Из приведенных спектров то видно, что для СШИМ_{C2} нарушается стандартная симметрия комбинационных групп вокруг центральных гармоник, кратных частоте опорного сигнала (в нашем случае $f_{оп} = 450$ Гц). У нечетных комбинационных групп (1-й, 3-й и т.д.) левые гармоники по амплитуде стали меньше, правые - больше. У четных гармоник – наоборот, причем незначительно и проявляется только у гармоник, ближайших к центру. В силу такого перераспределения «веса» гармоник в комбинационных группах и обеспечивается улучшение качества выходного напряжения АИН, что выражается в меньшей величине ИКГН 1-го порядка.

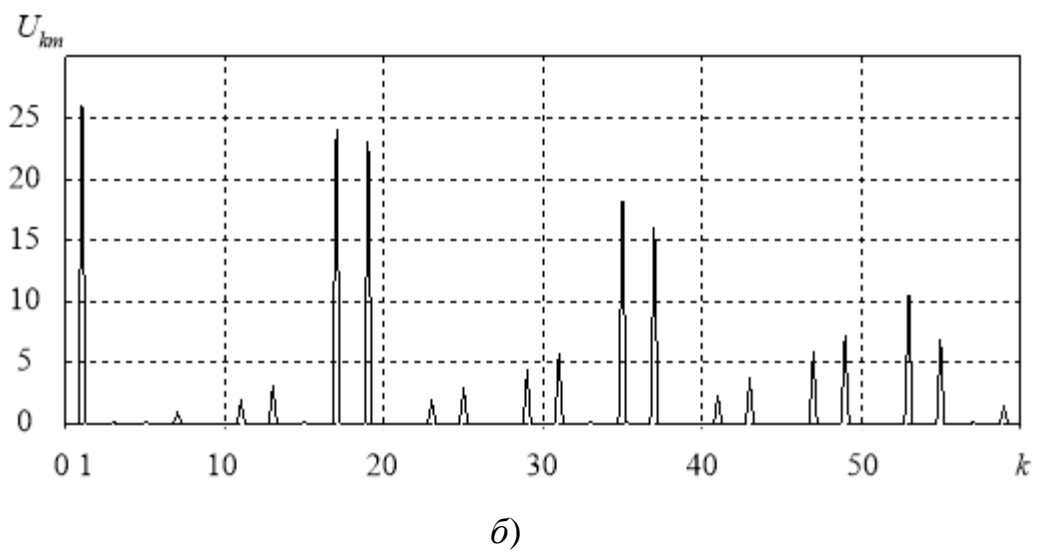
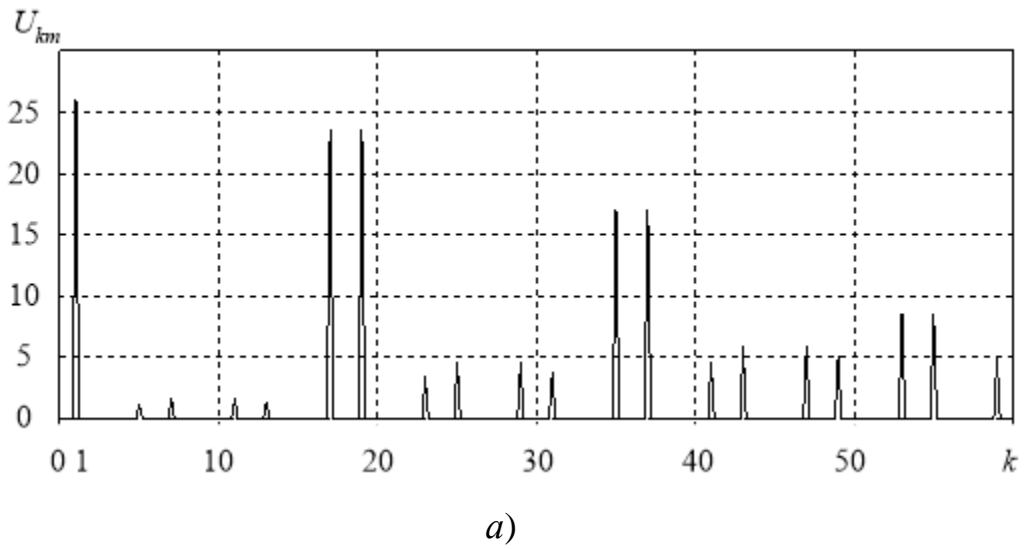
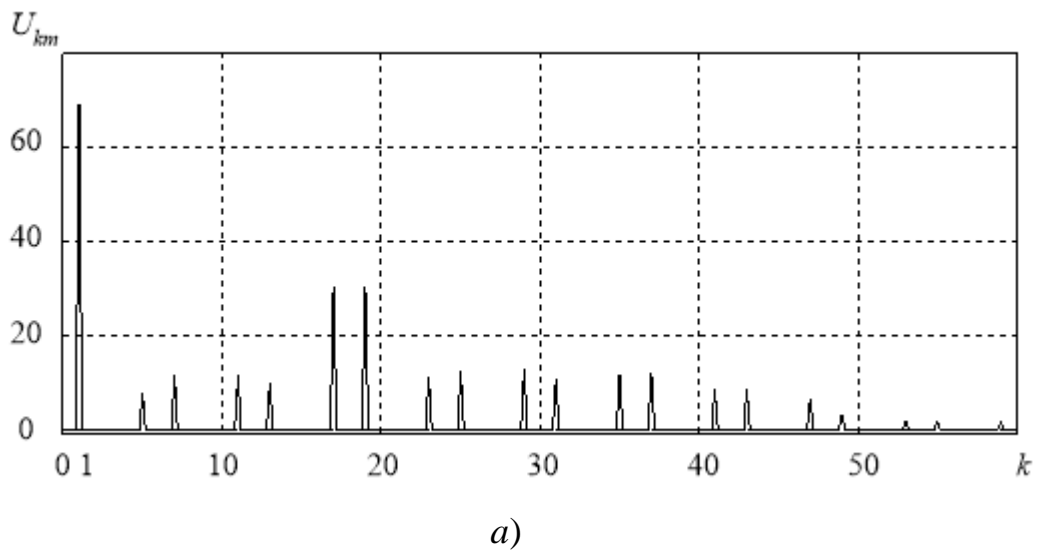


Рисунок 4.12 – Спектры выходного напряжения, $K_p=9$, $M=0.3$; а) СШИМ+Δ, б) СШИМC2



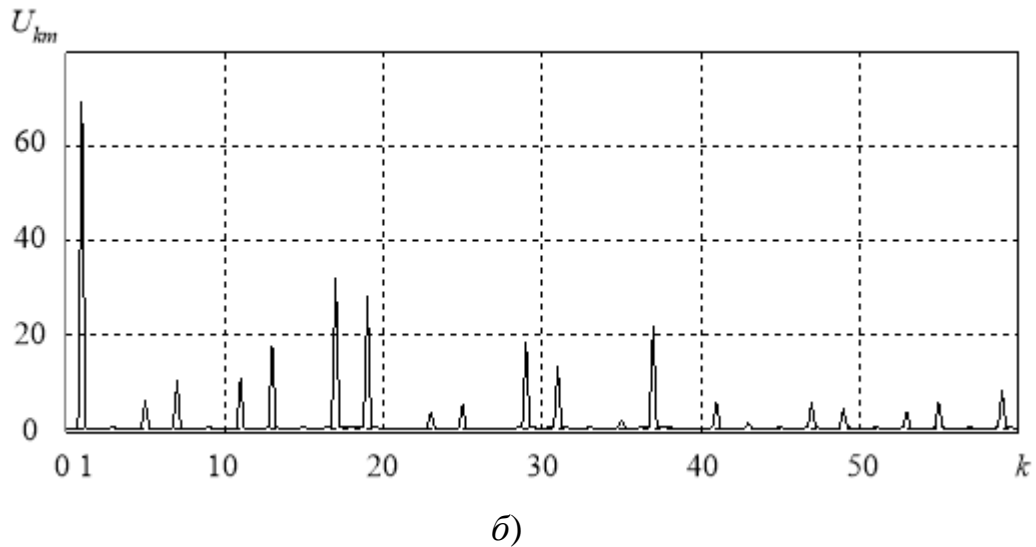


Рисунок 4.13 – Спектры выходного напряжения, $K_p=9$, $M=0.8$; а) – СШИМ+ Δ ,
б) - СШИМ $_{C2}$

Использование данного синтезированного модулирующего сигнала для других кратностей, в частности для $K_p=15$, показало, что и в этом случае качество выходного напряжения улучшается по сравнению с СШИМ, но остается хуже, чем при СШИМ+ Δ . В этой связи был проведен аналогичный синтез способа управления трехфазным АИН с ШИМ для кратности частот, равной пятнадцати, также обеспечивающей симметрию 4-го рода кривой линейного напряжения. Результаты синтеза представлены в следующем разделе.

2) Кратность $K_p = 15$

В данном случае для исследования использовалась та же самая модель (см. модель на рисунке П.3.2) и сравнение СШИМ $_{C2}$ проводилось с теми же способами управления: исходной классической СШИМ и СШИМ+ Δ . Таблица полученных результатов приведена в Приложении 2.2. Графическая иллюстрация выполненного сравнения приведена на рисунке 4.14.

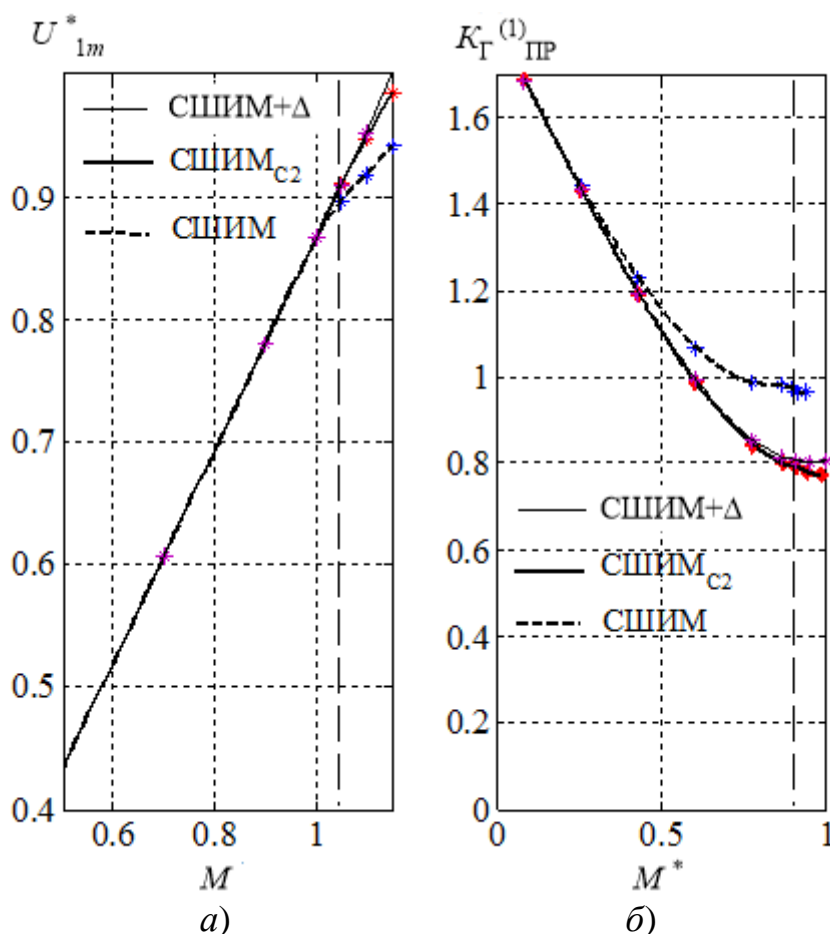


Рисунок 4.14 – Регулировочные характеристики и приведенный ИКГН-1, $K_p = 15$

Представленные выше результаты во многом схожи с теми, которые получены для $K_p = 9$. Качество выходного напряжения по приведенному ИКГН 1-го порядка (критерию синтеза) у синтезированного СПУ лучше как по сравнению с СШИМ, так и с СШИМ+Δ (см. рисунок 4.14 б). Для адекватного сравнения способов управления графики на рисунке 4.14 б традиционно построены в зависимости от обобщенной глубины модуляции M^* . Выигрыш $\delta_2(\%)$ СШИМ_{C2} по данному показателю по сравнению с указанными способами представлен на рисунке 4.15. Он зависит от глубины модуляции и при $M=1.0$ по отношению к классической СШИМ (СШИМ_{кл}) составляет 18.3 %, при $M=1.05$ по отношению к СШИМ с вводом треугольника (СШИМ+Δ) составляет 1.86 %. Данные значения глубины модуляции есть верхние границы линейного диапазона регулирования соответственно для СШИМ и СШИМ_{C2}.

Также из рисунка 4.14 видно, что помимо улучшения качества выходной энергии синтезированный способ ШИМ дополнительно обеспечил расширение линейного диапазона регулирования основной гармоники до $M=1.05$ (см. вертикальную пунктирную линию на рисунке 4.14 *a* и *б*).

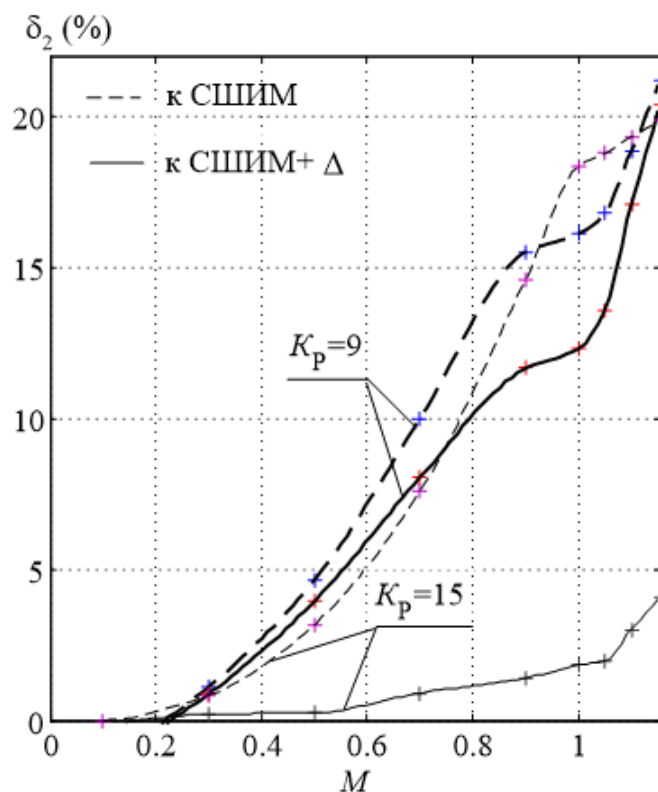


Рисунок 4.15 – Выигрыш СШИМ_{C2} по сравнению с СШИМ и СШИМ+ Δ по ИКГН-1

Как показал анализ, синтезированные способы ШИМ обеспечивают улучшение качества выходного напряжения по заданному критерию оптимизации не только по сравнению с исходным способом управления (СШИМ), но и с наилучшим – СШИМ+ Δ . Однако с увеличением кратности выходные характеристики АИН с синтезированными СПУ также приближаются к характеристикам АИН, управляемого способом СШИМ+ Δ . Думается, что рациональным диапазоном изменения кратности для оптимальных ШИМ являются кратности 6, 9, 12, 15, 18, 21. Далее оптимальные способы не будут отличаться от способов СШИМ+3 и СШИМ+ Δ .

Из вышесказанного вытекает область применения оптимальных СПУ: при малых кратностях частот опорного и модулирующего сигналов и больших значениях глубины модуляции. Это соответствует либо мощным частотным электроприводам с АИН, в которых используются низкочастотные ключи, либо приводам средней и малой мощности в верхнем диапазоне регулирования скорости (при использовании комбинированного управления). Данный вывод соответствует характеристике оптимальных способов ШИМ, которая дана в [259, 260].

Более широкая область применения, думается, может быть у способов управления, синтезированных эвристическим методом, который рассматривает процесс ШИМ с общих тенденций и закономерностей, безотносительно к числу импульсов в формируемой выходной кривой. Синтезированные способы данной группы, в частности, рассматриваются в следующих разделах.

4.2.2. Сравнение СШИМ_{С3}, СШИМ_{С4}, СШИМ и СШИМ+Δ

Напомним, что способ СШИМ_{С3}, с целью расширения регулировочной характеристики АИН, модулирует амплитуду опорного сигнала гармоническим сигналом, совпадающим по фазе с основным модулирующим сигналом. Степень модуляции амплитуды опорного сигнала коэффициентом модуляции опорного сигнала $M_{оп}$, согласно выражению (3.24), определяется как

$$M_{оп} = \frac{E_{м\ оп}}{E_{оп}}$$

где $E_{м\ оп}$ – амплитуда сигнала модуляции опорного сигнала.

Применительно к трехфазному двухуровневому АИН данный способ требует трех опорных сигналов, каждый из которых модулируется по амплитуде своим сигналом модуляции, находящимся в фазе с основным фазным модулирующим сигналом. Компьютерный эксперимент, проведенный на модели, изображенной на рисунке П.3.3, позволил получить результаты, приведенные на рисунках 4.16 ÷ 4.18. Для сравнения эксперимент проводился для двух значений кратности 12 и 18.

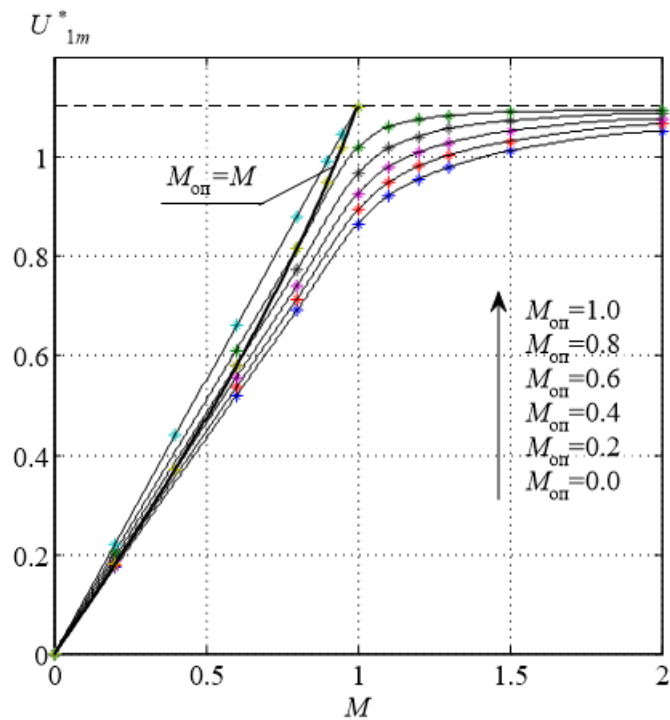


Рисунок 4.16 – Регулировочные характеристики трехфазного АИН с СШИМ_{С3}

На рисунке 4.16 приведены регулировочные характеристики, которые идентичны для обеих кратностей. Как видно из графиков, при постоянном коэффициенте модуляции опорного сигнала $M_{оп}$ регулировочная характеристика линейна. Величина расширения линейного диапазона прямо зависит от величины $M_{оп}$. При единичном значении последнего РХ линейна во всем диапазоне от нуля до максимально возможного значения, равного (в относительных единицах) $2\sqrt{3}/\pi = 1.103$. Причем это значение достигается при $M=1.0$. Такое же значение при $M=1.0$ достигается и в режиме согласованной модуляции ($M_{оп}=M$). Но в этом случае (утолщенная линия на рисунке 4.16) регулировочная характеристика имеет несколько нелинейный характер с максимальным отклонением от линейности не более 6-7 %.

На рисунке 4.17 для двух значений кратности приведены зависимости ИКГН 1-го порядка от обобщенной глубины модуляции M^* . В отличие от двухфазного АИН с СШИМ_{С3} у трехфазного АИН существует более сложная зависимость ИКГН 1-го порядка от $M_{оп}$. Оценим ее для случая $K_p=12$ (см. рисунок 4.17 а).

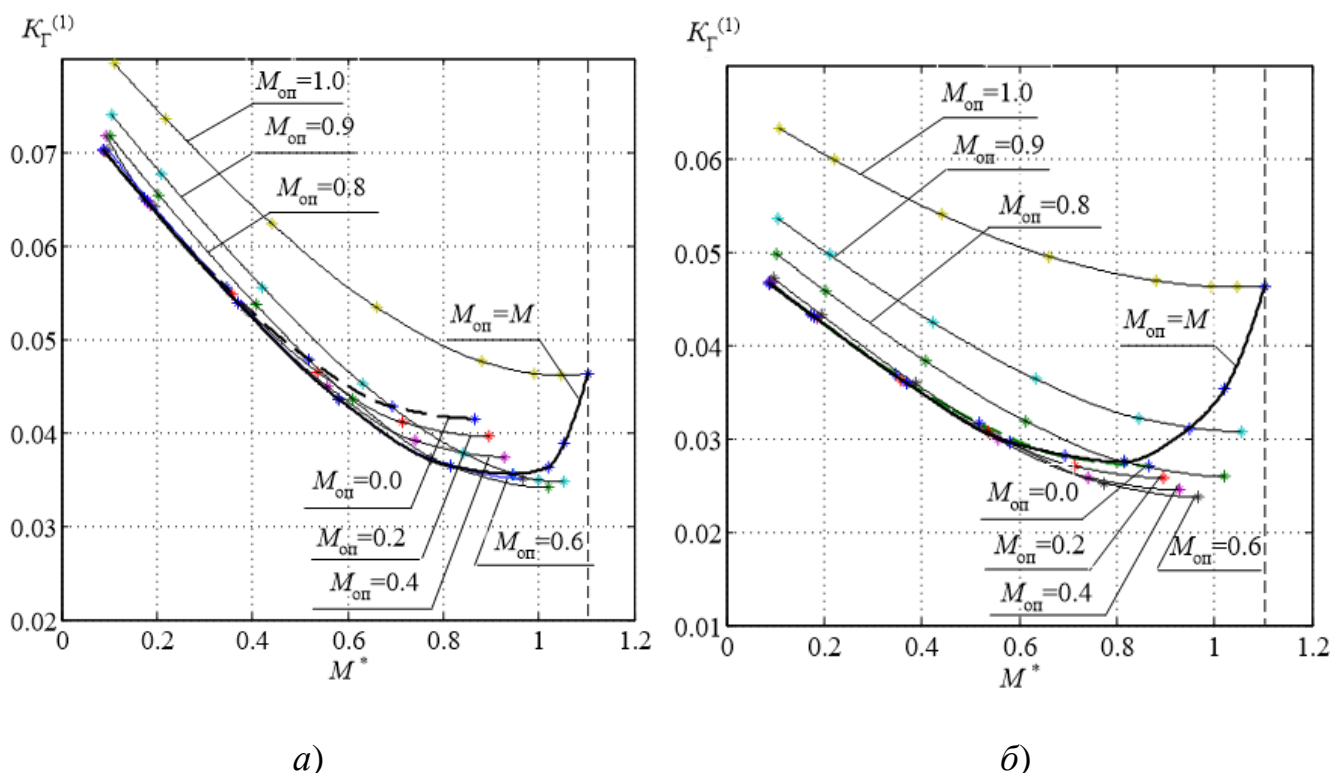


Рисунок 4.17 – Зависимости ИКГН 1-го порядка от M^* : а) $K_p=12$, б) $K_p=18$

При значениях данного параметра ≤ 0.6 имеет место следующее: для значений $M \leq 0.5$ кривые практически совпадают, а для $M > 0.5$ значения ИКГН-1 становятся меньше, чем при классической СШИМ ($M_{оп}=0$). На рисунке 4.16 а данная кривая выделена жирной пунктирной линией. В свою очередь, при значениях $M_{оп} > 0.6$ имеет место следующее: для малых и средних значений модуляции ИКГН 1-го порядка больше, чем у классической СШИМ, а для больших значений – меньше. С увеличением $M_{оп}$ точка перехода «хуже-лучше» смещается в область больших значений глубины модуляции. В итоге, при $M_{оп} = 1.0$ СШИМ_{СЗ} для всех значений глубины модуляции обеспечивает худшее качество выходного напряжения. С увеличением кратности область параметров, в которой СШИМ_{СЗ} имеет преимущество по сравнению с СШИМ с точки зрения качества выходного напряжения, сужается.

Вариант СШИМ_{СЗ} для $M_{оп} = M$ обеспечивает практически во всем рабочем диапазоне изменения глубины модуляции превосходство над СШИМ.

Вертикальной пунктирной линией на рисунке 4.17 отмечен режим ОШИР, являющийся конечной точкой линейного диапазона регулирования основной гармони-

ки выходного напряжения АИН с СШИМ_{СЗ} при $M_{оп} = 1.0$ и почти линейного диапазона $M_{оп} = M$. Для остальных значений $M_{оп}$ кривые ИКГН 1-го порядка на рисунке 4.17 ограничены по глубине модуляции M своим линейным диапазоном регулирования. Таким образом, для трехфазного АИН синтезированный способ СШИМ_{СЗ} может обеспечить не только расширение линейного диапазона регулирования первой гармоники, но и улучшение качества выходного напряжения преобразователя. Заметим, что в случае $M_{оп} = 0$, данный способ соответствует классической СШИМ, а в случае $M_{оп} = 1.0$ – широтно-импульсному регулированию.

На рисунке 4.18 показаны графики, показывающие выигрыш СШИМ_{СЗ} по сравнению с СШИМ по величине ИКГН 1-го порядка. Как видно из рисунка выигрыш в зависимости от величины $M_{оп}$ меняется при $M = 1.0$ для $K_p = 12$ от 4.6 % до 17.8 %, а для $K_p = 18$ от 4.8 % до 12.5 %.

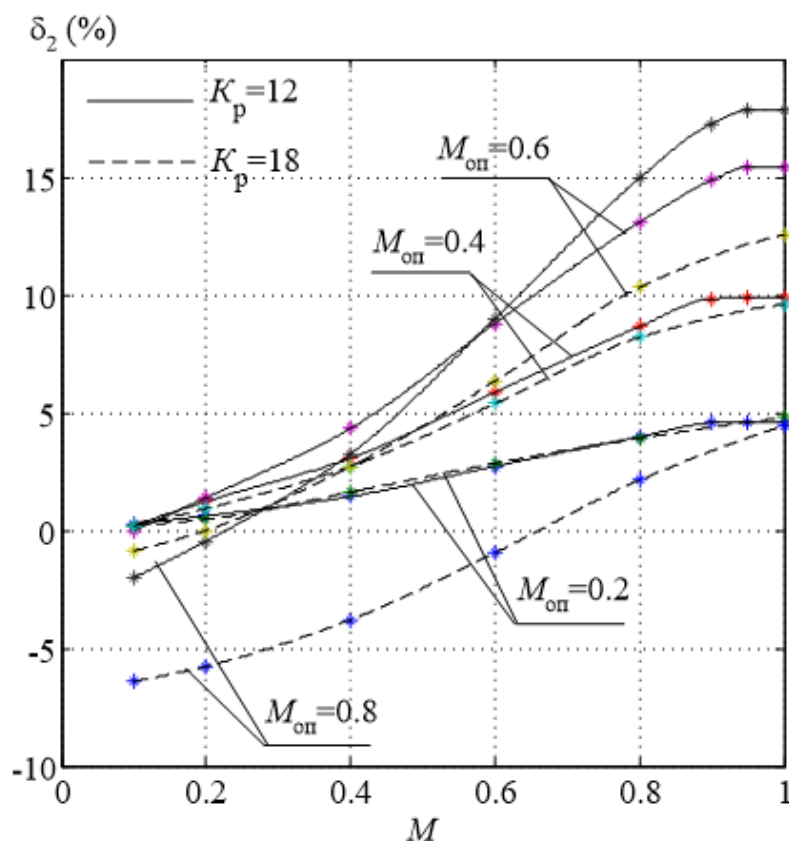


Рисунок 4.18 – Выигрыш способа СШИМ_{СЗ} по сравнению с СШИМ по приведенному ИКГН 1-го порядка.

Как было сказано выше, модуляция амплитуды опорного сигнала может быть выполнена сигналом любой формы, например, сигналом, совпадающим по форме с модулирующей кривой способа СШИМ+ Δ , являющегося наиболее популярным. Поэтому аналогичный сравнительный анализ был проведен и для данного способа. В этом случае амплитуда биполярного треугольного опорного сигнала модулировалась сигналом, представляющим собой сумму гармонического сигнала основной частоты и треугольного сигнала тройной частоты с соответствующей амплитудой. Результаты проведенного анализа представлены на рисунке 4.19, рисунке 4.20.

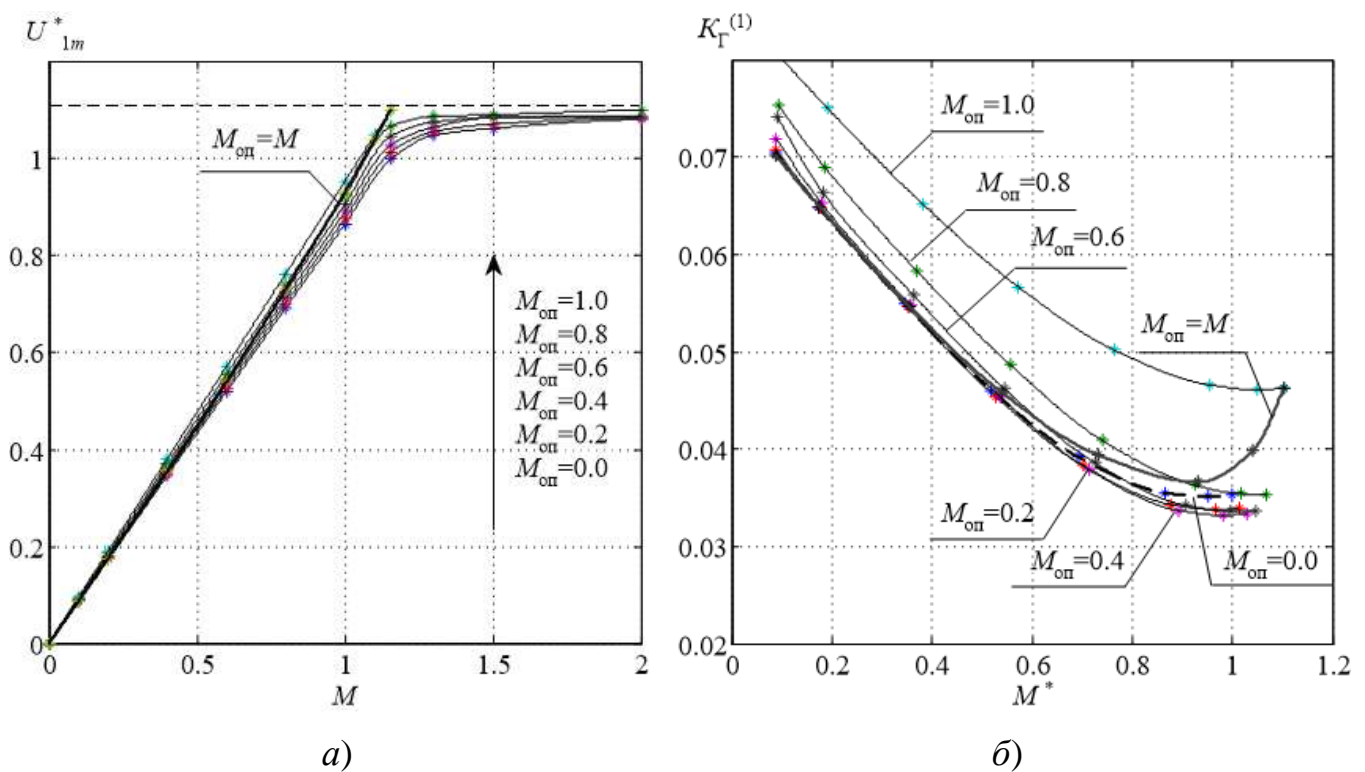


Рисунок 4.19 – Характеристики трехфазного АИН с СШИМ_{С3} (огibaющая амплитуды опорного сигнала соответствует способу СШИМ+ Δ), $K_p=12$

Полученные кривые качественно совпадают с теми, которые получены для классической СШИМ, а именно:

- с увеличением степени модуляции амплитуды опорного сигнала линейный диапазон регулирования основной гармоники увеличивается (см.

рисунок 4.19 а); при $M_{\text{оп}}=1.0$ диапазон становится линейным вплоть до режима ОШИР, который отмечен на графике пунктирной линией

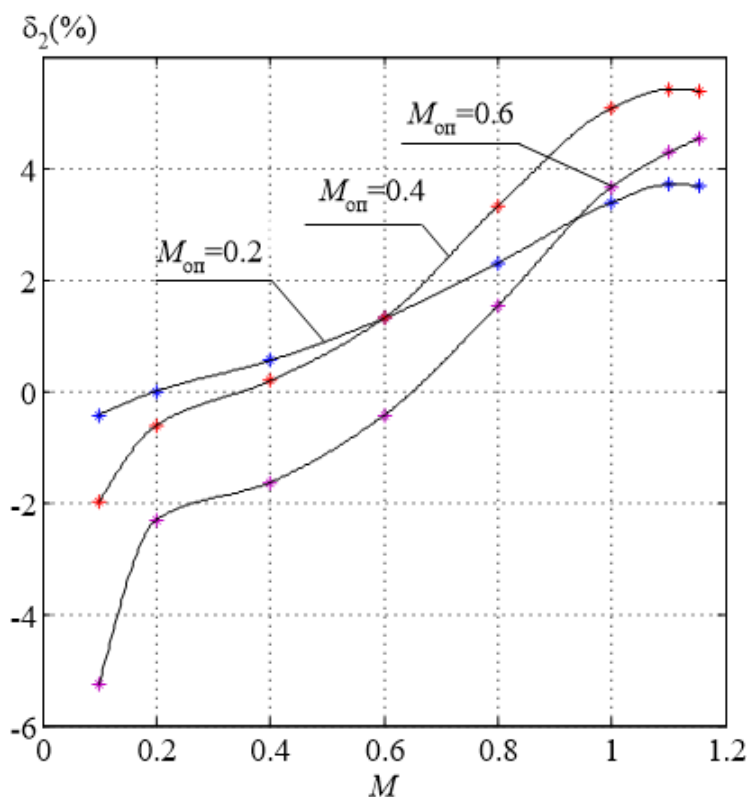


Рисунок 4.20 – Выигрыш способа СШИМ_{СЗ} по сравнению с СШИМ+Δ по приведенному ИКГН 1-го порядка.

- согласованная модуляция также обеспечивает максимально возможный диапазон регулирования, но с некоторым отклонением от линейности; в данном случае отклонение меньше, чем в предыдущем варианте и составляет порядка 4 %;
- при степени модуляции амплитуды опорного сигнала в пределах $0 < M_{\text{оп}} \leq 0.6$ в кривых $K_{\Gamma}^{(1)} = f(M^*)$ имеют место подинтервалы, в которых обеспечивается лучшее качество выходного напряжения по сравнению со способом СШИМ+Δ без модуляции амплитуды опорного сигнала ($M_{\text{оп}}=0$);
- выигрыш по ИКГН 1-го порядка (δ_2 (%)) и область его существования (положительные значения) зависят от величины глубины модуляции и $M_{\text{оп}}$

(см. рисунок 4.20), при $M=1.155$ и выбранных значениях $M_{\text{оп}}$ выигрыш составляет от 3.6 % до 5.4 %.

Таким образом, и для способа СШИМ+ Δ с модуляцией амплитуды опорного сигнала обеспечивается расширение линейного диапазона регулировочной характеристики и улучшение качества выходного напряжения. По сравнению с выигрышем для способа СШИМ эти улучшения проявляются в меньшей степени, т.к. сам по себе способ СШИМ+ Δ имеет преимущество по данным показателям перед СШИМ. По аналогии с классической СШИМ можно предположить, что с увеличением кратности регулировочные характеристики останутся без изменений, а выигрыш (из-за появившихся низкочастотных компонентов) будет уменьшаться.

Недостатком способа СШИМ $_{C3}$ применительно к трехфазному инвертору напряжения является необходимость формирования трех опорных сигналов. В связи с этим был предложен способ СШИМ $_{C4}$, использующий один опорный сигнал, амплитуда которого модулируется огибающими трехфазной системы синусоидальных сигналов (см. рисунок 3.22, рисунок 3.23). Это обеспечивает симметрию импульсов управления между фазами и эффект модуляции опорного сигнала по амплитуде (см. модель на рисунке П.3.6). Ниже, на рисунке 4.21 и рисунке 4.23, приведены результаты сравнения данного способа со способами СШИМ и СШИМ+ Δ .

При этом надо иметь в виду, что на рисунках и в подрисуночных надписях используются следующие обозначения: « $M_{\text{оп}}=0.0$ » означает классический способ модуляции (СШИМ или СШИМ+ Δ); « $M_{\text{оп}} = \text{const.}$ » означает постоянную деформацию амплитуды опорного сигнала огибающими модулирующих сигналов соответствующего способа ШИМ; « $M_{\text{оп}} \equiv M$ » означает согласованную, т.е. пропорциональную глубине модуляции, деформацию амплитуды опорного сигнала огибающими модулирующих сигналов соответствующего способа ШИМ.

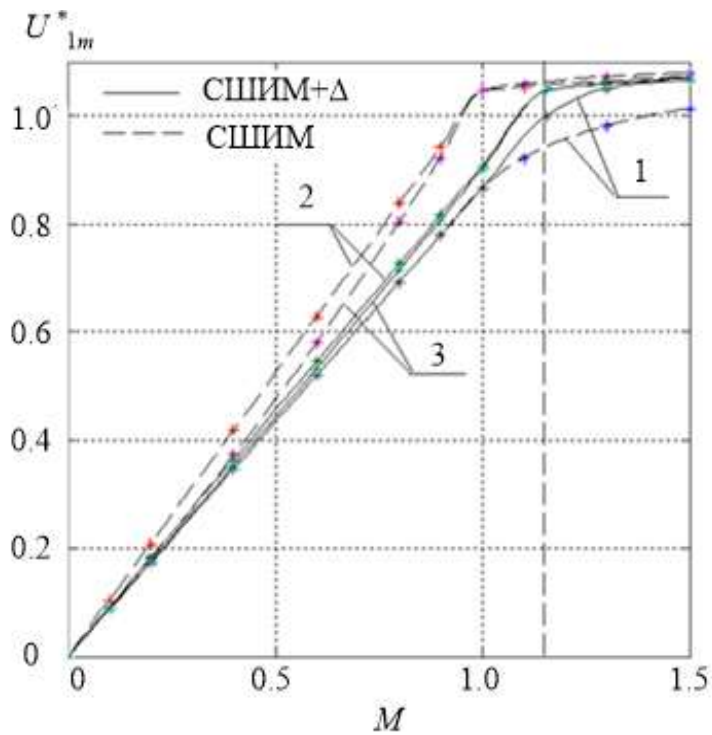


Рисунок 4.21 – Регулировочные характеристики трехфазного АИН с СШИМ_{C4}:

1 – $M_{оп}=0.0$; 2 – $M_{оп}=\text{const.}$; 3 – $M_{оп} \equiv M$

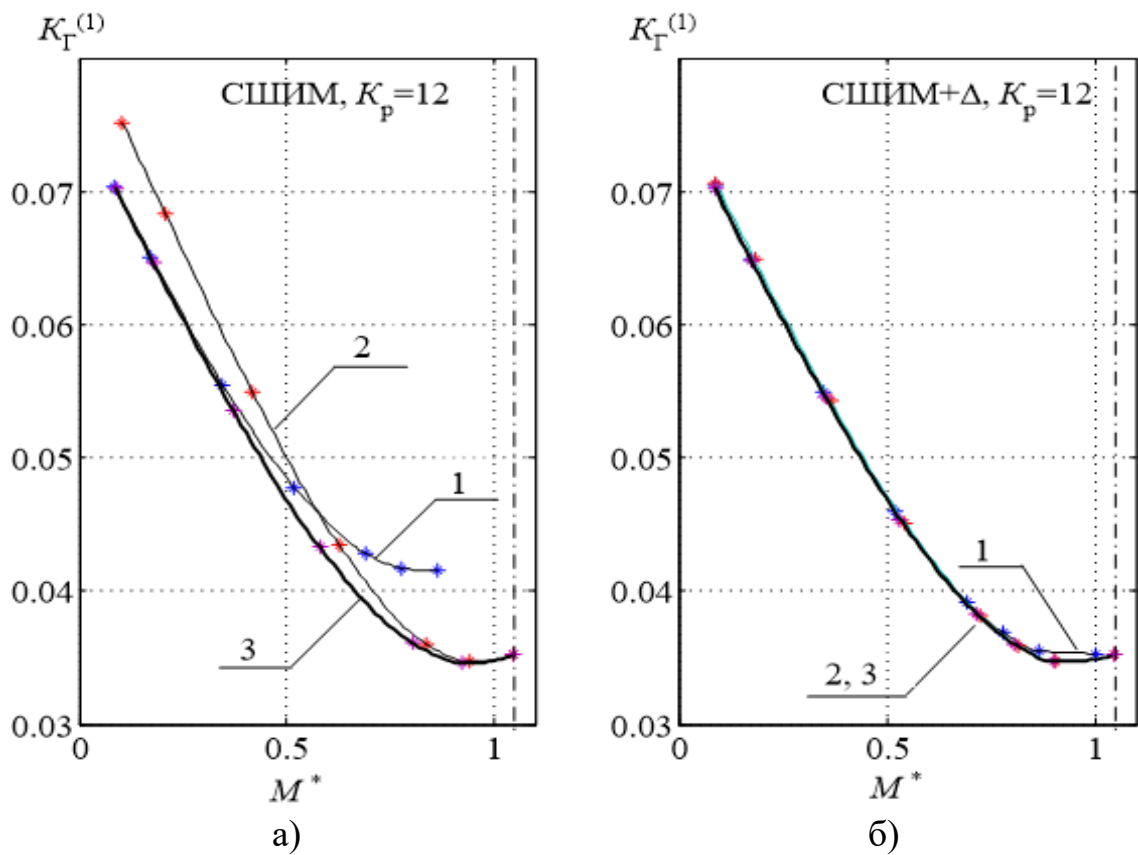


Рисунок 4.22 – ИКГН 1-го порядка напряжения трехфазного АИН с СШИМ_{C4}:

1 – $M_{оп}=0.0$; 2 – $M_{оп}=\text{const.}$; 3 – $M_{оп} \equiv M$

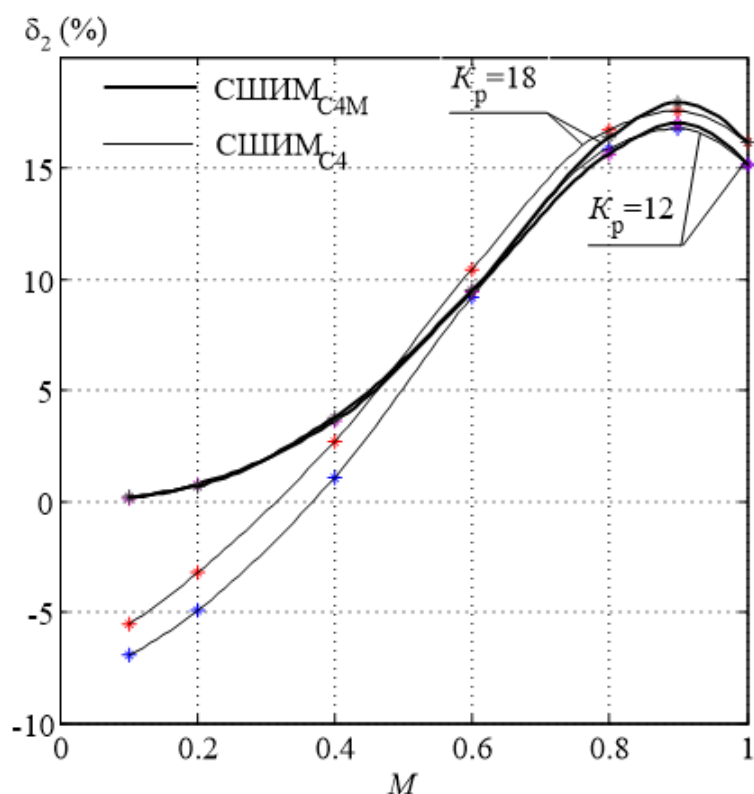


Рисунок 4.23 – Выигрыш способа SШИМ_{C4} по отношению к классической СШИМ с точки зрения ИКГН 1-го порядка.

Так как для способа « SШИМ_{C4} -СШИМ+ Δ » кривые ИКГН 1-го порядка практически совпадают (см. рисунок 4.22 б), то они приведены только для одной кратности $K_p = 12$, в то же время кривые выигрыша приведены для кратностей 12 и 18. Линейный диапазон регулирования основной гармоники на рисунке 4.21 и рисунке 4.22 ограничен штрих-пунктирной вертикальной линией.

Полученные результаты, в частности, иллюстрированные рисунками 4.21 и 4.22, позволяют отметить следующее:

- полученные кривые качественно совпадают с теми, которые получены для трех опорных сигналов (SШИМ_{C3});
- во всех случаях модуляция амплитуды опорного сигнала расширяет линейный диапазон регулирования амплитуды основной гармоники до величины примерно $1.05 E_d$ (см. штрих-пунктирные линии на рисунке 4.22);

- для СШИМ модуляция амплитуды опорного сигнала при $M^* > 0.55$ приводит к улучшению качества (см. рисунок 4.22);
- использование согласованной модуляции для СШИМ (кривые 3 на рисунке 4.22 и кривая СШИМ_{С4М} на рисунке 4.23) значительно расширяет область улучшения качества выходного напряжения;
- выигрыш от модуляции опорного сигнала для СШИМ составляет при $M=1$ (см. рисунок 4.23) по качеству выходной энергии для кратностей 12 и 18 соответственно 15% и 16%.
- согласованная модуляция опорного сигнала для СШИМ обеспечивает зависимость ИКГН-1 от M^* такую же, как у СШИМ+Δ;
- модуляция опорного сигнала по огибающим, характерным для способа СШИМ+Δ, также увеличивает линейный диапазон регулирования 1-й гармоники до уровня $1.05 E_d$ (см. рисунок 4.21), но практически не влияет на качество выходного напряжения, поэтому данные характеристики на рисунке 4.22 и рисунке 4.23 не показаны.

Таким образом, способ СШИМ_{С4} упрощает систему управления трехфазным АИН с ШИМ и модуляцией амплитуды опорного сигнала. Качество выходного напряжения при этом не ухудшается, но линейный диапазон ограничивается на уровне $1.05 E_d$. Думается, что данный способ может найти применение в АИН с ШИМ, где не требуется полный линейный диапазон регулирования первой гармоники выходного напряжения.

Вторым вариантом устранения недостатка способа СШИМ_{С3} (число опорных сигналов равно числу фаз АИН) является «перенос» модуляции амплитуды фазного опорного сигнала на модуляцию формы соответствующего модулирующего сигнала (эквивалентный вариант). Математическое описание эквивалентного варианта приведено в главе 3, а модель для его реализации показана в Приложении В на рисунке П.3.4. Как показали исследования, характеристики АИН в этом случае не изменились, но реализация стала значительно проще.

4.2.3 Оценка диапазона регулирования первой гармоники напряжения
двухфазного и трехфазного АИН с СШИМ_{СЗ}

Так как увеличение диапазона регулирования основной гармоники с помощью СШИМ_{СЗ} приводит к ухудшению качества выходного напряжения АИН, то использование данного способа, думается, нужно проводить в требуемых пределах, за счет выбора необходимого уровня $M_{оп}$, считая, что $M=1.0$. К сожалению, вывести аналитически зависимость максимальной амплитуды первой гармоники выходного напряжения (U_{1max}^*) от степени модуляции не удалось. Поэтому можно воспользоваться результатами компьютерного моделирования и вывести соответствующую эмпирическую формулу, например, используя возможности *Excel*.

В таблице 4.2 приведены результаты измерения для двухфазного и трехфазного АИН и полученные выражения, в которых $x = M_{оп}$. На рисунке 4.24 показаны соответствующие графики. Пример их использования для выбора требуемой степени модуляции опорных сигналов, который будет рассмотрен ниже.

Таблица 4.2 – Экспериментальное определение зависимости $U_{1max}^* = f(M_{оп})$

		Двухфазный АИН с СШИМ _{СЗ}						
$M_{оп}$	0	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0		
U_{1max}^*	1.0	1.0326	1.0704	1.1166	1.1739	1.273		
<i>Excel:</i>	$y=0.22x^3-0.15x^2+0.2x+1.0$							
		Трехфазный АИН с СШИМ _{СЗ}						
$M_{оп}$	0	0.2	0.4	0.5	0.6	0.8	0.9	1.0
U_{1max}^*	0.866	0.8941	0.9272	0.9465	0.9679	1.0204	1.0545	1.1025
<i>Excel:</i>	$y=0.169x^3-0.102x^2+0.169x+0.866$							

4.2.4 Сравнение синтезированных способов СШИМ_{С3} и СШИМ_{С4}

Синтезированные способы СШИМ_{С3} и СШИМ_{С4} применимы для трехфазных АИН. Их достоинства и недостатки по отношению к СШИМ и к СШИМ+Δ рассмотрены выше. Возникает вопрос об их соответствии между собой, опять-таки с точки зрения качества выходной энергии и регулировочной характеристики. Т.к. сравнение по ИКГН 1-го порядка требует одного и того же уровня основной гармоники, то в первую очередь рассмотрим данный аспект.

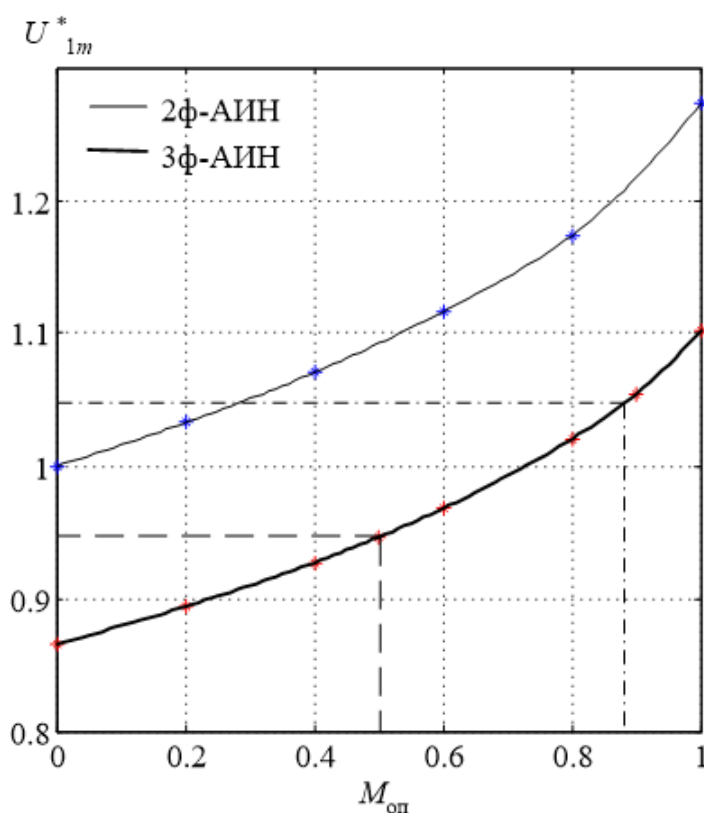


Рисунок 4.24 – Выбор степени модуляции опорного сигнала

Огибающая функция трехфазной системы синусоидальных напряжений (по модулю) имеет наименьшее значение (в относительных единицах), равное 0.5. Соответственно в этом случае степень модуляции амплитуды опорного сигнала при СШИМ_{С4} также равна $M_{оп}=0.5$. Отсюда сравнение с СШИМ_{С3} тоже должно проводиться для этой же степени модуляции амплитуды опорного сигнала. Однако, как показали данные компьютерного эксперимента и соответствующего графика на ри-

сунке 4.24 (см. пунктирные линии), СШИМ_{С3} в линейном диапазоне регулирования обеспечивает меньшее максимальное значение первой гармоники выходного напряжения ($U_{(1)\max}^*$), чем СШИМ_{С4}, соответственно 0.9465 (см. таблицу 4.2) и 1.0473 (см. пунктирные линии на рисунке 4.21). Согласно графику на рисунке 4.24 для трехфазного АИН, для такой величины основной гармоники степень модуляции амплитуды опорного сигнала для СШИМ_{С3} должна быть равна $M_{\text{оп}}=0.88$ (см. штрихпунктирные линии). На рисунке 4.25 а приведены соответствующие регулировочные характеристики.

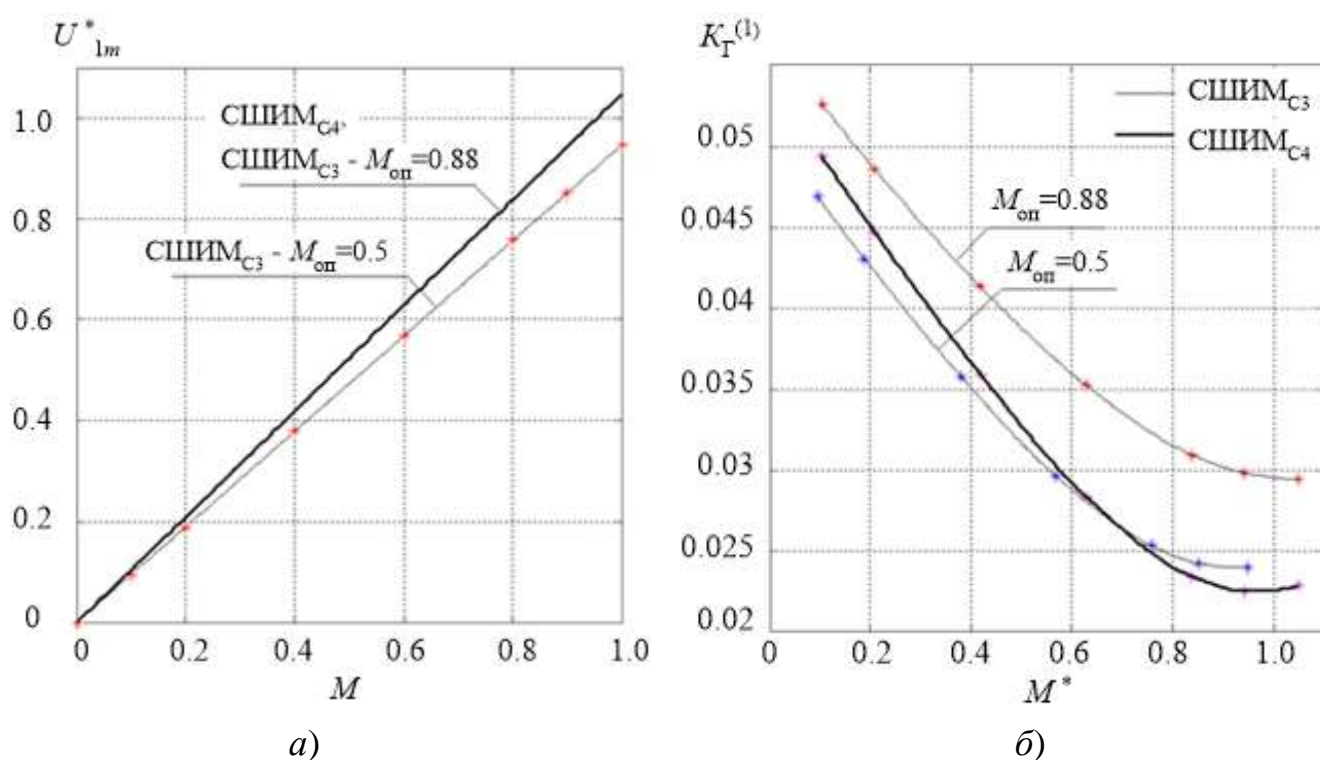


Рисунок 4.25 – Сравнение способов СШИМ_{С3} и СШИМ_{С4}:

а) – регулировочные характеристики, б) – ИКГН 1-го порядка

Следовательно, необходимо способ СШИМ_{С4} сравнивать с СШИМ_{С3} при $M_{\text{оп}}=0.88$. Для данного значения, а также для $M_{\text{оп}}=0.5$, была проведена оценка качества выходного напряжения трехфазного АИН для сравниваемых способов и кратности $K_p=18$. Результаты приведены на рисунке 4.24 б. Они показывают, что в линейном диапазоне регулирования основной гармоники способом СШИМ_{С4}

последний обеспечивает меньшее значение ИКГН 1-го порядка по сравнению с СШИМ_{С3}. Только при меньшей величине $M_{оп}$, например при $M_{оп}=0.5$, СШИМ_{С3} может как-то конкурировать со способом СШИМ_{С4}, но здесь имеет место меньший диапазон регулирования основного компонента выходного напряжения.

Таким образом, синтезированный способ СШИМ_{С4} обеспечивает не только упрощение системы управления АИН за счет использования только одного модулированного по амплитуде опорного сигнала, но и лучшее качество выходной энергии АИН по сравнению с СШИМ_{С3} при том же диапазоне регулирования первой гармоники. В то же время, данный способ в отличие от СШИМ_{С3} не обеспечивает полного линейного диапазона регулирования.

Подводя итог, можно сказать, что синтезированные способы СШИМ_{С3} и СШИМ_{С4} имеют свои достоинства и недостатки, которые должны учитываться при выборе способа управления с учетом конкретных требований, предъявляемых к инвертору напряжения.

4.2.5 Сравнение способа СШИМ_{С5} со способом компенсации нелинейности РХ в области перемодуляции

Анализ технической литературы по вопросам расширения диапазона регулирования основной гармоники АИН с ШИМ показывает, что в настоящее время одним из наиболее распространенных подходов в этом направлении является использование области перемодуляции. В ней теми или иными средствами пытаются линеаризовать регулировочную характеристику (см. п.п. 3.5.1 настоящей работы) АИН, управляемого выбранным способом управления. К числу таких средств относится и синтезированный способ СШИМ_{С5}. Описание данного способа было приведено при синтезе, а также в разделе 4.1.3 применительно к двухфазному АИН. В связи с этим ниже сразу приводятся результаты компьютерного эксперимента, полученные на моделях, разработанных для трехфазного АИН (см. рисунок П.3.9 и рисунок П.3.10).

Как было сказано выше, СШИМ_{С5} является, скорее, не конкретным способом ШИМ, а принципом, позволяющим линейризовать РХ для любого способа СШИМ. В связи с этим в данном разделе указанным способом линейризуются регулировочные характеристики (с последующим анализом) тех способов, которые рассматривались и выше для трехфазных АИН: способов СШИМ и СШИМ+Δ.

Напомним также, что линейризация может производиться как в один, так и в два этапа. В первом случае в исходный модулирующий сигнал в зоне перемодуляции вводится прямоугольный сигнал (меандр), а во втором случае на первом этапе - трапеция замещает исходный модулирующий сигнал, а на втором этапе трапецию замещает прямоугольный сигнал. Оба эти варианта сравниваются с традиционным способом линейризации – способом компенсации нелинейности [263], которой в данном исследовании рассматривается в качестве эталона.

Для способа СШИМ в двухэтапном варианте варьировался параметр трапеции – длительность основания наклонной стороны (в радианах): $\varphi=\pi/3$, $\varphi=\pi/4$, $\varphi=\pi/6$ (см. рисунок 4.26). В зависимости от этого угла будет меняться амплитуда основной гармоники трапецеидального сигнала и, соответственно, выходного напряжения АИН. Можно показать, что амплитуда основной гармоники трапецеидального сигнала единичной амплитуды в зависимости от угла φ имеет следующий вид:

$$U_{1m_tr}^* = \frac{4}{\pi\varphi} \sin \varphi \quad (4.3)$$

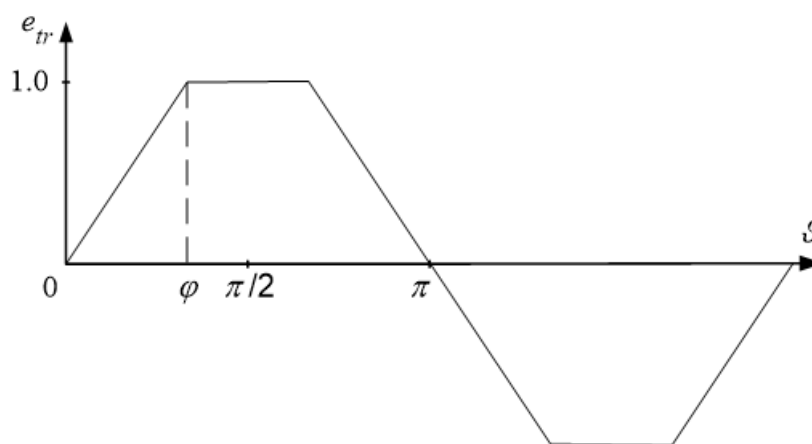


Рисунок 4.26 – Трапецеидальный модулирующий сигнал и его параметр φ

В таблице 4.3 приведены значения амплитуд трапецеидального сигнала для заданных значений углов и соответствующие им диапазоны глубины модуляции, в которых реализуется замещение трапецией соответствующего исходного сигнала. Приведенные значения соответствуют двухфазному АИН с СШИМ. Причем относительные амплитуды трапецеидального сигнала, в силу того, что он находится в линейной зоне регулирования (в области существования опорного сигнала), будут равны относительным амплитудам и выходного напряжения АИН. Для трехфазного АИН с СШИМ диапазоны глубины модуляции сохраняются, а амплитуды уменьшаются в соответствии с традиционным коэффициентом $\sqrt{3}/2$. Так как способ СШИМ+Δ сам обеспечивает увеличение линейного диапазона на 15 %, то для него из перечисленных использовалась только одна трапеция – с углом $\varphi=\pi/6$, которая способна увеличить диапазон регулирования по сравнению с указанным способом.

Таблица 4.3 – Амплитуда трапецеидального сигнала в зависимости от параметра φ

φ	$\varphi = \pi/3$	$\varphi = \pi/4$	$\varphi = \pi/6$
$U_{1m_tr}^* = U_{1m_АИН}^*$	$\frac{6\sqrt{3}}{\pi^2} = 1.053$	$\frac{8\sqrt{2}}{\pi^2} = 1.146$	$\frac{12}{\pi^2} = 1.216$
ΔM_1	1.0÷1.053	1.0÷1.146	1.0÷1.216

В процессе моделирования, проведенного в среде PSIM, были получены анализируемые характеристики для исходного способа СШИМ и двух вариантов линеаризации регулировочной характеристики в области перемодуляции, показанные на рисунке 4.27 для $K_p=12$ и $K_p=18$. Поскольку у всех рассматриваемых способов регулировочная характеристика, с учетом силовой схемы, одна и та же, то сравнение проводилось только по качеству выходной энергии – по ИКГН 1-го порядка. Графики на рисунках пронумерованы и соответствуют следующим вариантам: 1 – ввод меандра; 2, 3, 4 – ввод трапеции (соответственно $\varphi=\pi/3$, $\pi/4$ и $\pi/6$) и меандра, 5 – СШИМ с компенсацией нелинейности.

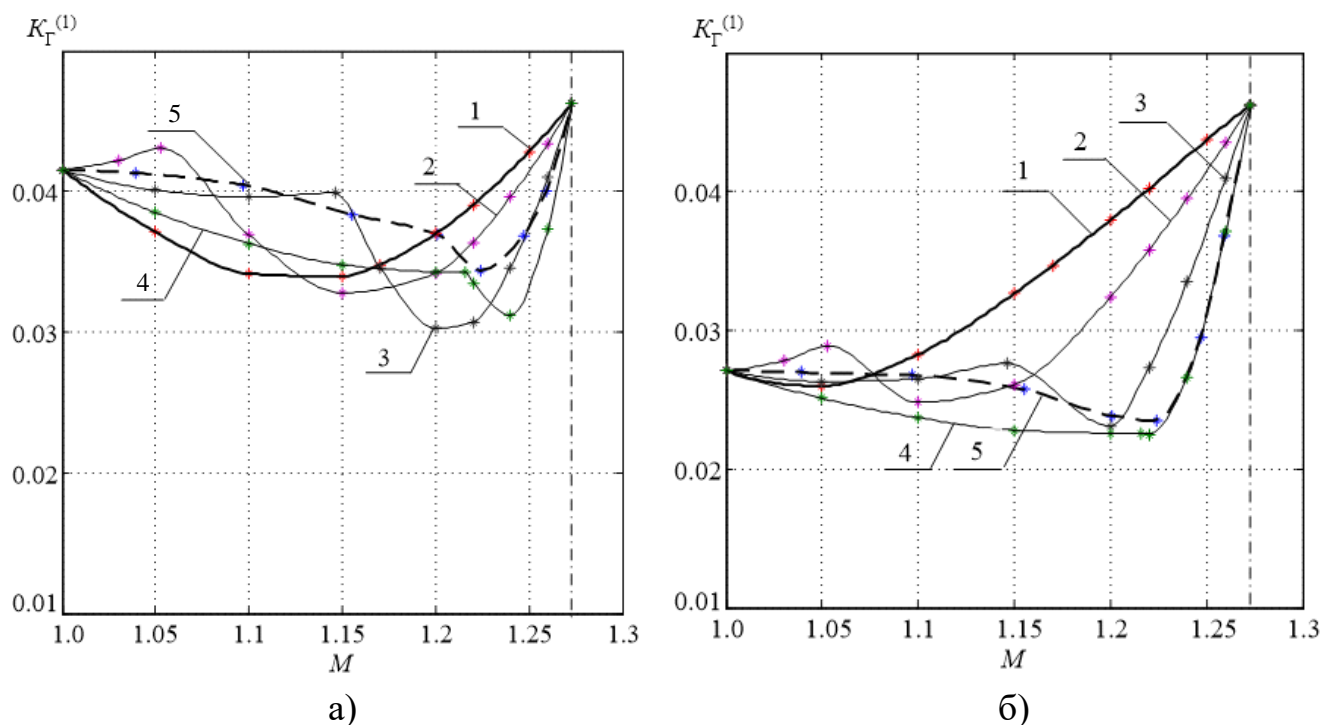


Рисунок 4.27 – Сравнение методов линейризации РХ 3ф-АИН с СШИМ в области перемодуляции: а) $K_p=12$, б) $K_p=18$

На рисунках 4.28 и 4.29 показаны спектры напряжения для одно- и двухэтапного вариантов ($\pi/6$) способа СШИМ_{С5}, соответственно для $K_p=12$ и $K_p=18$.

Полученные данные результаты, в первую очередь, говорят о следующем. Ввод трапеции в исходный модулирующий сигнал не всегда улучшает качество выходного напряжения АИН по сравнению с вводом меандра. Это зависит от параметра трапеции φ (см. таблицу 4.3) и используемой кратности частот коммутации и модуляции. Так, при кратности $K_p=12$ (см. рисунок 4.27 а) одноэтапный вариант (кривая 1) по сравнению с двухэтапными вариантами (кривые 2-4) обеспечивает меньшее значение ИКГН 1-го порядка в первой половине зоны перемодуляции, а по сравнению со способом компенсации нелинейности (кривая 5) - вплоть до $M=1.2$.

Двухэтапные варианты (кривые 2-4) характеризуются резким снижением ИКГН 1-го порядка на втором этапе, достижением минимума и затем резким повышением вплоть до точки режима ОШИР, в которой все пять кривых сходятся. При этом все три кривые последовательно (по мере убывания параметра φ) имеют подинтервалы глубины модуляции, в которых они обеспечивают наименьшее

значение ИКГН 1-го порядка. На конечном подинтервале зоны перемодуляции наилучшее качество обеспечивает двухэтапный вариант с $\varphi=\pi/6$ (кривая 4).

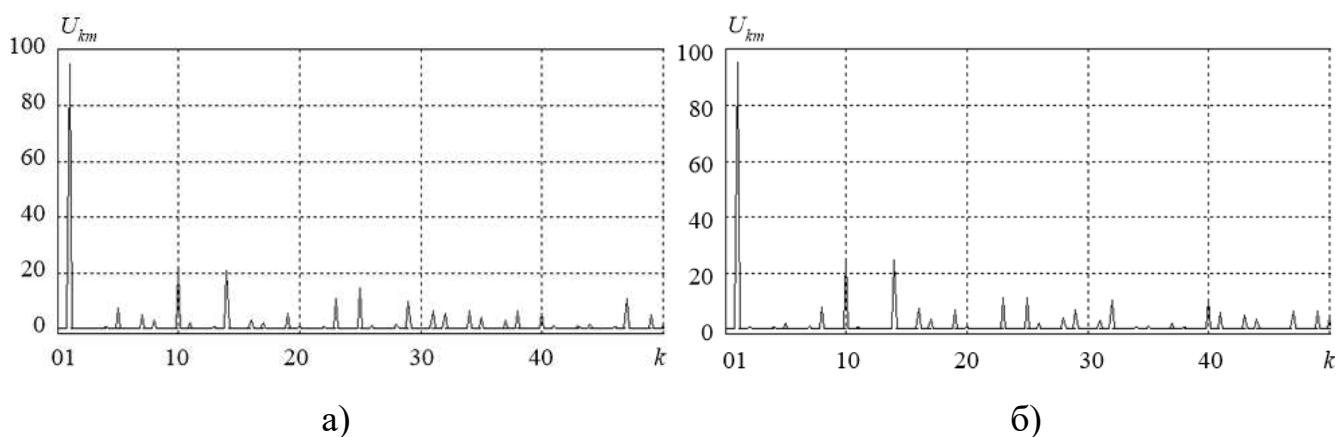


Рисунок 4.28 – Спектры линейного напряжения. $M=1.1$, $K_p=12$: а) одноэтапный вариант, б) двухэтапный вариант ($\pi/6$)

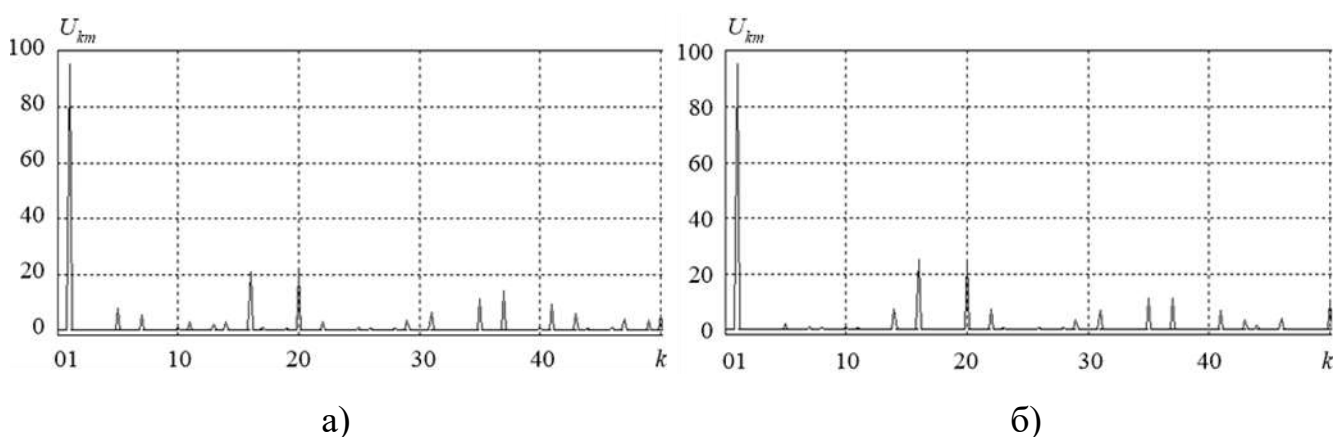


Рисунок 4.29 – Спектры линейного напряжения. $M=1.1$, $K_p=18$: а) одноэтапный вариант, б) двухэтапный вариант ($\pi/6$)

Лучшее качество выходного напряжения АИН со способом СШИМ_{C5} с вводом меандра по сравнению с вводом трапеции, которая более приближена к синусоидальному сигналу, при малых кратностях можно объяснить влиянием на ИКГН 1-го порядка как гармоник первой комбинационной группы, так и низкочастотных составляющих, появляющихся в обоих случаях, что можно увидеть на рисунках 4.28 а и 4.28 б. Однако при вводе трапеции (даже в наиболее благоприятном случае, когда $\varphi=\pi/6$) гармоники первой комбинационной группы превосходят по амплитуде анало-

гичные гармоники спектра при вводе меандра, что и обуславливает большую величину интегрального коэффициента гармоник 1-го порядка.

При кратности $K_p=18$ (см. рисунки 4.27 б и 4.29) и более соотношение между кривыми становится более упорядоченным и уже соответствует теоретическим предпосылкам. Ввод меандра практически во всей зоне перемодуляции обеспечивает худшее качество выходной энергии (см. рисунок 4.27 б). Наилучшее качество во всей зоне перемодуляции обеспечивает двухэтапный вариант с $\varphi=\pi/6$, который на конечном подинтервале совпадает со способом компенсации нелинейности (см. рисунок 4.27 б). Это также иллюстрирует рисунок 4.29. Ввод трапеции сохраняет большую величину гармоник комбинационной группы, но последняя в частотном диапазоне находится дальше по отношению к основной гармонике, следовательно, ее влияние уменьшается. Низкочастотные компоненты при этом по амплитуде становятся гораздо меньше, чем эти же составляющие для варианта с вводом меандра (см. соответственно рисунки 4.29 б и а).

Для СШИМ_{C5} с исходным способом СШИМ+Δ (см. рисунок 4.30) все отмеченные выше свойства качественно совпадают. Можно только отметить, что в данном случае при малых кратностях ввод только меандра (кривая 1) обеспечивает лучшее качество выходной энергии АИН по сравнению со способом с компенсацией нелинейности (кривая 3) практически во всей области перемодуляции.

На основании результатов моделирования можно сказать следующее:

- при кратностях $K_p \leq 12$ одноэтапный вариант СШИМ_{C5} (ввод только меандра) среди всех вариантов линеаризации РХ обеспечивает наилучшее качество выходного напряжения трехфазного АИН практически во всей зоне перемодуляции, что и определяет целесообразность его использования;
- при большей величине кратности преимущества по величине ИКГН 1-го порядка приобретают двухэтапные варианты СШИМ_{C5} (с вводом трапеции и меандра). Лучшее качество выходного напряжения среди них обеспечивает двухэтапный вариант с параметром $\varphi=\pi/6$;

- при больших кратностях двухэтапный вариант СШИМ_{C5} с параметром $\varphi=\pi/6$ обеспечивает или лучшее, или одинаковое качество выходного напряжения со способом компенсации нелинейности, но не имеет недостатка последнего. Это также определяет целесообразность использования данного варианта линейризации РХ АИН при больших кратностях;

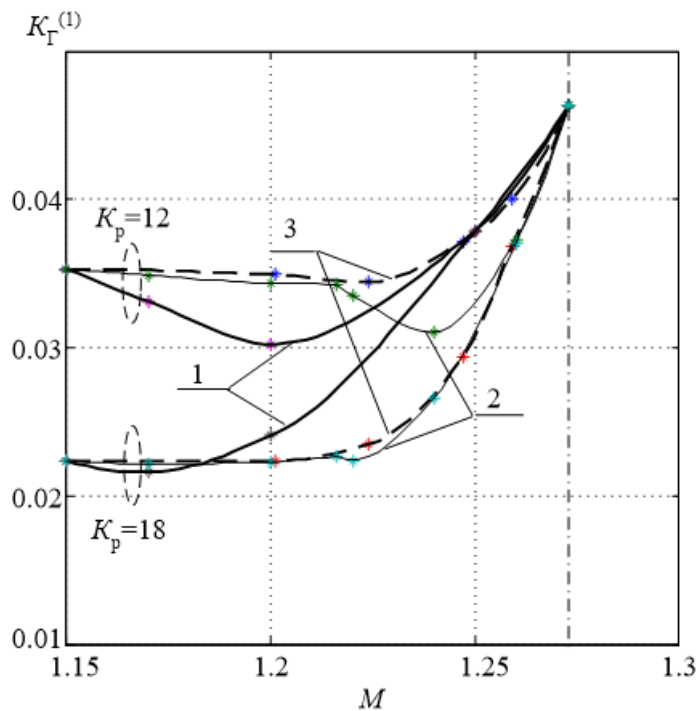


Рисунок 4.30 – Сравнение методов линейризации РХ 3ф-АИН с СШИМ+Δ в области ПМ для $K_p=12$ и $K_p=18$: 1 – ввод меандра, 2 – ввод трапеции ($\pi/6$) и меандра, 3 – СШИМ+Δ с компенсацией нелинейности

- при больших кратностях двухэтапный вариант СШИМ_{C5} с параметром $\varphi=\pi/6$ обеспечивает или лучшее, или одинаковое качество выходного напряжения со способом компенсации нелинейности, но не имеет недостатка последнего - зависимости от конкретной величины кратности. Это также определяет целесообразность использования данного варианта линейризации регулировочной характеристики АИН при больших кратностях;
- использование в качестве исходного способа ШИМ способы СШИМ+3 или СШИМ+Δ соотношения между вариантами линейризации не

меняет. Изменяется только величина зоны перемодуляции и количественные показатели реализации способов, согласно таблице 3.12.

4.3. Выводы

1. Синтезированные по минимуму ИКГН 1-го порядка оптимальные способы ШИМ (СШИМ_{С1} и СШИМ_{С2}) превосходят лучшие существующие способы ШИМ в рамках тех условий, для которых они синтезированы. При этом выигрыш по сравнению с синусоидальной ШИМ по качеству выходной энергии (величине ИКГН 1-го порядка) в зависимости от условий при $M=1$ может составлять 17-23 %.

2. Синтезированные по условию максимума линейного диапазона регулирования основной гармоники выходного напряжения способы СШИМ_{С3}, и СШИМ_{С5} расширяют линейность РХ вплоть до режима ОШИР, способ СШИМ_{С4}, предназначенный для управления трехфазным АИН, во всех вариантах использования расширяет линейность РХ до относительного уровня 1.05.

3. Способы СШИМ_{С3}, СШИМ_{С4} и СШИМ_{С5} при определенных условиях (с точки зрения кратности и поддиапазонов глубины модуляции) обеспечивают лучшее качество выходной электроэнергии по сравнению со способами ШИМ, в рамках которых они реализуются.

4. На основании анализа полученных характеристик определены области целесообразного применения синтезированных способов. Данные области, особенности процесса синтеза, а также характеристики синтезированных программных способов ШИМ сведены в итоговой таблице 4.4.

Таблица 4.4 – Сводная таблица синтезированных программных способов ШИМ

Обозначение способа	Особенности СПУ	Схема АИ	Метод синтеза	Критерий синтеза	Дополнит. результат	ΔM	Область применения
СШИМ_{С1} СШИМ_{С1М}	Модуляция оснований ОС по гармоническому закону. МС - гармонический сигнал.	2ф-АИН	Численно-аналитический	$K_{\Gamma}^{(1)} \rightarrow \min$	Увеличенный выход U_{1m}	$0 \div 1.0$	СГЭЭ, ЭП. Малые кратности.
СШИМ_{С2}	МС есть симметричная последовательность отрезков гармонических сигналов разной амплитуды.	3ф-АИН	Численно-аналитический	$K_{\Gamma}^{(1)} \rightarrow \min$	Увеличенный выход U_{1m}	$0 \div 1.0$	СГЭЭ, ЭП. Малые кратности.
СШИМ_{С3} СШИМ_{С3Э} СШИМ_{С3/ЭМ}	Модуляция амплитуды ОС по закону МС. МС - гармонический сигнал или гармонический сигнал с СНП.	2ф/3ф-АИН	Эвристический	$U_{1m}(\equiv M) \rightarrow \max$	Уменьшенный $K_{\Gamma}^{(1)}$ в подинтервалах M	$0 \div 4/\pi$	СГЭЭ, ЭП. В комбинации с основным методом ШИМ
СШИМ_{С4}	Модуляция амплитуды ОС по закону огибающих 3ф гармонического сигнала. МС - гармонический сигнал или гармонический сигнал с СНП.	3ф-АИН	Эвристический	$U_{1m}(\equiv M) \rightarrow \max$	Уменьшенный $K_{\Gamma}^{(1)}$ в подинтервалах M	$0 \div 1.0$	СГЭЭ, ЭП. В комбинации с основным методом ШИМ
СШИМ_{С5-1} СШИМ_{С5-2}	Ввод в исходный МС меандра с амплитудой, пропорциональной ΔM . Ввод в исходный МС трапеции, а затем меандра. МС - гармонический сигнал или гармонический сигнал с СНП.	2ф/3ф-АИН	Эвристический	$U_{1m}(\equiv M) \rightarrow \max$	Уменьшенный $K_{\Gamma}^{(1)}$ в подинтервалах M	область ПМ	СГЭЭ, ЭП. Номинальный режим; в комбинации с основным методом ШИМ

Новые сокращения, используемые в таблице 4.4: МС/ОС – модулирующий/опорный сигнал; ПМ – перемодуляция; 2ф – двухфазный; 3ф – трехфазный; индекс «М» - режим связанной модуляции, при котором модуляция параметров ОС происходит пропорционально глубине модуляции M ; индекс «Э» - эквивалентный вариант, в котором модуляция амплитуды ОС «переносится» на дополнительную модуляцию формы МС.

Глава 5. МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СИНТЕЗИРОВАННЫХ СПОСОБОВ ШИМ В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ АИН И АИТ

Приведенный в главе 3 тезис о том, что любой программный способ управления, даже способ с селективным исключением гармоник и неравномерным расположением импульсов, может быть реализован вертикальными методами (т.е. в результате сравнения опорных и модулирующих сигналов той или иной формы), требует своего подтверждения. Данная глава посвящена подобного рода реализации синтезированных в настоящей работе способов ШИМ на микропроцессорной элементной базе. Для некоторых способов это процесс выполнен качественно, на уровне блок-схем аппаратных средств и описания алгоритма соответствующего фрагмента программного обеспечения. А для других способов ШИМ реализация доведена до расчета и разработки тестовой программы на микропроцессорной элементной базе.

С вопросом о реализации синтезированных способов ШИМ связан еще один, более общий вопрос, сформированный в рамках концепции единства АИН и АИТ (см. раздел 1.2). Согласно этой концепции различие между АИН и АИТ сводится только к разной реализации в системах управления преобразователями способов ШИМ. В связи с этим данная глава также посвящена анализу особенностей управления АИТ по сравнению с АИН, поиску возможной унификации реализации ШИМ в системах управления АИН и АИТ, и разработке микропроцессорных вариантов реализации ШИМ в системах управления указанными преобразователями.

5.1 Особенности реализации ШИМ в системе управления АИТ

Как было показано в главе 1, АИН и АИТ на основе принципа дуальности можно рассматривать как единый класс вентильных преобразователей с однократным преобразованием электроэнергии постоянного тока в энергию переменного тока, обладающих однотипными выходными и входными характеристиками и

управляемых одними и теми же способами управления. Различие же между ними, согласно данной концепции, выражается только в работе вентильного комплекта, управляемого системой управления. Следовательно, в конечном итоге, отличие между обоими типами АИ формально можно представить как **разную реализацию** в системе управления автономным инвертором одного и того же способа управления. Подобная ситуация (применительно к одному типу инверторов) часто имеет место на практике и зависит от требований, предъявляемых к системе управления, и от используемой элементной базы.

Однотипность АИН и АИТ с точки зрения выходных и входных характеристик рассмотрена в предыдущих главах. В данном разделе настоящей работы с общих позиций рассматривается оставшийся аспект – реализация в системах управления инверторами одинаковых способов ШИМ, представленных (сделаем такое допущение) в скалярном виде.

5.1.1 Двухфазный АИТ

Схема двухфазного АИН является планарной. Поэтому дуальная схема АИТ может быть однозначно получена с использованием теории дуальности [16]. На рисунок 5.1 *а* показана упрощенная схема двухфазного АИН, а на рисунок 5.1 *б* – схема дуального ему АИТ [16, 44].

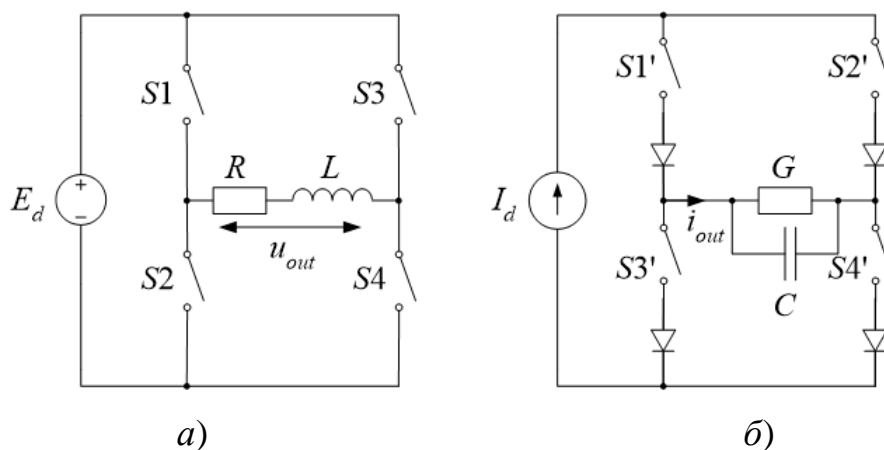


Рисунок 5.1 – Упрощенные дуальные схемы двухфазных инверторов напряжения (*а*) и тока (*б*)

В дуальной схеме источник напряжения заменен источником тока, последовательное соединение нагрузки заменено параллельным, сопротивление заменено проводимостью, индуктивность - емкостью, левое и правое плечо двунаправленных вентилях АИН стали теперь соответственно анодной (положительной) и катодной (отрицательной) группами однонаправленных вентилях АИТ. В схемах одинаково обозначены дуальные ключи (со штрихами для инвертора тока). Следовательно, в схеме АИТ в комплементарном режиме работают два верхних ключа ($S1'$ и $S2'$) и два нижних ключа ($S3'$ и $S4'$).

Если подать на вентили двухфазного АИТ те же самые сигналы управления, что и на дуальные им вентили двухфазного АИН, то выходной ток, генерируемый в средней точке левого плеча инвертора тока (i_{out}), будет по форме совпадать с выходным напряжением инвертора напряжения (u_{out}). При этом нулевые паузы в генерируемой кривой в обоих инверторах формируются одними и теми же ключами. В АИН это происходит путем замыкания верхних ($S1$ и $S3$) ключей или нижних ($S2$ и $S4$). В обоих этих случаях нагрузка замыкается накоротко. В выходном токе АИТ формирование нулевых пауз происходит путем замыкания ключей левой стойки ($S1'$ и $S3'$) или ключей правой стойки ($S2'$ и $S4'$). В обоих случаях ток источника обходит нагрузку, формируя в ее токе требуемую нулевую паузу.

Таким образом, при реализации способов ШИМ система управления двухфазным АИТ строится аналогично системе управления двухфазным АИН. Отличие заключается только в распределении комплементарных пар импульсов между ключами вентиляльного комплекта АИТ.

5.1.2 Трехфазный АИТ

На рисунке 5.2 а показана упрощенная схема трехфазного классического 2У-АИН, а на рисунке 5.2 б - схема трехфазного классического 2У-АИТ. Данные топологии не являются в прямом смысле дуальными, и дуальными не могут быть их ключи (поэтому в АИТ они обозначены без штрихов). Дуальную схему АИТ мож-

но получить только для преобразованной схемы трехфазного АИН (см. соответственно рисунок 1.21 б и рисунок 1.21 а). При этом импульсы управления ключами дуального АИТ те же (с точностью до инверсии), что и для исходного АИН [16].

Но у классических топологий трехфазных инверторов напряжения и тока, как было показано выше, есть дуальные входные и выходные электрические величины. В частности, форма выходного фазного тока инвертора тока совпадает с формой линейного напряжения инвертора напряжения. Воспользовавшись из геометрии знаком подобия, можно записать: $i_{a_{\text{АИТ}}} \sim u_{ab_{\text{АИН}}}$, $i_{b_{\text{АИТ}}} \sim u_{bc_{\text{АИН}}}$, $i_{c_{\text{АИТ}}} \sim u_{ca_{\text{АИН}}}$. В силу этих обстоятельств, данные схемы инверторов называют квазидуальными, а реализация способа ШИМ, используемого для управления трехфазным АИН, в системе управления трехфазным АИТ сводится к синтезу таких импульсов управления его ключами, которые обеспечат формирование фазного тока по форме, совпадающей с формой соответствующего линейного напряжения АИН.

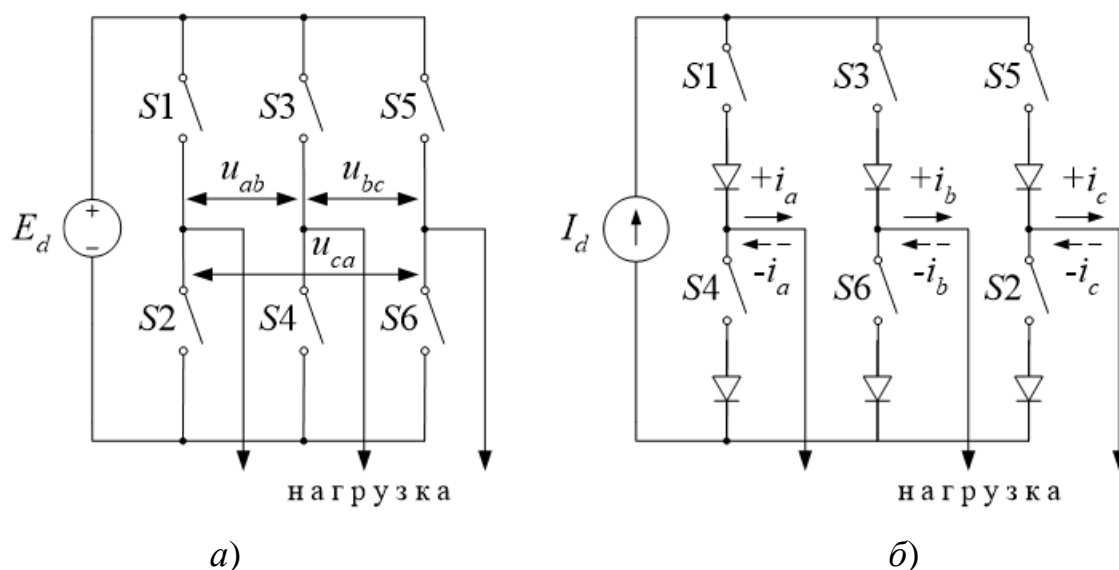


Рисунок 5.2 – Упрощенные квазидуальные схемы трехфазных инверторов напряжения (а) и тока (б)

Так как выше было сделано допущение о том, что способ ШИМ реализуется на основе его скалярного представления, то исходной информацией для синтеза являются ШМ-сигналы u_a , u_b и u_c , поступающие с выходов трех компараторов, в которых опорный сигнал сравнивается с модулирующим сигналом соответ-

ственно фазы A , B и C . Также для синтеза необходимы 180-градусные сигналы, соответствующие положительной полуволне линейных напряжений АИН (и положительной полуволне выходных токов АИТ). Обозначим их соответственно как S_{ab}, S_{bc}, S_{ca} . Обычно они формируются с использованием тех же модулирующих сигналов и трех дополнительных компараторов. Необходимо отметить, что фазный ток АИТ, как и линейное напряжение АИН, будет на 30 эл. градусов опережать исходный фазный модулирующий сигнал.

Собственно синтез импульсов управления ключами АИТ может быть выполнен двумя вариантами: или с помощью логической обработки упомянутых выше сигналов, или с помощью таблиц соответствия состояний автономных инверторов. Рассмотрим оба варианта.

Первый вариант основан на формулах (1.1) ÷ (1.3), а также (в силу реализации ШИМ) на формуле (1.4). Данные выражения, по сути дела, отражают упомянутый выше факт дуальности линейного напряжения АИН и выходного тока АИТ, а также то, что положительная и отрицательная полуволны фазного тока АИТ формируются соответственно верхним и нижним ключами его фазной стойки. Таким образом, на первый взгляд, достаточно сформировать из сигналов u_a, u_b и u_c модули «линейных» напряжений, распределить их по полуволнам фазных токов и тем самым получить импульсы управления ключами АИТ. Однако этого недостаточно. Остается нерешенной проблема формирования нулевых пауз в фазном токе.

Отметим следующее. Нулевые паузы в импульсах управления ключами каждой группы АИТ совпадают по времени на периоде опорного сигнала в соответствии с используемым принципом сравнения «один треугольник – три модулирующих сигнала». И в течение наименьшей длительности будут выключены все вентили АИТ, что недопустимо из условия непрерывности тока источника. Поэтому в АИТ нулевые паузы в токе нагрузки формируют замыканием соответствующих плеч инвертора. Для этого в последовательности импульсов управления ключами вводят дополнительные импульсы, обеспечивающие упомянутое

короткое замыкание в том или ином плече, прохождение через него тока источника питания и, соответственно, нулевые паузы в токе нагрузки.

Данную процедуру обычно реализуют с соблюдением условий, обеспечивающих более эффективное преобразование ЭЭ в инверторе. Во-первых, коммутации за счет дополнительных импульсов равномерно распределяют по полуволнам и фазам выходного тока, то есть дополнительная токовая нагрузка распределяется равномерно между ключами преобразователя. Это, в частности, обеспечивается тем, что дополнительные импульсы вводят в каждую полуволну каждой из шести управляющих последовательностей на интервале в 60 эл. градусов.

Во-вторых, с целью обеспечения при этом минимального числа коммутаций, дополнительные импульсы (а они по длительности, как было сказано ранее, являются наименьшими среди нулевых пауз на периоде опорного сигнала) вводят в течение второй (центральной) трети каждой полуволны выходного тока, в которой импульсы имеют максимальную длительность. Это приводит к тому, что в центральной части рабочей полуволны управляющей последовательности основные и дополнительные импульсы сливаются, образуя сплошной 60-градусный импульс. В то же время в нерабочей полуволне, где раньше импульсов не было вообще, в его центральной части появляются введенные дополнительные импульсы, которые совместно с 60-градусным импульсом управления другого ключа той же фазы и формируют интервалы короткого замыкания в соответствующем плече инвертора.

На рисунке 5.3 приведена построенная в PSIM модель системы управления трехфазным АИТ, реализующая способ синусоидальной ШИМ. На рисунке 5.4 показаны временные диаграммы, поясняющие принцип формирования импульсов управления ключами АИТ. Отметим, что нумерация вентилях в трехфазном АИТ совпадает с нумерацией вентилях трехфазного мостового выпрямителя (см. рисунок 5.2 б).

Ниже приведены выражения, описывающие процедуру логической обработки сигналов с компараторов, необходимой для синтеза сигналов управления ключами (для примера) фазы *A*.

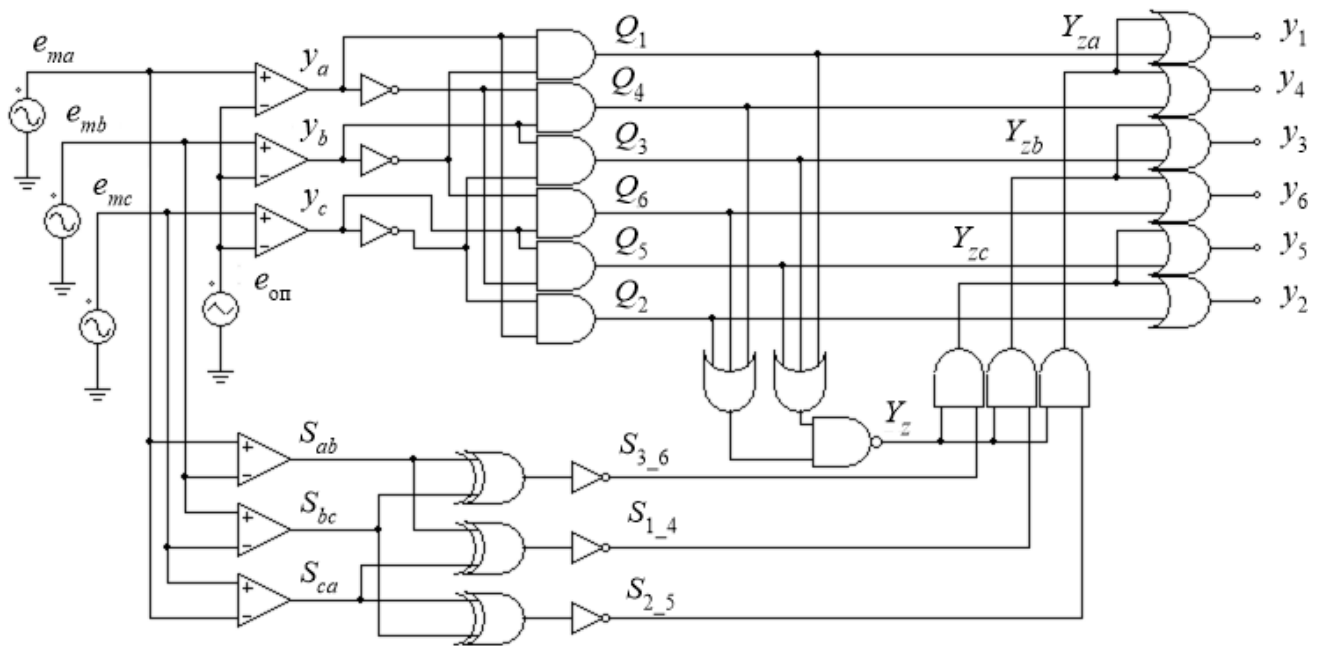


Рисунок 5.3 – Модель системы управления трехфазным АИТ с ШИМ

Исходные сигналы: $y_a, y_b, y_c, S_{ab}, S_{bc}, S_{ca}$ - сигналы с компараторов.

1 этап - построение модулей «полувольт выходного тока» фазы A :

$$Q_1 = y_a \cdot \overline{y_b}, \quad Q_4 = \overline{y_a} \cdot y_b.$$

2 этап – формирование селекторных импульсов фазы A (по 60 эл. град. в центре каждой полувольты) и импульсов нулевых пауз:

$$S_{2_5} = \overline{S_{ca} \otimes S_{bc}};$$

$$Y_z = \overline{(Q_1 + Q_3 + Q_5) \cdot (Q_2 + Q_4 + Q_6)}.$$

Индекс «2_5», в частности, обозначает селекторный сигнал с единичным состоянием в течение второго и пятого 60-градусного интервала на периоде выходной частоты. За начало отсчета взята нулевая точка периода выходного тока фазы A .

3 этап – выделение импульсов нулевых пауз для фазы A :

$$Y_{za} = Y_z \cdot S_{2_5}.$$

4 этап – ввод импульсов нулевых пауз в «полувольты выходного тока» фазы A , т.е. формирование импульсов управления первым и четвертым ключом АИТ:

$$Y_1 = Q_1 + Y_{za};$$

$$Y_4 = Q_2 + Y_{za}.$$

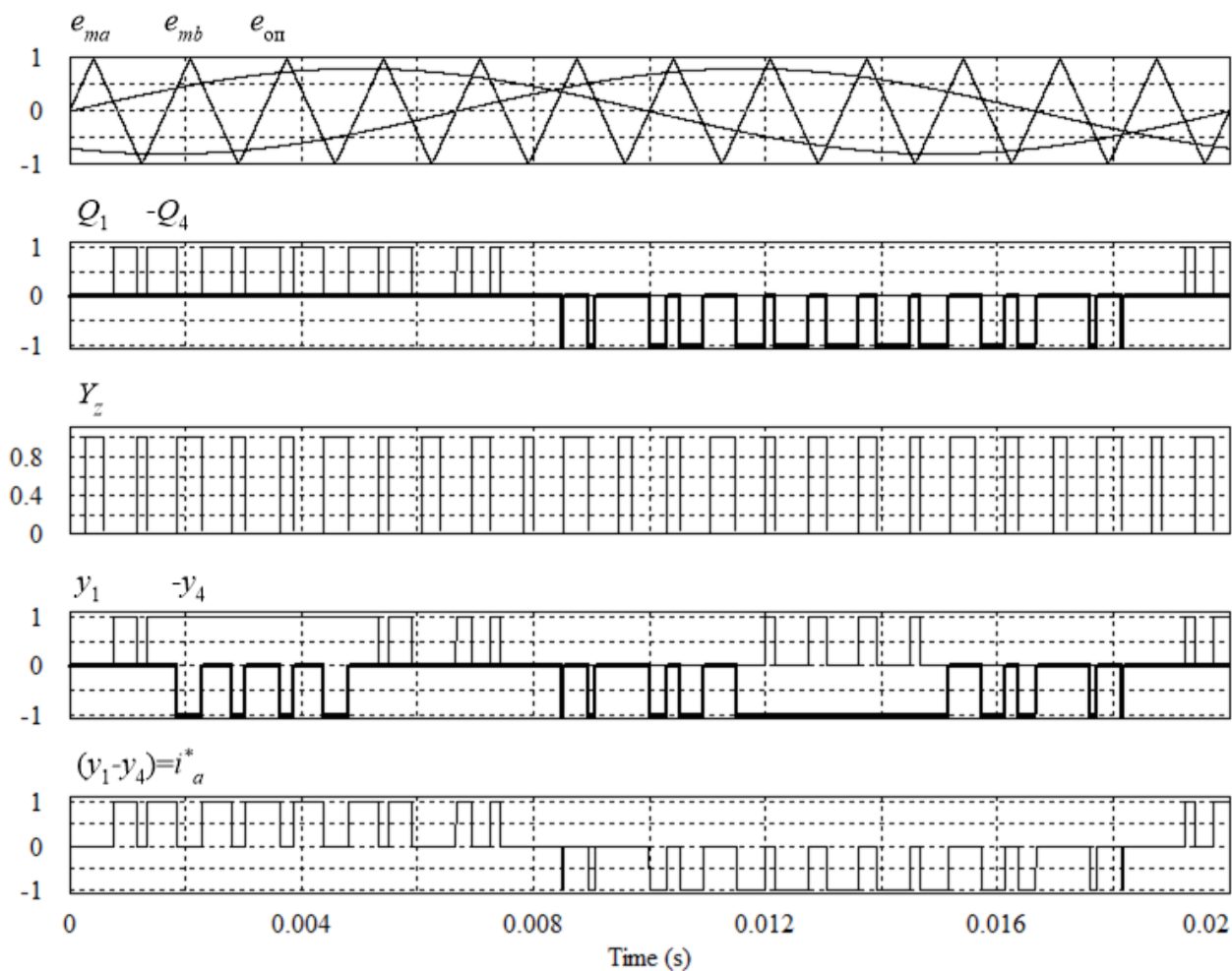


Рисунок 5.4 – Временные диаграммы, поясняющие формирование импульсов управления ключами трехфазного АИТ

На рисунке 5.4 импульсы Q_4 и y_4 , соответствующие отрицательной полуволне фазного тока выделены утолщенными линиями.

Как видно из рисунка, разность сигналов $(y_1 - y_4)$ качественно формирует выходной ток фазы A (i_a^*), что и было целью синтеза импульсов управления.

Приведенная выше логическая обработка и, соответственно, ее реализация в системе управления АИТ, основывается на методологии, приведенной в работе [72], но является более простым и более компактным вариантом.

Второй вариант синтеза импульсов управления ключами АИТ основан также на дуальности, которая, в частности, выражается в соответствии между состояниями автономных инверторов напряжения и тока. Аналогично АИН в инверторе тока тоже можно выделить коммутационные состояния: шесть активных и три

нулевых [211]. Активные состояния, по сути дела, формируют возможные пути прохождения тока источника через ключи инвертора тока и нагрузку, а нулевые формируют пути прохождения тока источника только через ключи инвертора посредством короткого замыкания в соответствующем плече, по которому и протекает ток источника, минуя нагрузку.

Отличие в общем числе коммутационных состояний между инвертором напряжения и тока обусловлено разным принципом работы ключей в этих преобразователях. В первом случае в каждом плече в произвольный момент времени замкнут (проводит ток) один из пары ключей. Соответственно имеем $2^3 = 8$ состояний. Во втором случае в каждой группе вентилях (положительной или отрицательной) в произвольный момент времени замкнут (проводит ток) один из трех ключей. Соответственно имеем $3^2 = 9$ состояний.

Активные состояния АИТ, также как и состояния АИН, можно представить на комплексной плоскости в виде векторов [44, 211]. Они показаны соответственно на рисунке 5.5 б и рисунке 5.5 а.

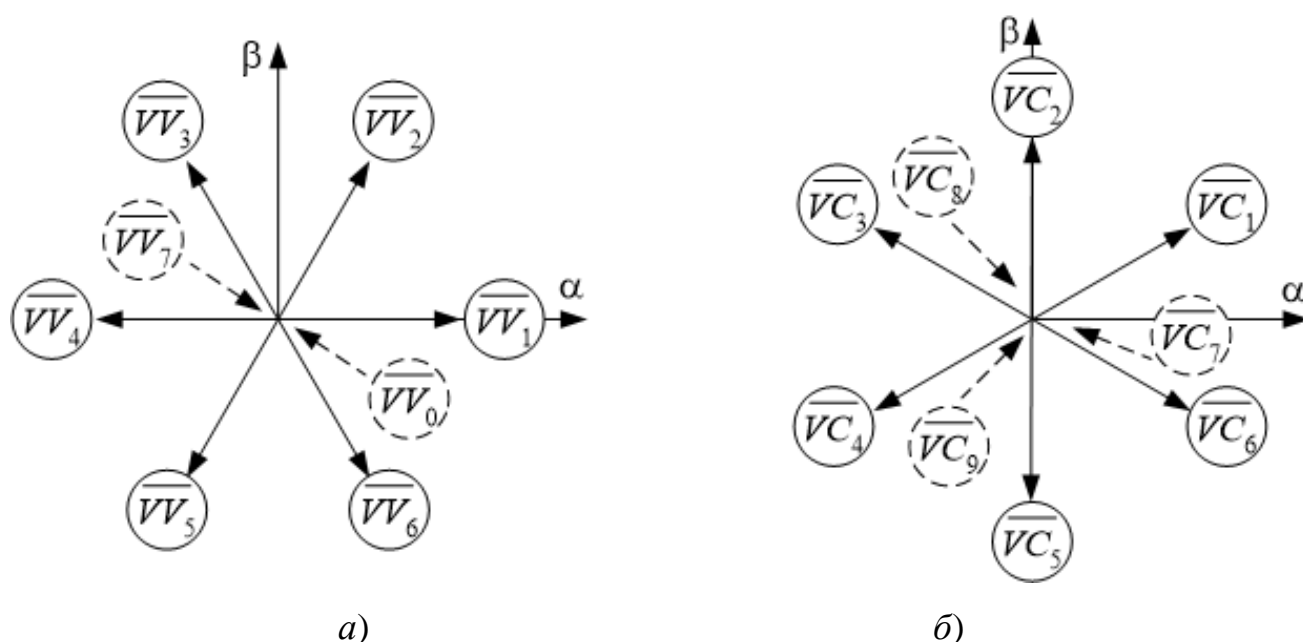


Рисунок 5.5 – Состояния пространственных векторов трехфазных инверторов напряжения (а) и тока (б) на комплексной плоскости

На указанных рисунках пунктиром обозначены нулевые вектора (состояния). Из рисунков также видно, что вектора тока \overline{VC}_i в АИТ опережают одинаковые по номеру вектора напряжения \overline{VV}_i в АИН на 30 эл. градусов.

В таблице 5.1 приведены характеристики векторов инвертора тока и напряжения, включая состояния ключей, эквивалентные схемы замещения, формируемые уровни напряжения/тока.

Таблица 5.1 – Характеристики векторов инвертора напряжения и тока

Инвертор напряжения				Инвертор тока				
\overline{VV}_i	$y_a y_b y_c$ ($S_1 S_3 S_5$)	Экв. сх. АИН	Напр-я $u_{ab}^* u_{bc}^* u_{ca}^*$	\overline{VC}_i	$S_1 S_2 S_3 S_4 S_5 S_6$	Экв. сх. АИТ	Токи $i_a^* i_b^* i_c^*$	\overline{V}_{ij}
\overline{VV}_1	1 0 0		1 0 -1	\overline{VC}_1	1 1 0 0 0 0		1 0 -1	\overline{V}_{ac}
\overline{VV}_2	1 1 0		0 1 -1	\overline{VC}_2	0 1 1 0 0 0		0 1 -1	\overline{V}_{bc}
\overline{VV}_3	0 1 0		-1 1 0	\overline{VC}_3	0 0 1 1 0 0		-1 1 0	\overline{V}_{ba}
\overline{VV}_4	0 1 1		-1 0 1	\overline{VC}_4	0 0 0 1 1 0		-1 0 1	\overline{V}_{ca}
\overline{VV}_5	0 0 1		0 -1 1	\overline{VC}_5	0 0 0 0 1 1		0 -1 1	\overline{V}_{cb}
\overline{VV}_6	1 0 1		1 -1 0	\overline{VC}_6	1 0 0 0 0 1		1 -1 0	\overline{V}_{ab}
\overline{VV}_7	0 0 0		0 0 0	\overline{VC}_7	1 0 0 1 0 0		0 0 0	\overline{V}_{aa}
\overline{VV}_8	1 1 1		0 0 0	\overline{VC}_8	0 0 1 0 0 1		0 0 0	\overline{V}_{bb}
				\overline{VC}_9	0 1 0 0 1 0		0 0 0	\overline{V}_{cc}

Пояснения к таблице:

- в колонке «Экв. сх. АИН» - изображены эквивалентные схемы подключения фаз нагрузки к положительной и отрицательной шинам источника (слева направо - фазы A, B, C);
- в колонке «Экв. сх. АИТ» - изображены эквивалентные схемы АИТ: тонкие направленные пунктирные линии обозначают направления токов через соответствующие ключи стоек (слева направо - стойки фаз A, B, C), короткие косые тонкие линии обозначают (по месту положения) стойки АИТ, ключи которых разомкнуты, утолщенные линии схематично отражают фазы нагрузки.
- в силу комплементарности работы ключей АИН в соответствующей колонке обозначены состояния только его верхних ключей.
- серым цветом выделены строки нулевых векторов инверторов.

Из таблицы видно, что одинаковые по номеру векторы АИН и АИТ формируют на выходе одинаковые относительные уровни (базовая величина - амплитуда параметра источника питания) генерируемых дуальных выходных величин $u_{i,(i+1)}^*$, i_i^* .

В последней колонке таблицы приведено предложенное обобщенное (или унифицированное) обозначение векторов состояний АИН и АИТ, которое, думается, к тому же является и более информативным. В обозначении векторов используются индексы фаз преобразователя (a, b, c). Хотя оно справедливо для обоих видов инверторов, в каждом случае оно имеет свой смысл. Для АИН обозначение подразумевает следующее. Рассмотрим это на примере вектора \overline{VV}_1 . Для него обобщенное обозначение \overline{V}_{ac} . Первая буква индекса обозначает первую букву положительно линейного напряжения u_{ab}^* , вторая буква - отрицательного линейного напряжения u_{ca}^* . При этом подразумевается, что оставшееся линейное напряжение u_{bc}^* равно нулю. Для вектора \overline{VC}_1 АИТ данное обобщенное обозначение показывает, токи каких фаз (ключей) инвертора обеспечивают непрерыв-

ность тока источника питания. А именно: первый индекс обозначает фазу положительного (вытекающего) тока (в данном случае тока i_a^*), а второй индекс фазу отрицательного (втекающего) тока (в данном случае тока i_c^*). При этом подразумевается, что оставшийся ток (i_b^*) равен нулю.

Использование предложенного обобщенного и мнемонического обозначения векторов имеет следующие достоинства:

- подчеркивает дуальность АИН и АИТ в названии состояний (векторов) преобразователей;
- позволяет однозначно идентифицировать состояния АИ независимо от нумерации вентиля, которая, по крайней мере, для АИТ может быть различной, в частности такой, как и для АИН (см. рисунок 5.2 а) [269, 270].

Примечание – В то же время, данное обобщенное обозначение в явном виде справедливо (понятно) для активных векторов обоих преобразователей и также для нулевых векторов АИТ: вытекание и втекание тока происходит в одной и той же фазной стойке. Например, вектор \bar{V}_{aa} означает, что ток источника замыкается в стойке фазы А. Для нулевых векторов АИН обобщенное обозначение уже менее корректно, тем более что в инверторе напряжения их не три, а два. Однако в обоснование применимости его и в этом случае можно сказать следующее. Обозначение \bar{V}_{aa} для АИН формально говорит о том, что напряжение u_{ab}^* является одновременно и положительным и отрицательным. С математической точки зрения это возможно только в том случае, если какая-то величина равна нулю. Кроме того, в математике есть обозначение 0^- (при подходе к нулю из отрицательной области) и 0^+ (при подходе к нему из положительной области). Так образом, привлекая к этому вопросу информацию из математики, можно сказать: обозначение \bar{V}_{aa} показывает, что линейное напряжение u_{ab}^* равно нулю. При этом выше подразумевалось, что оставшиеся напряжения (не входящие в индексы), т.е. в данном случае u_{bc}^* и u_{ca}^* , равны нулю. То же самое можно сказать и о векторах \bar{V}_{bb} и \bar{V}_{cc} . Итак, получается, что обобщенный вектор состояний с одинаковыми индексами для АИН также обозначает нулевой вектор, правда, в отличие от других приведенных выше случаев, без информации о том, каким образом данный вектор сформирован.

Таким образом, повторимся, между векторами (состояниями ключей) АИН и АИТ, формирующими на выходе одинаковые уровни генерируемых дуальных выходных величин, есть однозначная, унифицированная связь. Следовательно, для синтеза импульсов управления ключами АИТ при реализации того же способа ШИМ можно использовать таблицы соответствия «состояние (ключей) АИН - состояние (ключей) АИТ». Однако и при этом также неопределенной остается про-

блема формирования нулевых пауз в выходном токе АИТ, т.е. выбор нулевых векторов в последовательности состояний. Использование в таком выборе принципа «минимум коммутаций» (при переходе из активного состояния в нулевое состояние) здесь не приводит к однозначности. Особенностью работы АИТ (см. таблицу 5.1) является то, что переход от активного вектора в нулевой можно произвести двумя способами, причем всегда одной коммутацией: или в положительной или в отрицательной группе вентилях. В этом случае, в частности, можно поступать точно также как и в первом варианте синтеза: вводить нулевые вектора в центральной трети полувольт последовательностей состояний АИТ. При этом за счет слияния импульсов, как было сказано выше, обеспечивается минимальное число коммутаций. Данный подход иллюстрирован рисунком 5.6, где представлена модель системы управления с использованием табличного варианта синтеза импульсов управления ключами АИТ, реализованная в PSIM.

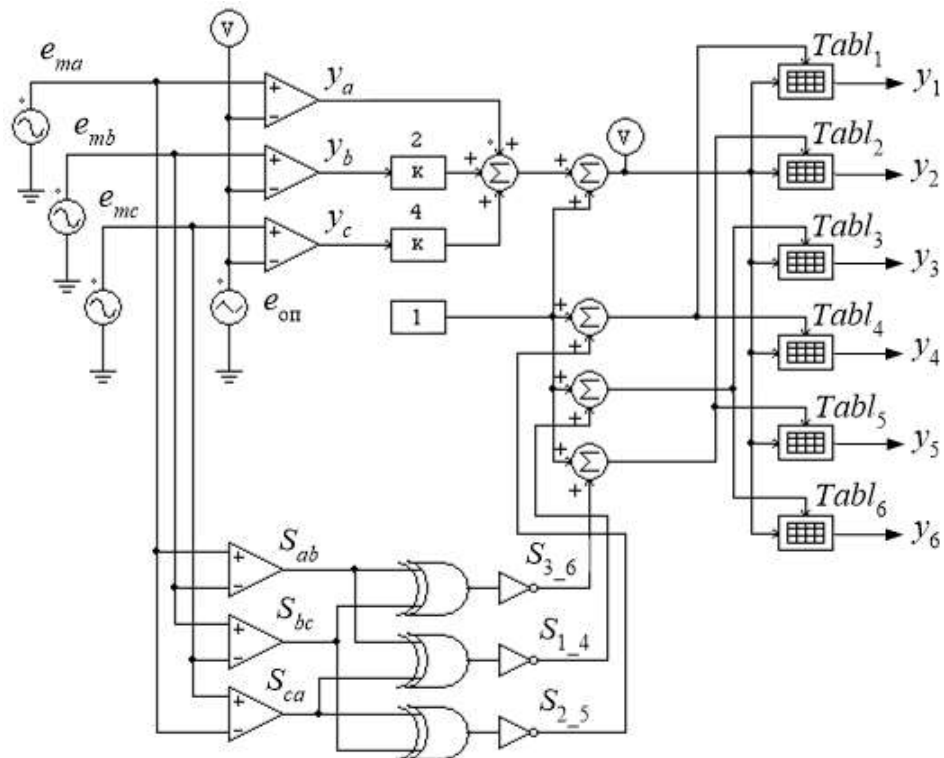


Рисунок 5.6 – Модель системы управления АИТ на основе табличного варианта синтеза импульсов управления ключами

Размерность таблиц $Tabl_1 \div Tabl_6 - 8 \times 2$, число строк определяется числом векторов АИН, а число столбцов - двум интервалам работы: «вне 60-градусной зоны» и «внутри 60-градусной зоны». Работа столбцов иницируется соответствующим уровнем 60-градусных сигналов S_{2_5} , S_{1_4} и S_{3_6} : уровень «1» – первая колонка, уровень «2» – вторая колонка (см. таблицу 5.2). Серым цветом в таблице выделены строки нулевых векторов АИН. Выходные сигналы двумерных таблиц и представляют собой синтезированные импульсы управления $y_1 \div y_6$ соответственно ключами $S_1 \div S_6$ АИТ.

Примечания

1. Если вторые колонки таблиц иницировать другими 60-градусными импульсами (поменять их между фазами), то, как показал компьютерный эксперимент, число коммутаций в АИТ возрастет на треть.

2. Схема на рисунке 5.6, реализующая табличный вариант синтеза импульсов управления ключами АИТ, отражает особенность реализации в программе PSIM двумерных таблиц. На практике схема будет гораздо проще. Она, например, может быть построена на одной микросхеме постоянного запоминающего устройства с минимальной конфигурацией 6×6 [271]. При этом на адресные входы должны подаваться сигналы y_a, y_b, y_c и $S_{2_5}, S_{1_4}, S_{3_6}$, а с выхода сниматься синтезированные импульсы управления $y_1 \div y_6$.

Таким образом, выше описаны два варианта синтеза импульсов управления ключами АИТ при реализации способов ШИМ. При этом необходимо отметить, что в обоих вариантах процедура реализации не зависит от особенностей способа ШИМ, т.к. при скалярном представлении все особенности способов ШИМ уже заключены в сигналах, которые являются исходными для обоих вариантов синтеза. Поэтому для синтезированных в данной работе способов ШИМ также применимы рассмотренные выше два варианта реализации ШИМ в СУ АИТ.

Реализация СШИМ в АИТ с помощью таблиц соответствия является более компактным, простым и универсальным вариантом. Он также применим и в случае реализации ШИМ в векторном представлении. Тем более эти достоинства должны проявляться в системах управления многофазными и многоуровневыми топологиями АИ [25, 26, 50, 51, 68, 198, 199, 272]. Эффективность табличного метода в настоящей работе проиллюстрирована реализацией систем управления трехфазными двухуровневыми инверторами тока, управляемыми синтезированными способами ШИМ (см. временные диаграммы в приложении В), а также синтезом им-

пульсов управления пятифазным АИТ, процедура которого подробно описана в Приложении Г.

Подводя итог данному разделу, можно сказать следующее. Система управления автономным инвертором предназначена для генерирования выходной переменной посредством формирования последовательности и длительности его состояний, которые, в свою очередь, формируют на выходе импульсы определенной длительности и амплитуды. Одноименные активные вектора-состояния формируют в инверторах одинаковые формы выходных дуальных переменных (см. рисунок 5.5 и таблицу 5.1). Последовательность состояний у АИН и АИТ, управляемых одним и тем же программным способом ШИМ, одни и те же, амплитуды и длительности выходных импульсов (дуальных переменных) одни и те же, только в первом случае это импульсы напряжения, а во втором - тока. Таким образом, основные процессы по реализации ШИМ в СУ АИН и АИТ, включая на качественном уровне и систему регулирования, одинаковы, что определяет **общность инверторов и с точки зрения управления**. Поэтому подходы и средства реализации ШИМ в этих системах управления могут (и должны) быть одними и теми же, т.е. унифицированными.

Отличие в работе СУ имеет место только на ее заключительном этапе - при синтезе импульсов управления, реализующих текущее состояние конкретного инвертора, что довольно просто реализовать двумя (в глобальном плане) таблицами соответствия: «состояние АИ - импульсы управления АИН» и «состояние АИ - импульсы управления АИТ». Этот подход, в частности, хорошо сочетается с векторным управлением (в неподвижных или вращающихся координатах) электроприводов и систем генерирования электрической энергии, где результатом работы системы регулирования являются амплитуда и угловое положение результирующего вектора выходной переменной инвертора [273-275].

Такой обобщенный взгляд на АИН и АИТ позволит создавать унифицированные системы управления автономными инверторами (по крайней мере, в рамках одной топологии с точки зрения числа уровней в выходной переменной), в которых изменяемой частью будут только упомянутые выше таблицы соответствия.

Примечание – Естественно, что данные рассуждения справедливы для управления инверторами с помощью идеальных ключей. Такие вопросы как мертвое время при управлении ключами одной фазы АИН или небольшое наложение длительностей импульсов управления ключами одной группы АИТ и пр. здесь опущены

Кроме выше сказанного можно отметить следующее. Табличный вариант синтеза импульсов управления ключами автономных инверторов также хорошо стыкуется с наиболее распространенной сегодня, микропроцессорной реализацией систем управления преобразователями, что тоже говорит в его пользу.

В силу того, что микропроцессорная реализация имеет свои особенности, в следующем разделе представлен краткий теоретический материал, позволяющий понять используемые в дальнейшем инженерные программно-аппаратные подходы. Он ориентирован на управления АИН, но, в силу сказанного выше, этот материал в полной мере справедлив и для управления инвертором тока.

5.2 Принципы микропроцессорной реализации программных способов ШИМ

Появление в 1971 г. прошлого века микропроцессора (МП) [276] ознаменовало собой начало новой эры в области вычислений, измерений и управления. Такие возможности микропроцессорной техники, как малое потребление мощности, небольшие размеры, гибкость и универсальность, сделали ее популярной в различных областях применения, в частности в управлении устройствами силовой электроники, как за рубежом, так и в нашей стране.

Обзор развития микропроцессорной техники и ее использование в СЭ прошлого века подробно освещены в обзорах [277-283]. Причем они касаются как управления собственно преобразователем, так и электродвигателем, как наиболее распространенным и наиболее сложным видом нагрузки для ПП.

Новым этапом в микропроцессорном управлении инверторными электроприводами стало появление на рынке электронных компонентов новой слаботочной элементной базы. Во-первых, к ней относятся специализированные микроконтроллеры семейства «Motion Control», ориентированные на управление трехфазным автономным инвертором напряжения, работающим в составе электропри-

вода [276, 284, 285], во-вторых, - цифровые сигнальные процессоры и цифровые сигнальные контроллеры [286-290]. Последние позволили относительно просто реализовать векторное управление двигателем переменного тока, а также использовать в управлении приводами методы из современной теории управления (оптимальное управление, адаптивное управление, фильтры Кальмана, управление с наблюдателем состояния и т.д.) [287-289] и методы из области искусственного интеллекта (нечеткая логика, нейронные сети) [20-24].

Однако поскольку данная глава посвящена реализации синтезированных способов программного управления АИН с ШИМ, то вопросы, связанные с управлением электроприводом в целом, далее рассматриваться не будут.

Основы микропроцессорного программного управления трехфазным АИН, прежде всего, были разработаны в работах *Bowes S.R.*, в частности в [291, 292]. Среди отечественных работ следует упомянуть статьи [293-295]. Кроме того, в данном направлении интенсивно работали специалисты кафедры «Промышленная электроника» (ныне кафедра «Электроника и электротехника») Новосибирского электротехнического института (ныне Новосибирский государственный технический университет), чьи результаты нашли свое отражение в статьях [231, 273-274, 282, 296-303], а также в написанном автором учебном пособии [220, 304]. В последнем обобщены и в сжатом виде представлены основные принципы микропроцессорной реализации способов управления как полупроводниковыми преобразователями вообще, так и АИН с ШИМ в частности. Рассмотрим кратко упомянутые принципы, т.к. они в дальнейшем будут использованы.

5.2.1 Особенности полупроводникового преобразователя как объекта управления и микропроцессора как средства управления

С точки зрения управления (регулирования) полупроводниковый преобразователь и микропроцессор имеют следующие особенности.

1) Полупроводниковый преобразователь как элемент системы регулирования имеет следующую главную особенность [277, 278, 283, 304]: он представляет

собой **дискретную, импульсную систему**. Интервал дискретности может быть различным. Например, в управляемом выпрямителе и непосредственном преобразователе частоты в зависимости от числа фаз (пульсности) схемы это может быть 180° , 120° , 60° и т. д. Во временной области интервал дискретности зависит еще от частоты сети, которая обычно составляет 50 Гц, 60 Гц, 400 Гц. В автономных инверторах напряжения и тока с ШИМ интервал дискретности определяется частотой опорного сигнала, которая варьируется в широких пределах и, в частности, может достигать десятков кГц.

2) В этом же контексте важнейшей особенностью микропроцессорных средств является следующее. Микропроцессор, как известно, по принципу своей работы является **последовательным** устройством. Все операции (команды), необходимые для реализации алгоритмов управления, в нем выполняются последовательно, друг за другом, в соответствии с выполняемой программой. Следовательно, по быстродействию микропроцессорная система управления (МПСУ) принципиально проигрывает аналоговым и цифровым системам, являющимся в этом смысле **параллельными** устройствами. Иными словами, в МПСУ от начала съема и анализа входной информации до выдачи (еще в цифровом коде) управляющего сигнала проходит время, которое называется **временем задержки расчета алгоритма**, т.е. здесь, так же как и в ПП, наблюдается свойство дискретности, но **дискретности управления**.

Упомянутые выше особенности ПП и МП являются основой для формирования главного принципа микропроцессорного управления полупроводниковым преобразователем, который заключается в следующем: **задержка расчета алгоритма, реализуемого микропроцессором, должна быть «привязана» к интервалу дискретности работы ПП**. В пределах интервала дискретности ПП не управляем, следовательно, в течение этого времени в МПСУ может происходить расчет алгоритма управления, не вызывая нарушения в работе ПП. Т.е. работа МП синхронизируется с работой полупроводникового преобразователя.

5.2.2 Основные требования, предъявляемые к МПСУ полупроводниковым преобразователем

Анализ работы ПП [60], рассмотрение его роли в структурной схеме энергетической системы, в которой он функционирует, позволяют сформулировать **основные требования**, или функции, которые должна выполнять МПСУ преобразователем и/или всей электротехнической установкой. К ним обычно относят следующее [220, 282, 288, 304]:

- **функция мониторинга:** считать с соответствующих датчиков электрические и механические параметры (напряжение, ток, положение, скорость, ускорение, момент, силу, температуру и т. д.), произвести их первичную обработку (фильтрацию, нормализацию и т. д.) и преобразовать с помощью аналого-цифрового преобразователя в двоичный код;
- **функция регулятора:** по вектору задающих сигналов и вектору сигналов обратной связи сформировать, согласно реализуемым алгоритмам, управляющее воздействие (в виде цифрового кода) на ПП;
- **функция модулятора:** преобразовать управляющий сигнал во временной интервал (фазу), задающий момент коммутации вентиля ВП;
- **функция алгоритмического распределения:** сформировать слово состояния вентиля, согласно заданному алгоритму переключения, для каждого из модулированных по длительности временных интервалов.

С точки зрения программного управления АИН важнейшими из перечисленных функций являются функция модулятора и функция алгоритмического распределения.

Можно отметить, что функция алгоритмического распределения и является той единственной, среди перечисленных выше, задачей, которая по-разному реализуется в системах управления (микропроцессорных и аналоговых) автономными инверторами напряжения и тока.

5.2.3 Реализация в МПСУ функции модулятора

Преобразование цифрового кода во временной интервал (функция модулятора) возможно как программным, так и аппаратным способом. В современных МПСУ формирование временных интервалов производится только аппаратным способом – с помощью программируемых таймеров, оставляя микропроцессору возможность выполнения более сложных, интеллектуальных задач управления.

ШИМ, согласно определению, представляет собой процесс формирования импульсов одинаковой частоты (периода), и, в общем случае, регулируемой длительности. Ее реализация, в свою очередь, в МПСУ возможна двумя аппаратными вариантами: либо таймерным способом, либо компараторным. В первом случае в экстремальных точках опорного сигнала отдельным таймером генерируются запросы на прерывание. В подпрограммах обслуживания данных запросов в режиме вычитания запускается таймер, который последовательно формирует длительности паузы и импульса на периоде опорного сигнала [291, 292, 296]. При этом новые состояния ШИМ-импульсов при обнулении указанного таймера формируются автоматически или программно в зависимости от возможностей аппаратуры [283, 296].

Во втором случае в цифровом виде реализуется традиционный метод формирования ШИМ-импульсов из аналоговой техники: опорный сигнал сравнивается с модулирующим сигналом в компараторе. При этом в качестве опорного сигнала выступает двоичный счетчик, работающий либо в суммирующем режиме (односторонняя ШИМ), либо в реверсивном режиме (двусторонняя ШИМ). В качестве генератора модулирующего сигнала выступает регистр, в который записывается цифровой код текущей амплитуды модулирующего сигнала. Далее цифровые коды счетчика и регистра сравниваются в цифровом компараторе, формирующем на выходе ШИМ-импульсы. Данный набор цифровых компонентов традиционно входит в состав таймерных модулей, обладающих каналом или функцией **выходного сравнения и/или ШИМ** [276, 284, 305].

В настоящее время второй способ является наиболее распространенным. В частности, именно он реализован в микроконтроллерах класса «Motion Control»

[276, 284, 305]. В них обязательным компонентом является специализированный трехканальный ШИМ-модуль, который наряду с генерированием ШИМ-импульсов выполняет целый ряд сервисных задач, необходимых при управлении трехфазным АИН. К сервисным задачам относятся: формирование регулируемого мертвого времени в комплементарных парах импульсах, задание нужной полярности выходных сигналов и их усиление по току для упрощения связи с драйверами силовых транзисторов, отключение выходных сигналов (перевод в z-состояние) по внешнему сигналу защиты и т.д. [276, 284, 305].

Дальнейшее развитие специализированные ШИМ-модули получили в цифровых сигнальных контроллерах [20, 21, 306, 307]. Во-первых, их стало больше на кристалле, что позволяет управлять либо множеством инверторов в многодвигательных электроприводах, либо одновременно управлять как активным выпрямителем, так и автономным инвертором в преобразователях частоты. Во-вторых, в них к внутреннему тактированию и заданию направления счета двоичных счетчиков таймерных модулей добавилось внешнее тактирование и внешнее задание направления счета. И в-третьих, в специализированных ШИМ-модулях появилась возможность реализации, помимо непрерывных способов, способов дискретной ШИМ (или, как говорится в технической документации, способов векторной ШИМ с уменьшенным на треть числом коммутаций) для управления трехфазными АИН.

Для всех способов ШИМ помимо опорного сигнала, который реализуется довольно просто двоичным счетчиком, необходимым компонентом является модулирующий сигнал, реализация которого обсуждается в следующих разделах.

5.2.4 Развертывание модулирующего сигнала по амплитуде

Параметры модулирующего сигнала задают основные выходные характеристики инвертора: частоту и амплитуду первой гармоники, спектральный состав и т.д. Поэтому при разработке микропроцессорной (как и в любой другой) системы управления АИН важной задачей является формирование качественного модулирующего сигнала с соблюдением всех предъявляемых к нему (часто довольно

жестких) требований. К ним можно отнести безынерционное регулирование в широких пределах амплитуды и частоты сигнала, симметрию между фазами, отсутствие постоянной составляющей и гармонических искажений и т.п. Реализация всех этих требований часто выливается в серьезную проблему.

Микропроцессорная (т.е. цифровая) реализация модулирующего сигнала, с одной стороны, упрощает выполнение многих требований, а с другой – ухудшает свойства сигнала. И это, прежде всего, касается **невозможности непрерывного формирования синусоидального сигнала** во времени. Цифровые устройства – это дискретные по времени и амплитуде устройства (пусть даже интервал дискретности мал), и, соответственно, дискретный характер имеют формируемые ими временные функции. Простейшим примером цифровой реализации аналоговых устройств является двоичный счетчик, выходной цифровой код которого меняется по линейному закону с дискретностью во времени, определяемой периодом входных тактирующих импульсов. Таким образом, двоичный счетчик представляет собой цифровой аналог устройства с линейно изменяющимся выходным напряжением (например, генератора опорного сигнала).

Если графически изобразить выходной цифровой код счетчика на временной оси, то он будет иметь вид **ступенчатой функции**, амплитуда и длительность ступенек которой постоянны. Это относится и к любой непрерывной временной переменной: **в МПСУ непрерывный сигнал заменяется соответствующей ступенчатой функцией.**

В общем случае минимальная дискретность по амплитуде определяется разрядностью шины данных микропроцессора, а во времени – периодом тактовых импульсов цифрового устройства, формирующего заданную временную функцию. В МПСУ, как правило, не добиваются минимально возможной дискретности во времени для генерируемых сигналов, в частности для модулирующего сигнала. Дискретизацию по этой координате, как было показано выше (соответственно главному принципу микропроцессорного управления устройствами силовой электроники) стараются «привязать» к процессам, протекающим в объекте управления. В МПСУ

полупроводниковым преобразователем дискретизацию какой-либо переменной по времени совмещают с периодом дискретности работы этого преобразователя (или интервалом повторения).

Как эта «привязка» делается применительно к модулирующему сигналу в МПСУ АИН, мы поясним позже, а сейчас приведем математическое описание ступенчатой аппроксимации синусоидального сигнала. Заметим, что приведенная ниже методика справедлива для любого непрерывного сигнала.

Ступенчатая аппроксимация, в частности синусоидального, сигнала бывает двух видов: с постоянным приращением амплитуды (ΔS) и с постоянной длительностью (τ) ступеньки [34]. Первый вид аппроксимации синусоидального сигнала обычно используется в силовых устройствах (полупроводниковый преобразователь переменного напряжения с равномерными отпайками трансформатора), а второй вид – в системах управления (см. рисунок 5.7).

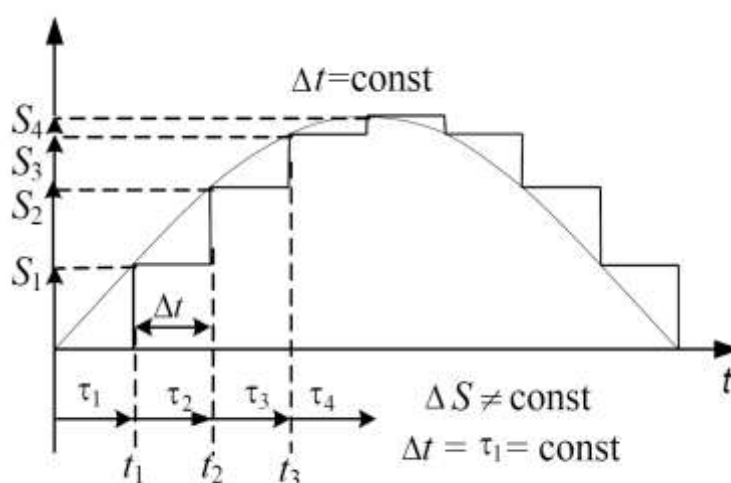


Рисунок 5.7 – Ступенчатая аппроксимация непрерывного синусоидального сигнала с постоянной длительностью ступеньки

Для реализации указанного вида аппроксимации период синусоидального сигнала разбивается на $N_{\text{СТ}}$ одинаковых интервалов-ступенек, каждому из которых соответствует своя амплитуда, которая может быть определена, как минимум, тремя способами [34]. Так, на рисунке 5.7 амплитуда ступеньки равна значению синуса в начале длительности ступеньки. Возможны и другие варианты. Во всех

случаях источником «информации» об амплитуде ступеньки является исходный непрерывный сигнал. Однако первая гармоника ступенчатой функции может отличаться от исходного сигнала, как по фазе, так и по амплитуде. Этим недостатком не обладает способ аппроксимации, представленный на рисунке 5.8. Его суть заключается в том, что амплитуда каждой ступеньки равна значению синуса в середине длительности соответствующей ступеньки. Помимо всего прочего данный способ при том же количестве ступенек обеспечивает большую точность аппроксимации [34]. В дальнейшем будем использовать именно этот способ аппроксимации.

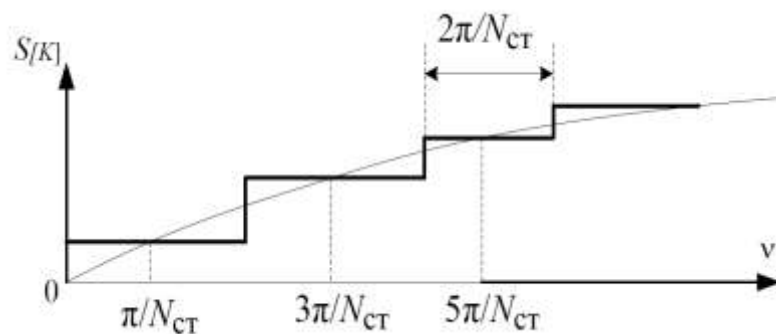


Рисунок 5.8 – Определение амплитуд ступенек

Формула для ступенчатой аппроксимации синусоидального сигнала, т.е. формула, определяющая амплитуды ступенек ступенчатого синусоидального сигнала в зависимости от их номера, имеет следующий вид [220]:

$$S_{[K]} = \sin \frac{\pi}{N_{\text{ст}}} \cdot (2K + 1) \quad (5.1)$$

где $N_{\text{ст}}$ - число ступенек на периоде аппроксимируемого сигнала;

K - текущий номер ступеньки, причем $K = \overline{0, (N_{\text{ст}} - 1)}$.

Аналогичные выражения можно вывести и для других непрерывных сигналов.

Примечание – Синус суть функция времени. Но в нашем случае ступенчатый синусоидальный сигнал зависит только от K , т.е. номер ступени играет роль времени. Причем это время дискретно. Зависимость функции от дискретного времени – характерное свойство цифровых, микропроцессорных (и вообще любых дискретных) систем.

В выражении (5.1) синусоидальный сигнал изменяется традиционно в диапазоне от -1 до +1. Для микропроцессорной реализации синусоидальной ШИМ такого

представления амплитуды модулирующего сигнала недостаточно, он, как и все остальные сигналы, должен быть представлен в цифровых кодах. Для выполнения этого условия исходят из очевидного положения о реализации ШИМ: модулирующий сигнал по амплитуде должен разворачиваться в области существования опорного сигнала. Таким образом, для формирования модулирующего сигнала в цифровых кодах предварительно необходимо определить диапазон изменения состояния (или, говорят, формат) двоичного счетчика, реализующего опорный сигнал.

Данный параметр определяется требованиями, предъявляемому к способу ШИМ в целом и к опорному сигналу в частности (форма, диапазон изменения частоты, требуемая точность формирования), а также возможностями таймерных модулей (разрядность двоичного счетчика, возможный набор коэффициентов деления тактового сигнала, источники тактирования и т.д.) [220, 296, 305-307]. В любом случае выбирается какой-то определенный, базовый режим работы опорного сигнала, относительно которого вычисляется его формат и производится расчет модулирующего сигнала.

В способах ШИМ опорный сигнал, помимо формы (пилообразная или треугольная), характеризуется полярностью (биполярный, униполярный). Униполярный опорный сигнал используется в ряде способов управления двухфазными и трехфазными АИН [42, 220, 230], к ним, в частности, относится и синтезированный в главе 3 способ СШИМ_{С1}.

В процессе счета состояние двоичного счетчика всегда меняется от нуля до некоторого заданного максимально возможного числа, которое записывается в регистр периода счетчика. Обозначим его N_{\max} . Это число определяет область существования двоичного счетчика – цифрового аналога опорного сигнала. Соответственно оно определяет и область существования модулирующего сигнала при его максимальной величине (глубине модуляции $M=1$). Для биполярного и униполярного опорных сигналов выражения для амплитуды K -й ступеньки модулирующего сигнала соответственно имеют вид [220], представленный в таблице 5.3.

Таблица 5.3 – Формулы расчета амплитуд ступенек модулирующего сигнала

Полярность опорного сигнала	Положительная полуволна модулирующего сигнала ($K = 0, (N_{\text{СТ}}/2 - 1)$)	Отрицательная полуволна модулирующего сигнала ($K = N_{\text{СТ}}/2, (N_{\text{СТ}} - 1)$)
Биполярный	$N_{m[K]} = \frac{N_{\text{max}}}{2} + M \frac{N_{\text{max}}}{2} S_{[K]} $	$N_{m[K]} = \frac{N_{\text{max}}}{2} - M \frac{N_{\text{max}}}{2} S_{[K]} $
Униполярный	$N_{m[K]} = M \cdot N_{\text{max}} S_{[K]} $	$N_{m[K]} = N_{\text{max}} - M \cdot N_{\text{max}} S_{[K]} $

Примечание - Величина $N_{\text{СТ}}$, для обеспечения симметрии по полуволнам, должна быть четным числом, а для обеспечения симметрии между фазами в трехфазном АИН, дополнительно должна быть кратной трем.

Важной особенностью выражений, приведенных в таблице 5.3, является то, что при расчете амплитуд ступенек обеих полувольт модулирующего сигнала используется модуль аппроксимированного модулирующего сигнала $|S_{[K]}|$. Это позволяет реализовать расчет, как на языке Си, так и на языке ассемблер, в котором отсутствует команда умножения со знаком. Отметим, что написание программы или ее фрагмента на языке ассемблер иногда используется в программном обеспечении МПСУ для ускорения процедуры расчета.

На первый взгляд странное выражение для отрицательной полуволны модулирующего сигнала при униполярном опорном сигнале реализует так называемую «программную инверсию» импульсов управления [220], позволяя тем самым обойти невозможность у ШИМ-модулей менять полярность выходных сигналов в процессе работы.

Еще одно следствие из приведенных выражений заключается в следующем. Значение аппроксимированного модулирующего сигнала $|S_{[K]}|$ в МПСУ, как правило, рассчитывается заранее (офлайн), т.к. число ступенек на периоде модулирующего сигнала не меняется, а само вычисление синуса – времяемкий процесс и производится с использованием разложения в ряд [234]. Число N_{max} тоже, как правило, является величиной постоянной. В силу этих обстоятельств заранее рас-

считанные амплитуды ступенек модуля эталонного модулирующего сигнала для $M = 1$ записываются в программное обеспечение МПСУ в качестве констант в специальную таблицу (таблицы). Расчет значений для данных таблиц производится для биполярного опорного сигнала по формуле

$$N'_{m[K]} = N_{\max} |S_{[K]}| / 2 \quad (5.2)$$

а для однополярного опорного сигнала по формуле

$$N'_{m[K]} = N_{\max} |S_{[K]}| \quad (5.3)$$

При формировании модулирующего сигнала во времени (с учетом регулирования амплитуды выходного напряжения АИН), выбираемые из таблицы амплитуды ступенек, умножаются на код глубины модуляции и далее используются для расчета амплитуды текущей ступеньки модулирующего сигнала.

Отметим, что $|S_{[K]}|$ определяется выражением (5.1) только для синусоидальной ШИМ. Для более сложной формы модулирующего сигнала, используемой, например, в способах СШИМ с вводом сигнала нулевой последовательности, выражение соответственно будет иное. Для некоторых таких способов ШИМ выражения для ступенчатой аппроксимации модулирующего сигнала приведены в [220].

Для извлечения требуемой текущей ступеньки эталонного модулирующего сигнала из таблицы необходимо иметь счетчик номеров ступенек, который тем или иным образом должен модифицироваться в процессе работы, что отражено в следующем разделе.

В МПСУ трехфазным АИН взаимодействие программы с таблицей ступенек эталонного модулирующего сигнала при формировании ШИМ может быть реализовано двумя вариантами: «три таблицы - один счетчик» или «одна таблица - три счетчика» [220]. В первом случае для каждой фазы в память МПСУ записывается своя таблица эталонного модулирующего сигнала, в каждую из которых занесены одинаковые значения, но с соответствующим фазовым сдвигом, и используется общий счетчик номеров ступенек. Во втором случае в память МПСУ записывает-

ся одна общая таблица эталонного модулирующего сигнала, и используются три счетчика номеров ступенек, начальные значения которых также задаются с учетом требуемого фазового сдвига. Текущее значение в каждом из счетчиков и определяет число из общей таблицы эталонного модулирующего сигнала, которое соответствует амплитуде текущей ступеньки соответствующей фазы. Наиболее рациональным является второй из описанных выше вариантов.

Все выше сказанное определяет процедуру формирования модулирующих сигналов только по амплитуде.

5.2.5 Развертывание модулирующего сигнала во времени

Вопрос развертывания модулирующего сигнала во времени подробно рассмотрен в [220]. Этот процесс в большинстве случаев в качестве элементарной временной единицы, на основе которой «строится» период модулирующего сигнала и, соответственно, выходного напряжения, использует период или половину периода опорного сигнала, формируемого в МПСУ двоичным счетчиком. Чаще всего при реализации ШИМ применяют треугольный опорный сигнал, который формирует двустороннюю ШИМ, обеспечивающую лучшее качество выходного напряжения. Поэтому далее будем ориентироваться на данную форму опорного сигнала и на эквивалентный ему двоичный реверсивный счетчик.

В зависимости от особенностей реализации ШИМ развертывание модулирующего сигнала во времени может быть синхронным или асинхронным. Остановимся на синхронном - наиболее простом и понятном. Он заключается в том, что начала всех ступенек модулирующего сигнала синхронизируются с экстремальными точками опорного сигнала, т.е. с состояниями соответствующего таймера-счетчика. Синхронизация осуществляется формированием указанным таймером-счетчиком сигналов прерывания по обнулению и/или по периоду. В последнем случае запрос на прерывание формируется, когда текущее значение двоичного счетчика достигает величины N_{\max} .

В предыдущем разделе говорилось о ступенчатой аппроксимации модулирующего сигнала, о дискретном времени, которое выражается дискретной переменной K , о счетчике ступенек. Исходя из всего этого, можно сделать вывод, что развертывание модулирующего сигнала во времени, в конечном итоге, просто сводится к процедуре модификации состояния счетчика номеров ступеней [220]. В рассматриваемом синхронном варианте этот процесс реализуется путем подсчета сигналов прерывания от таймера-счетчика, реализующего опорный сигнал.

Кроме того, модификация состояния счетчика номеров ступеней зависит от соотношения величины кратности K_p и числа ступенек $N_{ст}$. Введем переменную, определяемую как:

$$p = \frac{\tau_{ст}}{T_{оп}} = \frac{T_M}{T_{оп} \cdot N_{ст}} = \frac{K_p}{N_{ст}}, \quad (5.4)$$

где $\tau_{ст}$ - длительность ступеньки модулирующего сигнала;

$T_{оп}$, T_M – период соответственно опорного и модулирующего сигналов.

С точки зрения величины p практически возможны три ситуации:

- ступеньке модулирующего сигнала соответствует своя наклонная сторона опорного сигнала (несимметричная регулярная выборка, $p=0.5$). Программный счетчик сигналов прерывания от таймера по нулю и периоду есть в то же время счетчик номеров ступенек;
- ступенька модулирующего сигнала соответствует период опорного сигнала (симметричная регулярная выборка, $p=1$). Программный счетчик сигналов прерывания от таймера по одной экстремальной точке опорного сигнала (нулю или периоду) и есть счетчик номеров ступенек;
- на ступеньке модулирующего сигнала укладывается целое число периодов опорного сигнала (p – целое число).

Две последние ситуации изображены на рисунке 5.9, где $N_{Т/С}$ - состояние двоичного счетчика таймера.

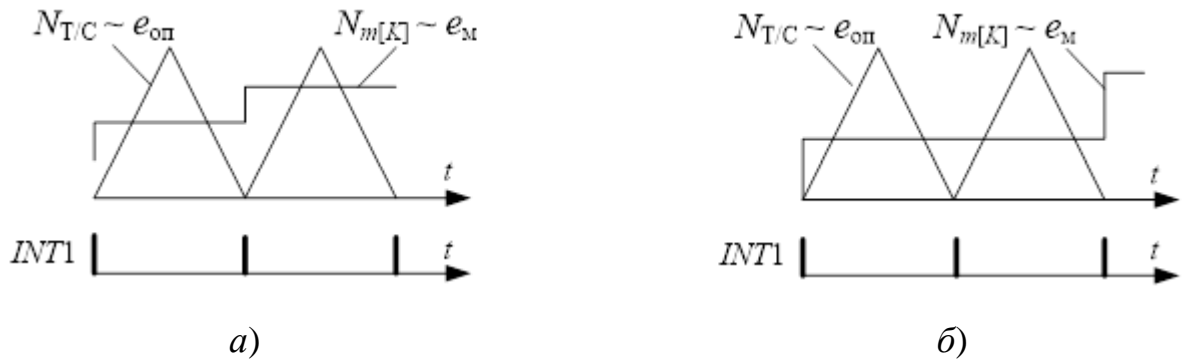


Рисунок 5.9 – Развертывание модулирующего сигнала во времени: а) $p=1$, б) $p=2$

В третьем случае текущий номер ступени, например фазы A , выражается следующим соотношением:

$$K_a = \left[\frac{K_{INT}}{p} \right] \quad (5.5)$$

где квадратные скобки обозначают операцию антье – целочисленное деление, а K_{INT} – текущее состояние программного счетчика сигналов прерывания (INT – *interrupt* (прерывание)) от таймера-счетчика по одной экстремальной точке опорного сигнала, причем $K_{INT} = \overline{0, (K_p - 1)}$.

Таким образом, в общем случае период модулирующего сигнала будет определяться соотношением:

$$T_M = K_p T_{оп} = p N_{ст} T_{оп} \quad (5.6)$$

Поскольку $T_{оп}$ – это уже реальное время, то в итоге мы получаем и реальный период модулирующего сигнала.

Как видно из предыдущего материала, идея развертывания модулирующего сигнала во времени проста. В основе лежит положение о синхронизации периода опорного и ступенек модулирующего сигналов. При этом не требуется дополнительной аппаратуры. Используется генератор опорного сигнала (двоичный счетчик), который принципиально необходим для реализации ШИМ. Нужен только дополнительный программный счетчик сигналов прерывания, состояние которого по заданной процедуре (см. выражение (5.3)) однозначно определяет текущий номер ступени модулирующего сигнала. Модификацию (инкремент) программного

счетчика сигналов целесообразно производить в подпрограмме прерывания от таймера-счетчика. Причем состояния счетчиков других фаз вычисляются по соотношениям:

$$\begin{aligned} K_b &= K_a + \frac{2N_{ст}}{3}, \\ K_c &= K_a + \frac{N_{ст}}{3}. \end{aligned} \tag{5.7}$$

Кроме того, в указанной подпрограмме необходимо проверять состояние инкрементированного счетчика сигналов прерывания на максимальное значение, т.е. на равенство K_p . В случае достижения этого значения соответствующий счетчик должен обнуляться. Необходимо отметить, что в случае трехфазного АИН число ступенек модулирующего сигнала помимо четности должно быть пропорционально трем. В то же время для величины кратности достаточно, чтобы она была пропорциональна трем.

Асинхронный принцип развертывания модулирующего сигнала во времени более сложен в аппаратном и/или алгоритмическом аспекте. Однако, например, в управлении частотным электроприводом он является более распространенным. Частоту опорного сигнала увеличивают до десятков кГц и делают постоянной. Соответственно при частотном регулировании кратности частот опорного и модулирующего сигналов автоматически становятся нецелыми и синхронный принцип использовать невозможно. Поэтому применяют асинхронное развертывание модулирующего сигнала, один из вариантов которого заключается в использовании дополнительного таймера (усложнение аппаратуры), формирующего длительность ступеньки упомянутого сигнала [220]. После формирования текущей ступеньки таймер (один из вариантов его работы), устанавливает запрос на прерывание, по которому процессор в соответствующе подпрограмме инкрементирует программный счетчик номеров ступенек модулирующего сигнала. Обращаясь к данному счетчику в заданный момент времени, процессор считывает текущий номер ступеньки, извлекает из таблицы эталонного модулирующего сигнала необходимое значение, и далее традиционным образом происходит расчет кода модулирующего сигнала.

Инкрементирование с определенной частотой счетчика ступенек приводит тем самым к развертыванию модулирующего сигнала во времени. Меняя цифровой код периода, заносимый в дополнительный таймер, можно менять длительность ступеньки модулирующего сигнала и, соответственно, его период (частоту).

Информация, приведенная выше, позволит яснее понять микропроцессорную реализацию синтезированных способов ШИМ, которая рассматривается в следующих разделах. Поскольку микропроцессорная система представляет собой единство аппаратных и программных средств, то реализация способов будет касаться обоих компонентов. При этом очевидно, что вопросы построения МПСУ в целом и вопросы управления (регулирования) всей энергетической системой выходят за рамки поставленной задачи и далее не рассматриваются.

5.3 Реализация оптимального способа СШИМ_{С1}

Способ СШИМ_{С1} был синтезирован для кратности $K_p=12$, для которой и рассмотрим его микропроцессорную реализацию. В разделе 3.4 для относительных длительностей оснований спадающих и нарастающих сторон треугольного опорного сигнала были получены следующие соотношения:

$$\tau_c^{i*} = \cos(i\pi/6), \quad \tau_n^{i*} = 2 - \tau_c^{i*} \quad (5.8)$$

При этом за базовую величину была взята длительность основания стороны треугольного опорного сигнала, равная $\pi/12$. Далее основания сторон будем называть тактовым интервалом. Временные диаграммы для СШИМ_{С1} приведены на рисунке 5.10 (копия рисунка 3.7).

Если взять за начало отсчета нуль модулирующего напряжения, то распределение длительностей тактовых интервалов будет таким, каким оно показано в таблице 5.4, где i - номер тактового интервала.

Выражение для периода пилообразного опорного сигнала, или длительности основания одной стороны треугольного симметричного сигнала (тактового интервала), имеет вид:

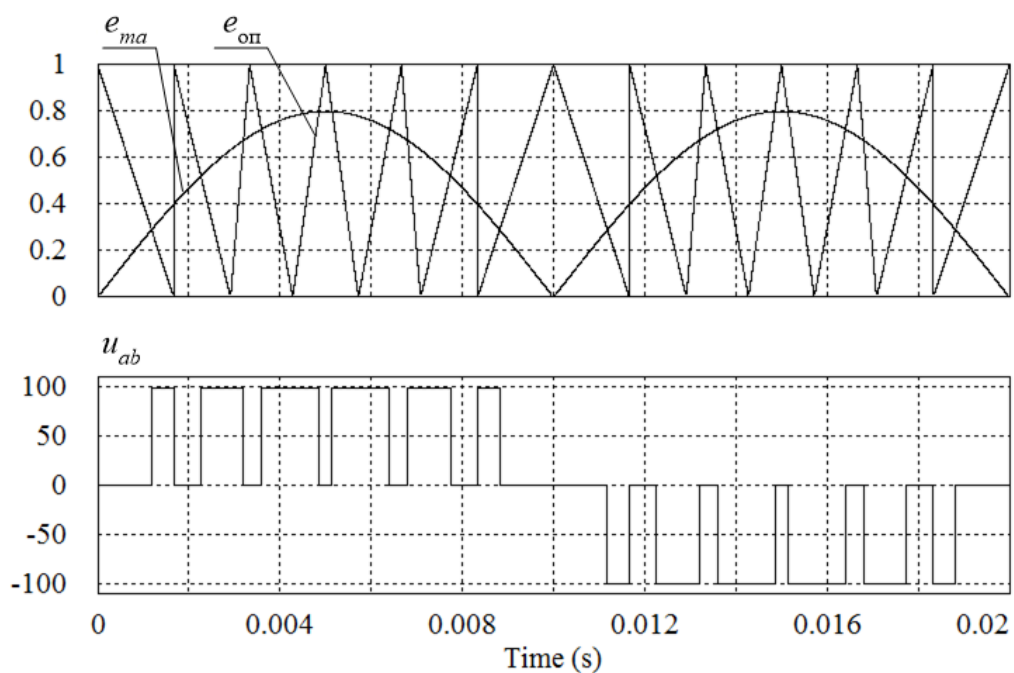


Рисунок 5.10 – Временные диаграммы для способа СШИМ_{C1}

$$\tau = N_{\max} T_T \quad (5.9)$$

где N_{\max} – цифровой код регистра периода таймера-счетчика (до этого числа он считает в режиме суммирования и с него начинает счет в режиме вычитания);

T_T - период тактирующих импульсов.

Таблица 5.4 – Длительности тактовых интервалов и соответствующие коды счетчика опорного сигнала для способа СШИМ_{C1}

i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
τ_i^*	2	1.5	0.5	1.134	0.866	0.866	1.134	0.5	1.5	2
N_{\max_i}	244	183	61	138	106	106	138	61	183	244
РТА.8 _i	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1

Из выражения (5.9) видно, что менять длительность тактового интервала при неизменном N_{\max} можно только варьируя период тактовых сигналов, что и является основой реализации данного способа. Далее будем ориентироваться на аппаратно-программные возможности цифрового специализированного сигнального микроконтроллера фирмы Texas Instruments TMS320F2812 [306-308].

Сделаем следующие допущения:

- опорный сигнал формируется с помощью таймера T1, использующего режим внешнего тактирования;
- поскольку T1 должен работать в режиме вычитающего и реверсивного счета, используется внешнее задание направления его счета;
- внешний тактовый сигнал формируется с помощью таймера T2, работающего в режиме суммирования, и компаратора K2, выход которого представляет собой импульсный сигнал. Для обеспечения внешнего тактирования выход компаратора K2 соединяется внешней перемычкой с входом внешнего тактирования первого таймера T1CLK (здесь и далее используются обозначения по техдокументации [308]);
- внешний сигнал задания направления счета формируется программно на линии 8 порта A (PТА.8). Для обеспечения указанного направления линия PТА.8 должна быть соединена внешней перемычкой с входом внешнего задания направления счета TDIRA;
- T1 формирует запросы на прерывание по нулю и периоду;
- формирование импульсов управления двухфазным АИН обеспечивается использованием двух каналов модуля сравнения и широтно-импульсной модуляции (МС и ШИМ);
- формирование выходного напряжения двухфазного моста реализуется алгоритмом квазисимметричного управления [220]. С этой целью в память записываются две таблицы ступенек модулирующего сигнала, для фазы A и B соответственно. В каждой таблице располагаются числа, соответствующие только одному полупериоду: для фазы A – положительному, для фазы B – модулю отрицательного. Остальные числа равны нулю;
- задание направление счета счетчика таймера T1 через линию PТА.8 реализуется с помощью таблицы, в которую записываются соответствующие состояния;
- в программе организуется счетчик сигналов прерывания от T1.

При этом в подпрограмме по прерыванию от таймера T1 выполняется следующее:

- останов T1 и T2;
- выбор из таблицы эталонного модулирующего сигнала, соответствующей фазе *A*, числа, согласно текущего номера ступеньки, умножение его на код глубины модуляции и пересылка результата в регистр сравнения 1-го канала МС и ШИМ;
- то же самое выполняется для фазы *B*;
- выбор из соответствующей таблицы направления счета состояния (0 или 1) и вывод его на линию РТА.8;
- включение T1 и T2;
- инкремент программного счетчика сигналов прерывания от таймера T1, проверка его состояния на равенство значению $(2 \cdot K_p - 4 = 20)$. В случае указанного равенства программный счетчик обнуляется.

Заметим, что в силу особенностей формы опорного сигнала, число тактовых интервалов (и сигналов прерывания от T1) на периоде модулирующего сигнала не равно удвоенной кратности, а на четыре меньше.

Аппаратный аспект алгоритма (в части периферийных устройств МПСУ) представлен на рисунке 5.11. Пунктирная линия обозначает физическую границу микросхемы цифрового сигнального контроллера. Выше нее представлены аппаратные блоки микроконтроллера, а ниже - обозначения его выводов (см. выше по тексту). Сигналы f_{T1} , $f_{T2} = f_{T_пу}$ – представляют собой тактирующие сигналы соответственно таймеров T1 и T2. В частности, на счетный вход второго таймера поступают внутренние сигналы тактирования периферийных устройств $f_{T_пу}$. В модуле МС и ШИМ используются только два канала и, соответственно, две комплементарные пары выходных ШИМ-сигналов PWM1...PWM4.

Рассчитаем параметры программного обеспечения, задающие работу таймеров. Пусть частота выходного напряжения АИН равна 50 Гц. Тогда длительность

тактового интервала исходного опорного сигнала равна $0.02/24=833.33 \cdot 10^{-6}$ с. Пусть $N_{\max}=255$ (максимальное число 8-разрядной шины данных), тогда период тактирующих импульсов, в соответствии с выражением (5.9), для реализации длительности исходного тактового интервала (обозначим его нулевым) будет равен

$$T_{T0} = \tau_0 / N_{\max} = 3.268 \text{ мкс.}$$

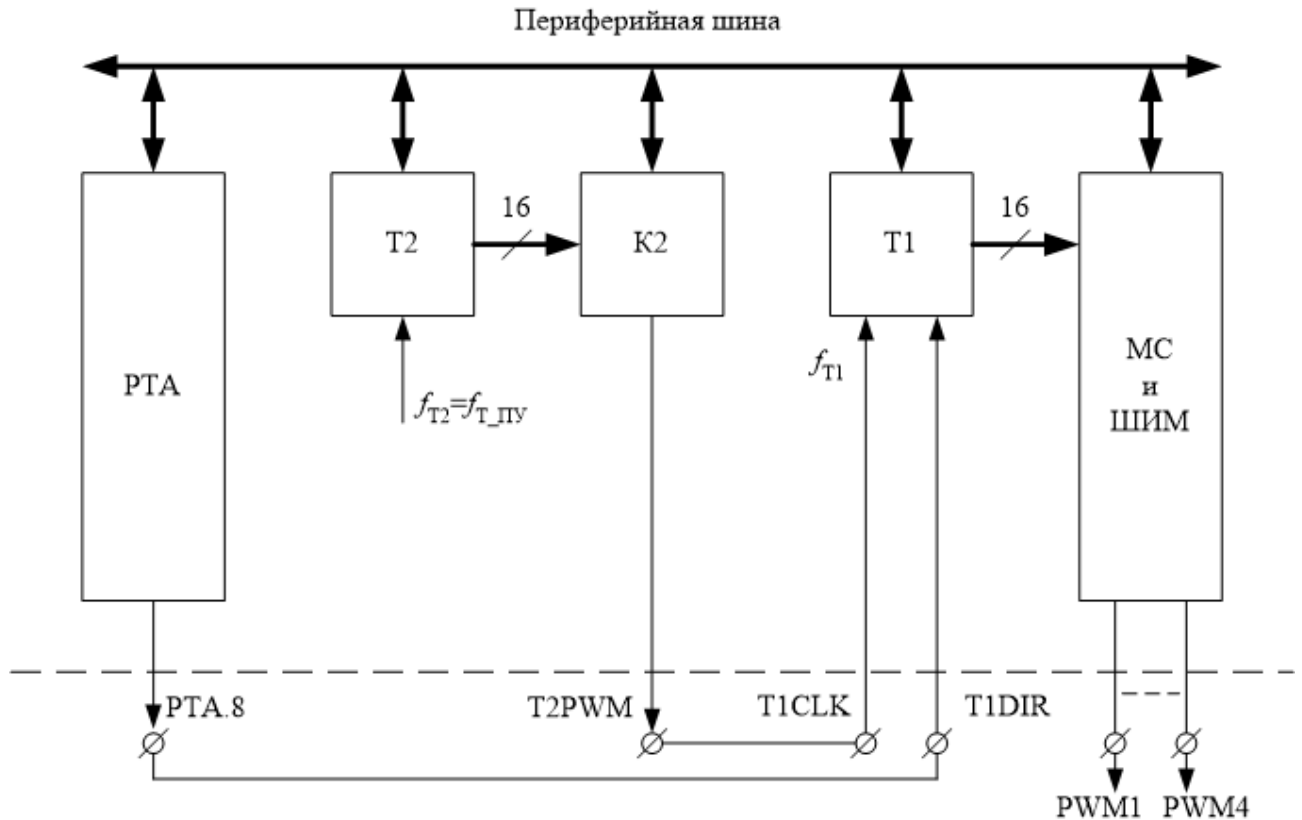


Рисунок 5.11 – Блок-схема аппаратных средств для реализации СШИМ_{C1}

Пусть частота тактирования процессора равна 75 МГц, а частота тактирования периферийных устройств $f_{T_пу}=37.5$ МГц, или $T_{T_пу}=26.7$ нс. Отсюда определим требуемый код периода таймера T2:

$$N_{\max_0} = \frac{T_{T0}}{T_{T_пу}} = \frac{3268}{26.7} \approx 122 \quad (5.10)$$

Так как, согласно выражению (5.9), длительность тактового интервала пропорциональна периоду тактирующих сигналов (выходных сигналов компаратора K2), а тот, в свою очередь, пропорционален числам регистра периода таймера T2,

то последние просто рассчитываются, исходя из соотношений для τ_i^* из таблицы 5.4. Полученные значения для кодов периода T2 (N_{\max_i}) приведены в таблице 5.4 в соответствующей строке. Там же приведены состояния (РТА.8_i) 8-й линии порта А, которые будут устанавливаться, согласно приведенному выше алгоритму, для задания направления счета таймера.

Вторым важным моментом при микропроцессорной реализации ШИМ является расчет амплитуд ступенек модулирующего сигнала. Поскольку величина N_{\max} для T1 известна (равна 255), то можно определить и упомянутые ступеньки, используя выражение (5.3), справедливое для униполярного опорного сигнала. Сделаем допущение: пусть число ступенек равно числу переменных из таблицы 5.4, т.е. числу тактовых интервалов (десяти на полупериоде выходной частоты). Это соответствует, казалось бы, ШИМ с несимметричной регулярной выборке. Но так как длительности ТИ на периоде модулирующего сигнала неодинаковы, то получается ШИМ с несимметричной и **нерегулярной** выборкой. Пусть амплитуда ступеньки равна значению синуса в середине тактового интервала. В таблице 5.5 приведены значения середин пяти (с учетом симметрии 4-го рода) тактовых интервалов φ_K (в рад.), значения ступенек синуса и значения ступенек эталонного модулирующего сигнала $N'_{m[K]}$. Отметим, что параметр i соответствует переменной K в выражении (5.1).

Таблица 5.5 – Параметры ступенек модулирующего сигнала для СШИМ_{C1}

i	1	2	3	4	5
φ_K	$\frac{\pi}{12}$	$\frac{\pi}{6} + \left(\frac{3\pi}{24}\right)/2$	$\frac{\pi}{3} - \left(\frac{\pi}{24}\right)/2$	$\frac{\pi}{3} + \left(\frac{1.134\pi}{12}\right)/2$	$\frac{\pi}{2} - \left(\frac{0.866\pi}{12}\right)/2$
$S_{[K]}$	0.2588	0.6593	0.8315	0.9304	0.9936
$N'_{m[K]}$	66	168	212	237	253

На рисунке 5.12 приведены временные диаграммы, поясняющие формирования напряжения двухфазного АИН при квазисимметричном управлении и способе СШИМ_{C1}. Сигналы y_1 и y_3 суть импульсы управления верхними ключами

АИН. Импульсы управления нижними ключами в плече представляют собой инверсию (с точностью до интервала мертвого времени) от указанных сигналов.

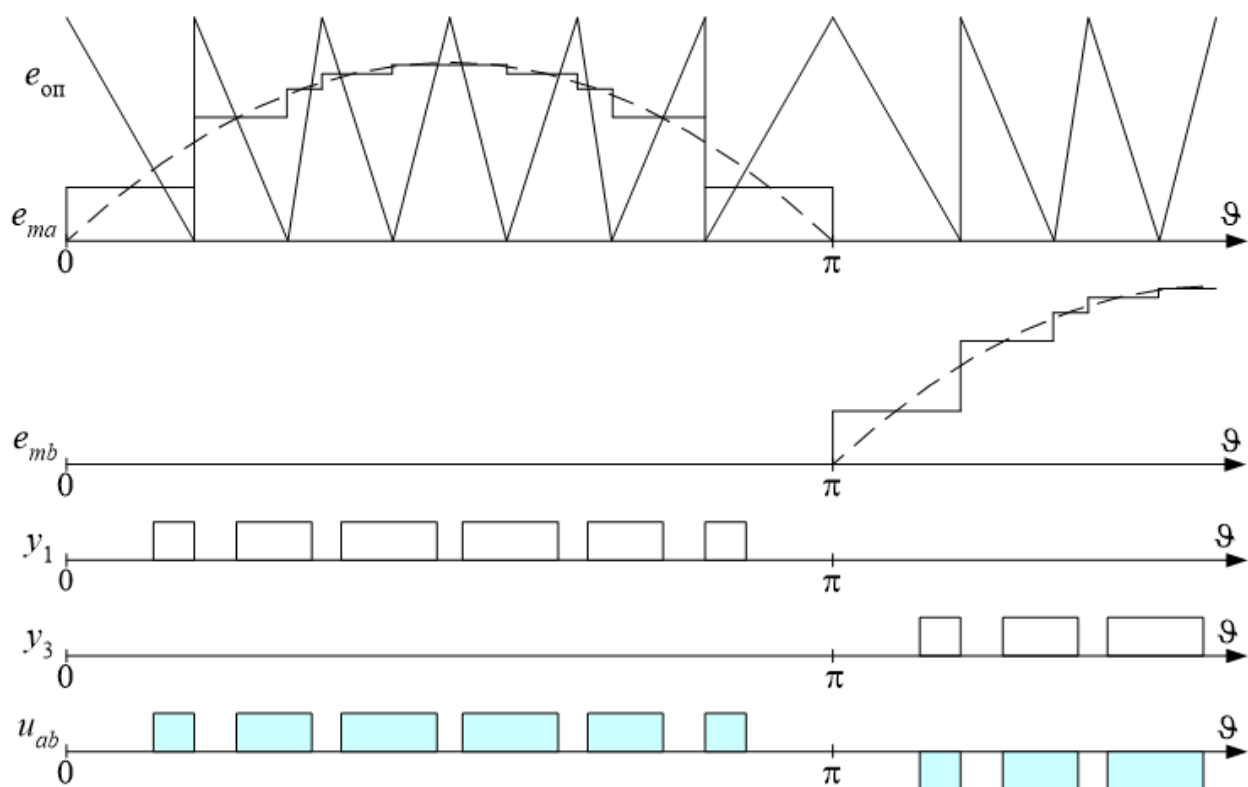


Рисунок 5.12 – Временные диаграммы, поясняющие микропроцессорную реализацию способа СШИМ_{C1}

В таблице 5.6 для части периода выходной частоты приведена информация, необходимая для программного обеспечения, реализующего способ СШИМ_{C1}. Оставшаяся часть таблицы легко достраивается из условия симметрии. Строка «Dir.» задает состояние линии РТА.8, определяющей направление счета счетчика в таймере Т1 в соответствии с таблицей 5.4.

Таблица 5.6 – Числовые значения таблиц для реализации способа СШИМ_{C1}

i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
$N'_{m[K_A]}$	66	168	212	237	253	253	237	212	168	66	0	0	0	0
$N'_{m[K_B]}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	66	168	212	237
<i>Dir.</i>	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0

5.4 Реализация оптимального способа СШИМ_{C2}

В отличие от рассмотренного выше способа, способ СШИМ_{C2} характеризуется традиционной треугольной биполярной формой опорного сигнала и нетрадиционным модулирующим сигналом, состоящим из отрезков синусоиды разной амплитуды. Каждый отрезок расположен на своем тактовом интервале. На рисунке 5.13 для глубины модуляции $M=1$ и $K_p=9$, в качестве примера, показаны опорный сигнал ($e_{оп}$), синтезированный модулирующий сигнал фазы A (e_{ma}) и его ступенчатая аппроксимация (e_{ma_st}), выделенная пунктиром. В данном случае подразумевается синхронный способ развертывания модулирующего сигнала во времени.

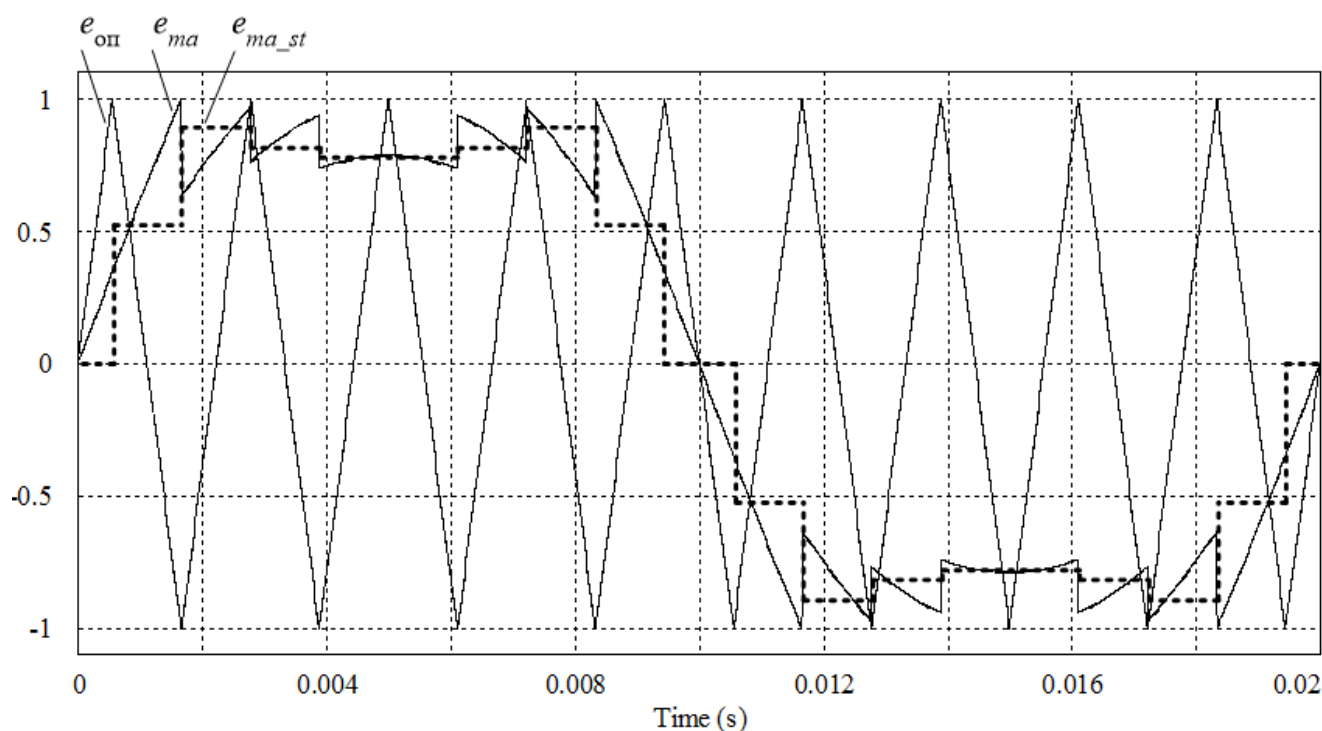


Рисунок 5.13 – Ступенчатая аппроксимация модулирующего сигнала для способа СШИМ_{C2}

Т.к. период опорного сигнала в данном способе не меняется, то произвести расчет N_{max} для таймера не составляет труда по ниже приведенной формуле

$$T_{оп} = 2N_{max}T_T = 2N_{max}T_{T_пу}K_{дел} \quad (5.11)$$

где $K_{\text{дел}}$ – коэффициент деления тактирующей частоты таймера, а коэффициент «2» учитывает треугольный характер формы сигнала.

Выразив период опорного сигнала через кратность, получим формулу:

$$N_{\text{max}} = \frac{T_{\text{м}}}{2T_{\text{т_пу}}K_{\text{дел}}K_{\text{р}}} \quad (5.12)$$

Приняв выходную частоту АИН, равной 50 Гц, а $K_{\text{дел}}$, равным 64, получим для кратности $K_{\text{р}}=9$ величину $N_{\text{max}}=650$, а для $K_{\text{р}}=15$ величину $N_{\text{max}}=390$.

Несколько отличается расчет ступенек модулирующего сигнала. В силу того, что это – способ оптимальной ШИМ, было предложено значение ступеньки модулирующего сигнала вычислять не в середине тактового интервала, которая соответствует пересечению стороны опорного сигнала с нулевым уровнем, а в его четвертой части, которая соответствует положительной полярности опорного сигнала. Такой подход обеспечивает лучшее соответствие ступенчатой аппроксимации непрерывному сигналу. Причем длительность ступеньки остается равной длительности тактового интервала, т.е. половине периода опорного сигнала.

Исключение составляет амплитуда 1-й ступеньки. Для обеспечения симметрии ступенчатой аппроксимации по полуволнам, сохранения постоянной длительности ступеньки и с учетом заданного фазового сдвига между опорным и модулирующим сигналами (см. рисунок 5.13), она соответствует середине тактового интервала и равна нулю. В таблице 5.7 приведены данные для расчета ступенек первой четверти периода ступенчатой аппроксимации для $K_{\text{р}}=9$ и $K_{\text{р}}=15$ (см. раздел 3.5), с учетом симметрии 4-го рода (без привязки к опорному сигналу). В таблице 5.7 K – номер тактового интервала, φ_K – фаза для вычисления амплитуды синусоидальной ступеньки, для K -го тактового интервала, K_{M_K} – дополнительный коэффициент модуляции, соответствующий этому интервалу (см. таблицу 3.8).

Поскольку в данном случае опорный сигнал является биполярным, то цифровой код модулирующего сигнала должен рассчитываться уже по другой формуле из таблицы 5.3. При этом в таблице эталонного модулирующего сигнала долж-

ны располагаться числа, рассчитанные по формуле (5.2). Результаты расчета для обеих кратностей, а также состояния счетчиков сигналов прерывания для каждой фазы приведены в таблице 5.8. Подразумевается, что реализация СШИМ_{С2} происходит по варианту «одна таблица-три счетчика».

Таблица 5.7 – Параметры ступенек модулирующего сигнала для способа СШИМ_{С2} и двух кратностей

K	0	1	2	3	4	5	6	7
$K_p = 9$								
φ_K	0	$\frac{\pi}{12}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{11\pi}{36}$	$\frac{17\pi}{36}$			
K_{M_K}	0	2.0	1.266	1.0	0.786			
$S_{[K]}$	0	0.5176	0.8952	0.8192	0.7830			
$K_p = 15$								
φ_K	0	$\frac{\pi}{20}$	$\frac{3\pi}{20}$	$\frac{11\pi}{60}$	$\frac{17\pi}{60}$	$\frac{19\pi}{60}$	$\frac{25\pi}{60}$	$\frac{27\pi}{60}$
K_{M_K}	0	1.913	1.536	1.561	1.171	1.0	0.858	0.716
$S_{[K]}$	0	0.2993	0.6973	0.8502	0.9100	0.8387	0.8288	0.7072

В таблице 5.7 информация приведена только для части периода выходной частоты АИН. Чтобы дополнить таблицу до конца, необходимо учесть, что в таблицу записываются ступеньки модуля модулирующего сигнала, а для фазных счетчиков номеров ступенек учесть свойство симметрии между фазами.

При этом должны быть следующие допущения:

- опорный сигнал формируется с помощью таймера T1, использующего режим внутреннего тактирования;
- T1 формирует запросы на прерывание по нулю и периоду;

- формирование импульсов управления трехфазным АИН обеспечивается использованием трех каналов модуля сравнения и широтно-импульсной модуляции (МС и ШИМ);
- в программе организуется счетчик сигналов прерывания от Т1.

Таблица 5.8 – Числовые значения таблиц программного обеспечения, реализующего способ СШИМ_{С2}, для двух кратностей

	$K_p=9$													
$N'_m[K]$	0	168	291	266	254	254	266	291	168	0	168	291	266	254
K_a	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
K_b	12	13	14	15	16	17	0	1	2	3	4	5	6	7
K_c	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	0	1
	$K_p=15$													
$N'_m[K]$	0	58	136	166	177	164	162	138	138	162	164	177	166	136
K_a	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
K_b	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	0	1	2	3
K_c	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23

В подпрограмме по прерыванию от Т1 выполняются основные операции по расчету кода модулирующего сигнала. Они несколько отличаются от тех, которые упомянуты в п.п. 5.3. Алгоритм работы подпрограммы по прерыванию от Т1 при реализации СШИМ_{С2} приведен на рисунке 5.14.

Прокомментируем подпрограмму. В первом блоке происходит переход процессора в подпрограмму с сохранением в стеке состояний всех значимых для текущего состояния программного обеспечения регистров. Далее начинается расчет кода модулирующего сигнала фазы «А»:

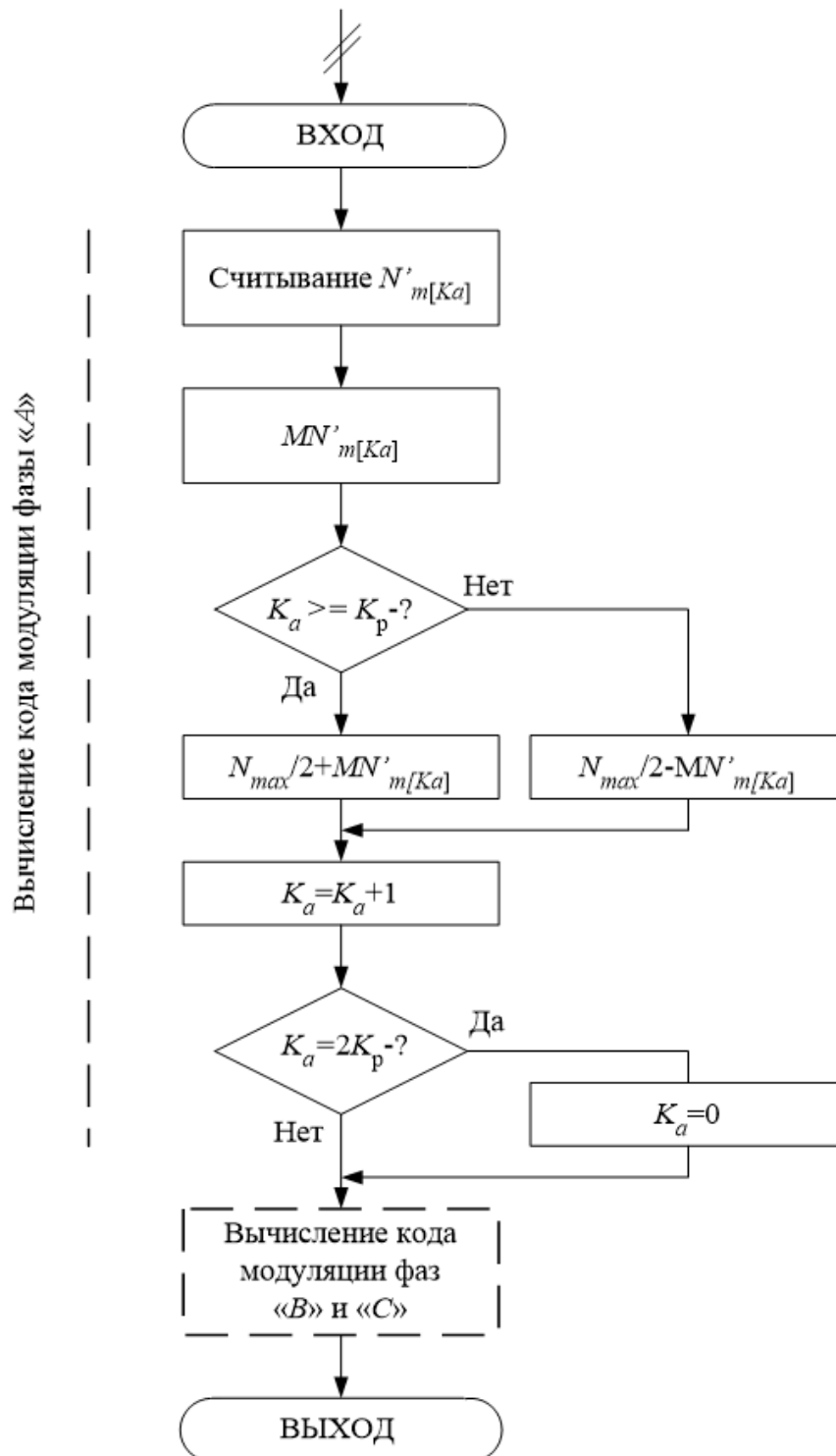


Рисунок 5.14 – Блок-схема подпрограммы по прерыванию от T1 при реализации способа СШИМ_{C2}

- в соответствии с текущим номером K_a из таблицы извлекается амплитуда ступеньки эталонного модулирующего сигнала $N'_{m[K]}$, которая во втором блоке умножается на глубину модуляции;

- в третьем блоке по номеру ступеньки определяется текущая полярность модулирующего сигнала фазы «А», в зависимости от чего выполняется окончательный расчет кода модулирующего сигнала, результат которого записывается в регистр сравнения 1-го канала модуля МС и ШИМ;
- далее происходит инкремент номера ступеньки и его проверка на окончание периода (на равенство значению $2K_p$). В случае указанного равенства программный счетчик обнуляется.

После выполнения указанных блоков происходит аналогичный расчет кодов модулирующих сигналов фаз «В» и «С» с сохранением результатов в регистрах сравнения соответственно 2-го и 3-го каналов модуля МС и ШИМ, процессор выходит из подпрограммы и продолжает выполнение головной программы МПСУ.

Аппаратную часть реализации СШИМ_{С2} можно выделить из рисунка 5.11. В этом случае используются только Т1, работающий в режиме реверсивного счета внутренних тактовых импульсов ($f_{T_пу}$), и целиком модуль МС и ШИМ. Причем в последнем используются уже все выходные сигналы PWM1...PWM6.

5.5 Реализация способа СШИМ_{С3}

Способ СШИМ_{С3} в разделе 3.5 был синтезирован в двух вариантах: с модуляцией амплитуды опорного сигнала и в эквивалентном варианте - с деформацией формы модулирующего сигнала. Поскольку последний вариант проще в реализации, он и будет рассматриваться в данном разделе. Кроме того, данный вариант способа СШИМ_{С3} более универсальный, он применим и для двухфазной топологии АИН и, без особых сложностей, для многофазной. Исходной формой модулирующего сигнала может быть как классический синус, так и синус с сигналом нулевой последовательности.

Рассмотрим микропроцессорную реализацию способа СШИМ_{С3} на примере трехфазного АИН с исходной формой модулирующего сигнала в виде синуса и синуса с третьей гармоникой. Выражения для деформированного модулирующего

сигнала соответственно описываются уравнениями (3.37) и (3.38), представленными повторно ниже:

$$e_{ma}(\vartheta) = \frac{M}{1 - M_{\text{оп}}(1 - |\sin \vartheta|)} \sin \vartheta$$

$$e_{ma}(\vartheta) = \frac{M}{1 - 0.866M_{\text{оп}} + M_{\text{оп}}|\sin \vartheta + 0.167 \sin 3\vartheta|} (\sin \vartheta + 0.167 \sin 3\vartheta)$$

где $M_{\text{оп}}$ – степень модуляции опорного сигнала, но в данном случае – степень деформации модулирующего сигнала. Диапазон изменения этого параметра соответствует диапазону изменения глубины модуляции для исходного модулирующего сигнала. При максимальном значении $M_{\text{оп}}$ (1.0 и 1.15 соответственно для СШИМ и СШИМ+3) исходный модулирующий сигнал вырождается в меандр.

Поскольку в данном способе используется биполярный опорный сигнал треугольной формы, то для его реализации необходимо использовать соответствующие выражения из таблицы 5.3, а для расчета данных для записи в таблицу эталонного модулирующего сигнала - выражение (5.2). Отличие способа СШИМ_{С3} заключается только в выражении для ступенчатой аппроксимации. В данном случае оно будет выглядеть следующим образом:

для СШИМ:

$$S_{[K]} = \frac{\sin \frac{\pi}{N_{\text{ст}}} \cdot (2K + 1)}{1 - M_{\text{оп}} + M_{\text{оп}} \left| \sin \frac{\pi}{N_{\text{ст}}} \cdot (2K + 1) \right|}, \quad (5.13)$$

для СШИМ+3:

$$S_{[K]} = \frac{\sin \frac{\pi}{N_{\text{ст}}} \cdot (2K + 1) + 0.167 \sin \frac{3\pi}{N_{\text{ст}}} \cdot (2K + 1)}{1 - M_{\text{оп}} + M_{\text{оп}} \left| \sin \frac{\pi}{N_{\text{ст}}} \cdot (2K + 1) + 0.167 \sin \frac{3\pi}{N_{\text{ст}}} \cdot (2K + 1) \right|} \quad (5.14)$$

Несмотря на громоздкость последних двух выражений, расчет в процессе работы МПСУ не усложнится, т.к. эти формулы, повторимся, рассчитываются заранее. Сложности действительно будут иметь место при согласованном (или связан-

ном) управлении, когда $M_{оп} = M$. В этом случае текущая величина глубины модуляции присутствует в выражениях для ступенчатой аппроксимации (5.13), (5.14). Чтобы избежать пересчета ступенек эталонного модулирующего сигнала, рационально числитель и знаменатель в выражениях для $S_{[K]}$ умножить на N_{max} . Тогда в процессе работы МПСУ расчет ступенек, например синусоидального модулирующего сигнала (по аналогии с выражениями из таблицы 5.3) будет выглядеть так:

$$N_{m[K]} = \frac{N_{max}}{2} \pm \frac{N_{max} M N'_{m[K]}}{2[N_{max}(1-M) + M N'_{m[K]}]}, \quad (5.15)$$

где значения $N'_{m[K]}$, хранящиеся в таблице в памяти МПСУ, уже вычисляются по формуле (5.3).

Таким образом, при реализации способа СШИМ_{С3} (эквивалентный вариант) отличие будет заключаться только в величинах эталонного модулирующего сигнала, хранящихся в таблице, и в вычислении второго слагаемого кода модуляции (например, по формуле (5.15)). Это касается только второго блока в блок-схеме алгоритма работы подпрограммы по прерыванию, представленной на рисунке 5.14. Все остальное остается без изменений и соответствует описанному выше способу СШИМ_{С2}.

Однако сказанное выше относится только к разворачиванию модулирующего сигнала по амплитуде. В отличие от СШИМ_{С2} способ СШИМ_{С3} является универсальным, он может использоваться для различных частот и кратностей, которые могут быть и целочисленные и нецелочисленный. Соответственно разворачивание модулирующего сигнала во времени может выполняться как синхронным, так и асинхронным способом. В первом случае аппаратная часть в функциональном плане будет также соответствовать той, которая использовалась для способа СШИМ_{С2}.

В случае же асинхронного варианта разворачивание модулирующего сигнала во времени потребует усложнения аппаратуры и программного обеспечения, как было сказано в п.п. 5.2 и подробно описано в [220].

5.6 Реализация способа СШИМ_{C5}

Способ ШИМ_{C5}, также как и ШИМ_{C3} во втором варианте реализации, является универсальным: он может быть использован в различных топологиях АИН и позволяет расширить диапазон линейного регулирования в области перемодуляции любого способа ШИМ вплоть до режима ОШИР.

В настоящем разделе приведена его микропроцессорная реализация для самого трудного и перспективного варианта: расширение диапазона регулирования способа СШИМ+3 с вводом в области перемодуляции трапеции и прямоугольника (будем называть его далее «СШИМ_{C5M}-СШИМ+3»). Более простые варианты можно получить путем упрощения предложенной процедуры (алгоритма).

Для выбранного способа ШИМ необходимо получить уравнения, характеризующие модулирующие сигналы при регулировании основной гармоники выходного напряжения в трех диапазонах работы (используем информацию из раздела 3.6):

- СШИМ+3, при $0 < M \leq 1.15$;
- «СШИМ_{C5}-СШИМ+3» + Трапеция, при $1.15 < M \leq 1.216$ (трапеция с длительностью основания боковой стороны, равной $\pi/6$);
- «СШИМ_{C5}-Трапеция» + Прямоугольник, при $1.216 < M \leq 1.273$.

Запишем в общем виде выражения для ступенчатой аппроксимации и кодов модуляции модулирующих сигналов для всех поддиапазонов. Модулирующий сигнал способа СШИМ+3 в линейном диапазоне описывается ступенчатой функцией:

$$S_{(\text{СШИМ}+3)[K]} = \sin \frac{\pi}{N_{\text{ст}}} (2K + 1) + \frac{1}{6} \sin \frac{3\pi}{N_{\text{ст}}} (2K + 1) \quad (5.16)$$

где $K = \overline{0, (N_{\text{ст}} - 1)}$ – номер ступеньки.

Трапецеидальный сигнал в дискретном виде можно описать следующим образом:

$$S_{tr[K]} = tr \left[\frac{\pi}{N_{ст}} (2K - 1) \right] \quad (5.17)$$

где $tr[K]$ – условное обозначение трапецеидального сигнала единичной амплитуды как функции дискретного времени.

В трапеции можно выделить два участка (возрастающая прямая и постоянный уровень), т.к. функция обладает симметрией 4-го рода. Ступенчатую аппроксимацию для данных участков можно представить следующим образом:

$$tr_{[K]} = \frac{6}{\pi} \cdot \frac{\pi}{N_{ст}} (2K - 1), \quad \text{при } 0 < \frac{\pi}{N_{ст}} (2K - 1) \leq \frac{\pi}{6} \quad (5.18)$$

$$tr_{[K]} = 1.0, \quad \text{при } \frac{\pi}{6} < \frac{\pi}{N_{ст}} (2K - 1) \leq \frac{\pi}{2}$$

Для прямоугольника можно описать в общем виде так:

$$S_{sq[K]} = sq \left[\frac{\pi}{N_{ст}} (2K - 1) \right] \quad (5.19)$$

где $sq[K]$ – условное обозначение биполярного меандра единичной амплитуды как функции дискретного времени.

Поскольку опорный сигнал на всех поддиапазонах имеет биполярную форму, то выражение для кода модулирующего сигнала для всех поддиапазонов в общем виде, согласно таблице 5.3, выглядит:

$$N_{m[K]} = \frac{N_{\max}}{2} \pm M \frac{N_{\max}}{2} |S_{[K]}| = \frac{N_{\max}}{2} \pm MN'_{m[K]} \quad (5.20)$$

В зависимости от участка регулировочной характеристики выражение (5.20), с учетом соотношений из таблицы 3.12, приобретает следующий вид:

$0 \leq M \leq 1.15$:

$$N_{m[K]} = \frac{N_{\max}}{2} \pm MN'_{m(\text{СШИМ}+3)[K]} \quad (5.21)$$

$1.15 < M \leq 1.216$:

$$N_{m[K]} = \frac{N_{\max}}{2} \pm \left[(1 - \Delta MK_1) N'_{m(\text{СШИМ}+3)[K]} + \Delta MK_1 N'_{m(tr)[K]} \right] \quad (5.22)$$

$1.216 < M \leq 1.273$:

$$N_{m[K]} = \frac{N_{\max}}{2} \pm \left[(1 - \Delta MK_2) N'_{m(tr)[K]} + \Delta MK_2 N'_{m(sq)[K]} \right] \quad (5.23)$$

где $K_1=16.352$ и $K_2=17.426$ (коэффициенты из таблицы 3.12);

ΔM – разность между текущей глубиной модуляции и нижней границей соответствующего поддиапазона;

$N'_{m(s)[K]}$ - произведение $N_{\max}/2$ на выражение аппроксимации соответствующего модулирующего сигнала, согласно формулам (5.16)÷(5.19).

Таким образом, в данном случае в области перемодуляции на каждом участке регулировочной характеристики приходится производить вычисления с учетом двух модулирующих сигналов разной формы. Однако так как вводимые сигналы имеют простую форму, то значения для них можно рассчитывать в самой программе. В крайнем случае, можно добавить таблицу (таблицы) для трапецидального сигнала.

Кроме того, алгоритм расчета усложняется в силу необходимости определения текущего поддиапазона изменения глубины модуляции и перехода на соответствующую часть программного обеспечения. Указанный расчет обычно проводится в подпрограмме прерывания по периоду ($INTP$) от таймера опорного сигнала, укрупненная блок-схема которой приведена на рисунок 5.15. Рассмотрим подпрограмму прерывания подробнее.

При входе в подпрограмму анализируется код глубины модуляции. Последний обычно поступает из аналого-цифрового преобразователя (в случае программного управления) или из программного блока расчета регуляторов (в случае замкнутого управления) [220]. При соответствии текущего значения глубины модуляции одному из поддиапазонов, выставляется соответствующий флаг, который определяет формулу вычисления ступенек модулирующего сигнала ((5.21) ÷ (5.23)). Далее в подпрограмме в блоке «Вычисление кода модуляции» выполняются операции, которые описаны в разделе 5.4 и графически отображены на рисунок 5.14.

Как и для способа СШИМ_{С3} в данном случае развертывание модулирующих сигналов во времени, в зависимости от требований, предъявляемых к МПСУ, может выполняться как синхронным, так и асинхронным способом с использованием принципов, описанных в п.п. 5.2 и в работе [220].

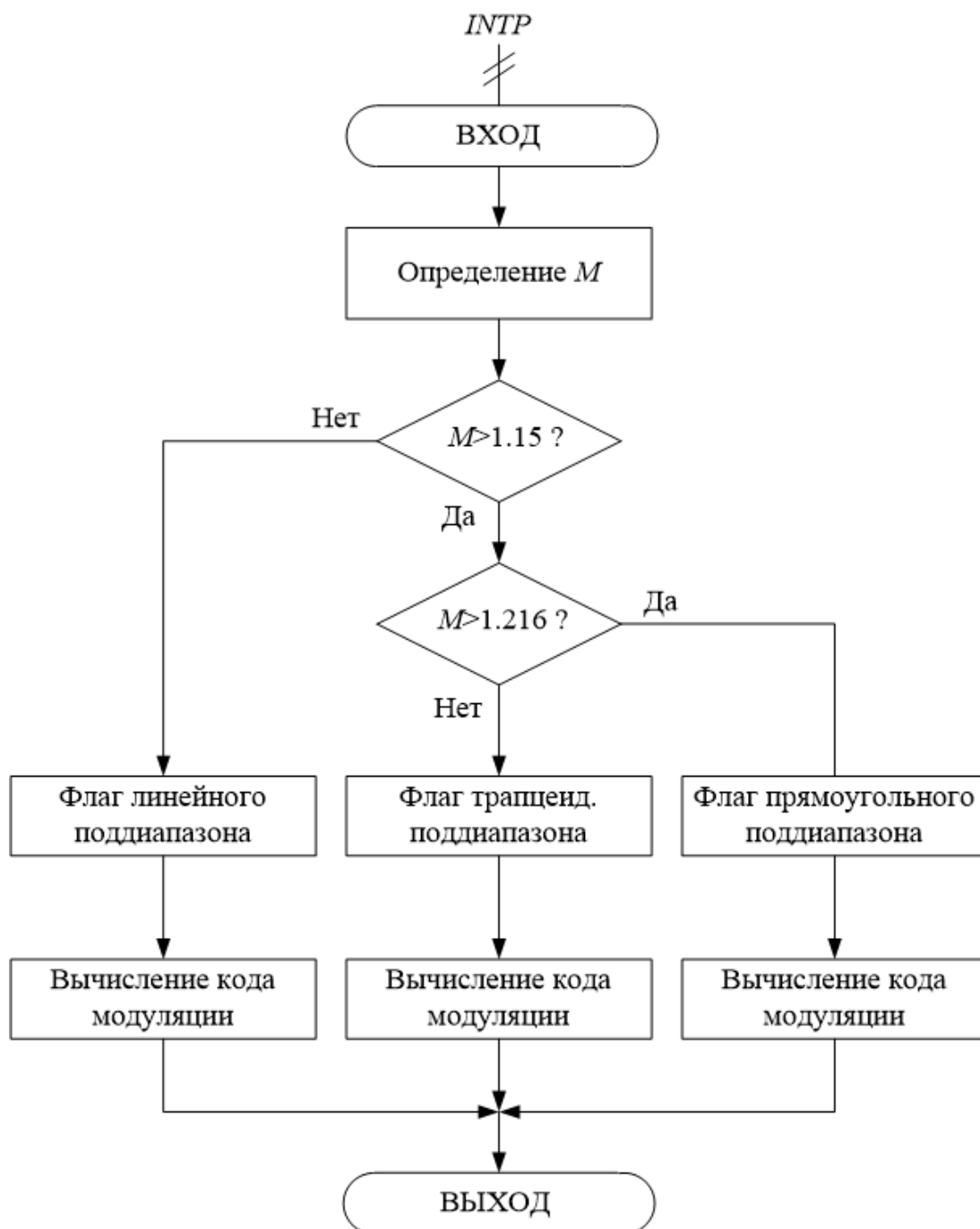


Рисунок 5.15 – Блок-схема подпрограммы по прерыванию от таймера при реализации способа «СШИМ_{С5М}-СШИМ+3».

Для практической проверки решений, предложенных в данной главе, для способов «СШИМ_{C3}-СШИМ» (эквивалентный вариант) и «СШИМ_{C5}-СШИМ» на языке Си были разработаны тестовые программы в программно-аппаратном лабораторном отладочном комплексе «Code Composer Studio», предназначенном для разработки программного обеспечения МПСУ на базе цифрового сигнального контроллера TMS320F2812. Программы реализуют разомкнутое частотное управление ($U/f=constant$) выходным напряжением трехфазного АИН, работающего на пассивную нагрузку. Тексты программ приведены в Приложении Д. Там же представлены фотографии отладочного комплекса и осциллограммы выходных токов и напряжений инвертора для разных режимов работы, полученные в процессе выполнения физического эксперимента. Эксперимент, в частности, подтвердил возможность воплощения синтезированных способов ШИМ на специализированной микропроцессорной элементной базе, а также правильность предложенных для этого инженерных подходов и рекомендаций.

Данные подходы и рекомендации также были использованы при модификации алгоритма работы МПСУ в процессе внедрения способа СШИМ_{C5} на преобразователях СЧ500, выпускаемых предприятием ООО «Сибирь-мехатроника» для станций частотного управления насосными агрегатами с электродвигателями 250 – 1000 кВт. Фотографии упомянутых станций и преобразователей приведены в Приложении Д.

5.7 Микропроцессорная реализация ШИМ в системе управления АИТ

Упомянутые выше специализированные микроконтроллеры типа «Motion Control» не являются однозначно достаточным инструментом для реализации СУ трехфазным АИТ с ШИМ. Поскольку данные контроллеры ориентированы на управление трехфазным АИН (т.е. на комплементарный режим работы), они в настоящее время не могут отразить специфику управления АИТ. В этом случае поступают так же, как это проиллюстрировано на рисунке 5.3 и рисунке 5.6. С помо-

щью ШИМ-модуля, формируют ШИМ-сигналы y_a , y_b и y_c , а затем с помощью внешних цифровых элементов (путем логической обработки или табличным способом) синтезируют импульсы управления ключами АИТ [44, 72, 309]. Недостатком данного варианта, по сравнению с реализацией СУ трехфазным АИН с ШИМ, является расширение аппаратных средств из-за необходимости использования внешних цифровых устройств.

Избавиться от этого недостатка можно путем использования дополнительных возможностей специализированных контроллеров, например, того же цифрового сигнального контроллера TMS320F2812 [306-308]. В его модуль МС и ШИМ входят три компаратора со своими регистрами сравнения, в которые записывается цифровой код, который затем сравнивается в текущим кодом таймера Т1. В момент сравнения каждый компаратор может сформировать запрос на прерывания по событию сравнения. Это - первая дополнительная возможность. Следующая заключается в том, что выходы PWM1...PWM6 этого же модуля можно формировать не только по сигналам с выходов упомянутых компараторов плюс их инверсии, но и прямым программным (или, говорят, *форсированным*) воздействием на эти выходы [308]. Использование этих двух возможностей модуля МС и ШИМ позволит реализовать СУ АИТ с ШИМ без каких-либо внешних цифровых устройств.

Структурную схему периферийной части такого варианта микропроцессорной СУ АИТ можно выделить на рисунке 5.11. В ее состав входят первый программируемый таймер Т1 и модуль сравнения и широтно-импульсной модуляции (МС и ШИМ). Таймер Т1 тактируется периферийным тактовым сигналом $f_{T_пу}$, а направление счета (в отличие от варианта на рисунке 5.11) определяется внутренними настройками и может быть суммирующим (односторонняя ШИМ) или реверсивным (двусторонняя ШИМ). Кроме того, для реализации данного варианта формирования импульсов управления ключами трехфазного инвертора тока требуется разрешение прерывания (помимо прерывания от таймера Т1 по периоду) по сравнению от трех компараторов, входящих в МС и ШИМ.

Временные диаграммы, поясняющие работу МПСУ АИТ с двусторонней ШИМ, приведены на рисунке 5.16. Компараторы формируют в моменты сравнения текущего цифрового кода таймера-счетчика Т1 $N_{оп}$ с цифровыми кодами N_{ma} , N_{mb} , N_{mc} , ранее записанными в регистры сравнения компараторов, сигналы запроса на прерывание, соответственно $INT1C \div INT3C$. Эти процессы отображены на верхних временных диаграммах рисунка 5.16. Сигнал запроса на прерывание показан в виде утолщенного вертикального отрезка на осях $INT1C \div INT3C$.

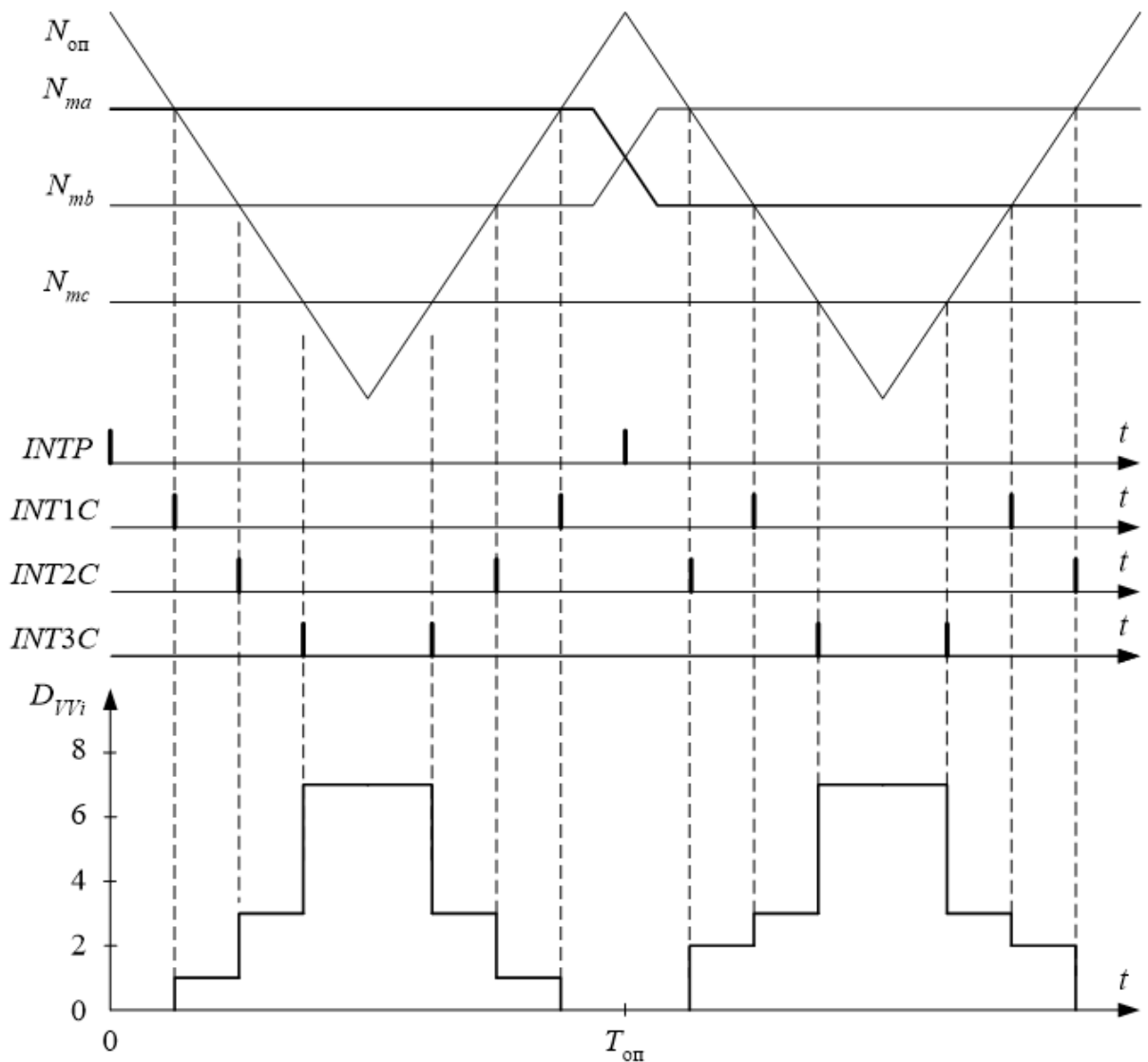


Рисунок 5.16 – Временные диаграммы, поясняющие работу аппаратных средств МПСУ АИТ с ШИМ на основе специализированных ШИМ-модулей

Поскольку каждый компаратор соответствует своей фазе, то три компаратора в целом формируют на своих выходах исходные ШМ-сигналы. Однако они не используются и до выходов модуля МС и ШИМ не доходят. Помимо упомянутых сигналов прерывания, как было сказано выше, таймер Т1 формирует сигнал прерывания по периоду, на рисунке 5.16 он обозначен *INTP*.

Дальнейшая работа выполняется программным обеспечением, а именно: подпрограммами прерывания по сравнению и периоду. В частности, они выполняют то, что показано на рисунке 5.6: формируют по сигналам y_a , y_b и y_c десятичный эквивалент текущего вектора АИН, который при инициализации обнуляется. При возникновении события сравнения в таймере какой-либо фазы в соответствующей подпрограмме микропроцессор в переменную десятичного эквивалента вектора D_{vvi} добавляет число, соответствующее «весу» разряда данной фазы (для фазы «А» $2^0=1$, для фазы «В» $2^1=2$, для фазы «С» $2^2=4$). Из таблицы слова состояния вентилях АИТ (в этом случае она будет одна) извлекается шестизначное двоичное слово, номер которого равен текущему значению десятичного эквивалента, и посылается в соответствующий регистр ШИМ-модуля для форсированного изменения состояния его выходов [306-308]. При втором (на периоде треугольного опорного сигнала) событии сравнения в компараторе какой-либо фазы в указанных подпрограммах десятичный эквивалент уменьшается на то же самое «весовое» число.

Сказанное выше иллюстрируется рисунком 5.16 и рисунком 5.17. На последней временной диаграмме первого из них показано формирование десятичного эквивалента D_{vvi} вектора преобразователя в течение двух периодов опорного сигнала (со сменой величин цифровых кодов модулирующих сигналов N_{ma} и N_{mb}).

На рисунке 5.17 показаны блок-схемы подпрограмм по прерыванию по периоду «*INTP*» и по сравнению «*INT1/2/3C*». В последней блок-схеме отражены операции, выполняемые в указанной подпрограмме для всех трех фаз. В подпрограммах по сравнению и выполняются операции, в целом формирующие десятичный эквивалент D_{vvi} вектора АИН. Для различения первого и второго сравнения

на периоде опорного используются соответствующие программные счетчики $K_{INT1C} \div K_{INT3C}$, которые после каждого сравнения инкрементируются, а в подпрограмме прерывания по периоду обнуляются. Следовательно, данные счетчики могут находиться в состояниях 0 или 1. В зависимости от этого в подпрограммах по сравнению при формировании десятичного эквивалента D_{VVi} происходит его или увеличение или уменьшение на «весовое» число 2^n .

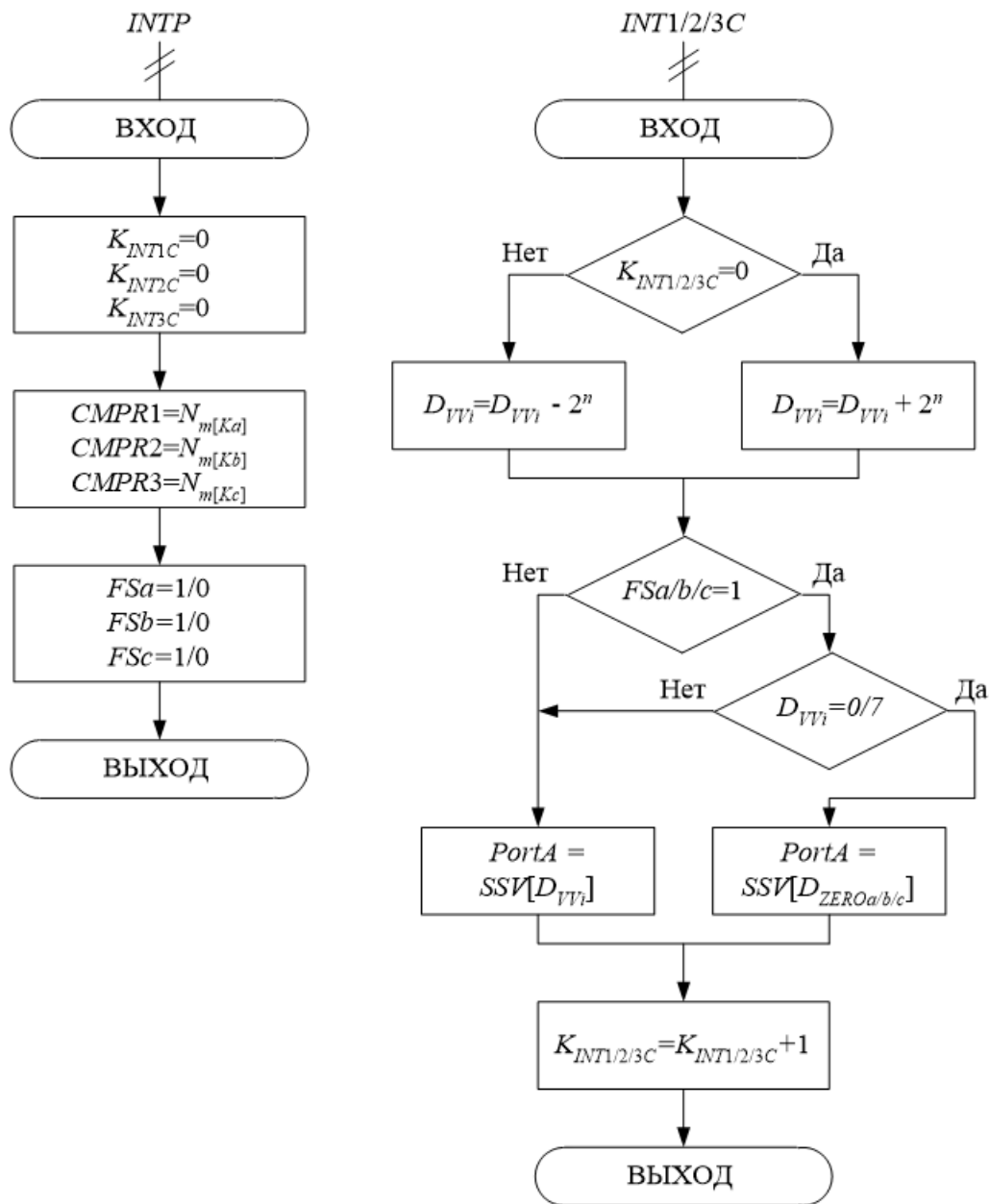


Рисунок 5.17 – Блок-схемы подпрограмм по прерыванию, поясняющие работу МПСУ АИТ на основе специализированных ШИМ-модулей

Также в подпрограммах по сравнению реализовано задание нулевых векторов. Оно реализовано традиционно: для каждой фазы АИТ на периоде выходного тока выделены сектора, в которых она должна обеспечить короткое замыкание в своем плече. Для этого в подпрограмме прерывания по периоду «*INTP*» (см. рисунок 5.17) наряду с обнулением счетчиков $K_{INT1C} \div K_{INT3C}$ и занесением фазных кодов модуляции $N_{m[Ka]} \div N_{m[Kc]}$, рассчитанных, например, по формулам, приведенным в таблице 5.1 для биполярного опорного сигнала, для каждой фазы устанавливается флаг сектора $FSa \div FS_c$. Занесение в него 1 или 0 означает, что данная фаза формирует или не формирует свой нулевой вектор на данном периоде опорного сигнала. Определение фазы для текущего сектора периода определяется в головной программе, например, по состоянию счетчиком номеров ступенек модулирующих сигналов K_a, K_b, K_c .

В соответствии с этим подпрограммы по сравнению «*INT1/2/3C*» дополнены анализом состояния своего флага сектора. Если он установлен в «1», дополнительно анализируется величина десятичного эквивалента вектора. Если она равна нулю или семи, то в порт выдается слово состояния вентиляей $SSV[D_{ZEROa/b/c}]$, которое обеспечивает короткое замыкание в плече заданной фазы и, соответственно, нулевую паузу в токе нагрузки. В противном случае в порт выдается слово состояния вентиляей, взятое из таблицы. Так как для каждой фазы состояние ключей своего нулевого вектора персонально, то оно хранится не в таблице, а в специально выделенной для фазы ячейке памяти. В указанной же таблице для значений ноль и семь десятичного эквивалента вектора хранятся нулевые значения.

Данный вариант реализации СУ трехфазным АИТ с ШИМ исключает какие-либо внешние микросхемы, но заметно усложняет программное обеспечение. Если в первом варианте была только одна подпрограмма обслуживания прерывания от таймера по периоду опорного сигнала, то теперь к ней добавились еще три подпрограммы по сравнению. Соответственно увеличилось время обслуживания данных прерываний со стороны микропроцессора, что снижет эффективность его работы, так как снижается время на периоде опорного сигнала на выполнение

микропроцессором интеллектуальных задач регулирования. Если в первом варианте построения МПСУ АИТ с ШИМ имело место одно прерывание на периоде опорного сигнала, то теперь их стало больше: при односторонней ШИМ - четыре, а при двусторонней - семь прерываний. Данное обстоятельство, при сложных алгоритмах управления инвертором или энергетической системой в целом, может потребовать некоторого снижения частоты опорного сигнала, что скажется на качестве выходной энергии преобразователя.

Примечание - В модулях сравнения и ШИМ современных микроконтроллеров класса «Motion Control» для управления трехфазным АИН также предусмотрена аппаратная реализация векторной ШИМ с уменьшенным на треть числом коммутаций (аналог дискретных способов ШИМ в скалярном представлении) [306-308]. С незначительными доработками описанные выше два варианта использования специализированного ШИМ-модуля для управления трехфазным инвертором тока могут быть использованы и в этом случае.

Таким образом, проанализированы два варианта использования специализированных микроконтроллеров для реализации микропроцессорной СУ трехфазным АИТ с ШИМ. Каждый из них имеет свои достоинства и недостатки. Выбор конкретного варианта зависит от требований, предъявляемых к МПСУ и ко всей системе преобразования электроэнергии в целом. Необходимо отметить, что рассмотренные микропроцессорные варианты построения СУ трехфазным АИТ не зависят от особенностей реализуемого способа ШИМ, следовательно, синтезированные в настоящей работе способы ШИМ так же могут быть реализованы в МПСУ АИТ с использованием предложенных выше подходов и рекомендаций.

5.8 Выводы

1. В качестве завершающего этапа настоящего исследования проанализировано единственное различие, согласно концепции единства АИН и АИТ, существующее между данными преобразователями, а именно: разная реализация в системах управления преобразователями способов ШИМ. Показано, что основные процессы по реализации ШИМ в СУ АИН и АИТ одинаковы, что определяет **общность инверторов с точки зрения управления** и унификацию подходов и средств реализации ШИМ в этих системах управления.

2. Отличие в работе систем управления инверторами имеет место только на ее заключительном этапе - при синтезе импульсов управления, реализующих текущее состояние конкретного инвертора. Показаны два варианта синтеза импульсов управления на примере трехфазного двухуровневого АИТ, из которых наиболее простым и универсальным является табличный. Его эффективность также продемонстрирована на примере синтеза импульсов управления пятифазным АИТ, процедура которого подробно описана в Приложении Г.

3. Рассмотрены теоретические основы микропроцессорной реализации способов широтно-импульсной модуляции, ориентированные на использование возможностей специализированных контроллеров класса «Motion Control».

4. Показано, что все синтезированные в данной работе способы ШИМ, использующие для своей реализации (вертикальным методом) неординарные формы опорных и модулирующих сигналов, могут быть реализованы на упомянутых специализированных микроконтроллерах с использованием их внутренних программных и аппаратных средств.

5. Даны конкретные рекомендации по микропроцессорной реализации синтезированных способов ШИМ, представленные в виде формул, необходимых для расчета параметров программного обеспечения, блок-схем алгоритмов функционирования и блок-схем аппаратных средств.

6. Показано, что существующие специализированные модули ШИМ не в полной мере удовлетворяют требованиям реализации ШИМ в СУ трехфазными АИТ. Для выполнения на их основе данной задачи управления необходимо либо значительно усложнять программное обеспечение, либо использовать внешние аппаратные средства. Предложена реализация указанных двух вариантов построения системы управления трехфазным АИТ на базе специализированных микроконтроллеров. Показаны их достоинства и недостатки, которые могут стать основой при выборе конкретного микропроцессорного варианта с учетом заданных к МПСУ требований.

7. Для проверки предложенных рекомендаций для способов СШИМ_{C3} и СШИМ_{C5} применительно к трехфазному АИТ на языке Си разработаны и отлаже-

ны тестовые программы, предназначенные для реализации на специализированном микроконтроллере. Физический эксперимент, выполненный с использованием данных программ, показал работоспособность синтезированных способов ШИМ и правильность предложенных для их микропроцессорной реализации инженерных подходов и рекомендаций.

В Приложении Д приведены разработанная на языке Си программа, реализующие синтезированный способ СШИМ_{C5} (в качестве примера), фотографии программно-аппаратного отладочного комплекса, построенного на базе схемного эмулятора **eZdsp F2812 DSP** и программного пакета **Code Composer Studio IDE v3.3**, осциллограммы токов и напряжений пассивной *RL*-нагрузки автономного инвертора напряжения, управляемого синтезированными способами СШИМ_{C3} и СШИМ_{C5}.

Там же приведены фотографии станций частотного управления насосными агрегатами на базе преобразователей СЧ500 ТОО «СИБИРЬ-МЕХАТРОНИКА», в которых, в частности, использовались результаты настоящей диссертационной работы.

Результаты диссертационных исследований также нашли свое применение при написании (в соавторстве) учебного пособия [310].

В Приложении Е приведены акты внедрения, подтверждающие практическое использование результатов диссертационного исследования.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Выдвинута и обоснована концепция множественности форм представления способов ШИМ, которые предложено назвать *моделями* способа управления. Каждая модель позволяет оценить характеристики и/или возможности способа управления с соответствующих позиций.

2. Выдвинута и обоснована концепция единства АИН и АИТ, согласно которой оба типа инверторов можно рассматривать как единый, унифицированный класс вентильных преобразователей с однократным преобразованием электроэнергии постоянного тока в энергию переменного тока, для которых характерны однотипные способы управления и аналитические выражения, описывающие входные и выходные переменные. Существующие же различия между двумя типами АИ можно свести к работе систем управления, по-разному реализующими один и тот же способ управления.

3. Разработана единая методика расчета показателей качества электроэнергии, позволяющая вывести аналитические соотношения для действующего значения и коэффициента гармоник входных и выходных переменных в общем случае многоуровневых автономных инверторов с ШИМ. В основе методики лежит свойство импульсов указанных переменных модулироваться по длительности в соответствии с виртуальным «линейным модулирующим сигналом».

4. В процессе обобщенного анализа получены в замкнутом виде формулы для действующего значения и коэффициента гармоник выходного напряжения и входного тока АИН для различных топологий и способов ШИМ. На основании полученных результатов сформулирован «принцип подобия способов», позволяющий адекватно, с единых позиций сравнивать способы ШИМ как по входным, так и по выходным энергетическим характеристикам АИН. Он позволил все многообразие выведенных для линейного напряжения формул свести к единому обобщенному набору, справедливому для m -фазного L -уровневого АИН. При этом различные способы ШИМ и топологии АИН отличаются только диапазоном

линейного регулирования основной гармоники напряжения. Выявлено, что для входного тока и фазного напряжения принцип подобия справедлив для разных способов ШИМ только в рамках одной топологии. На примере входных и выходных дуальных переменных трехфазных двухуровневых топологий показана процедура переноса на АИТ соотношений, полученных для АИН.

5. Предложен новый показатель оценки эффективности преобразования ЭЭ автономными инверторами - приведенный интегральный коэффициент гармоник напряжения (ИКГН) q -го порядка, учитывающей как качество выходной (входной) энергии, так и относительные коммутационные потери в инверторе. Показана его эффективность при сравнении рассмотренных способов ШИМ. Были выведены аналитические и аппроксимирующие выражения для ИКГН 1-го - 3-го порядка для современных способов ШИМ. С использованием прямых методов анализа для типовых топологий выходных цепей АИН и АИТ выведены соотношения для коэффициентов гармоник напряжения и тока нагрузки, в которых обязательным элементом является соответствующий ИКГН выходной переменной.

6. Предложена и обоснована методика формального синтеза способов ШИМ по заданному критерию оптимизации. По предложенной методике и минимуму ИКГН 1-го порядка синтезированы способы ШИМ для управления двухфазным и трехфазным АИН (способы СШИМ_{C1} и СШИМ_{C2}). С использованием эвристических подходов были разработаны три способа ШИМ (СШИМ_{C3} ÷ СШИМ_{C5}), для которых критерием синтеза являлся максимум линейного диапазона регулирования первой гармоники выходного напряжения АИН.

7. Разработаны рекомендации, блок-схемы алгоритмов и аппаратных средств, позволяющие реализовать синтезированные способы ШИМ в микропроцессорных системах управления автономных инверторов напряжения и тока.

Сформулированные концепции и принципы, выведенные обобщенные соотношения для показателей качества электроэнергии автономных инверторов, а также соотношения для приведенных интегральных коэффициентов являются вкладом в развитие теории ШИМ в силовой электронике.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Кругликов О.В. Разработка, производство и применение энергоэффективных электрических машин и приводов / О.В. Кругликов, Л.Н. Макаров, С.В. Пискунов // Электротехника. – 2015. – № 3. – С. 4-8.
2. Энергосберегающая технология электроснабжения народного хозяйства: В 5 кн.: Практ. пособие / Под ред. В. А. Веникова. Кн. 2. Энергосбережение в электроприводе / Н. Ф. Ильинский, Ю. В. Рожановский, А. О. Горнов. М.: Высш. шк., 1989. – 127 с.
3. Бормотов А. Современные силовые полупроводниковые приборы для энергоэффективных технологий / А. Гришанин, В. Мартыненко, В. Мускτιньев, В. Чибиркин // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2010. – № 8. – С. 36-44.
4. Кокарева И. Силовая электроника в России: по материалам конференции / И. Кокарева // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2008. – № 4. – С. 120-125.
5. Фельдман Ю. И. Состояние и перспективы развития автоматизированных электроприводов с преобразователями частоты для крановых и судовых грузоподъемных механизмов / Ю. И. Фельдман, Л. М. Миронов, А. Д. Машихин и др. // Электротехника. – 1995. – № 10. – С. 2-5.
6. Лазарев Г. Высоковольтные преобразователи для частотно-регулируемого электропривода. Построение различных систем / Г. Лазарев // Новости электротехники. – 2005. – № 2 (32). – С. 30-36.
7. Колпаков А. Схемотехника мощных высоковольтных преобразователей / А. Колпаков // Силовая электроника. – 2007. – № 2. – С. 44-50.
8. Шрайбер Д. Преобразователи большой мощности для возобновляемых источников энергии / Д. Шрайбер, А. Колпаков // Силовая электроника. – 2010. – № 5. – С. 90-94.
9. Kazmierkowski M.P. High-Performance Motor Drives / M.P. Kazmierkowski, L.G. Franquelo, J. Rodrigues, M.A. Perez, J.I. Leon // IEEE Industrial Electronics Magazine. September. – 2011. № 5 (3) – P. 6-26.

10. Mohr M. Comparison of Three Phase Current. Source Inverters and Voltage Source Inverters Linked with DC to DC Boost Converters for Fuel Cell Generation Systems / M. Mohr, F.W. Fuchs // 11th European Conference Power on Electronics and Applications, 2005 [Dresden, Deutschland] – P. 1-10.

11. Tenca P. Current Source Topology for Wind Turbines With Decreased Mains Current Harmonics, Further Reducible via Functional Minimization. / P. Tenca, A. A. Rockhill, T.A. Lipo, P. Tricoli // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2008. – Vol. 23, No. 3. – P. 1143-1155.

12. Гузеев Б.В. Структурные схемы современных высоковольтных преобразователей частоты / Б.В. Гузеев, М.И. Хакимьянов // Электронный научный журнал «Нефтегазовое дело». – 2012. – № 2. <http://www.ogbus.ru>.

13. Иванов А.Г. Трехфазные автономные инверторы для солнечной энергетики / А.Г. Иванов, Г.С. Нудельман // Электричество. – 2013. – № 7. – С. 66-71.

14. Карлов Б. Современные преобразователи частоты: методы управления и аппаратная реализация / Б. Карлов, Е. Есин // Силовая электроника. – 2004. – № 1. – С. 50-54.

15. Гончаров Ю.П. Дуальность электрических соотношений в автономных инверторах. Сб. Тиристорные преобразователи / Ю.П. Гончаров, Ю.Д. Винницкий. – М.: Изд-во Наука, 1970. – С. 53-61.

16. Freeland S.D. Techniques for the Practical Application of Duality to Power Circuits / S.D. Freeland // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1992. – Vol. 7, No. 2. – P. 374-384.

17. Грабовецкий Г.В. Некоторые тенденции в развитии приборов и устройств силовой электроники / Г.В. Грабовецкий, С.А. Харитонов, Е.Б. Преображенский, Ф.П. Кузнецов, М.Ф. Резниченко, В.П. Попов, Ю.И. Красников, В.М. Берестов // Химия в интересах устойчивого развития. – 2001. – № 9. – С. 921-928.

18. Флоренцев С. Современное состояние и прогноз развития приборов силовой электроники / С. Флоренцев // Современные технологии автоматизации. – 2004. – № 2. – С. 20-30.

19. Розанов Ю.К. Основные этапы развития и современное состояние силовой электроники / Ю.Л. Розанов // *Электричество*, 2005, № 7. – С. 52-61.
20. Козаченко В. Высокопроизводительные модульные системы в управлении электроприводами / В. Козаченко, А. Жарков, Д. Алямкин // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес*. – 2008. – № 8. – С. 84-89.
21. Козаченко В.Ф. Перспективная микропроцессорная элементная база и опыт разработки современных систем управления электроприводами и силовыми преобразователями энергии / В.Ф. Козаченко // *Известия тульского государственного университета. Технические науки*. – Тула: Изд-во Тульского государственного ун-та. – 2010, № 3-1. – С. 14-28.
22. Kumar R. High-Performance SVPWM-VCIM Drive with Adaptive Neuro-Fuzzy Speed Controller / R. Kumar, R.A. Gupta, R.S. Surjuse // *International Journal of Computer and Electrical Engineering*. – 2010. – Vol. 2, No. 1. – P. 1793-8163.
23. Долкарт В.М. Состояние и перспективы развития микроэлектроники / В.М. Долкарт // *Электротехника*. – 1996. – № 10. – С.45-49.
24. Вычужанин В. Методика проектирования оптимальных систем управления электродвигателями на ПЛИС / В. Вычужанин // *Современная электроника*. – 2011. – № 7. – С. 54-59.
25. Renukadevi G. Performance Investigation of Multi-phase VSI with Simple PWM Switching Techniques / G. Renukadevi, K. Rajambal // *IJE Transactions C: Aspects*. – 2013. – Vol. 26, No. 3. – P. 289-296.
26. Донской Н. Многоуровневые автономные инверторы для электропривода и энергетики / Н. Донской, А. Иванов, В. Матисон, И. Ушаков // *Силовая электроника*. – 2008. – № 1. – С. 43-46.
27. Брованов С.В. Оптимизация пространственно-векторного алгоритма управления для NPC-типа преобразователей / С.В. Брованов // *Материалы IX международной конференции Актуальные Проблемы Электронного Приборостроения. - АПЭП-2008*. – Том 7. – Новосибирск: Издательство НГТУ, 2008. – С. 36-29.

28. Bao J. Multilevel Current Source Inverter Topologies Based on the Duality Principle / J. Bao, W. Bao, S. Wang, Z. Zhang // Applied power electronics conference and exposition APEC 2010. – 2010. – P. 1097-1100.
29. Iglesias I.J. Experimental and simulated results of a SMES fed by a current source inverter / I. J. Iglesias, A. Bautista, M. Visiers // IEEE Trans. Appl. Supercond. – 1997. – Vol. 7, No. 2. – P. 861-864.
30. Jun L. A multimodule hybrid converter for high-temperature Superconducting magnetic energy storage systems (HT-SMES) / L. Jun, K.W.E. Cheng, D. Sutanto, D. Xu // IEEE Transactions Power Delivery. – 2005. – Vol. 20, No. 1. – 475-480.
31. Holtz J. On Continuous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range Including the Six-Step Mode / J. Holtz, W. Lotzkat, A.M. Khambadkone // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1993. – Vol. 8, No. 4. – P. 546-553.
32. Kerkman R.J., Leggate D., Seibel B.J., Rowan T.M. Operation of PWM voltage source inverters in the overmodulation region. – IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1996. – Vol. 43, No 1. – P. 132-141.
33. Тонкаль В.Е. Полупроводниковые преобразователи модуляционного типа с промежуточным звеном повышенной частоты / В.Е. Тонкаль, Л.П. Мельничук, А.В. Новосельцев, Ю.И. Дыхненко. – Киев: Наук. думка, 1981. – 252 с.
34. Булатов О.Г. Автономные тиристорные инверторы с улучшенной формой выходного напряжения / О.Г. Булатов, В.И. Олещук. – Кишинев: Штиинца, 1980. – 113 с.
35. Patel H.S. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part 1 Harmonic elimination / H.S. Patel, R.G. Hoft // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1973. – Vol. IA-9, № 3. – P. 310-317.
36. Тонкаль В. Е. Способы улучшения качества выходного напряжения автономных инверторов / В.Е. Тонкаль, К.А. Липковский, Л.П. Мельничук // Киев, 1972. – 92 с. (АН УССР; ИЭД, № 49).
37. Holtz J. Optimal Control of a Dual Three-Level Inverter System for Medium-Voltage Drives / J. Holtz, N. Oikonomou // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2010. – Vol. 46, No. 3. – P. 1034-1041.

38. Rathore A.K. Synchronous Optimal Pulsewidth Modulation for Low-Switching-Frequency Control of Medium Voltage Multilevel Inverters / A.K. Rathore, J. Holtz, T. Boller // Journal: IEEE Transactions on Industrial Electronics - 2010. – Vol. 57, No. 7. – P. 2374-2381.
39. Чаплыгин Ю. Н. Вариационный метод исследования алгоритмов управления вентилями статических преобразователей / Ю.Н. Чаплыгин // Труды ВНИИ-электромеханики. –1981. – Вып. 67. – С. 24-35.
40. Тонкаль В.Е. Синтез автономных инверторов модуляционного типа / В.Е. Тонкаль. – Киев: Наук. Думка, 1979. – 207 с.
41. Олещук В. И. Вентильные преобразователи с замкнутым контуром управления / В.И. Олещук, Е.Е. Чаплыгин. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 148 с.
42. Зиновьев Г.С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей / Г.С. Зиновьев. – Новосибирск: Изд-во Новосибирского ун-та, 1990. – 220 с.
43. Holtz J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion / J. Holtz // Proceedings of the IEEE. – 1994. – Vol. 82, No. 8. – P. 1194-1214.
44. Holmes D.G. Pulse width modulation for power converters: principles and practice / D.G. Holmes, T.A. Lipo. – Hoboken, NJ: John Wiley, 2003. – 669 p.
45. Zinoviev G. S. Evolution of multilevel voltage source inverters / G.S. Zinoviev, N.N. Lopatkin // On actual problems of electronic instrument engineering. PROC. APEIE-08. Novosibirsk. – 2008. Vol. 1. – P. 125-136.
46. Эпоха многоуровневых конверторов. – Силовая электроника. Бюллетень № 1 (53), 2009. – С. 1-3.
47. Rodríguez, J. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications / J. Rodríguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2002. – Vol. 49, iss. 4. – P. 724-738.
48. Panagis P. Comparison of State of the Art Multilevel Inverters / P. Panagis, F. Stergiopoulos, P. Marabeas [et al.] // Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE Conference Publications. – P. 4296-4301.

49. Kouro S. Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters / S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar [et al.] // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2010. – Vol. 57, iss. 8. – P. 2553-2580.
50. Colak I. Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes / I. Colak, E. Kabalci, R. Bayindir // *Energy Conversion and Management*. – 2011. – Vol. 52. – P. 1114-1128.
51. Singh B. Multi-level inverter: a literature survey on topologies and control strategies / B. Singh, N. Mittal, K.S. Verma [et al.] // *International Journal of Reviews in Computing*. – 2012. Vol. 10. – P. 1-16.
52. Gupta K.K. Comprehensive review of a recently proposed multilevel inverter / K.K. Gupta, S. Jain // *IET Power Electron.* – 2014. – Vol. 7, Iss. 3. – P. 467-479.
53. Peng F.Z. A Generalized Multilevel Inverter Topology with Self Voltage Balancing / F.Z. Peng, // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2001. – Vol. 37, iss. 2. – P. 611-618.
54. Peng, F. Z. Recent Advances in Multilevel Converter/Inverter Topologies and Applications / F. Z. Peng, W. Qian, and D. Cao // *International Power Electronics Conference, 2010*. – P. 492 – 501.
55. Лабунцов В.А. Алгоритмы переключения вентиля в автономных мостовых инверторах напряжения / В.А. Лабунцов // *Изв. вузов. Электромеханика*. – 1974, № 4. – С. 381-389.
56. Bhuyan M.H. DSP based three-level PWM for two-phase VSI. // M.H. Bhuyan, K.M. Rahman, M.A. Choudhury // *3rd International Conference on Electrical & Computer Engineering ICECE 2004 [Dhaka, Bangladesh]*. – P. 355-358.
57. Зиновьев Г.С. Итоги решения проблем электромагнитной совместимости вентиляционных преобразователей / Г.С. Зиновьев // *Электротехника*. – 2000. – № 11. – С. 12-16.
58. Nabae A. A new neutral-point-clamped pwm inverter / A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 1981. – Vol. IA-17, iss. 5. – P. 518-523.

59. Zhou D. Experimental Comparisons of Space Vector Neutral Point Balancing Strategies for Three-Level Topology / D. Zhou, D.G. Rouaud // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2001. – Vol. 16, iss. 6. – P. 872–879.
60. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие / Г.С. Зиновьев. – Изд. 2-е, испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.
61. Babaei E. A New Topology for Multilevel Current Source Converters / E. Babaei, S.H. Hosseini, G.B. Gharehpetian // ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics and Communications. – 2006. – Vol. 4, No.1. – P. 2-12.
62. Bao J. Generalized multilevel current source inverter topology with self-balancing current / J. Bao, W. Bao, Z. Zhang // Journal of Zhejiang University-Science (Computers & Electronics). – 2010. – Vol. 11. – P. 555-561.
63. Bai Z. A Generalized Three-Phase Multilevel Current Source Inverter with Carrier Phase-Shifted SPWM / Z. Bai, Z. Zhang, Y. Zhang // Proc. IEEE Power Electron. Specialists Conf. (PESC). – 2007 – P. 2055-2060.
64. Antunes F.M. Application of a Generalized Current Multilevel Cell to a Current Source Inverter / F.M. Antunes, H.F.C. Braga, I. Barbi // IEEE Transactions of Industrial Electronics. – 1999. – Vol. 46, No. 1. – P. 31-38.
65. Vázquez N. A Different Multilevel Current-Source Inverter / N. Vázquez, H. López, C. Hernández, E. Vázquez, R. Osorio, J. Arau // IEEE Transactions on Industrial Electronic. – 2010. – Vol. 57, No. 8. – P. 2623-2632.
66. McGrath B.P. Natural Current Balancing of Multicell Current Source Converters / B.P. McGrath, D.G. Holmes // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2008. – Vol. 23, No. 3. – P. 1239-1246.
67. Bai Z. Conformation of Multilevel Current Source Converter Topologies Using the Duality Principle / Z. Bai, Z. Zhang // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2008. – Vol. 23, No. 5. – P. 2260-2267.
68. Мальнев А.И. Обзор многоуровневых инверторов тока / А.И. Мальнев, И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев // Известия Томского политехнического университета. – 2015. – Т. 326. – № 7. – С. 15-26.

69. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники: Электрические цепи / Л.А. Бессонов. – М.: Высш. Школа, 1978. – 528 с.
70. Бедфорд Б. Теория автономных инверторов: пер. с англ. / Б. Бедфорд, Р. Хофт. – М.: Энергия, 1968. – 280 с.
71. Кривицкий С.О. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами / С.О. Кривицкий, И.И. Эпштейн. – М.: Энергия, 1970. – 153 с.
72. Espinoza J.R. Selective Harmonic Elimination and Current/Voltage Control in Current/Voltage-Source Topologies: A Unified Approach / J.R. Espinoza, G. Joós, J.I. Guzmán, L.A. Morán, R.P. Burgos // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2001. – Vol. 48, No. 1. – P. 71-81.
73. Kaźmierkowski M.P. Control in power electronics. Selected problems / M.P. Kaźmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg – Amsterdam; New York: Academic Press, 2002. – 518 p.
74. Баховцев И.А. Разработка энергооптимальных способов управления автономными инверторами напряжения и их микропроцессорная реализация : дис. ... канд. техн. наук : 27.12.98 / Баховцев Игорь Анатольевич. – Новосибирск, НГТУ, 1998. – 302 с.
75. Андриенко А.П. Мощные преобразователи частоты для электропривода переменного тока. В кн. Автоматизированный электропривод / А.П. Андриенко, З.С. Иоспа, В.И. Роговой, Ю.Г. Толстов, И.И. Эпштейн; под общ. ред. И.И. Петрова, М.М. Соколова, М.Г. Юнькова. – М.: Энергия, 1980. – С. 148-156.
76. Глазенко Т. А. Состояние и перспективы применения полупроводниковых преобразователей в приборостроении / Т.А. Глазенко, В.С. Томасов // Изв. Вузов. Приборостроение. 1996. – Т. 39. – № 3. - С. 5-12.
77. Schonung A. Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed a.c. drives / A. Schonung, H. Stemmler – Brown Boveri Rev., vol. 51, no. 8/9, Aug./Sept. 1964. – P. 555–577.
78. Темников Ф. Е. Методы и модели развертывающих систем / Ф.Е. Темников. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 136 с.

79. Сандлер А. С. Тиристорные инверторы с широтно-импульсной модуляцией для управления асинхронными двигателями / А.С. Сандлер, Ю.М. Гусяцкий. – М.: Энергия, 1968. – 96 с.

80. Разработка и исследование систем управления тиристорными преобразователями типа инверторов напряжения и оценка их регулировочных свойств: отчет о НИР, этап 8 / Грабовецкий Г.В., Зиновьев Г.С. / № ГР 77017995; Инв. № Б 740589. – Новосибирск: НЭТИ, 1978. – 281 с.

81. Фираго Б. И. Сравнительный анализ способов широтно-импульсной модуляции автономных инверторов напряжения / Б.И. Фираго, С.Н. Павлович, Э. Креспо // Изв. вузов. Электромеханика. 1990. – № 2. – С. 97-101.

82. Баховцев И.А. Инвертор напряжения с улучшенным качеством выходной энергии для электропривода / И.А. Баховцев, А.Н. Коновалов, Г.С. Зиновьев, В.И. Попов // Проблемы преобразовательной техники: Тезисы докладов Всесоюзной научно-технической конференции. – Киев, 1979, ч. 5.

83. Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования параметров электрической энергии / Кобзев А.В. – Новосибирск: Наука, 1979. – 304 с.

84. Руденко В. С. Основы преобразовательной техники: Учебник для вузов / В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко. – М.: Высш. школа, 1980. – 424 с.

85. Забродин Ю. С. Автономные тиристорные инверторы с широтно-импульсным регулированием / Ю.С. Забродин. – М.: Энергия, 1977. – 136 с.

86. Зиновьев Г.С. Анализ способов формирования кривой выходного напряжения автономных инверторов напряжения / Г. С. Зиновьев, В. И. Попов // Преобразовательная техника: Межвуз. сб. науч. трудов: В 2-х кн. – Новосибирск: НЭТИ, 1968. – Кн.1. – С. 79-95.

87. Слепов Н. Н. Широтно-импульсная модуляция / Н.Н. Слепов, Б.В. Дроздов. – М.: Энергия, 1978. – 192 с.

88. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский. – М.: Советское радио, 1977. – 511 с.

89. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем / Я.З. Цыпкин. – М.-Л.: Физматгиз, 1963. – 968 с.
90. Толстов Ю. Г. Автономные инверторы. В кн.: Преобразовательные устройства в электроэнергетике / Ю.Г. Толстов. – М.: Наука, 1964. – С. 3-8.
91. Зиновьев Г. С. Автономные инверторы напряжения для частотного асинхронного электропривода. В кн.: Автоматизация производственных процессов / Г.С. Зиновьев, В.И. Попов. – Новосибирск, 1967. – Вып.5. – С. 227-238.
92. Бродовский В. Н. Приводы с частотно-токовым управлением / В.Н. Бродовский, Е.С. Иванов. – М.: Энергия, 1974. – 169 с.
93. А. С. № 251050 СССР, МПК G05F, H03B. Устройство для управления непосредственным преобразователем частоты / Г. В. Грабовецкий, Г. С. Зиновьев; опубл. 26.08.69, Бюл. № 27.
94. Грабовецкий Г.В. О построении замкнутых (следающих) систем управления многофазными преобразователями частоты. В кн.: Устройства преобразовательной техники / Г.В. Грабовецкий, Г.С. Зиновьев, Б.А. Сташишин. - Киев: ИЭД АН УССР, 1969. – Вып. 1. – С.144-151.
95. А. С. № 239403 СССР, МПК G05F, H03B. Устройство для управления преобразователем частоты с непосредственной связью / Г. С. Зиновьев, Б. А. Сташишин; опубл. 18.03.69, Бюл. №11.
96. Писарев А. Л. Управление тиристорными преобразователями / А.Л. Писарев, Л.П. Деткин. – М.: Энергия, 1975. – 264 с.
97. Сетюков Л. И. Применение двойных рядов Фурье для определения частотных спектров различных видов импульсной модуляции / Л.И. Сетюков // Труды МЭИ, вып. 34. 1961. – С. 24-35.
98. Усышкин Е. И. Спектры напряжений инверторов с широтно-импульсной модуляцией / Е.И. Усышкин // Электричество. 1969. – № 1. – С. 48-52.
99. Лабунцов В. А. Особенности работы инверторов напряжения на асинхронный двигатель / В.А. Лабунцов, Ю.С. Забродин // Электротехника. 1971. – № 11. – С.1-4.

100. А. С. № 474095 СССР, МПК H02P 13/16. Способ управления автономным инвертором / Г. С. Зиновьев, Е. И. Уланов; опубл. 1975, Бюл. № 22.

101. А. С. № 664272 СССР, МПК H02P 13/18. Устройство для управления инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией / Г. С. Зиновьев, А. П. Черников; опубл. 25.05.79, Бюл. № 19.

102. Олещук В. И. Регулирование выходных параметров автономных инверторов напряжения с переменной выходной частотой / В.И. Олещук, К.А. Липковский // Киев, 1985. – 44 с. (АН УССР; ИЭД, № 422).

103. Зиновьев Г.С. Некоторые пути оптимизации способов управления преобразователями частоты типа инверторов напряжения / Г. С. Зиновьев, В. И. Попов, С. П. Безбородов и др. // Преобразовательная техника: Межвуз. сб. науч. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1976. – С. 57-66.

104. Зиновьев Г.С. Способ управления инвертором напряжения / Г. С. Зиновьев, Е. И. Уланов // Преобразовательная техника: Межвуз. сб. научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1975. – С. 24-28.

105. Зиновьев Г.С. Одноканальные системы управления многофазными вентилями преобразователями / Г. С. Зиновьев // Преобразовательная техника: Межвуз. сб. научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1977. – С. 42-71.

106. А. С. № 471646 СССР, МПК H02P 13/24. Способ управления трехфазным преобразователем частоты / Г. С. Зиновьев, В. И. Попов, Е. И. Уланов; опубл. 25.05.75, Бюл. № 19.

107. А. С. 515245 СССР, МПК H02P 13/18. Способ управления тиристорами автономного трехфазного мостового инвертора напряжения / М.А. Житков, В.А. Добрусин; опубл. 1976, Бюл. № 19.

108. А. С. № 748793 СССР, МПК H02P 13/18. Способ управления трехфазным мостовым инвертором / В. А. Добрусин, А. Ю. Рождественский, М. А. Житков; опубл. 15.07.80, Бюл. № 26.

109. А. С. № 817980 СССР, МПК H02P 13/18. Способ управления трехфазным мостовым инвертором / В. А. Добрусин, А. Ю. Рождественский; опубл. 30.03.81, Бюл. № 12.

110. А. С. № 864492 СССР, МПК H02P 13/18. Способ управления трехфазным мостовым инвертором / В. А. Добрусин, А. Ю. Рождественский; опубл. 15.09.81, Бюл. № 34.

111. Гречко Э. Н. Автономные инверторы модуляционного типа / Э.Н. Гречко, В.Е. Тонкаль. – Киев: Наук, думка, 1983. – 304 с.

112. Lewandovski M. Minimizing harmonics of the output voltage of the chopper inverter / M. Lewandovski, A. Szelag – Archiv fur Elektrotechnik, 1986, v. 69, № 4. – P. 223-226.

113. Орлов Ю. И. Поисковый алгоритм оптимизации выходного напряжения инвертора / Ю.И. Орлов, Ю.Н. Петренко // Техническая электродинамика. 1986. – № 4. – С. 50-57.

114. Смоляков С. В. Оптимальное регулирование выходного напряжения преобразователей частоты при широтно-импульсной модуляции. В кн.: Проблемы преобразовательной техники, ч.2 / С.В. Смоляков, В.О. Костенко. – Киев: ИЭД АН УССР, 1983. – С. 15-18.

115. Takashi I. A new control of PWM inverter for minimum loss operation of an induction motor drive / I. Takashi, H. Mochikawa // IEEE Transactions Industry Applications. – 1985. – Vol. 21, № 3. – P. 580-587.

116. Tente P. A quasi analytical procedure for determining the optimum commutation angles of PWM converters / P. Tente // Archiv fur Elektrotechnik. – 1980. – V. 62, № 6. – P. 343-350.

117. А.С. № 1102016 СССР, МПК H02P 13/30. Устройство для управления преобразователем частоты / И. А. Баховцев, Г. С. Зиновьев; опубл. 07. 07. 84, Бюл. № 25.

118. А. С. № 492982 СССР, МПК H02M 5/00, H02O 3/18. Способ управления вентиляльным преобразователем / Г. С. Зиновьев; опубл. 25.11.75, Бюл. № 43.

119. Изосимов Д. Использование скользящих режимов в задачах управления электрическими машинами / Д. Изосимов, Б. Матич, В. Уткин, А. Шабанов // Докл. АН СССР. 1978, т. 241, № 4. – С. 769-772.

120. Mc-Murray W. Modulation of the Chopping frequency in Choppers and PWM inverter / W. Mc-Murray // IEEE Transfctions. – 1984. – Vol. 1A-20, № 4. – P. 763-868.

121. А. С. № 661714 СССР, МПК H02P 13/18. Способ управления многофазным инвертором напряжения / Г. С. Зиновьев, В. Е. Белоусов; опубл. 05.05.79, Бюл. № 17.

122. Мищенко А.В. Принципы построения и методы оптимизации тиристорных преобразователей частоты "второго поколения" / В. А. Мищенко, А. В. Иванов, Н.И. Лосев, Ю. М. Скворцов // Эффективность повышения частоты промышленного переменного тока. – Кишинев: Штиинца, 1975. – С. 132-142.

123. Белоусов В.Е. Синтез алгоритмов управления инвертором напряжения для частотного электропривода на универсальной математической модели преобразователей частоты / В.Е. Белоусов, Л.П. Брон, Г.С. Зиновьев, В.Ш. Пасик // Электроустановки повышенной частоты. – Кишинев: Штиинца, 1978. – С. 88-95.

124. Беркович Е. И. Полностью управляемые полупроводниковые приборы в преобразователях новых поколений / Е.И. Беркович // Электротехника. – 1994. – № 3. – С. 2-5.

125. Лизец М. 8- и 16-битные микроконтроллеры фирмы "Siemens AG" / М. Лизец, М.Ю. Поташников // Электротехника. – 1996. – № 12. – С. 42-45.

126. Микроконтроллеры C167CR фирмы "Сименс АГ" наиболее подходящая основа для любого преобразователя // Электротехника. – 1996. – № 12. – С. 45-48.

127. Brod D.M. Current control of VSI-PWM inverters / D.M. Brod, D.W. Novotny // IEEE Transactions. – 1985. – Vol. IA-21. – P. 562-570.

128. Бурков А. Т. Анализ режимов автономного инвертора напряжения локомотивов с асинхронными тяговыми двигателями методом цифрового динамического моделирования. В кн.: Полупроводниковая техника в устройствах электрических железных дорог / А.Т. Бурков. – Ленинград: ЛИИЖТ, 1978. – С. 43-52.

129. Бурков А. Т. Анализ состояния автономного инвертора напряжения при замещении его комбинационной схемой. В кн.: Проблемы преобразовательной техники / А.Т. Бурков. – Киев: Наукова Думка, 1979, ч. 2. – С. 246-249.

130. Чернов С. С. Метод математического моделирования инверторов напряжения. В кн.: Проблемы преобразовательной техники, ч. 2 / С.С. Чернов С. С. – Киев: ИЭД АН УССР, 1979. – С.214-217.

131. Чернов С. С. Формализация алгоритмов переключения тиристорных трехфазного инвертора напряжения с прямоугольной ШИМ / С.С. Чернов // Изв. вузов. Электромеханика. – 1980. – № . – С. 386-391.
132. Баховцев И.А. О синтезе алгоритмов управления для АИН с ШИМ / И. А. Баховцев, Г. С. Зиновьев // Тиристорные преобразователи: Межвуз. сб. научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1985. – С. 23-34.
133. Попов Б. Н. Микропроцессорное управление синхронными трехфазными двигателями / Б.Н. Попов // Электротехника. – 1993. – № 1. – С. 32-37.
134. Попов Б. Н. Анализ и синтез законов управления системой "импульсный усилитель мощности электродвигатель" / Б.Н. Попов // Изв. АН РФ. Теория и системы управления. – 1996. – № 3. – С. 94-102.
135. Калашников Б.Е. Автономные инверторы с улучшенным качеством выходного напряжения для частотно-регулируемых электроприводов / Б.Е. Калашников, И.И. Эпштейн // Вентильные автоматизированные электроприводы: Краткие тезисы докл. Всесоюзного науч.-техн. совещания. – Л., 1978.
136. Jordan K. R. General analysis of three-phase inverters / K. R. Jordan, S. B. Dewan, G. Slemon // IEEE Transactions Industry Applications. – 1969. – Vol. 5, No. 6. – P. 672-679.
137. Busse A. Multiloop control of a unity power factor fast-switching AC to DC converter / A. Busse, J. Holtz // Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC'82), 1982. – P.171-179.
138. Pfaff G. Design and experimental results of a brushless AC servo drive / G. Pfaff, A. Weschta, A. Wick // Conf. Rec. IEEE/IAS Annu. Meeting, 1982. – P. 692-697.
139. Халас Ш. Оптимизация управления инверторами напряжения в асинхронном электроприводе / Ш. Халас // Электричество. – 1993. – № 1. – С. 43-48.
140. Калашников Б. Е. Трехфазные автономные инверторы с улучшенным качеством выходного напряжения для частотно-регулируемых электроприводов / Б.Е. Калашников, И.И. Эпштейн // Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника. – 1980. – Вып. 6. – С. 7-9.

141. Архангельский Н. Л. Формирование алгоритмов управления в частотно-управляемом электроприводе / Н.Л. Архангельский, В.Л. Чистосердов // Электротехника. – 1994. – №3. – С. 48-52.

142. Изосимов Д. Б. Симплексные алгоритмы управления трехфазным автономным инвертором напряжения с ШИМ / Д.Б. Изосимов, С.Е. Рывкин, С.В. Шевцов // Электротехника. – 1993. – № 12. – С. 14-20.

143. Богдасhev А.В. Синтез алгоритмов управления инверторами с ШИМ по критерию снижения коммутационных потерь / А.В. Богдасhev, М.С. Каплун, Г.В. Рязановский, Я.В. Чупин // Автоматизированный электропривод промышленных установок: Межвуз. сб. научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1989. – С. 25-33.

144. Боченков Б.М. Векторная широтно-импульсная модуляция в устройстве управления асинхронным электроприводом / Б. М. Боченков, А. А. Жуков, А. Г. Суздак // Автоматизированный электропривод промышленных установок: Межвуз. сб. научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1990. – С. 128-134.

145. Архангельский Н. Л. Новые алгоритмы управления асинхронным электроприводом / Н.Л. Архангельский, В.С. Курнышев, А.Б. Виноградов // Электротехника. – 1991. – № 10. – С. 9-13.

146. Кочетков В.Д. Системы регулирования электроприводов переменного тока с микропроцессорным управлением / В.Д. Кочетков, Л.Х. Дацковский, А.В. Бирюков, Ю.М. Гусяцкий, В.И. Роговой // Электротехническая промышленность. Сер. 08. Электропривод: Обзорная информация. – 1989. – Вып. 26. – 80 с.

147. Рудаков В. В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отделение, 1987. – 136 с.

148. Архангельский Н.Л. Восстановление электромагнитных переменных асинхронной машины, питаемой от преобразователя переменного тока / Н.Л. Архангельский, С.К. Лебедев, С.А. Анисимов, Д.Б. Изосимов // Проблемы преобразовательной техники, ч. 2. – Киев: ИЭД АН УССР, 1983. – С. 213-216.

149. Баховцев И.А. Управление инверторным электроприводом со слежением за мгновенными значениями момента и обобщенного вектора потокосцепления /

И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев, Э.Л. Петров, Е.И. Уланов // Известия вузов. Приборостроение. – 1996. - Т.39. –№ 3. – С. 42-44.

150. Hava A.M. A Generalized scalar PWM approach with easy implementation features for three-phase, three-wire voltage-source inverters / A.M. Hava, N.O. Cetin // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2011. – Vol. 26, No. – P. 1385-1395.

151. Da Silva E.R. Pulsewidth modulation strategies: nonsinusoidal Carrier-based PWM and space vector modulation techniques / E.R.C. da Silva, E.C. dos Santos, JR., C.B. Jacobino // IEEE Industrial Electronics Magazine. – June 2011. – P. 37-45.

152. Çetin N. O. Scalar PWM implementation methods for three-phase three-wire inverters / N.O. Çetin, A.M. Hava // Electrical and Electronics Engineering. – ELECO 2009. – International Conference on Publication Year: 2009, Page(s): I-447 - I-451.

153. Zhang W.-F. Comparison of Three SVPWM Strategies / Wei-Feng Zhang, Yue-Hui Yu // Journal of Electronic Science and Technology of China. – 2007. – Vol. 5, No. 3. – P. 283-287.

154. Narayanan G. Synchronised PWM strategies based on space vector approach. Part 1: Principles of waveform generation / G. Narayanan, V.T. Ranganathan // IEE Proc - Electr. Power Appl. – 1999. - Vol. 146, No. 3. – P. 267-275.

155. Narayanan G. Synchronised PWM strategies based on space vector approach. Part 2: Performance assessment and application to V/f drives / G. Narayanan, V.T. Ranganathan // IEE Proc -Electr. Power Appl. – 1999. – Vol. 146, No. 3. – P. 276-281.

156. Der Broeck H.W.V. Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage - Space Vectors / H.W.V der Broeck, H.-C. Skudelny, G.V. Stanke // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1988. – Vol. 24, No I. – P. 142-150.

157. Jacobina C.B. Digital Scalar Pulse-Width Modulation: A Simple Approach to Introduce Non-Sinusoidal Modulating Waveforms / C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, E.R.C. da Silva, R.N.C. Alves, P.F. Seixas // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2001. – Vol. 16, No. 3. – P. 351-359.

158. Zhou K. Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis / K. Zhou, D. Wang // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2002. – Vol. 49, No. 1. – P. 186-196.

159. Jacobina C.B. Current Control for Induction Motor Drives Using Random PWM / C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, E.R.C. da Silva, A.M. Trzynadlowski // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1998. – Vol. 45, No. 5. – P. 704-712.

160. Oh S.-Y. Harmonic-Spectrum Spreading Effects of Two-Phase Random Centered Distribution PWM (DZRCD) Scheme With Dual Zero Vectors / S.-Y. Oh, Y.-G. Jung, S.-H. Yang, Y.-C. Lim // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2009. – Vol. 56, no. 8. – P. 3013-3020.

161. Патент № 2482595 Российская Федерация, МПК H02M7/12, H02M7/527, H02M7/53862, H02M7/5395. Способ управления преобразователем частоты / М.М. Юхнин, М.А. Маслов, Э.Я. Лифшиц, В.Г. Пузанов, С.А. Харитонов; опубл. 20.05.2013, Бюл. № 14.

162. Патент № 2517298 Российская Федерация, МПК G05F 1/100. Способ управления инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией в составе системы генерирования электрической энергии переменного тока / С.А. Харитонов, Д.В. Коробков, В.В. Машинский, С.Н. Завертан, Д.В. Макаров, А.В. Гейст, С.В. Воробьева; опубл. 27.05.2014, Бюл. № 15.

163. Баховцев И.А. Способ ШИМ с детерминированным изменением частоты опорного сигнала / И.А. Баховцев, А.К. Ракитин // Труды X международной конференции Актуальные Проблемы Электронного Приборостроения. - АПЭП-2010. – Том 7. – Новосибирск: Издательство НГТУ, 2010. – С. 68 - 73.

164. Bakhovtsev I.A. New PWM Methods with Deterministic Change of Carrier Frequency / Bakhovtsev I.A., Rakitin A.K. // XII International Conference and Seminar on micro/nanotechnologies and electron device (EDM-2011). – Erlagol, Altai. – June 30 – July 4. – P. 406-410.

165. Un E. A Near-State PWM Method with Reduced Switching Losses and Reduced Common-Mode Voltage for Three-Phase Voltage Source Inverters / E. Un, A.M. Hava // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2009. – Vol. 45, No. 2. – P. 782-793.

166. Hava A.M. Performance Analysis of Reduced Common-Mode Voltage PWM Methods and Comparison with Standard PWM Methods for Three-Phase Voltage-Source

Inverters / A.M. Hava, E. Un // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24, No. 1. – P. 241-252.

167. Tian K. A New Space Vector Modulation Technique for Common-Mode Voltage Reduction in both Magnitude and Third-Order Component / K. Tian, J. Wang, B. Wu, D. Xu, Z. Cheng, N.R. Zargari // Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2014. – P. 5472-5478.

168. Jeevananthan S. Inverted Sine Carrier for Fundamental Fortification in PWM Inverters and FPGA Based Implementations / S. Jeevananthan, R. Nandhakumar, P. Dananjayan // Serbian Journal of Electrical Engineering. – 2007. – Vol. 4, No. 2. – P. 171-187.

169. Патент № 2389128 Российская Федерация, МПК H02P27/08, H02M5/453, H02M7/5395. Способ формирования широтно-импульсных сигналов управления автономного инвертора / В.М. Иванов; опубл. 10.05.2010, Бюл. № 13.

170. Патент № 2556874 Российская Федерация, МПК H02M 7/515, 7/527, 7/525, H02P 27/08. Способ управления автономным инвертором / И.А. Баховцев; опубл. 20.07.15, Бюл. № 20.

171. Патент № 2558722 Российская Федерация, МПК H02M 7/527, 7/537, 7/53846, 7/5395, H02P 27/08. Способ управления трехфазным автономным инвертором / И.А. Баховцев; опубл. 10.08.15, Бюл. № 22.

172. Патент № 2348100 Российская Федерация, МПК H02M7/527. Способ преобразования постоянного напряжения в квазисинусоидальное с широтно-импульсной модуляцией (варианты) / Н.В. Донской, С.А. Никитин, К.А. Чубуков; опубл. 27.02.09, Бюл. № 6.

173. Патент № 2356160 Российская Федерация, МПК H02M7/527. Способ преобразования постоянного напряжения в квазисинусоидальное с широтно-импульсной модуляцией (варианты) / К.А. Чубуков, Н.В. Донской, И.И. Куклин; опубл. 20.05.2009, Бюл. № 14.

174. Патент № 2402867 Российская Федерация, МПК H02P27/08, H02P21/00, H02M7/5395 . Способ преобразования постоянного напряжения в квазисинусоидальное с векторной широтно-импульсной модуляцией (варианты) / К.А. Чубуков, Н.В. Донской; опубл. 27.10.2010, Бюл. № 30.

175. Патент № 2326486 Российская Федерация, МПК H02M7/5395. Способ формирования широтно-импульсных сигналов управления автономного инвертора / В.М. Иванов; опубл. 10.06.2008, Бюл. № 16.

176. Патент № 2564991 РФ, МПК H02M 7/53846, H02P 27/08. Способ управления автономным инвертором / И.А. Баховцев; опубл. 10.10.15, Бюл. № 28.

177. Meco-Gutiérrez M. J. Reduction in induction motor heating fed by a new PWM technique: results obtained in laboratory experiments / M. J. Meco-Gutiérrez, A. Ruiz Gonzalez, F. Vargas-Merino, J.R. Heredia-Larrubia // University of Malaga (Spain), october 2003.

178. Deng Y. Multilevel PWM Methods based on Control Degrees of Freedom Combination and Its Theoretical Analysis / Y. Deng, H. Wang, C. Zhang, L. Hu, X. He // Industry Applications Conference, 2005. Fortieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005, Vol. 3. – P. 1692-1699.

179. McGrath B.P. Optimized Space Vector Switching Sequences for Multilevel Inverters / B.P. McGrath, D.G. Holmes, T.A. Lipo // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2003. – Vol. 18, No. 6. – P. 1293-1301.

180. Colak I. Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes / I. Colak, E. Kabalci, R. Bayindir // Energy Conversion and Management. – 2011. – Vol. 52, Iss. 2. – P. 1114-1128.

181. Shanthi B. Evaluation of various unipolar multicarrier PWM strategies for five level flying capacitor inverter / B. Shanthi, S.P. Natarajan // Journal of Engineering Science and Technology. – 2012. – Vol. 7, No. 3. – P. 379-392.

182. Nagarajan R. Performance Analysis of Multicarrier PWM Strategies for Cascaded Multilevel Inverter / R. Nagarajan, M. Saravanan // European Journal of Scientific Research. – 2012. – Vol. 92, No. 4. – P. 608-625.

183. Balamurugan C.R. Performance and Evaluation of Three Phase Bridge Module Type Diode Clamped Multilevel Inverter / C.R. Balamurugan, S.P. Natarajan, R. Bensraj // International Journal of Engineering Trends and Technology. – 2012. – Vol. 3, Iss. 3. – P. 380-389.

184. Shanthi B. Comparative Study on Carrier Overlapping PWM Strategies for Five Level Diode Clamped Inverter / B. Shanthi, S.P. Natarajan // International Journal on Electrical Engineering and Informatics. – 2011. – Vol. 3, No 1. – P. 12-25.

185. Kou X. Full Binary Combination Schema for Floating Voltage Source Multi-level Inverters / X. Kou, K.A. Corzine, Y.L. Familant // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2002. – Vol. 17, No. 6. – P. 891-897.

186. Rodriguez J. A high performance vector control of a 11-level inverter / J. Rodriguez, L. Moran, C. Silva, P. Correa // The Third International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC). – 2000. – Vol. 3. – P. 1116–1121.

187. Zare F. A Hysteresis current control for single-phase multilevel voltage source inverters: PLD implementation / F. Zare, G. Ledwich // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2002. – Vol. 17, No. 5. – P. 731-738.

188. Kolmakov N.M. Application of Hysteresis Voltage Control for Three-Level Neutral Point Clamped Voltage Source Inverter / N.M. Kolmakov, I.A. Bakhovtsev, T. Jalakas // 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON-2015), ISBN978-1-5090-0334-1. – P. 195-198.

189. Kolmakov N.M. Modulation features of VSI with hysteresis voltage control / N.M. Kolmakov, I.A. Bakhovtsev // XII International Conference and Seminar on micro/nanotechnologies and electron device (EDM-2011). – Erlagol, Altai. – June 30 – July 4. – P. 471-475.

190. Колмаков Н.М. Анализ гистерезисного управления по напряжению автономного инвертора напряжения / Н.М. Колмаков, И.А. Баховцев, А.Г. Гарганеев // Доклады ТУСУРа. – 2016. – Том 19, № 2. – Стр. 84-89.

191. Casadei D. Implementation of a direct control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation / D. Casadei, G. Serra, A. Tani // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2000. – Vol. 15, No. 4. – P. 769–777.

192. Dahidah M.S.A. Selective harmonic elimination PWM control for cascaded multilevel voltage source converters: a generalized formula / M.S.A. Dahidah, V.G. Agelidis // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2008. – Vol. 23, No. 4. – P. 1620-1630.

193. Bouhali O. Solving Harmonic Elimination Equations in Multi-level Inverters by using Neural Networks / O. Bouhali, F. Bouaziz, N. Rizoug, A. Talha // *International Journal of Information and Electronics Engineering*. – 2013. – Vol. 3, No. 2. – P. 191-195.

194. Pinheiro, H. Space vector modulation for voltage-source inverters: a unified approach / H. Pinheiro, F. Botteron, C. Rech, L. Schuch, R.F. Camargo, H.L. Hey, H.A. Grundling, J.R. Pinheiro // *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*. – 2002, Volume: 1. – P. 23-29.

195. Albatran S. Comprehensive mathematical description and harmonic analysis of hybrid two-dimensional–three-dimensional space vector modulation / S. Albatran, Y. Fu, A. Albanna // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2014. – Vol. 61, No. 7. – P. 3327-3336.

196. Rodríguez J. A Vector Control Technique for Medium-Voltage Multilevel Inverters / J. Rodríguez, L. Morán, P. Correa, C. Silva // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2002. – Vol. 49, No. 4. – P. 882-888.

197. Shiny G. A Fractal based Space Vector PWM Scheme for General n-Level Inverters / G. Shiny, M.R. Baiju // *The 2010 International Power Electronics Conference*. – P. 847-854.

198. Ryu H.-M. Analysis of Multiphase Space Vector Pulse-Width Modulation Based on Multiple d–q Spaces Concept / H.-M. Ryu, J.H. Kim, S.-K. Sul // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2005. – Vol. 20, No. 6. – P. 1364-1371.

199. López O. Multilevel Multiphase Space Vector PWM Algorithm / O. López, J. Álvarez, J. Doval-Gandoy, F.D. Freijedo // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2008. – Vol. 55, No. 5. – P. 1933-1942.

200. Kazmierkowski M.P. Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey // M.P. Kazmierkowski, L. Malesani // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 1998. – Vol. 45, No. 5. – P. 691-703.

201. Mohseni M. A New Vector-Based Hysteresis Current Control Scheme for Three-Phase PWM Voltage-Source Inverters / M. Mohseni, S.M. Islam // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2010. – Vol. 25, No. 9. – P. 2299-2309.

202. Bakhshai A.R. Incorporating the Overmodulation Range in Space Vector Pattern Generators Using a Classification Algorithm / A.R. Bakhshai, G. Joós, P.K. Jain, H. Jin // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2000. – Vol. 15, No. 1. – P. 83-91.
203. AL-Rawi O.Y. Switching angle optimization based genetic algorithms for harmonic reduction in three phase PWM strategy / O.Y. AL-Rawi, A.H. Shallal, M.S. Sali // *Diyala Journal of Engineering Sciences*. – 2011. – Vol. 04, No. 01. - P. 83-94.
204. Vinoth N. Simulation of Particle Swarm Optimization Based Selective Harmonic Elimination / N. Vinoth, H.U. Prabhu // *International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT)*. – 2013. – Vol. 2, Iss. 7. – P. 215-218.
205. Bouhali O. Solving Harmonics Elimination Problem in Three-Phase Voltage controlled Inverter using Artificial Neural Networks / O. Bouhali, M. Berkouk, D. Francois, C. Saudemont, S. Labiod // *Journal of Electrical Systems*, 1-1, 2005. – P. 39-51.
206. Yazdani D. A Generalized Space Vector Classification Technique for Six-Phase Inverters / D. Yazdani, S.A. Khajehoddin, A. Bakhshai, G. Joos // *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*. – P. 2050-2057.
207. Abu-Rub H. Medium-Voltage Multilevel Converters - State of the Art, Challenges, and Requirements in Industrial Applications / H. Abu-Rub, J. Holtz, J. Rodriguez, G. Baoming // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2010. – Vol. 57, No. 8. – P. 2581-2596.
208. Boller T. Optimal Pulsewidth Modulation of a Dual Three-Level Inverter System Operated from a Single DC / T. Boller, J. Holtz, A.K. Rathore // *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition - ECCE, 2011*. – P. 3406-3410.
209. Holtz J. Optimal Control of a Dual Three-Level Inverter System for Medium-Voltage Drives / J. Holtz, N. Oikonomou // *Journal: IEEE Transactions on Industry Applications - IEEE Transactions on Industry Applications*. – 2010. – Vol. 46, No. 3. – P. 1034-1041.
210. Pascual C. High-fidelity PWM inverter for digital audio amplification: spectral analysis, real-time DSP implementation, and results / C. Pascual, Z. Song, R.T. Krein, D.V. Sarwate, P. Midya, W.J. Roeckner // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2003. – Vol. 18. – P. 473-485.

211. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.

212. Kwasinski A. Time Domain Comparison of Pulse-Width Modulation Schemes / A. Kwasinski, P.T. Krein, P.L. Chapman // IEEE Power electronics letters. – 2003. – Vol. 1, No. 3. – P. 64-68.

213. Михальский В.М. Преобразователи частоты и напряжения с широтно-импульсной модуляцией: анализ и научное обоснование путей повышения качества электроэнергии : автореф. дис. ... д-ра техн. наук / Михальский Валерий Михайлович. – Киев. 2010.

214. Выгодский М.Я. Справочник по элементарной математике / М.Я. Выгодский. - М.: Наука. - 336 с.

215. Bowes S.R. Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power convertors / S.R. Bowes, B.M. Bird // IEE Proceedings. – 1975. – Vol. 122, No. 5. – P. 507-513.

216. Mathe L. Shaping the spectra of the line-to-line voltage using signal injection in the common mode voltage / L. Mathe, P.O. Rasmussen, J.K. Pedersen // Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE. – P. 1288-1293.

217. Чаплыгин Е.Е. Двухфазная широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения / Е.Е. Чаплыгин // Электричество. – 2009. – № 8. – С. 56-61.

218. Донской Н.В. Двухфазная широтно-импульсная модуляция в автономных инверторах напряжения / Н.В. Донской, К.А. Чубуков // Нелинейный мир. – 2009. – № 9, Т. 7. – С. 684-688.

219. Обухов С.Г. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения / С.Г. Обухов, Е.Е. Чаплыгин, Д.Е. Кондратьев // Электричество. – 2008. – № 7. – С. 23-31.

220. Баховцев И.А. Микропроцессорные системы управления устройствами силовой электроники: учебное пособие. В 2 ч. / И.А. Баховцев. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. – Ч 2. – 110 с.

221. Чаплыгин Е.Е. Широтно-импульсная модуляция с пассивной фазой в трехфазных инверторах напряжения / Е.Е. Чаплыгин, С.В. Хухтиков // Электричество. – 2011. – № 5. – С. 53-61.

222. Васильев Б.Ю. Повышение эффективности работы силовых полупроводниковых преобразователей на основе векторных алгоритмов управления / Б.Ю. Васильев // Электричество. – 2014. – № 9. – С. 44-51.

223. Васильев Б.Ю. Модуляционные алгоритмы управления полупроводниковыми преобразовательными устройствами / Б.Ю. Васильев, В.С. Добуш // Электротехника. – 2015. – № 4. – С. 12-19.

224. Колпахчян П.Г. Математическое моделирование процессов в автономном инверторе напряжения / П.Г. Колпахчян, Б.Н. Лобов, А.М. Аль Джурни Рагхад // Изв. вузов. Электромеханика. – 2015. – № 4. – С. 38-41.

225. Nava A.M. Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives / A.M. Nava, R.J. Kerkman, T.A. Lipo // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1999. – Vol. 14, No 1. – P. 49-61.

226. Nava A.M. High-Performance Generalized Discontinuous PWM Algorithm / A.M. Nava, R.J. Kerkman, T.A. Lipo // IEEE Transactions Industry Applications. – 1998. – Vol. 34, No. 5. – P. 1059-1071.

227. Баховцев И.А. Гармонический анализ входных токов трехфазных инверторов напряжения с синусоидальной ШИМ / И.А. Баховцев, В.И. Попов // Преобразовательная техника: Межвуз. сборник научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1978. – С. 103-112.

228. Аникеева Н.И. Определение качества входного и выходного токов инвертора напряжения с ШИМ / Н.И. Аникеева, И.А. Баховцев // Преобразовательная техника: Межвуз. сборник научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1979. – С. 56-66.

229. Аникеева Н.И. Влияние алгоритмов управления инверторов напряжения с ШИМ на энергетические характеристики / Н.И. Аникеева, И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев // Тиристорные преобразователи частоты: Межвуз. сборник научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1981. – С. 29-46.

230. Баховцев И.А. Анализ качества преобразования энергии в АИН с ШИМ / И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев // Силовые тиристорные преобразователи: Межвуз. сборник научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1987. – С. 3-12.

231. Баховцев И.А. Способы широтно-импульсной модуляции в автономных инверторах для частотного электропривода / Баховцев И.А., Зиновьев Г.С., Попов В.И. и др. // Электротехника. – 1990. – № 3. – С. 46-50.

232. Баховцев И.А. Анализ способов управления инверторов напряжения с синусоидальной ШИМ / И.А. Баховцев // Труды IV международной научно-технической конференции Актуальные Проблемы Электронного Приборостроения. - АПЭП-98. – Том 7. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1998. – С. 64-68.

233. Градштейн И.С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И.С. Градштейн, И.М. Рыжик. – М.: Физматгиз, 1962. – 1100 с.

234. Заездный А.М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи / А.М. Заездный. – Л.: Энергия, 1971. – 528 с.

235. Чаплыгин Е.Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: учебное пособие / Е.Е. Чаплыгин. – М.: Изд-во МЭИ. – 2009. – 56 с.

236. Чаплыгин Е.Е. Исследование коэффициента передачи инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией / Е.Е. Чаплыгин, А.Е. Вилков // Электричество. – 2010. – № 8. – С. 52-59.

237. McGrath В.Р. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters / В.Р. McGrath, D.G. Holmes // IEEE Transactions on Industrial Electronic. – 2002. – Vol. 49, No. 4. – P. 858-867.

238. Iqbal A. Generalised sinusoidal PWM with harmonic injection for multi-phase VSIs / A. Iqbal, E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic // Proc. IEEE Power Elec. Spec. Conf. PESC, Jeju, Korea. – 2006 – P. 2871–2877.

239. Баховцев И.А. Анализ выходных характеристик трехуровневого инвертора напряжения с ШИМ / И.А. Баховцев // Радиопромышленность. – 2012. – Вып. 1. – С. 124-133.

240. Баховцев И.А. Использование трехфазного АИН с ШИМ для управления асинхронным исполнительным двигателем / И.А. Баховцев // Электротехника. – 2008. – № 6. – С. 45-51.

241. Баховцев И.А. Интегральные характеристики выходного напряжения трехфазного АИН с векторной ШИМ / И.А. Баховцев // Техническая электродинамика, тематич. выпуск ПСЭ. – Киев, 2008, Ч. 6. – С. 88 – 91.

242. Баховцев И.А. Сравнительный анализ выходного напряжения АИН с синусоидальной и векторной ШИМ / И.А. Баховцев // Техническая электродинамика, тематич. выпуск СЭЭ. – Киев, 2008, Ч. 3. – С. 63 – 66.

243. Баховцев И.А. Сравнительный анализ способов управления двухуровневым АИН с ШИМ / И.А. Баховцев // Труды IX международной конференции Актуальные Проблемы Электронного Приборостроения. - АПЭП-2008. – Том 7. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. – С. 30 - 34.

244. Баховцев И.А. Входные интегральные характеристики двухуровневых инверторов напряжения с ШИМ / И.А. Баховцев // Научный вестник Новосибирского государственного университета. – № 1 (38). – 2010. - С. 111-117.

245. Колпаков А. Алгоритмы управления многоуровневыми преобразователями / А. Колпаков, Е. Карташев // Силовая электроника. – 2009. – № 2. – С. 57-65.

246. Баховцев И.А. Анализ выходного напряжения многофазных четырехуровневых инверторов напряжения с ШИМ / И.А. Баховцев // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 3 (29). – Стр. 175-180.

247. Баховцев И.А. Анализ выходного напряжения многофазного многоуровневого инвертора напряжения с ШИМ / И.А. Баховцев // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. – 2014. – № 11. – Стр. 57-64.

248. Баховцев И.А. Обобщенный анализ выходной энергии многофазных многоуровневых инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией / И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев // Электричество. – 2016. – № 4. – С. 26-33.

249. Герман-Галкин С.Г. Цифровые приводы с транзисторными преобразователями / С. Г. Герман-Галкин, В. Д. Лебедев, Б. А. Марков, Н. И. Чичерин. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986. – 248 с.

250. Адамия Г.Г. Полупроводниковые агрегаты бесперебойного питания / Г. Адамия, А. П. Борисова, А. С. Картавых, В. В. Мирошниченко, С. Н. Щипачева // Электро-техн. пром-сть. Сер. 05. Силовая преобразовательная техника: Обзорная информация. – 1990. – Вып. 25. – 64 с.

251. Статические агрегаты бесперебойного питания / Под ред Ф. И Ковалева. – М.: Энергия, 1992. – 287 с.

252. Баховцев И.А. Анализ выходных характеристик однофазного инвертора напряжения с гистерезисным управлением / И.А. Баховцев // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 3 (29). – С. 58-62.

253. Kolmakov N.M., Bakhovtsev I.A. Three-Phase current source inverter with hysteresis control in voltage source mode. – XVI International Conference of Yong Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM'2015). – Erlagol, Altai. – P. 429-432.

254. Liaw C.M. Analysis, design and Implementation of a random frequency PWM inverter / C.M. Liaw, Y.M. Lin, C.H. Wu, K.I. Hwu // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2000. – Vol. 15, No. 5. – P. 843-854.

255. Mao X. Optimal variable switching frequency scheme for reducing switching loss in single-phase inverters based on time-domain ripple analysis / X. Mao, R. Ayyanar, H. Krishnamurthy // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24, No. 4. – P. 991-1001.

256. Chung D.W. Unified Voltage Modulation Technique for Real-Time Three-Phase Power Conversion / D.W. Chung, J.S. Kim, S.K. Sul // IEEE Transactions Industry Applications. – 1998. – Vol. 34, No. 2. – P. 374-380.

257. Дыбко М.А. Анализ энергетических показателей четырехуровневого инвертора напряжения / М.А. Дыбко, С.В. Брованов. // Технічна електродинаміка. Тематический выпуск. (Київ). – 2009. – Ч. 3. – С. 27-32.

258. Об одном способе синтеза энергооптимальных алгоритмов управления инверторов напряжения с ШИМ / И.А. Баховцев // Труды III международной конференции Актуальные Проблемы Электронного Приборостроения. - АПЭП-96. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1996. – С. 100-101.

259. Holtz J. Optimal Control of a Dual Three-Level Inverter System for Medium-Voltage Drives / J. Holtz, N. Oikonomou // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2010. – Vol. 46, No. 3. – P. 1034-1041.

260. Abu-Rub H. Medium-Voltage Multilevel Converters - State of the Art, Challenges, and Requirements in Industrial Applications / H. Abu-Rub, J. Holtz, J. Rodriguez, G. Baoming // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2010. – Vol. 57, No. 8. – P. 2581-2596.

261. Берестов В.М. Алгоритм управления многоуровневым инвертором напряжения / В.М. Берестов, С.А. Харитонов // Электротехника. – 2007. – № 11. – С. 7-15.

262. Бронштейн И. Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И.Н. Бронштейн, К.А. Семендяев. – М.: Наука, 1981. – 720 с.

263. Hava A.M. Carrier-Based PWM-VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison, and Design // A.M. Hava, R.J. Kerkman, T.A. Lipo // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – Vol. 13, NO. 4. – P. 674-689.

264. Михальский В.М. Керування автономними інверторами напруги із забезпеченням максимального коефіцієнта модуляції при неспотворюючому формуванні вихідної напруги засобами модифікованої ШІМ / В.М. Михальський, В.М. Соболев, В.В. Чопик, І.А. Шаповал // Техн. електродинаміка. – 2010. – № 1. – С. 49-59.

265. Narayanan G. Extension of operation of space vector PWM strategies with low switching frequencies using different overmodulation algorithms / G. Narayanan, V. T. Ranganathan // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2002. – Vol. 17, No. 5. – 788-798.

266. Graditi G. Overmodulation control of five-phase inverters with full DC-bus voltage utilization / G. Graditi, G. Griva, V. Oleschuk // SPEEDAM 2010. – P. 1150- 1155.

267. Tan L. An Overmodulation method for space vector PWM current source inverters / L. Tan, Y. Li, P. Wang // 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2007. – P. 2431-2434.

268. Васильев Б.Ю. Обеспечение режима перемодуляции и повышение эффективности преобразования энергии в силовых автономных инверторах электроприводов / Б.Ю. Васильев // Электричество. – 2015. – № 6. – С. 47-55.

269. Salo M. A vector controlled current-source PWM rectifier with a novel current damping method / M. Salo, H. Tuusa // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2000. – Vol. 15, No. 3. – P. 464-470.

270. Bendre A. A current source PWM inverter with actively commutated SCRs / A. Bendre, I. Wallace, J. Nord, G. Venkataramanan // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2002. – Vol. 17, No. 4. – P. 461-468.

271. Гордонов А.Ю. Большие интегральные схемы запоминающих устройств: Справочник / Н.В. Бекин, В.В. Цыркин и др.; Под ред. А.Ю. Гордонова и Ю.Н. Дьякова. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.

272. Терешкин В.М. Исследование алгоритмов работы пятифазного преобразователя в режиме векторной широтно-импульсной модуляции / В.М. Терешкин, Д.А. Гришин // Электротехника. – 2017. – № 2. – С. 46-51.

273. Харитонов С.А. Результаты разработки системы генерирования электрической энергии типа «переменная скорость - постоянная частота» на базе синхронного генератора и инвертора напряжения / С.А. Харитонов, Н.И. Бородин, Д.В. Коробков Д.В. и др. // Силовая интеллектуальная электроника. – 2007. – № 1 (7). – С. 17-20.

274. M.V. The universal control system for semiconductor converters with PWM / M. V. Balagurov, A. V. Sidorov, D. V. Korobkov, M. A. Zharkov, D. A. Shtein, I. O. Bessonov // 16 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM) : [proc.], Altai, Erlagol, 29 June – 3 July 2015. – IEEE, 2015. – P. 379-383.

275. Баховцев И.А. Исследование АИТ с ШИМ в системе генерирования электрической энергии / И.А. Баховцев, А.А. Щербелев // Материалы VII международной конференции Актуальные Проблемы Электронного Приборостроения. - АПЭП-2004. – Том. 6. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – С. 119-122.

276. Ремизевич Т.В. Микроконтроллеры для встраиваемых приложений: от общих подходов - к семействам HC05 и HC08 фирмы Motorola. / Т.В. Ремизевич; под ред. Кирюхина И.С. – М.: ДОДЕКА, 2000. – 272 с.

277. Деткин Л. П. Микропроцессорные системы управления и регулирования вентиляемыми электроприводами: Обзорная информация / Л.П. Деткин. – М.: Информэлектро, 1980. – 68 с.

278. Булатов О.Г. Принципы построения микропроцессорных систем управления преобразователями электрической энергии / О.Г. Булатов, А.В. Милов, Ф.М. Яблонский // Электротехн. пром-сть. Сер. 05. Полупроводниковые приборы и преобразователи: Обзор. информ. – 1984. – Вып. 1. – 86 с.

279. Файнштейн В. Г. Микропроцессоры и микроЭВМ в системах автоматического управления электроприводами / В.Г. Файнштейн, Э.Г. Файнштейн // Электротехн. пром-сть. Сер. 08. Электропривод: Обзор, информ. 1985. – Вып. 4. – 44 с.

280. Кочетков В.Д. Системы регулирования электроприводов переменного тока с микропроцессорным управлением / В.Д. Кочетков, Л.Х. Дацковский, А.В. Бирюков, Ю.М. Гусяцкий // Электротехн. пром-сть. Сер. 08. Электропривод: Обзор. информ. – 1989. – Вып. 26. – 80 с.

281. Дацковский Л. Х. Мощные частотно-регулируемые электроприводы: состояние и тенденции развития / Л.Х. Дацковский, В.И. Роговой // Электротехн. пром-сть. Сер. 08. Электропривод: Обзор, информ. – 1991. – 76 с.

282. Аникеева Н.И. Микропроцессорные системы управления инверторами напряжения с ШИМ в системе частотного электропривода / Н.И. Аникеева, И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев, В.И. Попов // Силовые вентиляемые преобразователи: Мевуз. сб. научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1984. – С. 103-118.

283. Файнштейн В. Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами / В.Г. Файнштейн, Э.Г. Файнштейн; под ред. О. В. Служановского. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 240 с.

284. Работа с микроконтроллерами семейства HC(S)08: пособие для студентов технических вузов / Х. Крейдл, Г. Куприс, Т.В. Ремизевич, Д.И. Панфилов. – М.: Изд-во МЭИ, 2005. – 444 с.

285. Козаченко В. Ф. Микроконтроллерная система управления преобразователями частоты для объектно-ориентированных асинхронных электроприводов

насосов и вентиляторов / В.Ф. Козаченко, В.П. Миколаенко, А.Л. Кудряшов // Электротехника. – 1995. – № 7. – С. 29-33.

286. Денисов К. Способы управления машинами переменного тока и их практическая реализация на базе компонентов фирмы ANALOG DEVICES / К. Денисов, А. Ермилов, Д. Карпенко // Chip News: Новости о микросхемах. – 1997. – №7-8 (16-17). – С. 18-26.

287. Управление асинхронным двигателем с помощью цифрового сигнального микроконтроллера (По материалам журнала Design & Electronic) // Chip News: Новости о микросхемах. 1997. – № 1 (10). – С. 22-26.

288. Le-Huy H. Microprocessors and IC's for Motion Control / H. Le-Huy // Proceedings of the IEEE – 1994. – Vol. 82, No 8. – P. 1140-1163.

289. Козаченко В. Новые DSP-микроконтроллеры фирмы ANALOG DEVICES ADMC300/330 для высокопроизводительных систем векторного управления электроприводами переменного тока / В. Козаченко, А. Соловьев // Chip News: Новости о микросхемах. – 1998. – № 5 (26). – С. 16-21.

290. Архипов А. Современные решения для систем управления электроприводом / А. Архипов // Новости электроники. – 2008. – № 6. – С. 19-22.

291. Bowes S. R. Microprocessor control of PWM inverters / S.R. Bowes, M.I. Mech, M.I. Mount // IEE Proceedings B - Electric Power Applications – 1981. – V. 128, No 6. – P. 293-305.

292. Bowes S. R. Microprocessor implementation of new optimal PWM switching strategies / S.R. Bowes, A. Midoun // IEE PROCEEDINGS, Vol. 135, Pt. B, No. 5, September 1988. – P. 269-280.

293. Обухов С. Г. Применение БИС микропроцессоров в устройствах фазового управления вентильными преобразователями / С.Г. Обухов, Т.В. Ремизевич // Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника. – 1983. – Вып. 4. – С. 7-12.

294. Чаплыгин Е. Е. Способы микропроцессорного управления автономными инверторами напряжения / Е.Е. Чаплыгин // Электротехника. – 1993. – № 11. – С. 44-48.

295. Чаплыгин Е.Е. Микропроцессорное управление автономными инверторами напряжения с ШИМ / Е.Е. Чаплыгин // Электричество. – 1994. – № 9. – С. 37-41.

296. Баховцев И.А. Применение таймеров для формирования управляющих импульсов в вентильных преобразователях / И. А. Баховцев, Н. А. Красиков // Силовая полупроводниковая техника: Межвуз. сб. научн. трудов. Новосибирск: НЭТИ, 1982. – С. 108-115.

297. Аникеева Н.И. Микропроцессорное управление системой инвертор напряжения с ШИМ асинхронный двигатель / Н.И. Аникеева, И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев // Цифровые методы управления преобразовательными устройствами и электроприводами на их основе: Тезисы докл. Всесоюзного совещания. – Запорожье, 1984. – С. 35-36.

298. Аникеева Н.И. Микропроцессорная система регулирования асинхронным электроприводом / Н.И. Аникеева, И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев // Электроприводы переменного тока с полупроводниковыми преобразователями: Тезисы докл. 7-й научн.-техн. конференции. – Свердловск, 1986. – С. 27.

299. Аникеева Н.И. Микропроцессорная система управления частотным электроприводом с инвертором напряжения / Н. И. Аникеева, И. А. Баховцев, Г. С. Зиновьев, Б. В. Лейкин // Преобразовательная техника: Межвуз. сб. на-учн. трудов. Новосибирск: НЭТИ, 1986. – С. 64-70.

300. Аникеева Н.И. Разработка МПСУ на базе МПК для частотного электропривода с АИН / Н. И. Аникеева, И. А. Баховцев, А. В. Шищенко, Э. Л. Петров // Силовые преобразователи электрической энергии: Межвуз. сб. научн. трудов. Новосибирск: НЭТИ, 1989. – С. 101-112.

301. Патент № 2064730 Российская Федерация, МПК H02M 7/12, 7/48. Устройство для управления вентильным преобразователем / Баховцев И.А., Зиновьев Г.С.; опубл. 27. 07. 96, Бюл. № 21.

302. Баховцев И.А. Контроллер для источников бесперебойного питания / И.А. Баховцев, Д.В. Коробков, А.Н. Шалимов // Труды VI международной конференции Актуальные Проблемы Электронного Приборостроения. - АПЭП-2002. - Том 6. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2002. – С. 165-166.

303. Shtein D. A. Simulation of control system for parallel operation of AC/DC and DC/DC converters for microprocessor implementation / D. A. Shtein, A. V. Geist,

D. V. Korobkov, M. V. Balagurov, A. G. Volkov // The 15 international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2014) : proc., Altai, Erlagol, 30 June – 4 July 2014. – Novosibirsk : IEEE, 2014. – P. 459-463.

304. Баховцев И.А. Микропроцессорные системы управления устройствами силовой электроники: учебное пособие. В 2 ч. / И.А. Баховцев. - Новосибирск: Издательство НГТУ, 2006. – Ч 1. – 72 с.

305. Бычков М. Модули ШИМ в микроконтроллерах фирмы MOTOROLA для систем управления электроприводом / М. Бычков // Chip News: Новости о микросхемах. – 1997. – № 11-12 (20-21). – С. 41-45.

306. Пантелейчук А. Контроллеры TMS320F28xx в системах преобразования альтернативной энергии / А. Пантелейчук // Новости электроники. – 2009. – № 16. – С. 3-6.

307. Козаченко В.Ф. Новые возможности семейства специализированных микроконтроллеров TMS320F2833x / В.Ф. Козаченко // Новости электроники. – 2008. – № 14 (60). – С. 7-15.

308. TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812 TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 Digital Signal Processors. Data Manuel [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ti.com/lit/ds/sprs174t/sprs174t.pdf>

309. Volkov A. G. The conversion algorithm of voltage source inverter control signals for operating current source inverter / Volkov, A.G., Makarov, D.V., Zharkov, M.A., Balagurov, M.V. // 16 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM): [proc.], Altai, Erlagol, 29 June – 3 July 2015. – IEEE, 2015. – P. 402-406.

310. Зиновьев Г.С. Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники. Силовые электронные трансформаторы-2: учебно-методическое пособие. / Г.С. Зиновьев, Е.Д. Баранов, И.А. Баховцев, Н.Н. Лопаткин, Г.В. Чиркова. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 115 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

ВЫВОД СООТНОШЕНИЙ ДЛЯ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ФАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДВУХУРОВНЕВОГО ЧЕТЫРЕХФАЗНОГО АИН С ШИМ

На рисунке А.1 показаны в относительных единицах временные диаграммы фазного напряжения u_a^* и его квадрата, совмещенные с модулирующими (e_{ma} , e_{mb} , e_{mc} , e_{md}) и опорным ($e_{оп}$) сигналами для четырехфазного 2У-АИН с двусторонней СШИМ ($M=0.8$, $K_p=16$). Кривые соответствуют второй половине положительной полуволны выходной частоты инвертора. Как видно из диаграмм, фазное напряжение в этом случае представляет собой набор компонентов, разделенных нулевыми паузами и состоящих из трех импульсов с амплитудами $\pm 1/4$, $\pm 1/2$ и $\pm 3/4$ и разной длительностью.

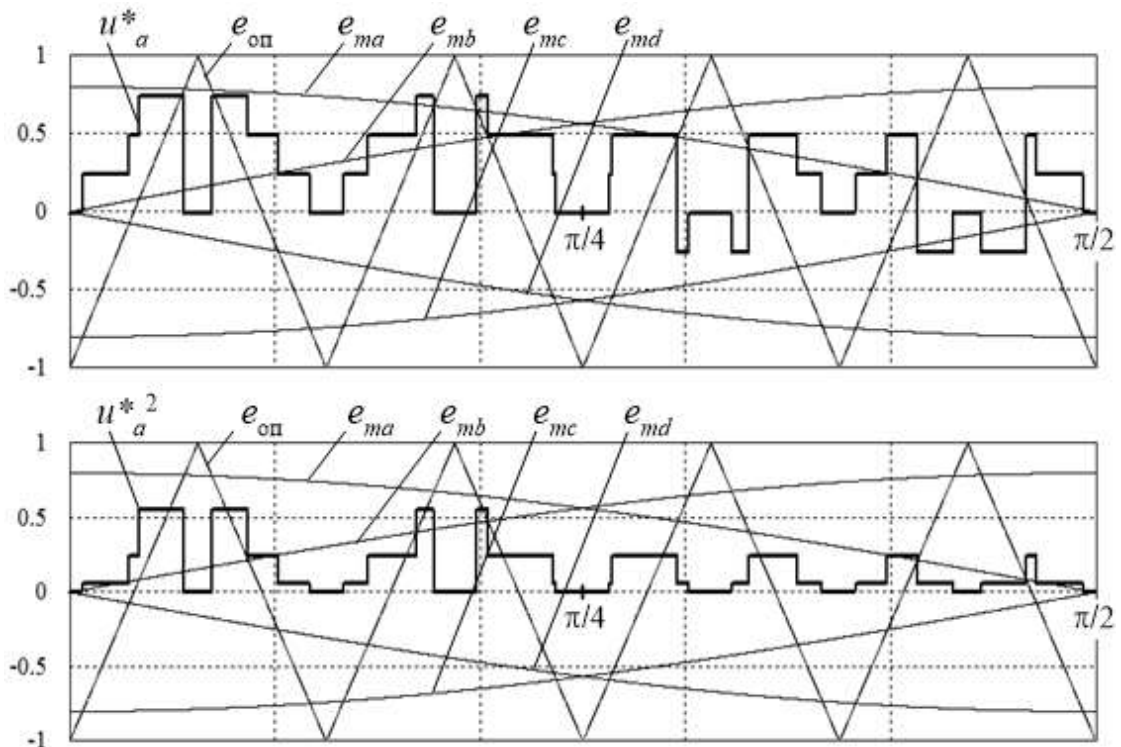


Рисунок А.1 – Временные диаграммы фазного напряжения и его квадрата

Из рисунка также видно, что эту четверть периода можно разбить на два подинтервала (для выбранного начала отсчета: $0 \div \pi/4$, $\pi/4 \div \pi/2$), на каждом из которых дли-

тельности импульсов определяются своими линейными модулирующими сигналами (или коммутациями, определяемыми пересечениями с опорным сигналом двух фазных модулирующих сигналов). В силу того, что каждый компонент состоит из трех импульсов, то на подинтервале он уже будет представлен не одной, а тремя непрерывными функциями соответствующих коэффициентов заполнения.

С учетом выше сказанного и в соответствии с используемой методикой можно получить в относительных единицах выражения для усредненного на тактовом интервале (половине периода опорного сигнала) значения квадрата фазного напряжения, соответствующие каждому подинтервалу:

$0 \div \pi/4$

$$u_a^{*2}(\vartheta) = \frac{1}{16}\gamma_{dc}(\vartheta) + \frac{1}{4}\gamma_{bd}(\vartheta) + \frac{9}{16}\gamma_{ab}(\vartheta) \quad (\text{A.1})$$

$\pi/4 \div \pi/2$

$$u_a^{*2}(\vartheta) = \frac{1}{16}\gamma_{cd}(\vartheta) + \frac{1}{4}\gamma_{ac}(\vartheta) + \frac{1}{16}\gamma_{ba}(\vartheta) \quad (\text{A.2})$$

С учетом того, что в четырехфазном АИН модулирующие сигналы сдвинуты друг относительно друга на 90 эл. градусов, получим выражения для непрерывных функций коэффициентов заполнения, входящих в состав выражений (A.1) и (A.2):

$$\gamma_{ab}(\vartheta) = -\gamma_{ba}(\vartheta) = \frac{M}{\sqrt{2}}\cos(\vartheta + \pi/4)$$

$$\gamma_{bd}(\vartheta) = M \sin(\vartheta) \quad (\text{A.3})$$

$$\gamma_{ac}(\vartheta) = M \cos(\vartheta)$$

$$\gamma_{cd}(\vartheta) = -\gamma_{dc}(\vartheta) = \frac{M}{\sqrt{2}}\cos(\vartheta - \pi/4)$$

На основании выражений (A.1), (A.2) и с учетом симметрии 4-го рода (по коэффициентам заполнения) напишем выражение для квадрата действующего значения фазного напряжения:

$$U_a^{*2} = \frac{1}{\pi/2} \int_0^{\pi/2} u_a^2(\vartheta) d\vartheta = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\pi/4} \left(\frac{1}{16} \gamma_{dc}(\vartheta) + \frac{1}{4} \gamma_{bd}(\vartheta) + \frac{9}{16} \gamma_{ab}(\vartheta) \right) d\vartheta + \int_{\pi/4}^{\pi/2} \left(\frac{1}{16} \gamma_{cd}(\vartheta) + \frac{1}{4} \gamma_{ac}(\vartheta) + \frac{1}{16} \gamma_{ba}(\vartheta) \right) d\vartheta \right] \quad (\text{A.4})$$

Подставив вместо коэффициентов заполнения соответствующие тригонометрические функции из (A.3), взяв интегралы и выполнив преобразования, получим окончательное выражение (без индекса фазы):

$$U_\Phi^* = \sqrt{\frac{M(\sqrt{2}+1)}{4\pi}} \quad (\text{A.5})$$

Зная действующее значение первой гармоники, можно получить выражение для действующего значения высших составляющих и коэффициента гармоник:

$$U_h^* = \sqrt{\frac{M}{4} \left(\frac{\sqrt{2}+1}{\pi} - \frac{M}{2} \right)} \quad (\text{A.6})$$

$$K_\Gamma = \sqrt{\frac{2(\sqrt{2}+1)}{\pi M} - 1} \quad (\text{A.7})$$

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

РЕЗУЛЬТАТЫ СИНТЕЗА СПОСОБА ШИМ ДЛЯ ТРЕХФАЗНОГО АИН (способ СШИМ_{C2})

Б.1 Синтез закона модуляции для кратности $K_p = 9$

Таблица Б.1 – Смещения (dv) и соответствующие им ИКГН 1-го порядка

		$M=0.1$						
dv	0	0.03203	0.06405	0.09608	0.12811	0.16013	0.19216	0.22419
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.16025	0.13894	0.12073	0.10521	0.09548	0.09186	0.09563	0.10647
dv	0.25621	0.28824	0.32027					
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.12181	0.14126	0.16266					
		$M=0.3$						
dv	0	0.02625	0.05249	0.07874	0.10499	0.12598	0.13123	0.14173
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.13211	0.11543	0.10073	0.08911	0.08166	0.07951	0.07957	0.08040
dv	0.15748	0.18373	0.20997	0.23622	0.26247			
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.08336	0.09219	0.10485	0.12026	0.13746			
		$M=0.5$						
dv	0	0.02019	0.04037	0.06056	0.08075	0.09286	0.10094	0.10901
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.10265	0.09054	0.08018	0.07228	0.06771	0.06687	0.06715	0.06809
dv	0.12112	0.14131	0.16149	0.18168	0.20187			
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.07068	0.07777	0.08756	0.09928	0.11237			
		$M=0.7$						
dv	0	0.01413	0.02825	0.04238	0.05651	0.05933	0.06216	0.06498
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.07554	0.06820	0.06227	0.05816	0.05628	0.05620	0.05621	0.05632
dv	0.07063	0.08476	0.09889	0.11301	0.12714	0.14127		
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.05683	0.05973	0.06471	0.07132	0.07916	0.08794		
		$M=0.9$						
dv	0	0.00777	0.01553	0.02330	0.02485	0.02641	0.02796	0.03107
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.05391	0.05169	0.05021	0.04955	0.04952	0.04953	0.04957	0.04975
dv	0.03883	0.04660	0.05437	0.06213	0.06990	0.07767		
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.05080	0.05264	0.05519	0.05836	0.06207	0.06624		
		$M=1.0$						
dv	0	0.00503	0.01005	0.01508	0.02011	0.02513	0.03016	0.03519
		Окончание таблицы Б.1						

$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.04835	0.04782	0.04768	0.04791	0.04851	0.04947	0.05076	0.05236
dv	0.04021	0.04524	0.05027					
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.05426	0.05641	0.05879					

Таблица Б.2 – Сравнение СШИМ_{C2} с СШИМ и СШИМ+Δ при $K_p = 9$

	СШИМ								
M	0.1	0.3	0.5	0.7	0.9	1.0	1.05	1.1	1.155
$U_{(1)m}^*$	0.0866	0.2598	0.4330	0.6062	0.7794	0.866	0.8900	0.9141	0.9406
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.0939	0.0805	0.0691	0.0610	0.0573	0.0574	0.0566	0.0563	0.0566
$K_{\Gamma_{\text{ПР}}}^{(1)}$	1.6902	1.4490	1.2438	1.0980	1.0332	1.0233	1.0188	1.0134	1.0188
	СШИМ+Δ								
$U_{(1)m}^*$	0.0866	0.2598	0.4330	0.6062	0.7794	0.866	0.9093	0.9526	1.0
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.0939	0.0803	0.0686	0.0597	0.0549	0.0543	0.0545	0.0551	0.0560
$K_{\Gamma_{\text{ПР}}}^{(1)}$	1.6902	1.4454	1.2348	1.0746	0.9882	0.9792	0.9810	0.9918	1.0080
	СШИМ _{C2}								
$U_{(1)m}^*$	0.0872	0.2607	0.4342	0.6086	0.7841	0.8728	0.9108	0.9381	0.9682
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.0951	0.0796	0.0659	0.0549	0.0485	0.0477	0.0471	0.0457	0.0446
$K_{\Gamma_{\text{ПР}}}^{(1)}$	1.7118	1.4328	1.1862	0.9882	0.8730	0.8586	0.8478	0.8226	0.8028
V_1 (%)	-1.278	1.1180	4.6310	10.000	15.505	16.095	16.784	18.828	21.201
V_2 (%)	-1.278	0.8717	3.9359	8.0402	11.658	12.316	13.578	17.060	20.357

Примечание: $\delta_1(\%)$ – выигрыш синтезированного СПУ по ИКГН 1-го порядка относительно способа СШИМ, $\delta_2(\%)$ – выигрыш синтезированного СПУ по ИКГН 1-го порядка относительно способа СШИМ+Δ.

Б.2 Синтез закона модуляции для кратности $K_p = 15$

Таблица Б.3 – Параметры исходных импульсов линейного напряжения ($M=1.0$)

i	1	2	3	4	5	6	7	8
β_i (рад.)	0.0417	0.0912	0.0777	0.0735	0.0600	0.0418	0.0312	0.0043
α_i (рад.)	0.0417	0.2186	0.3961	0.6550	0.7970	1.0890	1.2054	1.5163
\mathcal{G}_i (рад.)	0	0.1273	0.3183	0.5815	0.7370	1.0472	1.1741	1.5120
\mathcal{G}'_i (рад.)	0.0833	0.3098	0.4738	0.7285	0.8570	1.1308	1.2366	1.5206

Таблица Б.4 – Результаты расчета ИКГН 1-го порядка при перемещении 2-го и 3-го импульсов

	$dv_2=0$										
dv_3	0	0.0054	0.0108	0.0162	0.0216	0.0270	0.0324	0.0378	0.0432	0.0486	0.0540
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.03314	0.03134	0.02983	0.02863	0.02779	0.02734	0.02731	0.02770	0.02848	0.02962	0.03110
	$dv_2=DV_2=0.0027$										
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.03291	0.03111	0.02958	0.02837	0.02752	0.02707	0.02704	0.02743	0.02822	0.02937	0.03087
	$dv_2=2*DV_2=0.0054$										
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.03278	0.03097	0.02943	0.02822	0.02737	0.02691	0.02688	0.02727	0.02807	0.02923	0.03073
	$dv_2=3*DV_2=0.0081$										
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.03275	0.03093	0.02939	0.02818	0.02733	0.02687	0.02684	0.02723	0.02802	0.02919	0.03069
	$dv_2=4*DV_2=0.0108$										
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.03280	0.03099	0.02946	0.02825	0.02740	0.02694	0.02691	0.02730	0.02809	0.02926	0.03076

Окончание таблицы Б.4											
	$dv2=5*DV2=0.0135$										
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.03296	0.03115	0.02963	0.02842	0.02758	0.02713	0.02710	0.02749	0.02827	0.02943	0.03092
	$dv2=6*DV2=0.0162$										
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.03321	0.03141	0.02990	0.02871	0.02787	0.02743	0.02740	0.02778	0.02856	0.02971	0.03118
	$dv2=7*DV2=0.0189$										
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.03354	0.03177	0.03027	0.02909	0.02827	0.02784	0.02781	0.02819	0.02895	0.03008	0.03154
	$dv2=8*DV2=0.0216$										
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.03397	0.03222	0.03074	0.02958	0.02877	0.02834	0.02832	0.02869	0.02945	0.03056	0.03199
	$dv2=9*DV2=0.0243$										
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.03448	0.03276	0.03130	0.03016	0.02937	0.02895	0.02893	0.02929	0.03003	0.03112	0.03253
	$dv2=10*DV2=0.0270$										
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.03508	0.03338	0.03196	0.03084	0.03006	0.02965	0.02963	0.02999	0.03071	0.03178	0.03316

Таблица Б.5 – Параметры оптимального расположения импульсов

i	1	2	3	4	5	6	7	8
β_i (рад.)	0.0417	0.0912	0.0777	0.0735	0.0600	0.0417	0.0312	0.0043
α_i (рад.)	0.0417	0.20402	0.42426	0.62714	0.81198	1.0890	1.19122	1.54506
\mathcal{G}_i (рад.)	0	0.11282	0.34656	0.55364	0.75198	1.04730	1.16002	1.54076
\mathcal{G}_i' (рад.)	0.08340	0.29522	0.50196	0.70064	0.87198	1.13070	1.22242	1.54936

Таблица Б.6 – Сравнение СШИМ_{С2} с СШИМ и СШИМ+Δ при $K_p=15$

	СШИМ								
M	0.1	0.3	0.5	0.7	0.9	1.0	1.05	1.1	1.155
$U_{(1)m}^*$	0.0866	0.2598	0.4330	0.6062	0.7794	0.866	0.8970	0.9181	0.9416
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.0563	0.0480	0.0410	0.0356	0.0329	0.0327	0.0325	0.0321	0.0322
$K_{\Gamma_{\text{ПР}}}^{(1)}$	1.6890	1.4400	1.2300	1.0680	0.9870	0.9810	0.9750	0.9630	0.9660
	СШИМ+Δ								
$U_{(1)m}^*$	0.0866	0.2598	0.4330	0.6062	0.7794	0.866	0.9093	0.9526	1.0
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.0562	0.0477	0.0398	0.0332	0.0285	0.0272	0.0269	0.0267	0.0269
$K_{\Gamma_{\text{ПР}}}^{(1)}$	1.6860	1.4310	1.1940	0.9960	0.8550	0.8160	0.8070	0.8010	0.8070
	СШИМ _{С2}								
$U_{(1)m}^*$	0.0869	0.2598	0.4330	0.6062	0.7803	0.8678	0.9113	0.9469	0.9841
$K_{\Gamma}^{(1)}$	0.0563	0.0476	0.0397	0.0329	0.0281	0.0267	0.0264	0.0259	0.0258
$K_{\Gamma_{\text{ПР}}}^{(1)}$	1.6890	1.4280	1.1910	0.9870	0.8430	0.8010	0.7920	0.7770	0.7740
V_1 (%)	0	0.833	3.171	7.584	14.590	18.349	18.769	19.315	19.876
V_2 (%)	-0.1779	0.210	0.251	0.904	1.403	1.838	1.859	2.996	4.089

Примечание: $\delta_1(\%)$ – выигрыш синтезированного СПУ по ИКГН 1-го порядка относительно способа СШИМ, $\delta_2(\%)$ – выигрыш синтезированного СПУ по ИКГН 1-го порядка относительно способа СШИМ+Δ.

ПРИЛОЖЕНИЕ В

МОДЕЛИ, РЕАЛИЗУЮЩИЕ СИНТЕЗИРОВАННЫЕ СПОСОБЫ ШИМ.
ПРИМЕРЫ УПРАВЛЕНИЯ МНОГОУРОВНЕВЫМ АИН И
ДВУХУРОВНЕВЫМ АИТ СИНТЕЗИРОВАННЫМИ СПУ

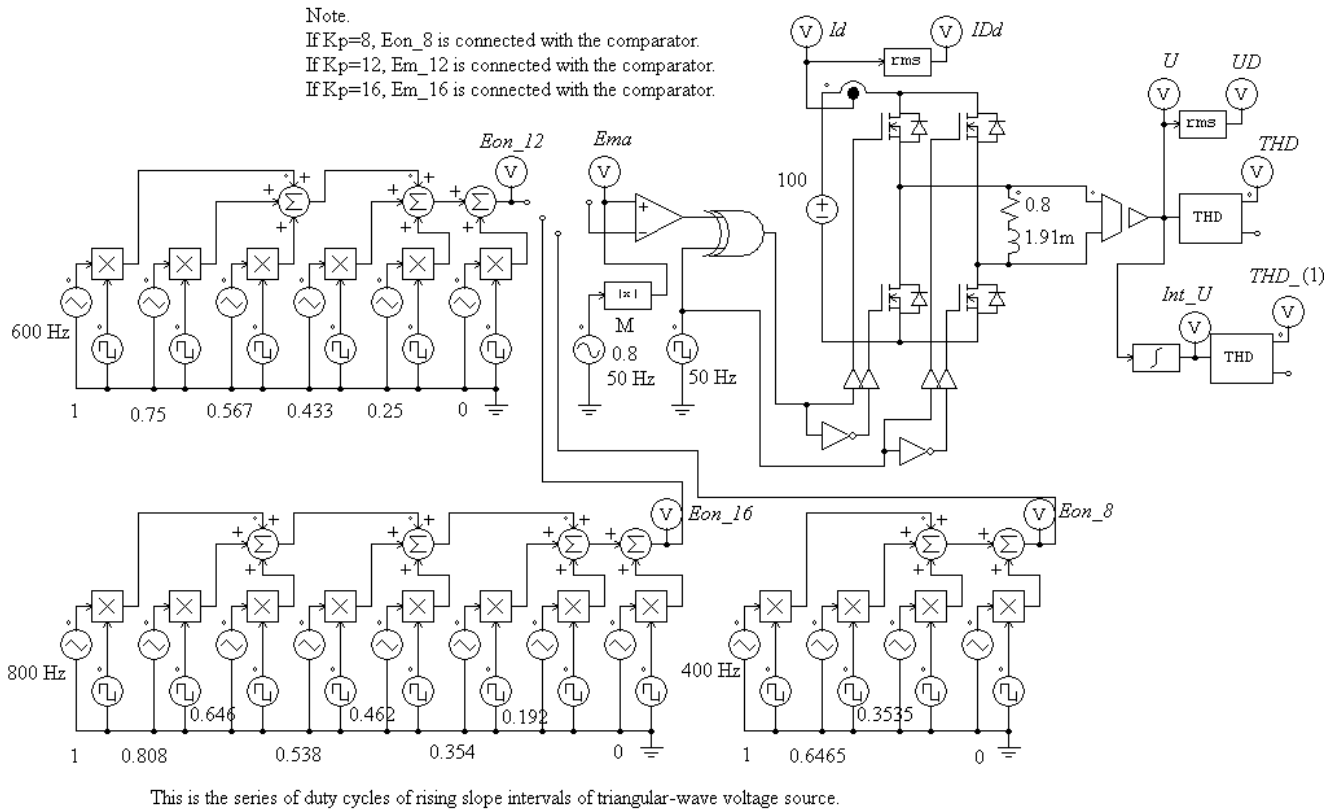


Рисунок В.1 – Реализация СШИМ_{С1} – двухфазный АИН, $K_p=8/12/16$

Примечание. Данная модель позволяет реализовать также модификацию способа СШИМ_{С1} - СШИМ_{С1М}, (см. раздел 3.3). Для этого параметр «Duty Cycle» (D.C.) генераторов (Г) треугольного сигнала необходимо задать в виде соотношений от глубины модуляции M , которые для указанных выше кратностей и генераторов треугольного сигнала (при нумерации в модели слева направо) показаны в таблице В.1 Эти выражения выведены с учетом соотношения (3.10) и особенностей задания параметра «Duty Cycle» генераторов треугольного сигнала в программе PSIM.

Таблица В.1 – Соотношения для параметра «Dute Cycle» генераторов треугольно-го сигнала в модели реализации способов СШИМ_{С1} и СШИМ_{С1М}

$K_p=8$						
№ Г	1	2	3	4		
D.C.	$(1+M)/2$	$(1+M \cdot 0.293)/2$	$(1-0.293M)/2$	$(1-M)/2$		
$K_p=12$						
№ Г	1	2	3	4	5	6
D.C.	$(1+M)/2$	$(1+M/2)/2$	$(1+0.134M)/2$	$(1-0.134M)/2$	$(1-M/2)/2$	$(1-M)/2$
$K_p=16$						
№ Г	1	2	3	4		
D.C.	$(1+M)/2$	$(1+0.617M)/2$	$(1+0.293M)/2$	$(1+0.076M)/2$		
№ Г	5	6	7	8		
D.C.	$(1-0.076M)/2$	$(1-0.293M)/2$	$(1-0.617M)/2$	$(1-M)/2$		

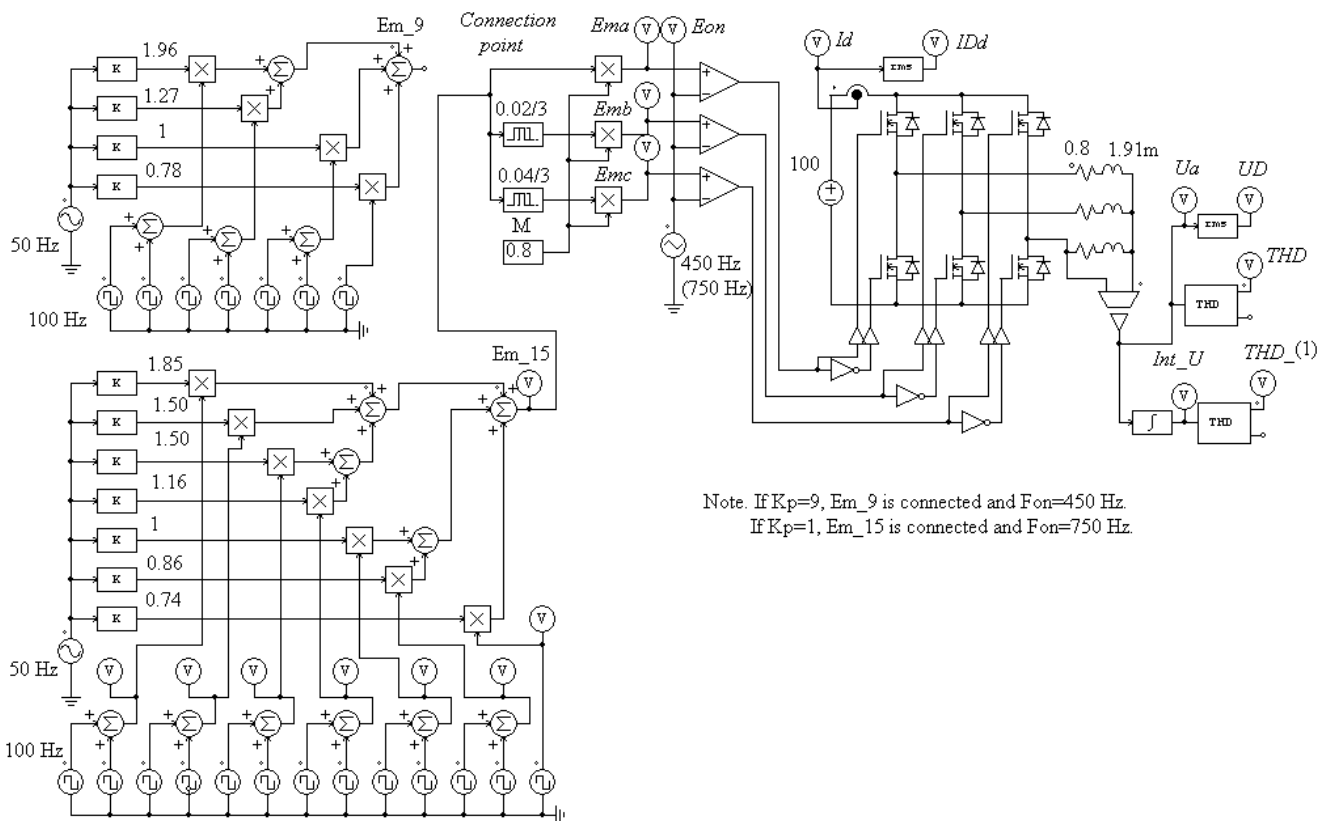


Рисунок В.2 – Реализация СШИМ_{С2} – трехфазный АИН, $K_p=9/15$

Примечание. В данной и следующих трехфазных моделях непосредственно формируются только модулирующие (или опорные) сигналы фазы «А». Сигналы фаз «В» и «С» формируются блоками задержки («Time Delay») соответственно с величиной задержкой 0.02/3 с и 0.04/3 с.

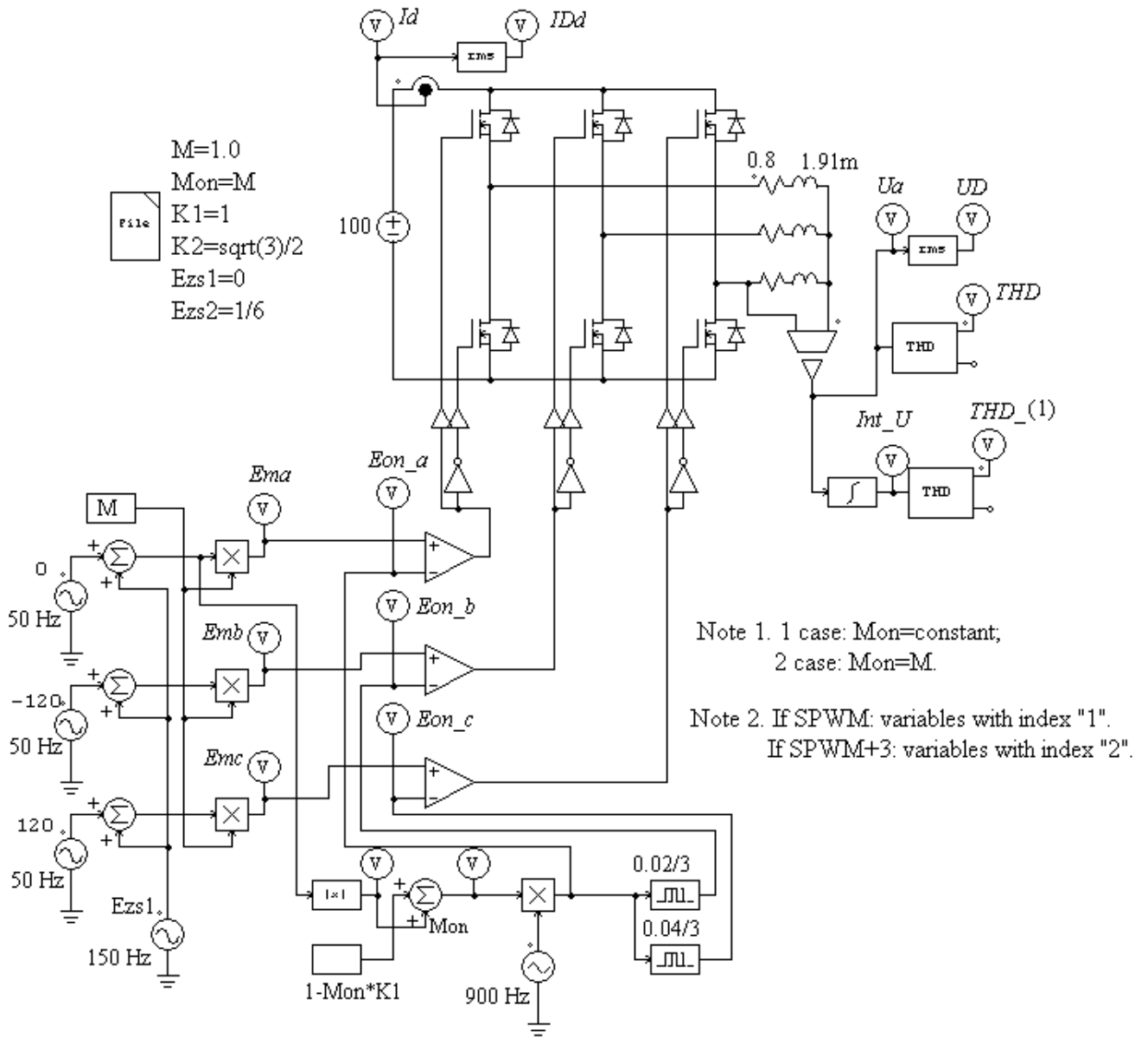


Рисунок В.3 – Реализация СШИМ_{С3} – трехфазный АИН с СШИМ/СШИМ+3, $K_p=18$

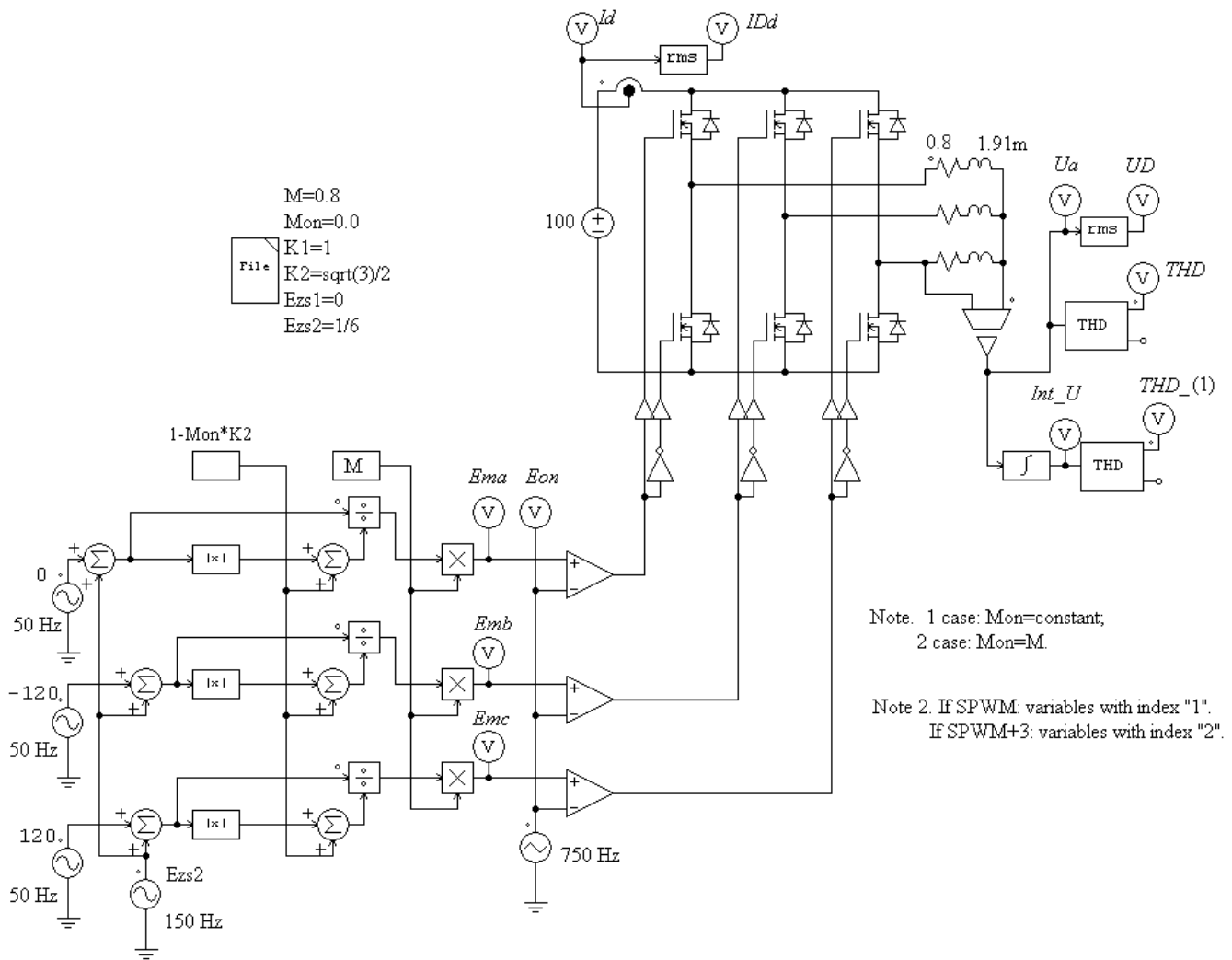


Рисунок В.4 – Реализация СШИМ_{СЗ} – трехфазный АИН с СШИМ/СШИМ+3.

Эквивалентный вариант. $K_p=15$

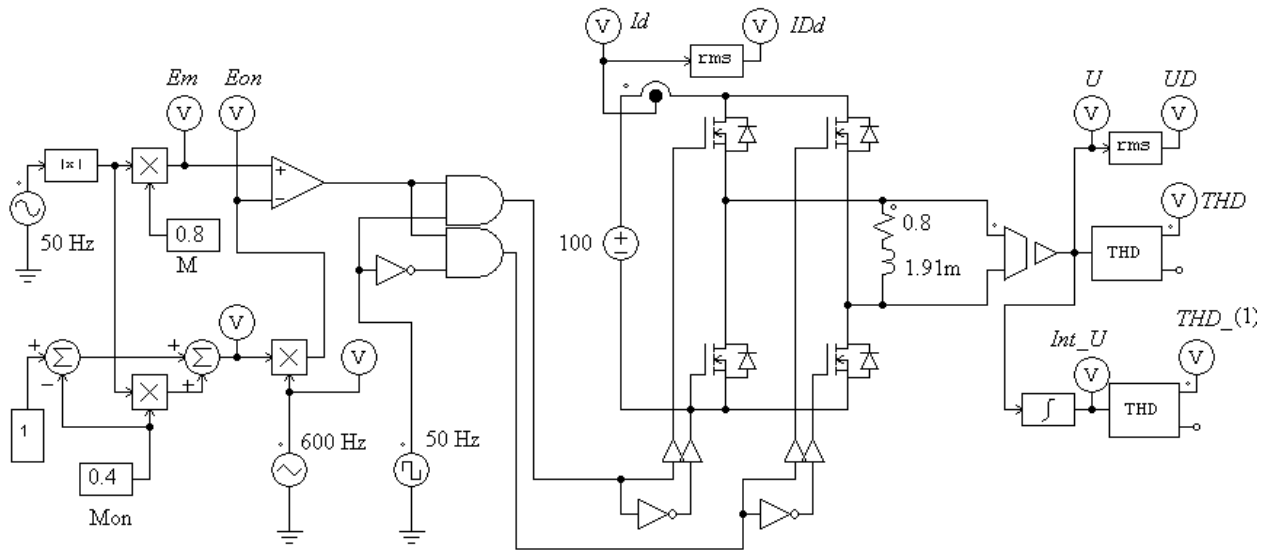


Рисунок В.5 – Реализация СШИМ_{C3} – двухфазный АИН, $K_p=12$

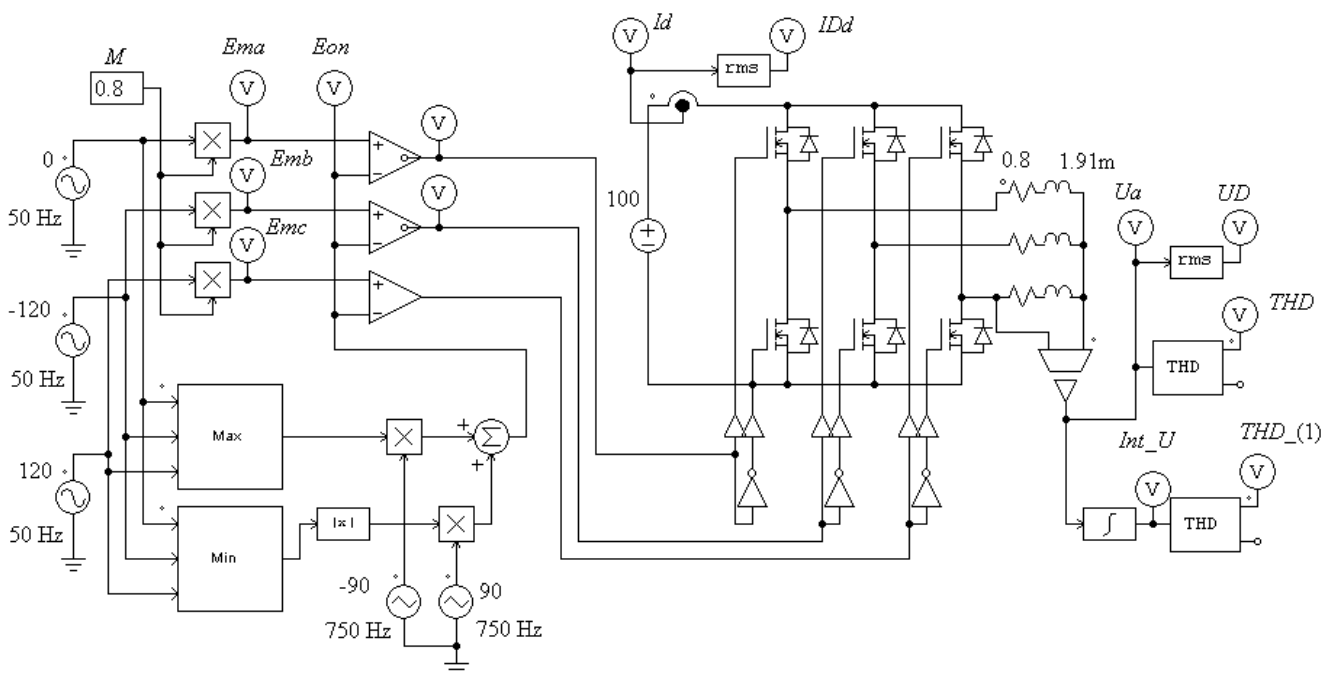


Рисунок В.6 – Реализация СШИМ_{C4} – трехфазный АИН, $K_p=15$

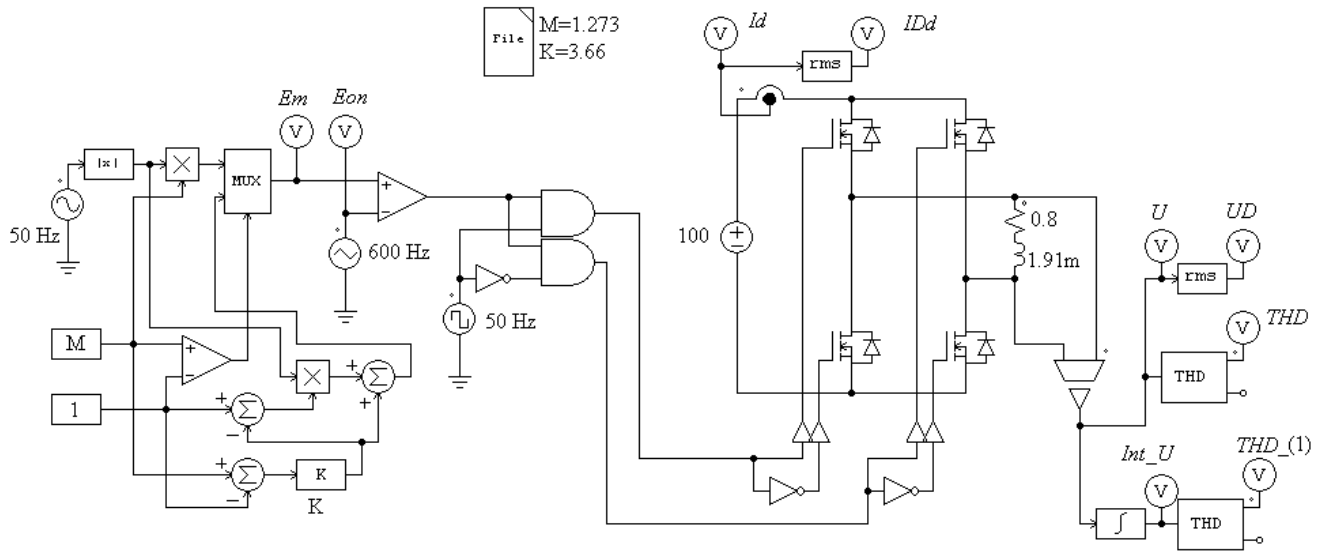


Рисунок В.7 – Реализация СШИМ_{С5} – двухфазный АИН (ввод меандра), $K_p=12$

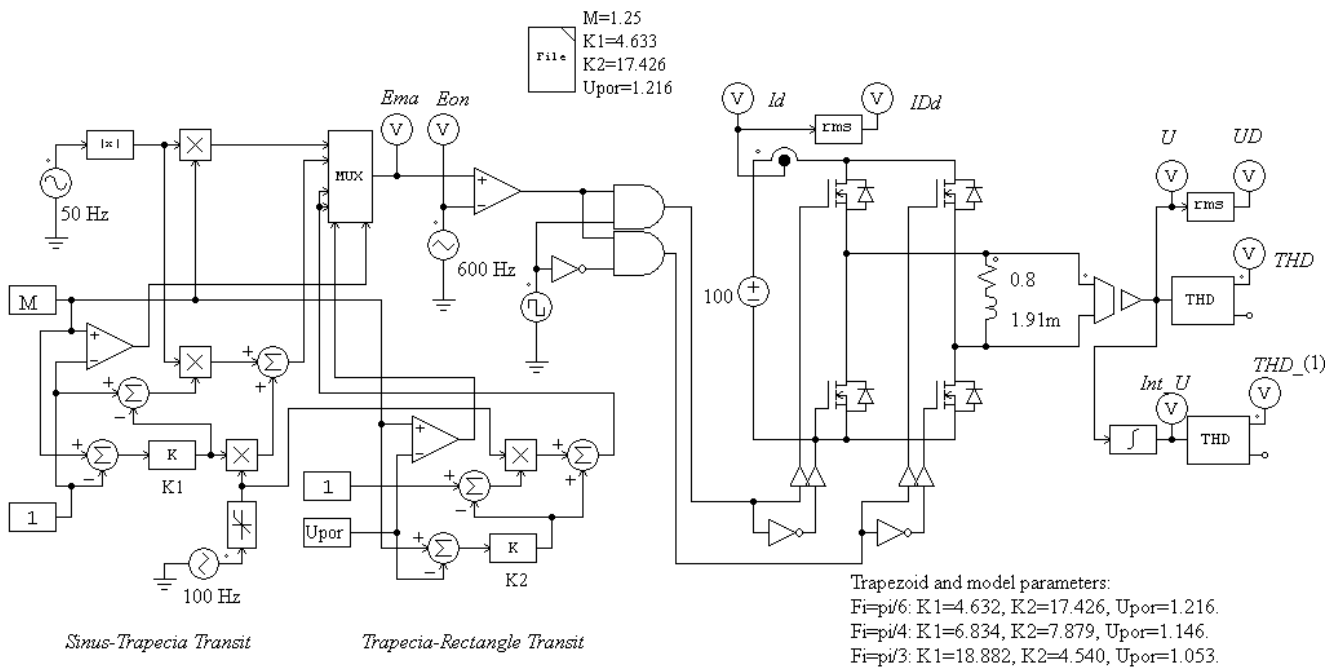


Рисунок В.8 – Реализация СШИМ_{С5} – двухфазный АИН (ввод меандра и трапеции), $K_p=12$

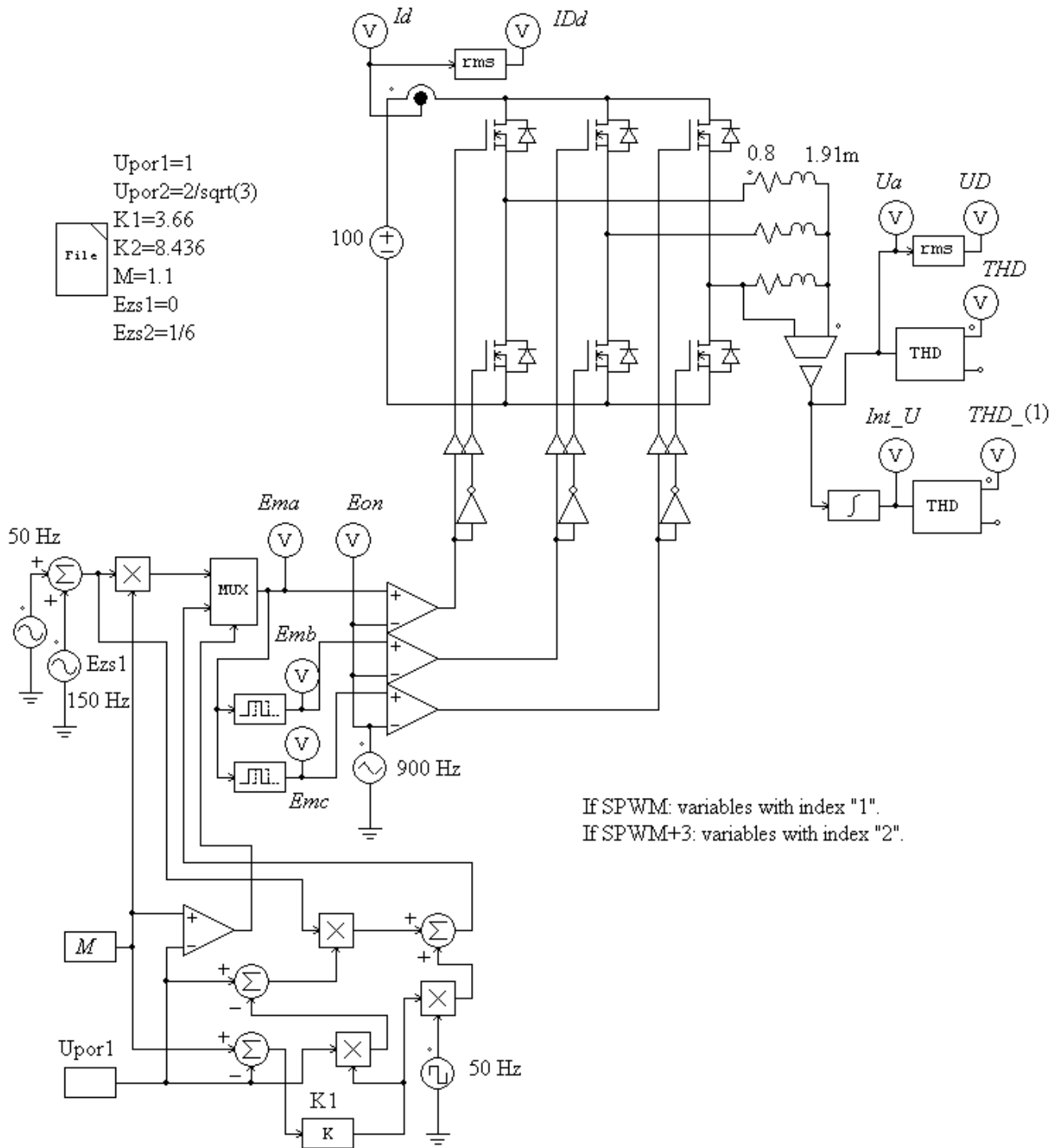


Рисунок В.9 – Реализация СШИМ_{C5} – трехфазный АИН СШИМ/СШИМ+3
(ввод меандра), $K_p=18$

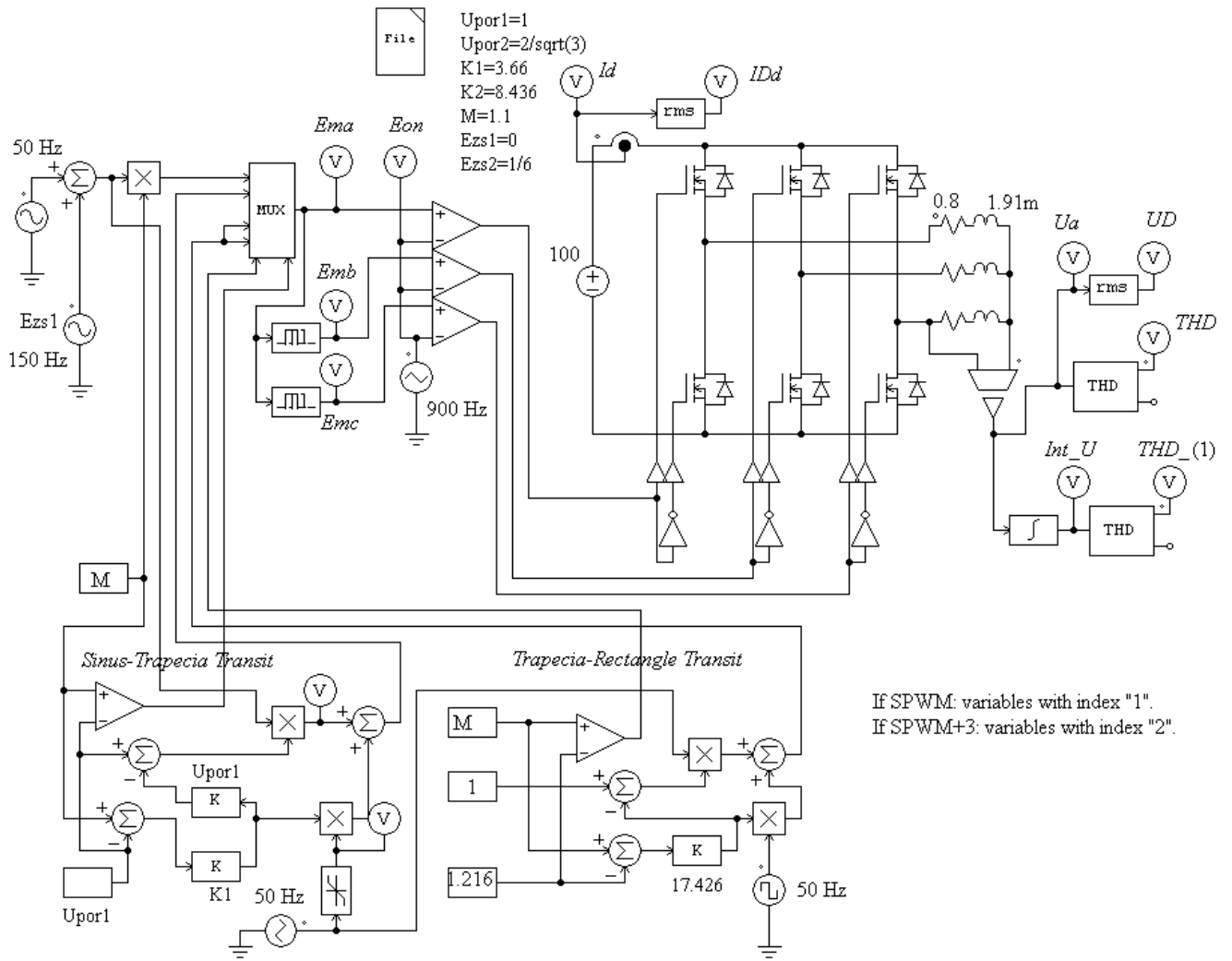
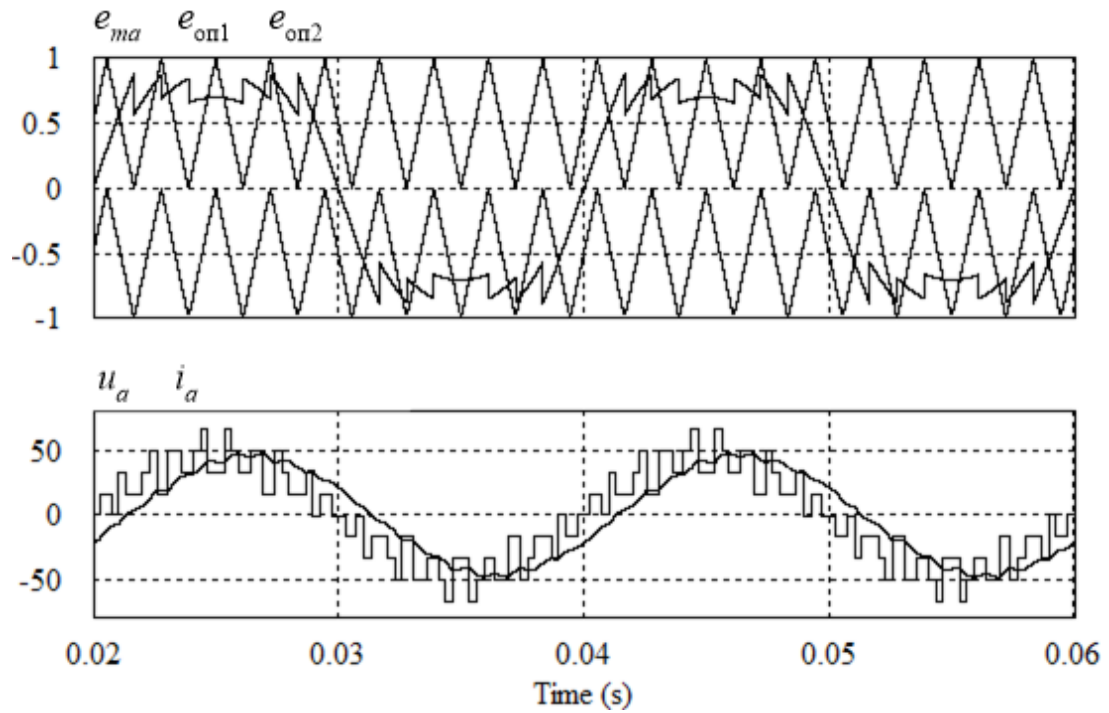
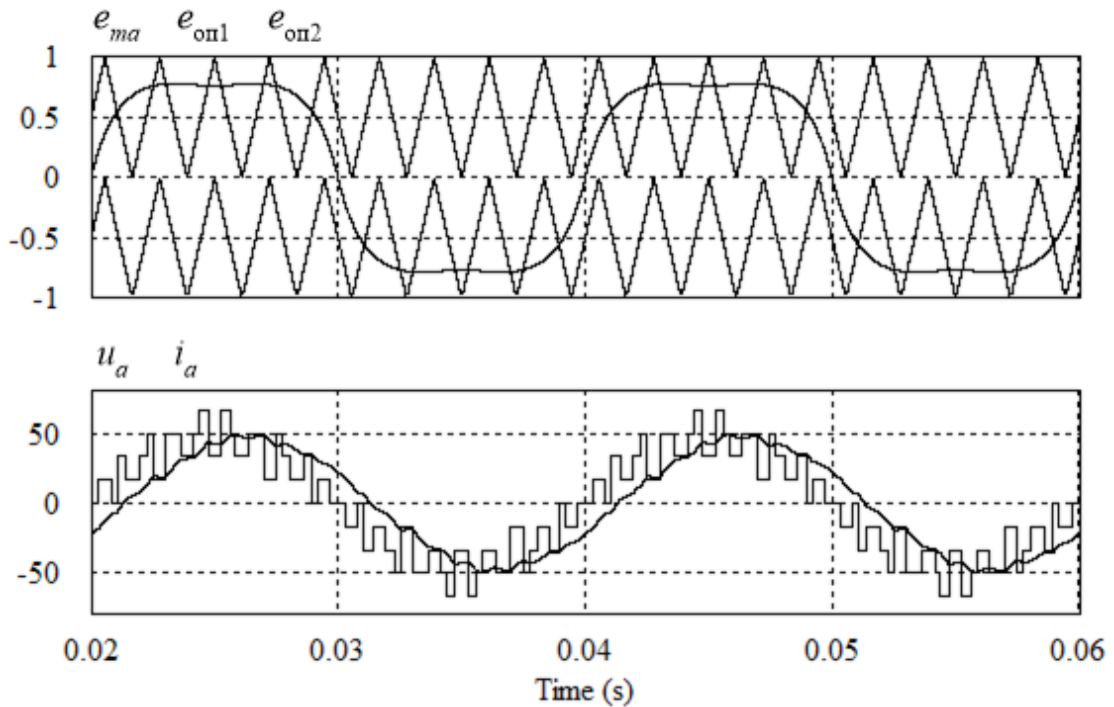


Рисунок – В.10 Реализация СШИМ_{C5} – трехфазный АИН СШИМ/СШИМ+3 (ввод меандра и трапеции), $K_p=18$.

УПРАВЛЕНИЕ ТРЕХФАЗНЫМ ЗУ-АИН СИНТЕЗИРОВАННЫМИ СПУ

Рисунок В.11 – Способ СШИМ_{C2}, $M=0.9$, $K_p=9$, $\cos\varphi=0.9$.Рисунок В.12 – Способ «СШИМ_{C3}-СШИМ+3», $M=0.9$, $M_{on}=0.6$, $K_p=9$, $\cos\varphi=0.9$.

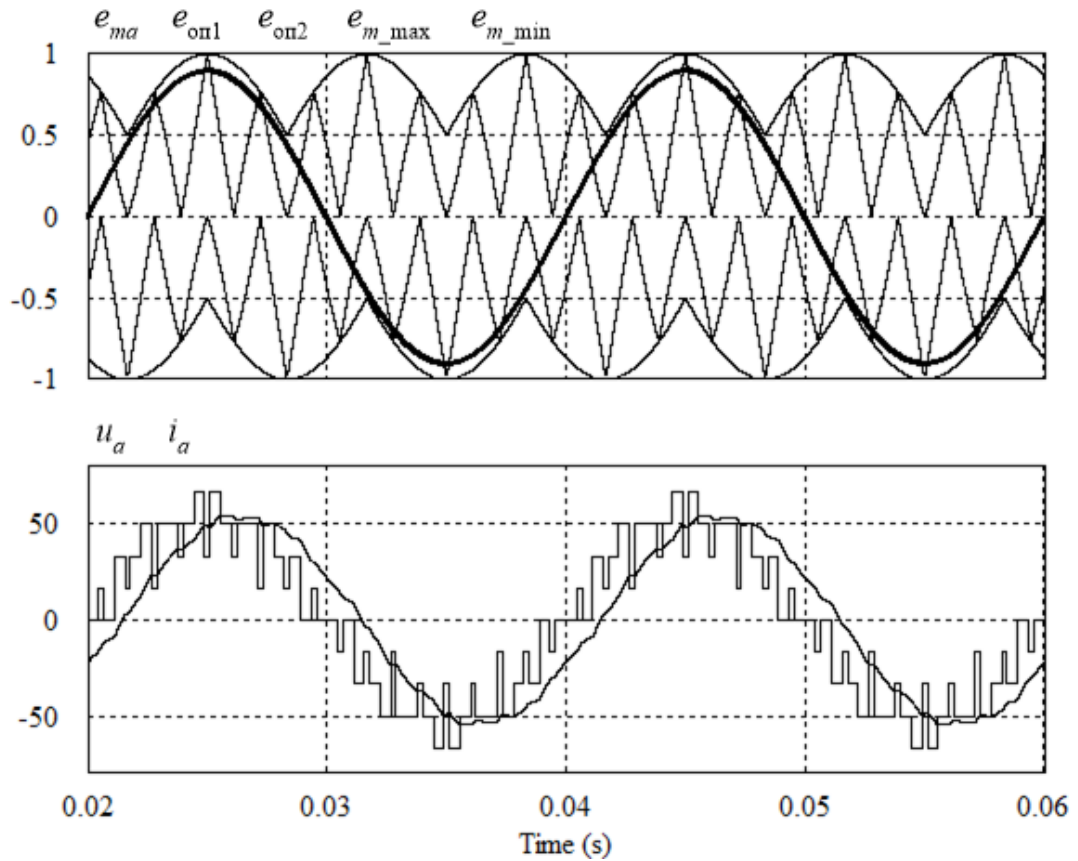


Рисунок В.13 – Способ СШИМ_{C4}, $M=0.9$, $K_p=9$, $\cos\varphi=0.9$.

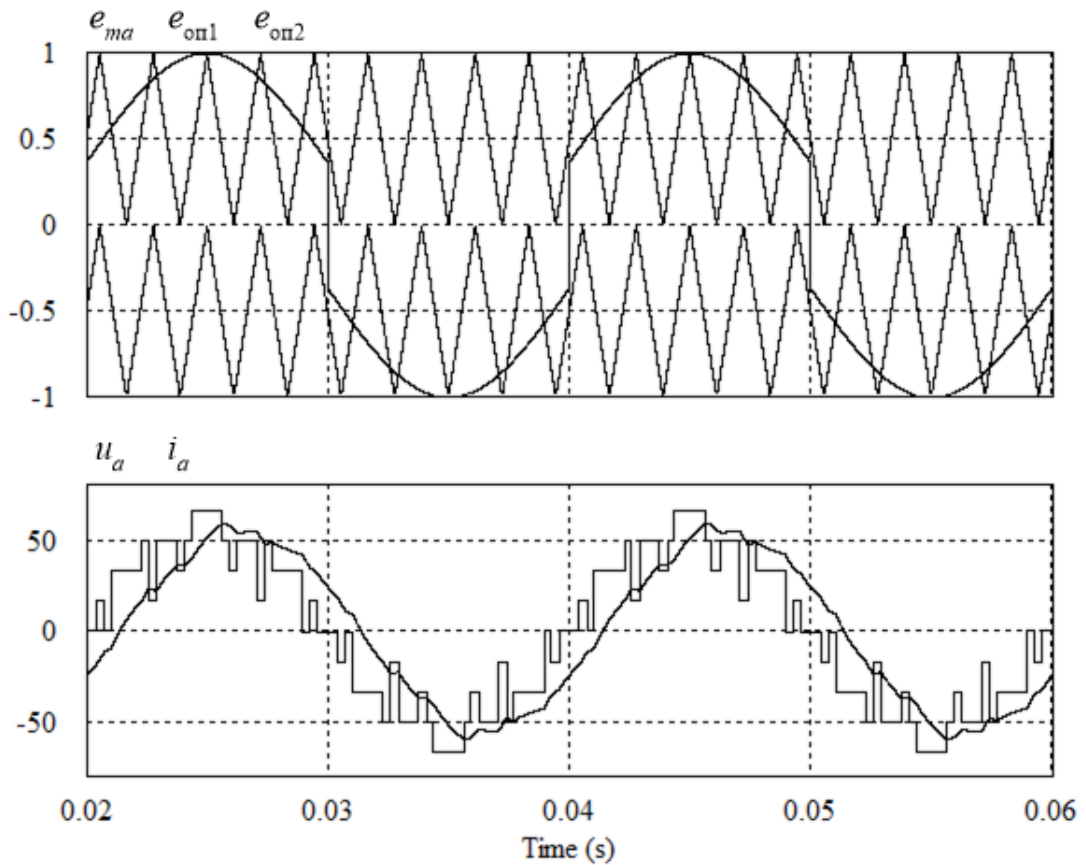
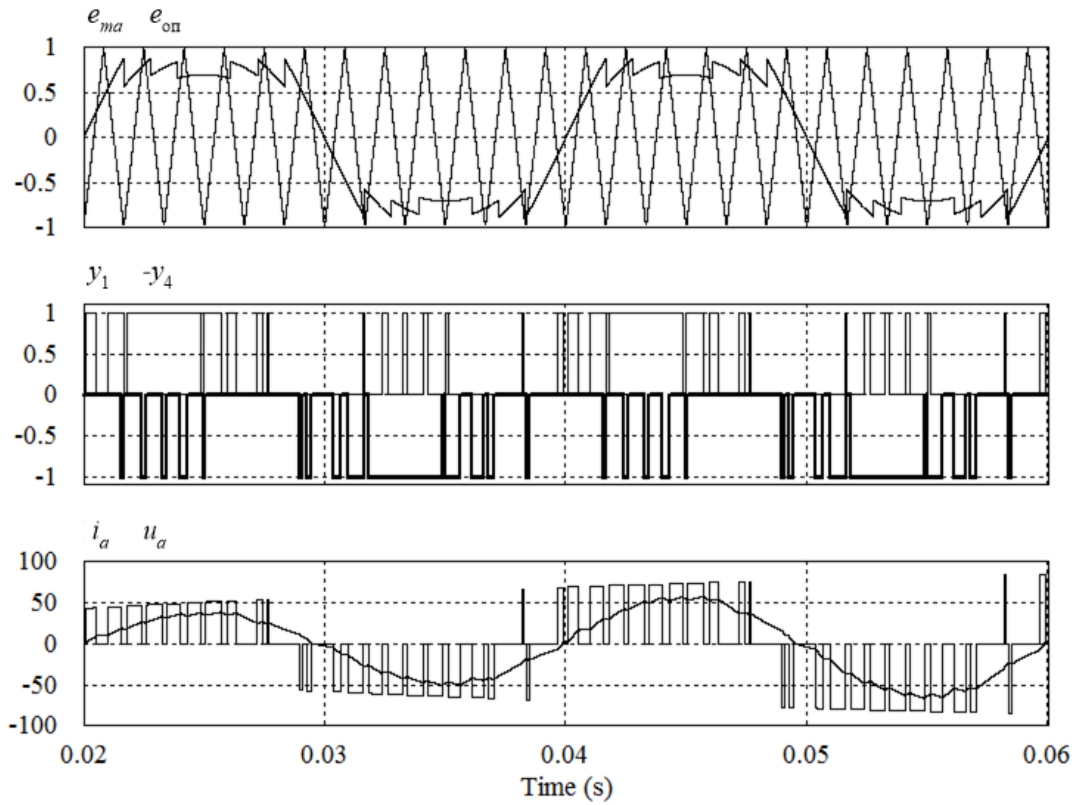
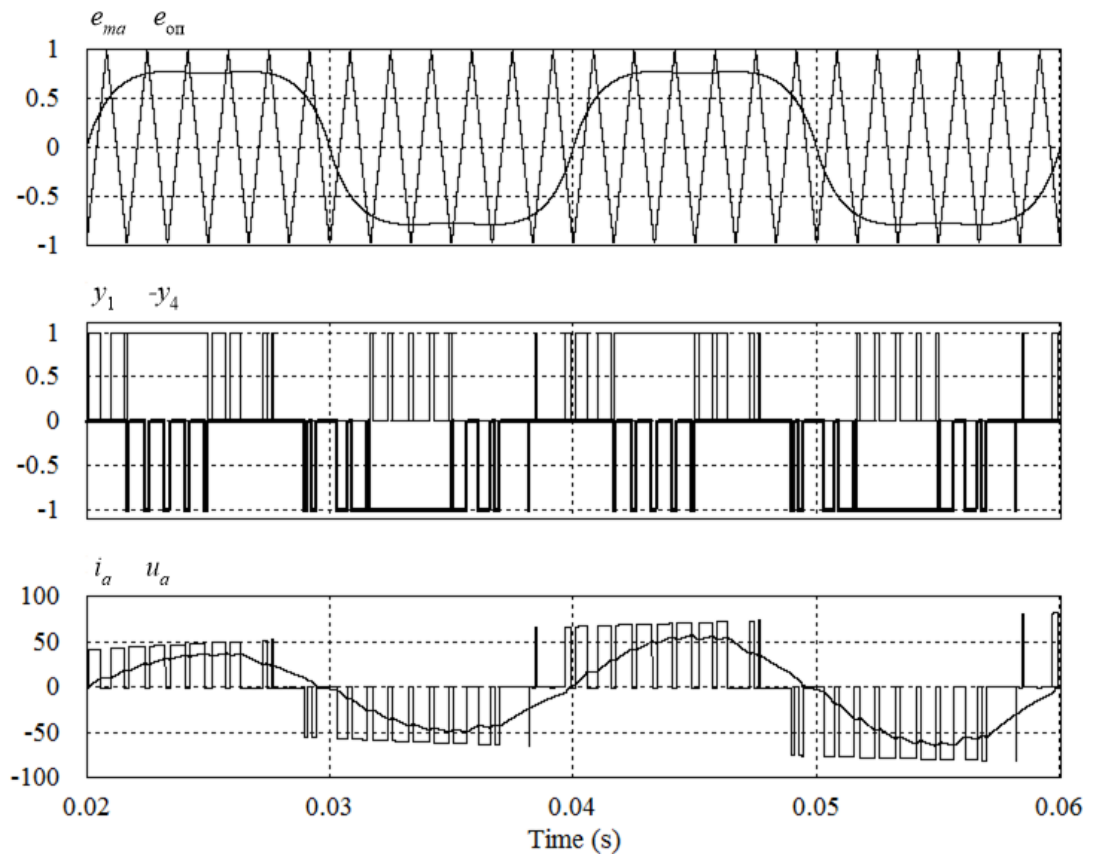
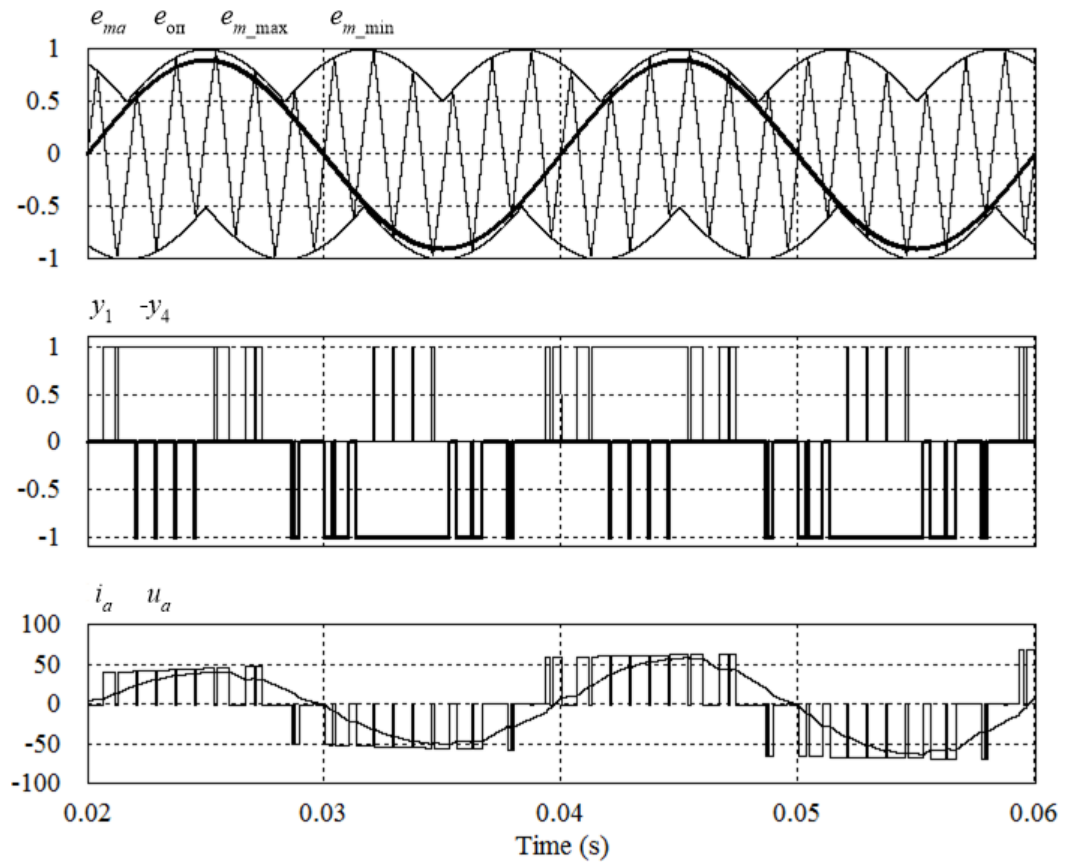
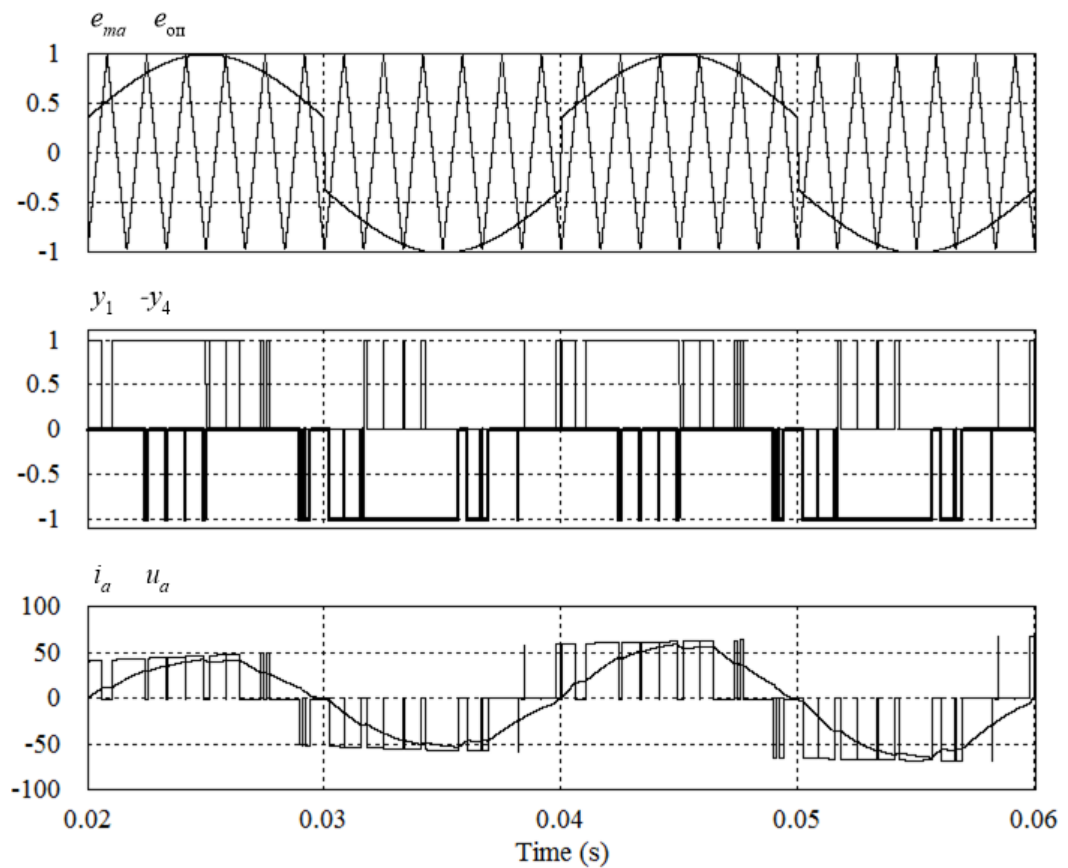


Рисунок В –14. Способ СШИМ_{C5}, $M=1.1$, $K_p=9$, $\cos\varphi=0.9$.

УПРАВЛЕНИЕ ТРЕХФАЗНЫМ 2У-АИТ СИНТЕЗИРОВАННЫМИ СПУ

Рисунок В.15 – Способ СШИМ_{с2}, $K_p=12$, $M=0.9$ Рисунок В.16 – Способ «СШИМ_{с3Э}-СШИМ+3», $K_p=12$, $M=0.9$, $M_{оп}=0.6$.

Рисунок В.17 – Способ СШИМ_{C4}, $K_p=12$, $M=0.9$ Рисунок В.18 – Способ СШИМ_{C5}, $K_p=12$, $M=1.1$

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

СИНТЕЗ ИМПУЛЬСОВ УПРАВЛЕНИЯ КЛЮЧАМИ ПЯТИФАЗНОГО АИТ НА ОСНОВЕ ДУАЛЬНОСТИ ИНВЕРТОРОВ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ И ТАБЛИЦ СООТВЕТСТВИЯ МЕЖДУ ИХ ВЕКТОРАМИ

Современный электропривод характеризуется переходом к многофазным двигателям переменного тока как к более эффективным электромеханическим устройствам. Соответственно, возникла необходимость и в многофазных источниках питания, которые в этом случае целесообразно выполнить на автономных инверторах (напряжения и тока). Традиционно в этом контексте более интенсивно анализируются топологии и способы управления многофазными АИН, в частности пятифазными [198, 199]. В настоящем Приложении рассмотрен вопрос синтеза импульсов управления вентилями пятифазного инвертора тока. Синтез проведен с помощью одного из методов, рассмотренных в п.п. 5.6.2, - метода, основанного на однозначном соответствии между векторами состояния АИН и АИТ.

На рисунке Г.1 показана реализация синусоидальной двусторонней ШИМ в пятифазном АИН. Как видно из рисунка, период выходного напряжения можно разбить на десять одинаковых по длительности интервалов, или секторов ($S1 \div S10$), внутри которых соответствие «больше-меньше» между фазными модулирующими сигналами $e_{ma}, e_{mb}, e_{mc}, e_{md}, e_{me}$ не меняется (на рисунке участки модулирующих сигналов в секторе $S1$ выделены утолщенными линиями). Следовательно, можно однозначно получить для каждого сектора ШИМ-импульсы (y_a, y_b, y_c, y_d, y_e) компараторов на периоде треугольного опорного сигнала $e_{оп}$ (периоде, который на рисунке Г.1 для простоты сделан равным длительности сектора).

В свою очередь, период опорного сигнала можно разделить на одиннадцать временных интервалов ($\Delta t_1 \div \Delta t_{11}$), внутри которых состояния указанных импульсов не меняются. Данные состояния однозначно определяют состояние, или вектор, АИН, которому соответствуют конкретные уровни фазных и линейных напряжений.

Для каждого временного интервала на рисунке показаны эквивалентная схема подключения нагрузки (ЭСН), причем фазы $A \div E$ располагаются слева направо, и соответствующие вектора (\bar{V}_{ij}), обозначенные согласно принципа, предложенного в п.п. 5.6.2: первая буква обозначает первую букву в наименовании положительного, а вторая буква - в наименовании отрицательного линейного напряжения. При этом подразумевается, что остальные линейные напряжения на данном интервале равны нулю. Аналогичную информацию можно получить и для остальных секторов. Полностью она приведена в таблице Г.1.

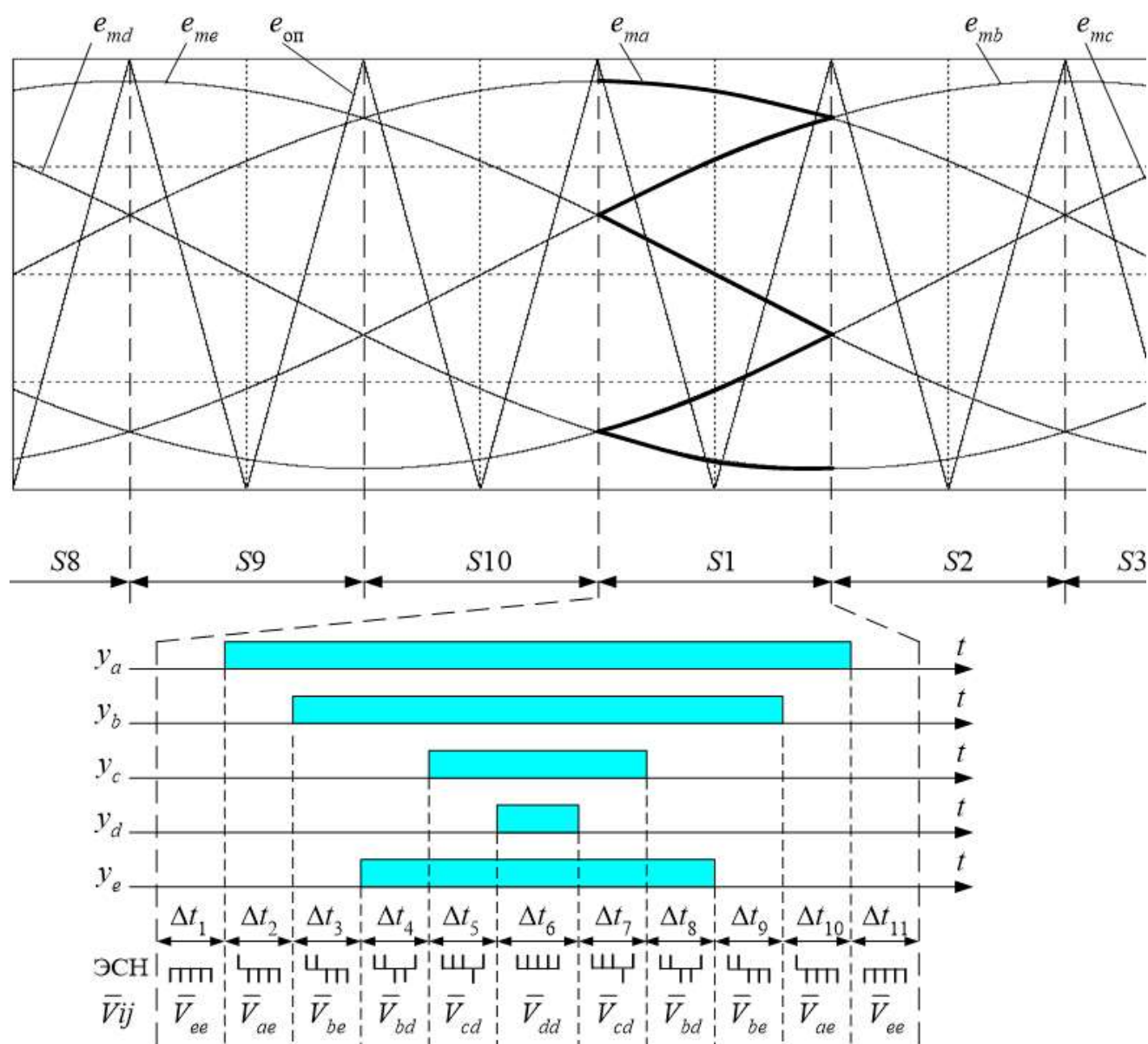


Рисунок Г.1 – Временные диаграммы пятифазной синусоидальной ШИМ

Таблица Г.1 – Распределение векторов пятифазного АИН по секторам и временным интервалам на периодах опорного сигнала

S_j	Пар-р	Δt_1	Δt_2	Δt_3	Δt_4	Δt_5	Δt_6	Δt_7	Δt_8	Δt_9	Δt_{10}	Δt_{11}
S1	$y_a(D4)$	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
	$y_b(D3)$	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0
	$y_c(D2)$	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
	$y_d(D1)$	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	$y_e(D0)$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
	\bar{V}_{ij}	\bar{V}_{ee}	\bar{V}_{ae}	\bar{V}_{be}	\bar{V}_{bd}	\bar{V}_{cd}	\bar{V}_{dd}	\bar{V}_{cd}	\bar{V}_{bd}	\bar{V}_{be}	\bar{V}_{ae}	\bar{V}_{ee}
	D_{VVi}	00	16	24	25	29	31	29	25	24	16	00
S2	$y_a(D4)$	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0
	$y_b(D3)$	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
	$y_c(D2)$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
	$y_d(D1)$	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	$y_e(D0)$	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
	\bar{V}_{ij}	\bar{V}_{bb}	\bar{V}_{ba}	\bar{V}_{be}	\bar{V}_{ce}	\bar{V}_{cd}	\bar{V}_{cc}	\bar{V}_{cd}	\bar{V}_{ce}	\bar{V}_{be}	\bar{V}_{ba}	\bar{V}_{bb}
	D_{VVi}	00	08	24	28	29	31	29	28	24	08	00
S3	$y_a(D4)$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
	$y_b(D3)$	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
	$y_c(D2)$	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0
	$y_d(D1)$	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
	$y_e(D0)$	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	\bar{V}_{ij}	\bar{V}_{aa}	\bar{V}_{ba}	\bar{V}_{ca}	\bar{V}_{ce}	\bar{V}_{de}	\bar{V}_{ee}	\bar{V}_{de}	\bar{V}_{ce}	\bar{V}_{ca}	\bar{V}_{ba}	\bar{V}_{aa}
	D_{VVi}	00	08	12	28	30	31	30	28	12	08	00
S4	$y_a(D4)$	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
	$y_b(D3)$	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0
	$y_c(D2)$	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
	$y_d(D1)$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
	$y_e(D0)$	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	\bar{V}_{ij}	\bar{V}_{cc}	\bar{V}_{cb}	\bar{V}_{ca}	\bar{V}_{da}	\bar{V}_{de}	\bar{V}_{dd}	\bar{V}_{de}	\bar{V}_{da}	\bar{V}_{ca}	\bar{V}_{cb}	\bar{V}_{cc}
	D_{VVi}	00	04	12	14	30	31	30	14	12	04	00
S5	$y_a(D4)$	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	$y_b(D3)$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
	$y_c(D2)$	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
	$y_d(D1)$	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0
	$y_e(D0)$	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
	\bar{V}_{ij}	\bar{V}_{bb}	\bar{V}_{cb}	\bar{V}_{db}	\bar{V}_{da}	\bar{V}_{ea}	\bar{V}_{aa}	\bar{V}_{ea}	\bar{V}_{da}	\bar{V}_{db}	\bar{V}_{cb}	\bar{V}_{bb}
	D_{VVi}	00	04	06	14	15	31	15	14	06	04	00
S6	$y_a(D4)$	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0

		Продолжение таблицы Г.1										
	$y_b(D3)$	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
	$y_c(D2)$	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0
	$y_d(D1)$	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
	$y_e(D0)$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
	\bar{V}_{ij}	\bar{V}_{dd}	\bar{V}_{dc}	\bar{V}_{db}	\bar{V}_{eb}	\bar{V}_{ea}	\bar{V}_{ee}	\bar{V}_{ea}	\bar{V}_{eb}	\bar{V}_{db}	\bar{V}_{dc}	\bar{V}_{dd}
	D_{VVi}	00	02	06	07	15	31	15	07	06	02	00
S7	$y_a(D4)$	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
	$y_b(D3)$	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	$y_c(D2)$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
	$y_d(D1)$	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
	$y_e(D0)$	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0
	\bar{V}_{ij}	\bar{V}_{cc}	\bar{V}_{dc}	\bar{V}_{ec}	\bar{V}_{eb}	\bar{V}_{ab}	\bar{V}_{bb}	\bar{V}_{ab}	\bar{V}_{eb}	\bar{V}_{ec}	\bar{V}_{dc}	\bar{V}_{cc}
	D_{VVi}	00	02	03	07	23	31	23	07	03	02	00
S8	$y_a(D4)$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
	$y_b(D3)$	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	$y_c(D2)$	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
	$y_d(D1)$	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0
	$y_e(D0)$	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
	\bar{V}_{ij}	\bar{V}_{ee}	\bar{V}_{ed}	\bar{V}_{ec}	\bar{V}_{ac}	\bar{V}_{ab}	\bar{V}_{aa}	\bar{V}_{ab}	\bar{V}_{ac}	\bar{V}_{ec}	\bar{V}_{ed}	\bar{V}_{ee}
	D_{VVi}	00	01	03	19	23	31	23	19	03	01	00
S9	$y_a(D4)$	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0
	$y_b(D3)$	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
	$y_c(D2)$	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	$y_d(D1)$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
	$y_e(D0)$	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
	\bar{V}_{ij}	\bar{V}_{dd}	\bar{V}_{ed}	\bar{V}_{ad}	\bar{V}_{ac}	\bar{V}_{bc}	\bar{V}_{cc}	\bar{V}_{bc}	\bar{V}_{ac}	\bar{V}_{ad}	\bar{V}_{ed}	\bar{V}_{dd}
	D_{VVi}	00	01	17	19	27	31	27	19	17	01	00
S10	$y_a(D4)$	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
	$y_b(D3)$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
	$y_c(D2)$	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	$y_d(D1)$	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
	$y_e(D0)$	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0
	\bar{V}_{ij}	\bar{V}_{aa}	\bar{V}_{ae}	\bar{V}_{ad}	\bar{V}_{bd}	\bar{V}_{bc}	\bar{V}_{bb}	\bar{V}_{bc}	\bar{V}_{bd}	\bar{V}_{ad}	\bar{V}_{ae}	\bar{V}_{aa}
	D_{VVi}	00	16	17	25	27	31	27	25	17	16	00

Кроме упомянутой выше информации в таблице Г.1 приведен для каждого вектора его десятичный эквивалент (D_{VVi}). Эквивалент вычислен на основании того, что импульсы y_a, y_b, y_c, y_d, y_e рассматриваются как двоичный цифровой код с привязкой к конкретным разрядам (соответственно к $D4 \div D0$).

Дуальные вектора (состояния) АИТ имеют то же самое обозначение, только имеют иной смысл: первая буква обозначает фазу из положительной группы, а вторая буква - фазу отрицательной группы АИТ, в которых включены вентили для обеспечения замыкания тока источника. При этом подразумевается, что все остальные вентили инвертора выключены.

Если отдельно вычлениить десятичный эквивалент векторов и их обозначения, то получим соответствие, которое представлено в таблице Г.2.

Таблица Г.2 – Вектора пятифазного АИН и их десятичный эквивалент

D_{VVi}	00	01	02	03	04	05	06	07
\bar{V}_{ij}	\bar{V}_{zero}	\bar{V}_{ed}	\bar{V}_{dc}	\bar{V}_{ec}	\bar{V}_{cb}	--	\bar{V}_{db}	\bar{V}_{eb}
D_{VVi}	08	09	10	11	12	13	14	15
\bar{V}_{ij}	\bar{V}_{ba}	--	--	--	\bar{V}_{ca}	--	\bar{V}_{da}	\bar{V}_{ea}
D_{VVi}	16	17	18	19	20	21	22	23
\bar{V}_{ij}	\bar{V}_{ae}	\bar{V}_{ad}	--	\bar{V}_{ac}	--	--	--	\bar{V}_{ab}
D_{VVi}	24	25	26	27	28	29	30	31
\bar{V}_{ij}	\bar{V}_{be}	\bar{V}_{bd}	--	\bar{V}_{bc}	\bar{V}_{ce}	\bar{V}_{cd}	\bar{V}_{de}	\bar{V}_{zero}

Как видно из последней таблицы, в пятифазном АИН из тридцати теоретически возможных активных векторов используются только двадцать. Вектора с десятичным эквивалентом 5, 9÷11, 13, 18, 20÷22, 26 (выделены в таблице цветом) не используются. Так что с учетом двух нулевых векторов (\bar{V}_{zero} : $D_{VVi} = 0, D_{VVi} = 31$) реально в АИН данной топологии используется 22 вектора-состояния.

Примечание - В качестве объяснения факта неиспользования десяти векторов в пятифазном АИН в первом приближении можно сказать следующее. Они не вписываются в логику изменения модулирующих сигналов на периоде выходной частоты и, таким образом, не могут быть получены естественным путем. Однако принятие окончательного суждения о возможности или невозможности использования данных состояний, например, с использованием векторного представления способов ШИМ, требует своего анализа.

Применительно же к пятифазному АИТ, с учетом соответствия его векторов одноименным векторам АИН и специфики своих нулевых векторов, можно сказать следующее: в нем может быть реализовано 25 векторов (20 активных, одно-

именных активным векторам АИН, плюс пять нулевых). В частности, реализация активных векторов путем формирования требуемых импульсов управления ключами АИТ показана в таблице Г.3.

Таблица Г.3 – Соответствие между векторами АИТ и состояниями его ключей

D	$V_{\text{АИТ}}$	$S1_a$	$S2_a$	$S3_b$	$S4_b$	$S5_c$	$S6_c$	$S7_d$	$S8_d$	$S9_e$	$S10_e$
00		Нулевые вектора (в зависимости от сектора)									
01	ed								1	1	
02	dc						1	1			
03	ec						1			1	
04	cb				1	1					
05	-										
06	db				1			1			
07	eb				1					1	
08	ba		1	1							
09	-										
10	-										
11	-										
12	ca		1			1					
13	-										
14	da		1					1			
15	ea		1							1	
16	ae	1									1
17	ad	1							1		
18	-										
19	ac	1					1				
20	-										
21	-										
22	-										
23	ab	1			1						
24	be			1							1
25	bd			1					1		
26	-										
27	bc			1			1				
28	ce					1					1
29	cd					1			1		
30	de							1			1
31		Нулевые вектора (в зависимости от сектора)									

В данной таблице ключи инвертора пронумерованы как и в АИН: нечетные номера соответствуют положительной группе, четные - отрицательной. Кроме того, для однозначности в номерах присутствует индекс фазы. Рассмотрим пример. Вектор АИТ с десятичным эквивалентом 01 обозначен как \bar{V}_{ed} . Это говорит о

том, что для его реализации требуется включить верхний ключ фазы E и нижний ключ фазы D , т.е. соответственно ключи $S9_e$ и $S8_d$, что и отражено в таблице Г.3 единицами в необходимых клетках.

На основе таблицы Г.3 составляются таблицы для синтеза импульсов управления ключами в системе управления пятифазным АИТ при реализации способов ШИМ. Нули в кривой выходного тока инвертора формируются аналогично тому, как это было показано в разделе 5.6.2 настоящей работы: ввод дополнительных импульсов, соответствующих минимальным паузам в кривых выходного тока, в последовательности импульсов управления ключами. С целью равномерной загрузки вентиля по току в фазах АИТ дополнительные импульсы распределяются равномерно по секторам. При этом уменьшение числа коммутаций в данном случае реализовать невозможно. Это объясняется тем, что в силу большого числа модулирующих сигналов с соответствующим фазовым сдвигом минимальные длительности пауз не соответствуют максимальным длительностям импульсов в их окружении, что имело место в трехфазных преобразователях.

Для формирования импульсов управления ключами каждая из десяти таблиц состоит из 32 строк (согласно теоретически возможным векторам АИН) и двух колонок. Колонки идентичны соответствующим колонкам из таблицы Г.3. Только в первой колонке в строках нулевых векторов присутствуют нули, а во второй колонке - единицы. Первая колонка обеспечивает формирование импульсов управления без ввода, а вторая - с вводом дополнительных импульсов. Переход в таблице на вторую колонку обеспечивается активным уровнем сигнала, длительность которого равна длительности соответствующего сектора. Система управления пятифазным АИТ, разработанная в PSIM, представлена на рисунке Г.2. Она аналогична системе управления трехфазным АИТ, показанной на рисунке 5.15. Временные диаграммы, поясняющие формирование импульсов управления, и отражающие процессы в силовой схеме пятифазного АИТ, соответственно показаны на рисунке Г.3 и на рисунке Г.4. Используемые в них обозначения переменных ранее использовались и в пояснениях не нуждаются. Следует только отметить, что на вторых диаграммах данных рисунков утолщенными линиями выделены соответственно сиг-

нал управления вторым ключом ($Y2$) и напряжение на нагрузке фазы A .

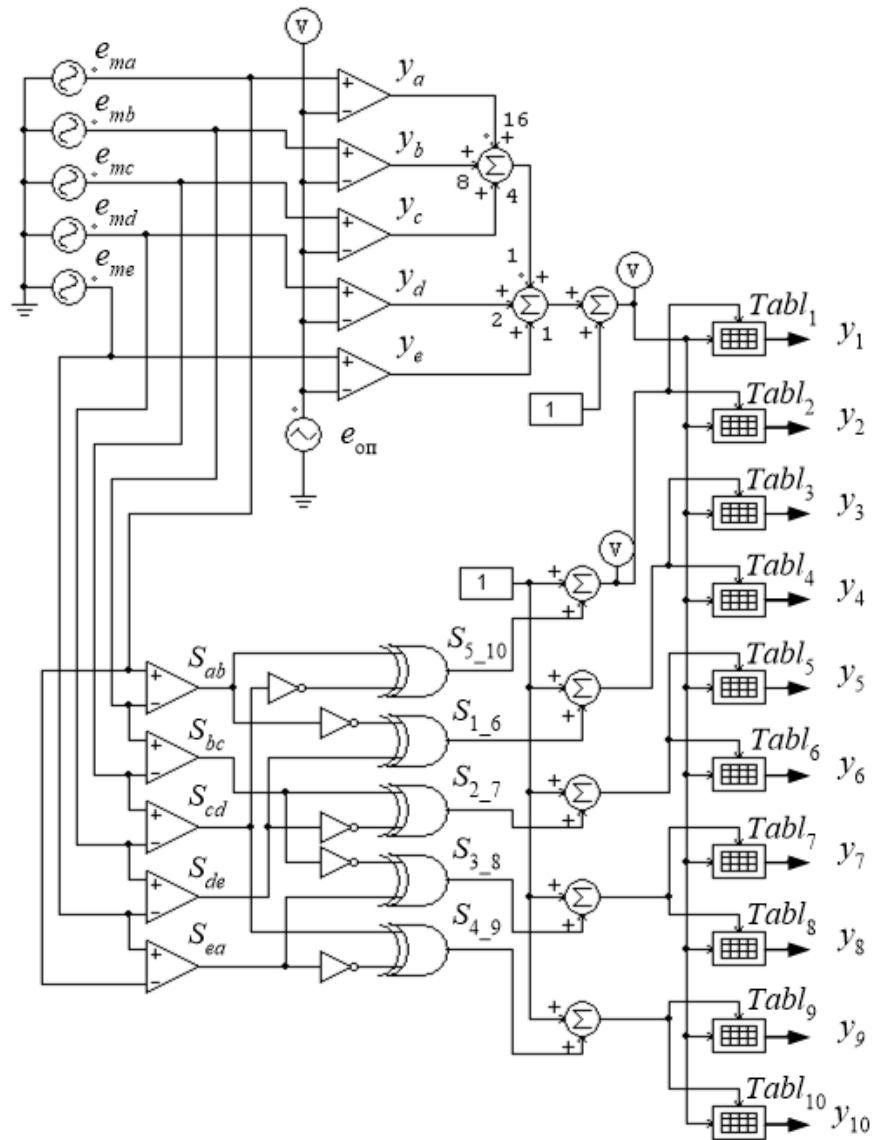


Рисунок Г.2 – Модель системы управления пятифазным АИТ с ШИМ

Таким образом, приведенный выше материал подтверждает эффективность и простоту реализации системы управления АИТ (даже в пятифазном случае) на основе таблиц соответствия векторов АИН и АИТ.

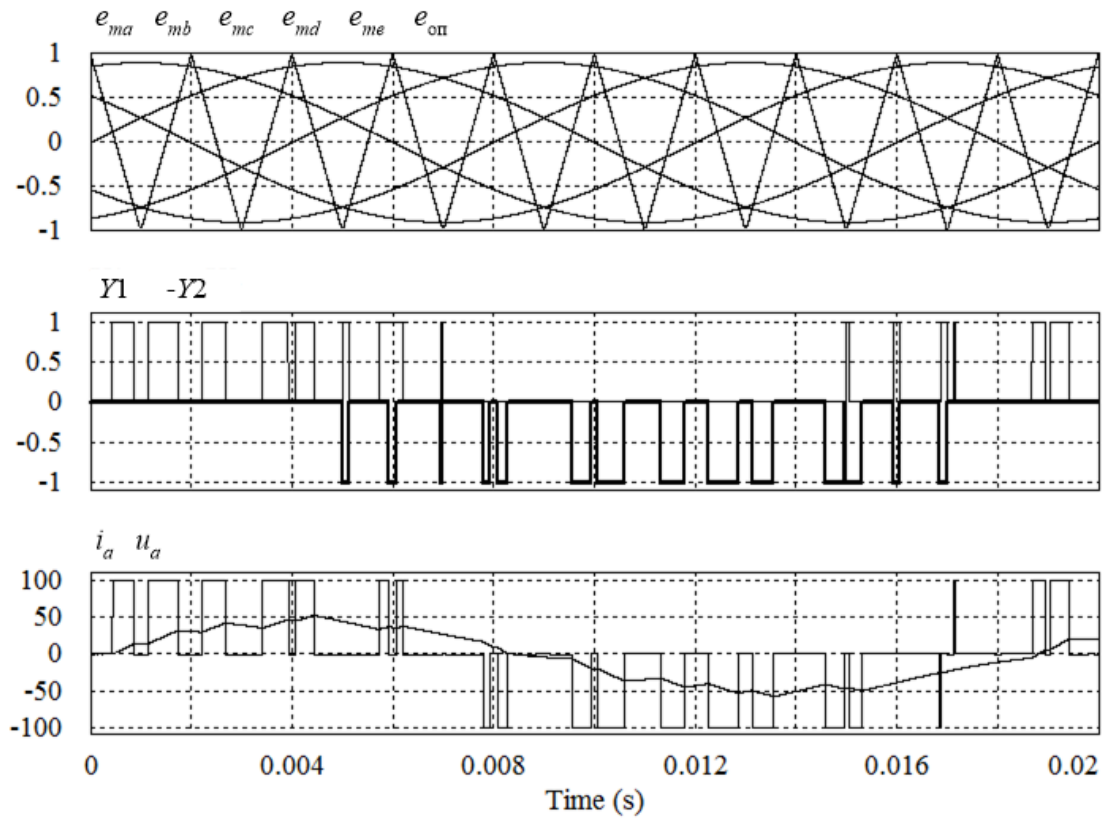


Рисунок Г.3 – $M=0.9$, $K_p=10$, $I_d=100$ А, $\cos\varphi=0.9$, $z_H=1$ Ом

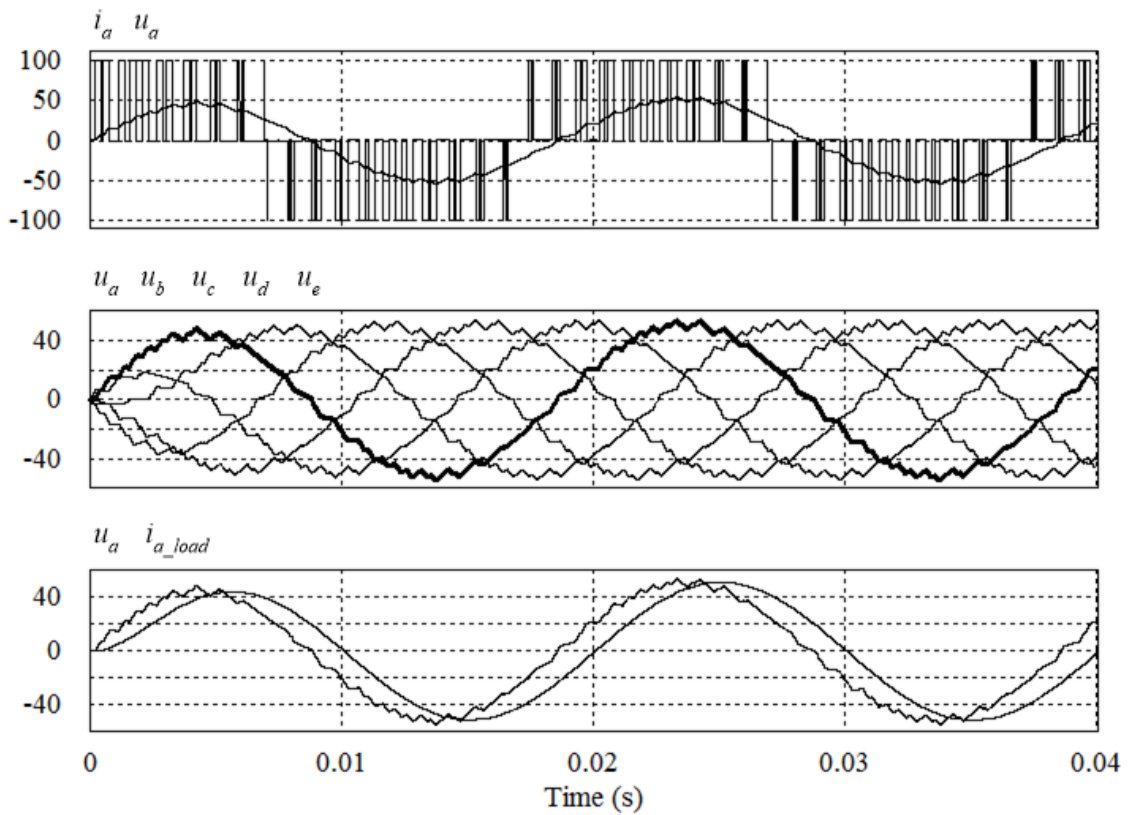
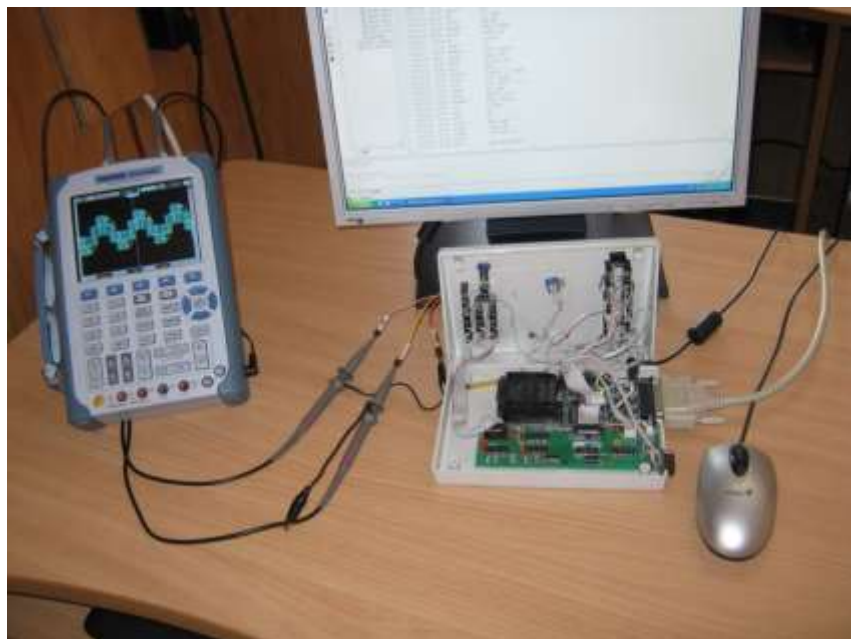
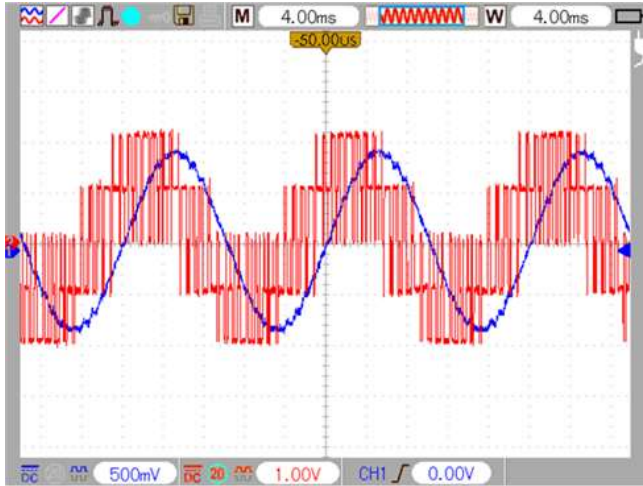


Рисунок Г.4 – $M=0.9$, $K_p=20$, $I_d=100$ А, $\cos\varphi=0.9$, $z_H=1$ Ом

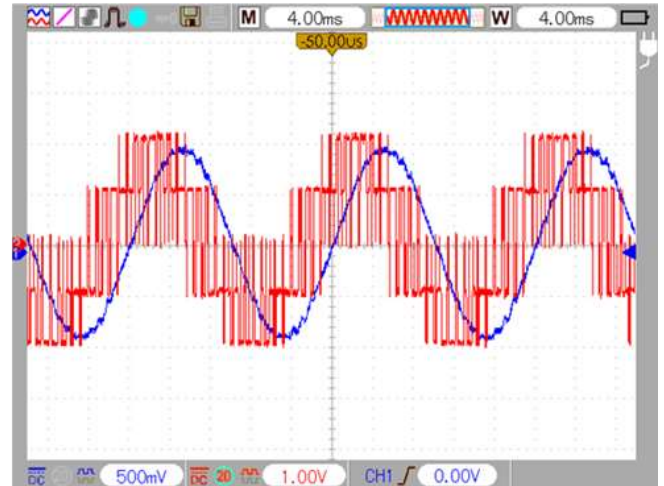
ПРИЛОЖЕНИЕ Д**ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИИ СИНТЕЗИРОВАННЫХ
СПОСОБОВ****Д.1 Программно-аппаратный отладочный комплекс**

Д.2 Осциллограммы напряжений и токов в пассивной RL -нагрузке. Трехфазный АИН, СШИМ_{СЗ} (эквивалентный вариант)

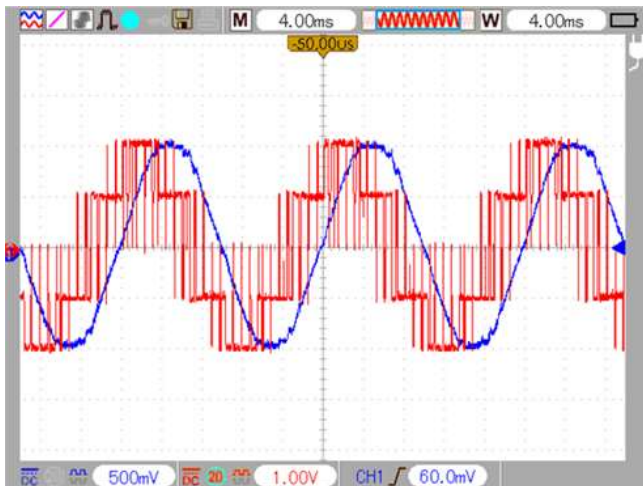
$F_{\text{ВЫХ}} = 50 \text{ Гц}$, $F_{\text{ОП}} = 1200 \text{ Гц}$.



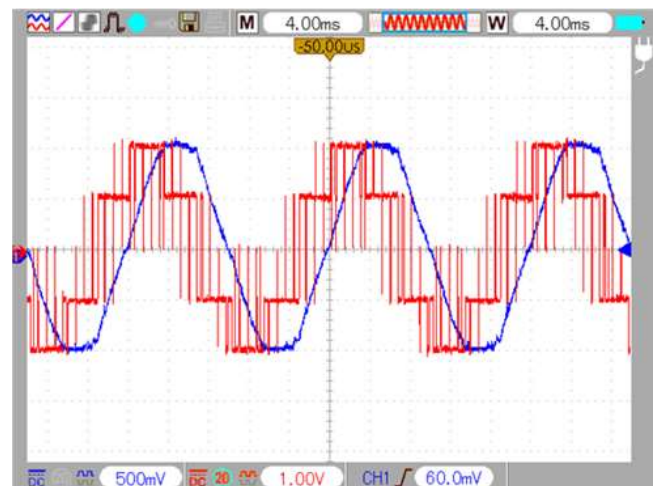
$M_{\text{оп}} = 0$



$M_{\text{оп}} = 0.4$



$M_{\text{оп}} = 0.8$



$M_{\text{оп}} = 0.9$

Д.3 Программа реализации синтезированного способа СШИМ_{C5}

```

// Программа формирования ШИМ для 3-фазного АИН с линейризацией в области
// перемодуляции (ПМ) – способ СШИМC5.
// Линейризация осуществляется вводом в синусоидальный сигнал меандра.
// Fmax=50 Гц, регулируемая глубина модуляции M.
// До 50 Гц - асинхронное развертывание МС и частотное регулирование.
// Асинхронное регулирование - с помощью таймера ступенек на T2.
// При 50 Гц - синхронное развертывание МС.
// В области ПМ регулирование только первой гармоники.

#include "DSP281x_Device.h" // Заголовочный файл включения DSP281x
#include "DSP281x_Examples.h" // Файл включения примеров DSP281x

// Объявления прототипов для функций, используемых в этом файле
interrupt void eva_timer1_isr(void);
interrupt void eva_timer2_isr(void);
void PWMInit(void);
void init_eva_timer1(void);
Uint16 nc=0; // Глобальная переменная - счетчик ССВ фазы А
Uint32 km=0; // Глобальная переменная - код модуляции/ ампли-
// туда синусной составляющей
Uint32 kn=0; // Усредненные данные от АЦП
Uint32 kp=0; // Прямоугольный компонент
Uint32 kma=0; // Код модуляции фазы А
Uint32 kmb=0; // Код модуляции фазы В
Uint32 kmc=0; // Код модуляции фазы С
Uint16 ncb=32; // Глобальная переменная - счетчик ССВ фазы В
Uint16 ncc=16; // Глобальная переменная - счетчик ССВ фазы С

void main(void)
{
    InitSysCtrl(); // Инициализация системного блока
    DINT; //Макрос - глобальный запрет прерывания

// Инициализация регистров управления PIE в их состояние по умолчанию
    InitPieCtrl();

//Запрет всех прерываний ЦП и сброс всех его флагов
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;

//Инициализация таблицы векторов PIE указателями на П/Пр обслуживания //прерывания
    InitPieVectTable();
//Прерывания, используемые в примере, отображаются на функции подпрограмм,
//находящихся в этом файле
    EALLOW; // Разрешение доступа к защищенным регистрам
    PieVectTable.T1PINT = &eva_timer1_isr; //П/Пр прерывания по периоду T1.
    PieVectTable.T2PINT = &eva_timer2_isr; //П/Пр прерывания по периоду T2.
    EDIS; //Запрет доступа к защищенным регистрам

```

```

init_eva_timer1();           // Объявление П/Принципиализация T1 и T2
PWMInit();                  // Объявление П/Пр инициализация ШИМ-модуля
InitAdc();                  // Объявление П/Пр инициализация АЦП

PieCtrlRegs.PIEIER2.all = M_INT4; // Разрешение прерывания по линии T1PINT

PieCtrlRegs.PIEIER3.all = M_INT1; // Разрешение прерывания по линии T2PINT

IER |= (M_INT2);           // Разрешение прерывания по линии INT2
IER |= (M_INT3);           // Разрешение прерывания по линии INT3

// Разрешение работы системы прерывания
EINT;                       // Разрешение глобального прерывания (бит INTM)
ERTM;                       // Разрешение глобального прерывания отладки (бит DBGEM)
EALLOW;                     // Разрешение доступа к защищенным регистрам
GpioMuxRegs.GPFDIR.all |= BIT6; //канал светодиода на вывод
GpioMuxRegs.GPBDIR.all |= BIT6; //канал Топ на вывод
EDIS;                       //Запрет доступа к защищенным регистрам

// Бесконечный цикл - фоновая программа: запуск и чтение данных АЦП
for(;;)
{
    unsigned int nad;
    unsigned long n;
    if(GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF7==0)
    {
        asm (" nop");
    }
    n=0;
    for(nad=8; nad>0; nad--)
    {
        AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1=1; // Сброс КППИ
        AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1=1; // Запуск преобразования
        if(AdcRegs.ADCST.bit.SEQ1_BSY==1)
        {
            asm (" nop"); // Ожидание окончания преобразования
        }
        n=n+AdcRegs.ADCRESULT0; // Чтение и суммирование данных с АЦП
    }
    n=n/8; // Усреднение данных с АЦП
    kn=n/16; // Перевод формата 16-бит в 12-бит
    if(kn>3200) // Граница области перемодуляции + 10
    {
        GpioDataRegs.GPFSET.all |= BIT6; // Вкл. светодиода «ПМ»
        EvaRegs.EVAIMRB.bit.T2PINT = 0; // Запрет прерывания от T2
        kp=(kn-3200)*18/5; // Формирование прямоугольного
        // компонента

        if(kp>3200)
            {kp=3200;
            }
        km=(3200-kp); // Формирование синусоидального
        // компонента
    }
}

```

```

        kp=kp*1953/3200;
    }
else
    {GpioDataRegs.GPFCLEAR.all |= BIT6; // Выкл. светодиода «ПМ»
    EvaRegs.EVAIMRB.bit.T2PINT = 1; // Разрешение прерывания от T2.
    km=kn;
    kp=0;
    }
}
}

void init_eva_timer1(void) // П/Пр инициализации T1 и T2
{
    EvaRegs.GPTCONA.all = 0;

    // Частота таймера T1 50Гц*Kp=50*24=1200 Гц; расчетная формула
    // FCPU/FPWM/2 = (75 МГц/2):1200 Гц:Kдел:2 = 75000000:2:1200:4:2=3906
    EvaRegs.T1PR = 3906;
    EvaRegs.T1CNT = 0; // Сброс счетчика таймера T1
    EvaRegs.T1CMPR = 0x100; // Начальн. состояние регистра сравнения T1
    EvaRegs.T2PR = 0xffff; // Задание периода работы T2
    EvaRegs.T2CNT = 0; // Сброс счетчика таймера T2
    EvaRegs.T2CMPR = 0x100; // Начальн. состояние регистра сравнения T2

    EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1PINT = 1; //Разрешение прерывания по периоду T1
    EvaRegs.EVAIFRA.bit.T1PINT = 1; //Сброс флага прерывания по периоду T1
    EvaRegs.EVAIMRB.bit.T2PINT = 1; //Разрешение прерывания по периоду T2
    EvaRegs.EVAIFRB.bit.T2PINT = 1; //Сброс флага прерывания по периоду T2
}

void PWMInit(void) // П/Пр инициализации ШИМ-модуля
{
    // Выставляем полярность выходных импульсов
    EvaRegs.ACTRA.all = BIT10|BIT9|BIT6|BIT5|BIT2|BIT1;
    // Устанавливаем величину MB. Расчетная формула:
    //  $1/(FCPU/(2^{(DBTPS2:DBTPS0)} * (DBT3:DBT0)))$  причем значение
    // DBTPS2:DBTPS0 начиная с "101" включительно остается постоянным
    // в нашем случае DBT3:DBT0 = BIT11:BIT8 = 14 = 1110, DBTPS2:DBTPS0
    // = BIT4:BIT2 = 5 = 101
    // биты EDBT3:EDBT1 означают включить модуль формирования MB
    EvaRegs.DBTCONA.all = BIT9|BIT7|BIT6|BIT5|BIT2;

    // Включить модули сравнения опорного сигнала с модулирующим (BIT15)
    // Подсоединить выводы процессора к модулю сравнения системы ШИМ (BIT9)
    EvaRegs.COMCONA.all = BIT15|BIT9;

    // Включить прерывание по периоду опорной пилы ШИМ, период
    // соответствует пересечению нуля, пила (счетчик) от 0 до 0xFFFF
    EvaRegs.EVAIMRA.all = BIT7;
    EvaRegs.EVAIMRB.all = BIT0;

    // BIT11=1 установить формирование двусторонней ШИМ
    // BIT9=1, => Kdel=4; => Top=2.5 kHz, BIT6=1 включить таймер ШИМ

```

```

EvaRegs.T1CON.all = BIT11|BIT6|BIT9;
EvaRegs.T2CON.all = BIT11|BIT6|BIT10|BIT9|BIT8;    // Kdel=128

EALLOW;                // Разрешение доступа к защищенным регистрам
// Конфигурируем выводы процессора как выводы модуля ШИМ
GpioMuxRegs.GPAMUX.all |= BIT5|BIT4|BIT3|BIT2|BIT1|BIT0;
EDIS;                  // Запрет доступа к защищенным регистрам
}

interrupt void eva_timer1_isr(void)                // П/Пр прерывания по периоду T1
{
Unsigned stsa[24]={255,747,1189,1549,1804,1936,1936,1804,1549,1189,747,
255,255,747,1189,1549,1804,1936,1936,1804,1549,1189,747,255};

GpioDataRegs.GPBTGGLE.all |= BIT6; // Признак входа в П/Пр по ШИМ
EvaRegs.EVAIFRA.all = BIT7;        // Сброс флага периода T1 в PIE
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP2;

// Расчет кода модуляции фазы A
kma=km*stsa[nc];                    // Умножение табличных данных на код модуляции
kma=kma/3200+kp;                    // Приведение к формату T1 и добавление
// прямоугольного компонента
if(kma>1953)
    {kma=1953;
    }
if(nc < 12)
    {
kma=kma+1953;                        // Расчет ступеньки модулирующего сигнала
// для положительной полуволны
    }
else
kma=1953-kma;                        // Расчет ступеньки модулирующего сигнала
// для отрицательной полуволны

EvaRegs.CMPR1 = kma;                // Запись результата в регистр сравнения 1-го
// канала (фазы A)

// Расчет кода модуляции фазы B
kmb=km*stsa[ncb];
kmb=kmb/3200+kp;
if(kmb>1953)
    {kmb=1953;
    }
if(ncb < 12)
    {
kmb=kmb+1953;
    }
else
kmb=1953-kmb;
EvaRegs.CMPR2 = kmb;

// Расчет кода модуляции фазы C

```

```

kmc=km*stsa[ncc];
kmc=kmc/3200+kp;
if(kmc>1953)
    {kmc=1953;
    }
if(ncc < 12)
    {
    kmc=kmc+1953;
    }
else
    kmc=1953-kmc;
EvaRegs.CMPR3 = kmc;

if(GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF6==1) // Условие синхрон. развер-
                                        // тывания МС в зоне ПМ

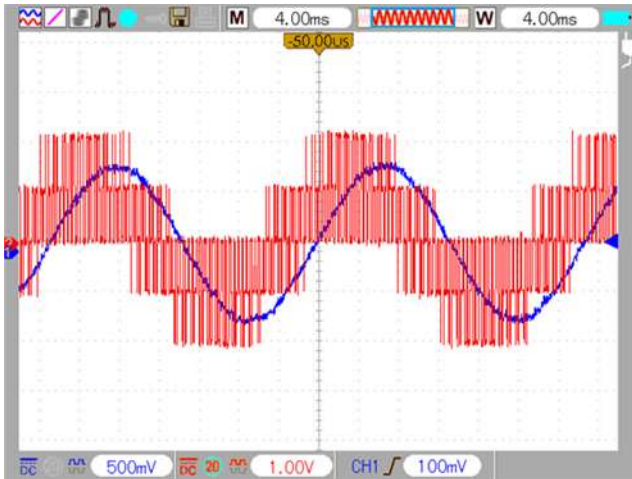
    {nc=nc+1;
    if(nc==24)
    nc=0;
    ncb=ncb+1;
    if(ncb==24)
    ncb=0;
    ncc=ncc+1;
    if(ncc==24)
    ncc=0;
    }
}
interrupt void eva_timer2_isr(void) // П/Пр прерывания по периоду T2 -
// ступеньке модулирующего сигнала
{
    unsigned long int knp;
    EvaRegs.EVAIFRB.bit.T2PINT = 1; // Сброс флага периода T2 в PIE
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
    if(kn<10)
        {kn=10;
        }
    knp=0x60000/kn;
    EvaRegs.T2PR = knp;
    if(GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF6==0) // Условие асинхронного
// развертывания МС
        {nc=nc+1;
        if(nc==24)
        nc=0;
        ncb=ncb+1;
        if(ncb==24)
        ncb=0;
        ncc=ncc+1;
        if(ncc==24)
        ncc=0;
        }

}
//=====

```


Д.4 Осциллограммы напряжений и токов в пассивной RL -нагрузке. Трехфазный АИН, СШИМ_{C5} (ввод меандра)

$F_{\text{ОП}} = 1200$ Гц.



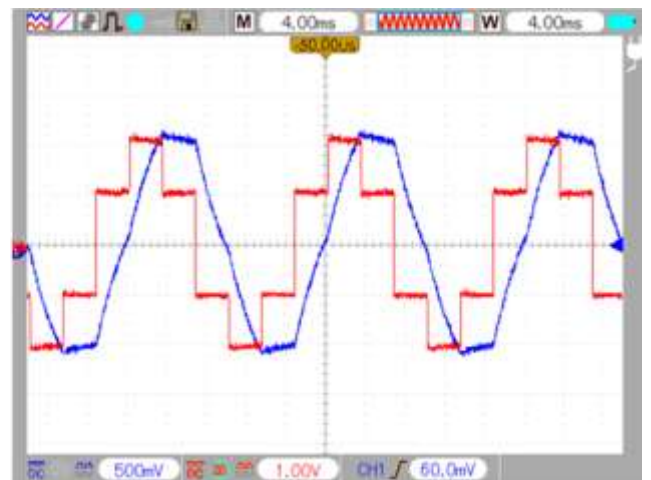
СШИМ, $M=0.77$, $F_{\text{ВЫХ}} = 38,5$ Гц



СШИМ, $M=1.0$, $F_{\text{ВЫХ}} = 50$ Гц.



СШИМ_{C5}, $M=1.2$, $F_{\text{ВЫХ}} = 50$ Гц.



СШИМ_{C5}, $M=1.273$, $F_{\text{ВЫХ}} = 50$ Гц.

Д.5 Фотографии преобразователей ТОО «СИБИРЬ-МЕХТРОНИКА»

1) РНС-1, 500 кВт, 6 кВ.



2) ВНС-2, 400 кВт, 0.69 кВ.



3) Шкаф ПЧ СЧ500 250 кВт, 0.69 кВ.



ПРИЛОЖЕНИЕ Е. АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ

"УТВЕРЖДАЮ"

Директор

ООО "Сибирь-мехатроника", к.т.н.

В.О. Астанин

" " 2014г.



АКТ ВНЕДРЕНИЯ

Настоящим актом подтверждается, что в ходе выполнения совместных работ ООО "Сибирь-мехатроника" и ОНИЛЭОПС НГТУ по созданию преобразователя частоты для станций частотного управления насосными агрегатами с асинхронными высоковольтными (6,0кВ) электродвигателями по двух трансформаторной схеме (понижающий трансформатор – преобразователь частоты 0,69кВ – повышающий трансформатор) были переданы следующие результаты диссертационной работы "Анализ и синтез энергооптимальных способов управления инверторами с ШИМ" Баховцева И.А.:

1. Методика расчета показателей качества выходной и входной энергии, обеспечивающая выбор оптимальных параметров силовой схемы и системы управления.
2. Алгоритмы управления трехфазным автономным инвертором напряжения, обеспечивающие заданное качество и расширенный диапазон регулирования выходного напряжения преобразователя.

Полученные результаты диссертации были использованы при разработке станций частотного управления насосными агрегатами с электродвигателями мощностью 250 – 1000 кВт серии ВСЧ500-ДТС с преобразователем частоты промежуточного звена серии СЧ500, которые выпускаются нашим предприятием по ТУ 3431-001-11821409-2014.

Технический директор

ООО "Сибирь-мехатроника",

к.т.н. Усачев А.П.

" 15 " Октября 2014г.

" 15 " Октября 2014г.

УТВЕРЖДАЮ

Зам. Генерального директора –
директор по развитию ФГУП ПО
«Север»


Кашкаров Ю. П.
«__» _____ 2016 г.



УТВЕРЖДАЮ

Проректор НГТУ по научной работе
д.т.н., проф.


Вострецов А. Г.
« 29 » _____ 2016 г.



АКТ

внедрения результатов диссертационной работы Баховцева И.А.

Мы, нижеподписавшиеся, заместитель главного конструктора ФГУП ПО «СЕВЕР» В.В. Машинский и представитель НГТУ заведующий кафедрой «Электроники и электротехники», д.т.н., профессор С. А. Харитонов подтверждаем, что результаты диссертационной работы Баховцева И. А. «Анализ и синтез энергооптимальных способов управления инверторами с ШИМ» использовались при выполнении работ по государственному контракту №13.G36.31.0010 от 22.10.2010 г. на тему «Исследование, разработка и организация промышленного производства механотронных систем энергосберегающих технологий двойного назначения» шифр 2010-218-02-297.

Предложенные в диссертационной работе Баховцева И. А. соотношения для расчета входных и выходных характеристик трехфазного инвертора напряжения, а также алгоритмы управления трехфазным автономным инвертором напряжения, обеспечивающие заданное качество и расширенный диапазон регулирования выходного напряжения

преобразователя были использованы при подготовке следующих эскизных проектов: блока управления (КТНЦ) для электромеханического усилителя рулевого управления, механотронной системы ПЧ-ПСПЧ-Д, преобразователя ПЧ-ПСПЧ-Д1 и преобразователя ПЧА2.

Зам. главного конструктора
ФГУП ПО «СЕВЕР», к.т.н.



/В.В. Машинский/

Зав. кафедрой ЭЭ НГТУ,
д.т.н. проф.



/С. А. Харитонов/

"УТВЕРЖДАЮ"
 Генеральный директор ОАО "ИПФ"
 Чернов П.Б.




"23" июня 2015 г.

"УТВЕРЖДАЮ"
 Проректор НГТУ по научной работе
 Вострцов А.Г.




"23" июня 2015 г.

АКТ внедрения результатов диссертационной работы

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий лабораторией № 3 ОАО "ИПФ" Бондарчук В.С. и заведующий ОНИЛ ЭОПС НГТУ Зиновьев Г.С., настоящим актом подтверждаем, что в ходе выполнения совместных работ (тема ПЭ-2-06) по разработке и изготовлению электронного блока управления двигателем постоянного тока для стендового моделирования канала тангажа летательного аппарата были использованы следующие положения диссертационной работы "Анализ и синтез энергооптимальных способов управления автономными инверторами с ШИМ" Баховцева И.А.:

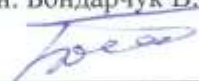
- Методика расчета силовой схемы полупроводникового преобразователя, обеспечивающая заданные энергетические параметры системы.

- Алгоритм управления полупроводниковым преобразователем, обеспечивающий заданное качество выходного напряжения и динамические характеристики электронного блока управления в целом.

Достоверность принятых решений подтверждена актом сдачи-приемки научно-технической продукции, соответствующей условиям договора и техническому заданию (прилагается).

Разработанный электронный блок позволил успешно завершить НИР «Рукоять» по созданию эффективного изделия со специфическими органами управления по тангажу и рысканию, обеспечивающими ему повышенную управляемость.

От ОАО "ИПФ"
 Зав. лабораторией № 3
 к.т.н. Бондарчук В.С.



"23" июня 2015 г.

От НГТУ
 Зав. ОНИЛ ЭОПС
 д.т.н. Зиновьев Г.С.



"24" 06 2015 г.

«УТВЕРЖДАЮ»

Генеральный директор ЗАО «НОЭМА»

Новоселов Б.Я. 

«09» 09 2004 г.

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

Настоящим актом подтверждается, что в ходе выполнения работ по техническому заданию ЗАО «НОЭМА» на создание полупроводниковых интеллектуальных регуляторов температуры «ИРТ-1» (8 шт. по 18 кВт) для реализации технологического процесса обезвоживания и термообработки фито- и минерального сырья **были использованы алгоритмы управления и устройства**, обеспечивающие заданные режимы работы шкафа электрического универсального (ШЭУ), разработанные сотрудниками ВТК «Преобразователь» при каф. ПЭ НГТУ под руководством и при непосредственном участии доц., к.т.н. И.А. Баховцева.

Правильность принятых решений подтверждена положительными приемо-сдаточными испытаниями и 4-летней эксплуатацией разработанных интеллектуальных регуляторов на предприятиях города и области.

Экономический эффект от внедрения результатов работы составил 9.6 тыс. руб. в месяц.

Главный технолог ЗАО «НОЭМА»,

Л.Б. Подольский 

«06» сентября 2004 г.

"Утверждаю"

Проректор по учебной работе Новосибирского государственного технического университета, профессор

А.А. Батаев

2015 г.

**СПРАВКА**

об использовании в учебном процессе результатов
диссертационной работы Баховцева И.А.

Мы, нижеподписавшиеся декан факультета радиотехники и электроники, д.т.н., профессор Хрусталеv В.А., профессора кафедры Электроники и электротехники д.т.н. Харитонов С.А. и к.т.н. Подьяков Е.А. подтверждаем, что результаты диссертационной работы Баховцева И.А. на тему "Анализ и синтез энергооптимальных способов управления инверторами с ШИМ", отраженные в учебных пособиях:

- "Микропроцессорные системы управления устройствами силовой электроники". – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2006 г. – В 2 ч. Ч. 1. – 72 с.;
- "Микропроцессорные системы управления устройствами силовой электроники". – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010 г. – В 2 ч. Ч. 2. – 110 с.

используются при чтении лекций при подготовке бакалавров (бакалаврское направление 210100.62 – Электроника и наноэлектроника, профиль Промышленная электроника) и магистрантов (специальность 210106 – Промышленная электроника и магистерское направление 210100 - Электроника и наноэлектроника) в следующих учебных курсах:

1. Однокристалльные микро-ЭВМ.
2. Микропроцессорные системы силовой электроники.

профессоры

Декан РЭФ, д.т.н., профессор

Хрусталеv В.А.

Профессор кафедры
Электроники и электротехники, д.т.н.

Харитонов С.А.

Профессор кафедры
Электроники и электротехники, к.т.н.

Подьяков Е.А.