

Министерство образования и науки Российской Федерации  
Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего образования  
«Ивановский государственный энергетический  
университет имени В.И. Ленина»

А.Б. ВИНОГРАДОВ, А.А. КОРОТКОВ

**АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ  
ВЫСОКОВОЛЬТНЫМ МНОГОУРОВНЕВЫМ  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ**

Иваново 2018

УДК 621.314.26:621.372.632  
В49

Виноградов А.Б., Коротков А.А. Алгоритмы управления высоковольтным многоуровневым преобразователем частоты / ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново, 2018. – 184 с.  
ISBN

Монография посвящена разработке, исследованию и практической реализации алгоритмов управления многоуровневым каскадным преобразователем частоты для высоковольтного электропривода.

Предложен алгоритм векторной ШИМ каскадного преобразователя с функциями компенсации небаланса и шунтирования ячеек. Выполнен сравнительный анализ векторного и синусоидального алгоритмов ШИМ, предложена методика определения оптимальной частоты модуляции.

Предназначено для специалистов и научных сотрудников, занимающихся в области систем управления высоковольтным преобразователем частоты, а также для студентов и магистрантов, обучающихся по направлению «Электроэнергетика и электротехника», профиль подготовки «Электропривод и автоматика».

Табл. 16. Ил. 112. Библиогр.: 51 назв.

Печатается по решению редакционно-издательского совета ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»

**НАУЧНЫЙ РЕДАКТОР**

А.Р. Колганов

**РЕЦЕНЗЕНТЫ:**

канд. техн. наук, начальник лаборатории испытаний

Р.В. Родионов (НИПТИЭМ)

канд. техн. наук, доц. кафедры «Электротехника и электроэнергетика»

В.И. Афонин (ВлГУ)

ISBN

© А.Б. Виноградов,  
А.А. Коротков, 2018

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
<b>1. Анализ топологии и методов управления высоковольтными многоуровневыми преобразователями частоты.....</b>	<b>8</b>
1.1. Топология и принципы построения высоковольтных преобразователей.....	8
1.2. Анализ методов формирования ШИМ многоуровневого каскадного преобразователя.....	19
1.2.1. Алгоритмы синусоидальной ШИМ.....	21
1.2.2. Алгоритмы векторной ШИМ.....	27
1.3. Анализ терминологии.....	44
1.3.1. Классификация векторов и треугольников диаграммы напряжений.....	45
1.3.2. Ячейка и её состояния.....	47
<b>2. Разработка алгоритма управления многоуровневым каскадным преобразователем в рамках векторной стратегии ШИМ.....</b>	<b>49</b>
2.1. Закон модуляции векторной ШИМ.....	49
2.2. Синтез алгоритма коммутации.....	50
2.3. Алгоритм распределения коммутаций по ячейкам.....	62
2.4. Небаланс напряжений ячеек.....	67
2.4.1. Векторное формирование ШИМ с модулем компенсации небаланса.....	68
2.4.2. Алгоритм компенсации небаланса напряжений.....	70
2.4.3. Коррекция в режиме ограничения компенсации.....	76
2.4.4. Результаты моделирования.....	79
2.5. Шунтирование ячеек многоуровневого каскадного преобразователя.....	84
2.5.1. Режимы функционирования ячеек.....	85
2.5.2. Векторное формирование ШИМ с модулем шунтирования ячеек.....	87
2.5.3. Результаты моделирования.....	93

<b>3. Сравнительный анализ алгоритмов формирования ШИМ многоуровневого каскадного преобразователя.....</b>	<b>99</b>
3.1. Цифровая модель высоковольтного электропривода.....	99
3.2. Потери мощности в системе «ВПЧ-АД».....	104
3.2.1. Дополнительные потери от высших гармоник.....	107
3.2.2. Критерий оценки дополнительных потерь в обмотках двигателя.....	108
3.2.3. Потери в силовых IGBT модулях.....	110
3.3. Коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения.....	114
3.4. Результаты моделирования. Методика поиска оптимальной частоты ШИМ.....	116
<b>4. Моделирование и экспериментальное исследование частотно-регулируемого электропривода с многоуровневым каскадным преобразователем.....</b>	<b>127</b>
4.1. Внутренняя организация каскадного ВМПЧ и алгоритмы взаимодействия его элементов.....	127
4.2. Практические вопросы реализации алгоритмов ШИМ каскадной структуры ВМПЧ.....	131
4.3. Первичная компенсация небаланса напряжений ячеек.....	136
4.4. Уточнённая модель высоковольтного частотно-регулируемого привода.....	142
4.5. Технологический критерий как показатель работоспособности привода.....	145
4.6. Испытание опытного образца каскадного ВМПЧ на низком напряжении.....	150
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	154
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	157
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	162

## ВВЕДЕНИЕ

Стратегия развития и модернизации любой современной отрасли народного хозяйства (промышленности, электроэнергетики, коммунального хозяйства), использующей высоковольтное приводное электрооборудование, должна включать в себя не только наращивание мощностей производства, но и внедрение новых технологий и технологических процессов, направленных на повышение эффективности и энергосбережение.

На примере механизмов насосно-вентиляторной группы в ряде мощностей 250-8000 кВт переход к высоковольтному частотно-регулируемому приводу (ВЧРП) позволяет получить значительный эффект энергосбережения, повысить надёжность эксплуатации и увеличить ресурс технологического и электрического оборудования [17-20]. Задача создания энергоэффективного ВЧРП представляется перспективной и включает в себя выбор схемы и силовых элементов высоковольтного преобразователя частоты (ВПЧ) и разработку оптимального по энергетическим критериям алгоритма управления.

Анализ потенциальной потребности промышленности в регулируемых электроприводах большой мощности [17,18] подтверждает актуальность поставленной задачи, комплексное решение которой должно обеспечивать: максимальный КПД, снижение искажения формы входного тока и выходного напряжения, эксплуатационную надёжность.

Выбор оптимальной топологии ВПЧ является сложной, многокритериальной задачей и во многом определяется требованиями технологического характера. Характеристики известных схем ВПЧ с двумя трансформаторами [19] и промежуточным низковольтным преобразователем в области высоковольтного электропривода показывают относительно низкий КПД и ограничение по мощности (порядка 500-1250 кВт). С появлением новых полупроводниковых силовых приборов – управляемых GTO, IGCT, SGCT-тиристоров и IGBT-транзисторов – топология двухзвенных высоковольтных преобразователей получила широкое распространение.

На сегодняшний день в схемной топологии двухзвенных ВПЧ сформировался ряд принципиально отличающихся подходов [9,12,19,20,30-34,45,48]: автономный инвертор тока (АИТ) по мостовой схеме на управляемых тиристорах; 3-уровневый автономный инвертор напряжения (АИН) по схеме с ёмкостным делителем; 4-уровневый АИН по схеме с плавающими конденсаторами и многоуровневый АИН по каскадной схеме соединения ячеек.

Высоковольтные многоуровневые (3 и более) преобразователи частоты (ВМПЧ), построенные по классической двухзвенной топологии, используют предложенный около 20 лет назад принцип преобразования энергии, основанный на переключении по заданному закону разрешённых дискретных уровней напряжения. К преимуществам многоуровневых схем относят повышение качества выходной энергии и снижение коммутационных потерь в полупроводниковых вентилях [31,32,34,45].

Большинство представленных на рынке производителей ВМПЧ используют типовую каскадную схему АИН, обеспечивающую минимум гармонических искажений выходного напряжения, и классическое управление по методу синусоидальной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) [14,17,34,42,51]. Анализ литературных источников показывает, что на данный момент в недостаточной мере исследованы вопросы синтеза энергоэффективных векторных алгоритмов ШИМ управления многоуровневым преобразователем частоты.

Векторная стратегия ШИМ позволяет по-новому подойти к таким актуальным задачам построения каскадного ВМПЧ, как шунтирование вышедших из строя ячеек [17] для повышения надёжности работы ВЧРП и компенсация небаланса напряжений [21,33], возникающего как следствие колебаний напряжения в звене ячеек в процессе работы. Небаланс напряжений каскадного преобразователя напрямую определяет точность регулирования выходных переменных привода (скорости, момента). Алгоритмы ограничения [36,41] в рамках векторного подхода ШИМ обеспечивают максимальное использование преобразователя по напряжению.

В книге рассматриваются указанные выше задачи.

*Первый раздел* посвящён анализу базовых схемотехнических решений и классических методов управления ВМПЧ. Рассмотрены принципы формирования ШИМ в рамках синусоидального и пространственно-векторного способов. Выбрана каскадная структура многоуровневого преобразователя, на основе которой в рамках векторной стратегии ШИМ показаны различные подходы к решению задачи синтеза закона модуляции и предложены критерии, определяющие выбор оптимальной последовательности коммутации.

*Во втором разделе* выполнен синтез алгоритма коммутации и предложены базовые структуры векторного формирования ШИМ многоуровневого каскадного преобразователя частоты. Рассмотрена проблематика небаланса напряжений ячеек и предложена методика его компенсации, разработан алгоритм шунтирования аварийной ячейки с автонастройкой на изменяемые параметры структуры. Приведены результаты исследования алгоритмов и структур управления на компьютерной модели ВЧРП с 17-уровневым каскадным преобразователем.

*В третьем разделе* проведён сравнительный анализ векторного алгоритма ШИМ базовой структуры с традиционным алгоритмом синусоидальной ШИМ. Для сравнения алгоритмов предложен критерий энергоэффективности, основанный на модельном расчёте зависящих от алгоритма ШИМ потерь мощности в преобразователе и асинхронном двигателе. На компьютерной модели ВЧРП проведён расчёт показателей критерия энергоэффективности и получены значения оптимальной частоты модуляции для сравниваемых алгоритмов управления.

*Четвёртый раздел* посвящён вопросам практической реализации алгоритмов ШИМ и экспериментальным исследованиям на низковольтном макете и опытном образце многоуровневого каскадного преобразователя.

Работа выполнялась в Научно-техническом центре электропривода «Вектор» на кафедре «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Ивановского государственного энергетического университета имени В.И. Ленина.

# **1. АНАЛИЗ ТОПОЛОГИИ И МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНЫМИ МНОГОУРОВНЕВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ**

## **1.1. Топология и принципы построения высоковольтных преобразователей**

В современных отраслях промышленности, электроэнергетике, коммунальном хозяйстве широкое применение находит управляемый высоковольтный электропривод мощных турбомеханизмов, эффективность которого по сравнению с неуправляемым электроприводом обеспечивается, прежде всего, за счёт формирования оптимальных режимов работы технологического оборудования и снижения собственных потерь. Необходимость модернизации производства с приоритетным направлением на энергосбережение и повышение надёжности эксплуатации оборудования послужила импульсом к развитию и совершенствованию схмотехнических решений и алгоритмов управления высоковольтными преобразователями. Достаточно много работ посвящено рассмотрению различных вариантов построения силовых схем [12,19,20,30,32,34], широко используемых современными производителями высоковольтной преобразовательной техники. Каждый из вариантов обладает своими преимуществами и недостатками, поэтому к вопросу выбора оптимальной топологии высоковольтного преобразователя следует подходить комплексно, оценивая возможность реализации требований технологических режимов с минимальными энергетическими потерями (т.е. достижения максимального КПД).

КПД высоковольтных преобразователей напрямую зависит от потерь мощности (на проводимость и коммутацию) в силовых управляемых ключах. Снижение напряжения, прикладываемого к силовым ключам, рассматривается как один из вариантов повышения эффективности высоковольтного преобразователя с экономической и энергетической точек зрения. Такое решение открывает перспективы использования низковольтных

полупроводниковых модулей с меньшими потерями мощности, более высокой частотой коммутаций, компактной и надёжной конструкцией.

Одним из первых решений в области высоковольтного управляемого электропривода стала схема преобразователя с двумя трансформаторами и низковольтным инвертором напряжения [17,19,20]. Входной понижающий трансформатор преобразует высокое напряжение сети питания в напряжение номиналом 690 В для низковольтного преобразователя, построенного по классической двухзвенной топологии с промежуточным звеном постоянного напряжения. Выходной повышающий трансформатор сглаживает пульсации выходного тока и обеспечивает согласование по напряжению низковольтного инвертора с асинхронным высоковольтным двигателем. К недостаткам рассмотренной схемы относят: сравнительно высокую стоимость, низкие массогабаритные показатели, снижение общего КПД, а также ограничение мощности (порядка 500-1250 кВт), определяемое ограничением по току силовых элементов низковольтного инвертора.

Значимым этапом на пути развития высоковольтных преобразователей частоты становится появление многоуровневой топологии. Обобщённая структурная схема преобразователя с промежуточным звеном постоянного тока/напряжения и многоуровневым инвертором показана на рис. 1.1.

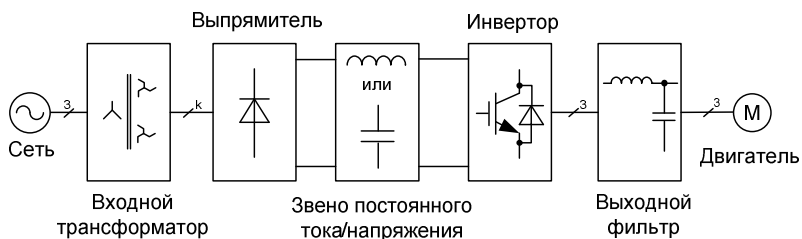


Рис. 1.1. Обобщённая блок-схема высоковольтного преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока/напряжения

Многоуровневый преобразователь включает в себя [45]: входной фазосдвигающий трансформатор, управляемый (или

неуправляемый) выпрямитель, звено постоянного тока или напряжения, инвертор тока или напряжения, выходной фильтр и приводной двигатель.

Входной фазосдвигающий трансформатор (может отсутствовать) с несколькими вторичными обмотками часто включается со стороны питающей сети для гальванической развязки и уменьшения искажений входного тока сети. Если инвертор получает питание от источника напряжения с ёмкостным фильтром в звене, то такой инвертор является автономным инвертором напряжения и формирует задание первой гармоники по напряжению. Если инвертор получает питание от источника тока, то такой инвертор называют автономным инвертором тока, формирующим требуемое значение выходного тока. Выпрямитель может быть неуправляемым (на диодах) или полностью управляемым (на полупроводниковых управляемых ключах).

К высоковольтному приводу предъявляется ряд требований: со стороны сети – ограничение искажения входного тока (т.е. минимальное воздействие на сеть) и высокий коэффициент мощности; со стороны двигателя – допустимый коэффициент гармоник выходного напряжения и возможные резонансные явления.

В целях снижения субгармонических составляющих со стороны сети используют схемы многопульсного (12-, 18- и 24-пульсного) выпрямления. Пример схемы 12-пульсного выпрямителя с входным трансформатором показан на рис. 1.2. Вторичные обмотки фазосдвигающего трансформатора подключены каждая к своему 6-пульсному выпрямителю. Выходы выпрямителей соединены последовательно и составляют напряжение  $U_d = U_{d1} + U_{d2}$ .

Со стороны двигателя разработаны типовые схемы многоуровневых инверторов [12,30,30-34,45]:

- структура с ёмкостным делителем напряжения (известная как NPC – Neutral Point Clamped);
- структура с плавающими конденсаторами (известная как FLC – Flying Capacitor);

– каскадная структура (известная как SCHB – Series Connected H-bridge).

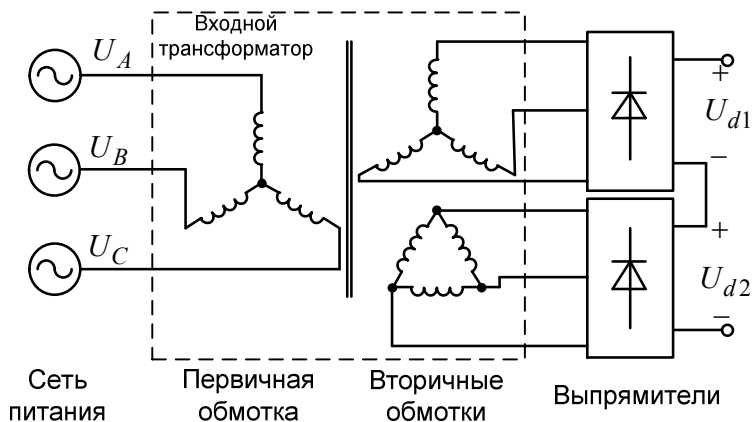


Рис. 1.2. Структура 12-пульсного выпрямителя с входным трансформатором

Топология высоковольтных преобразователей с многоуровневым инвертором по сравнению с классическим двухуровневым автономным инвертором обладает рядом существенных преимуществ:

- снижение величины напряжения на управляемых электронных ключах за счёт их последовательного соединения; это улучшает динамические характеристики силовых ключей и увеличивает КПД;
- наращивание напряжения и мощности, которое достигается увеличением количества последовательно включённых силовых ключей либо структурных узлов на их основе;
- снижение искажений синусоидальности выходного напряжения преобразователя и входного тока питающей сети;
- снижение потерь мощности в силовых ключах;
- снижение  $du/dt$  выходного напряжения;
- снижение габаритных и стоимостных показателей выходных LC-фильтров.

Схемы трёхуровневых инверторов структуры NPC (с ёмкостным делителем напряжения) и структуры FLC (с плавающими конденсаторами) показаны на рис. 1.3 и рис. 1.4. Состояния ключей в фазе А трёхуровневой структуры NPC приведены в табл. 1.1, трёхуровневой структуры FLC – в табл. 1.2.

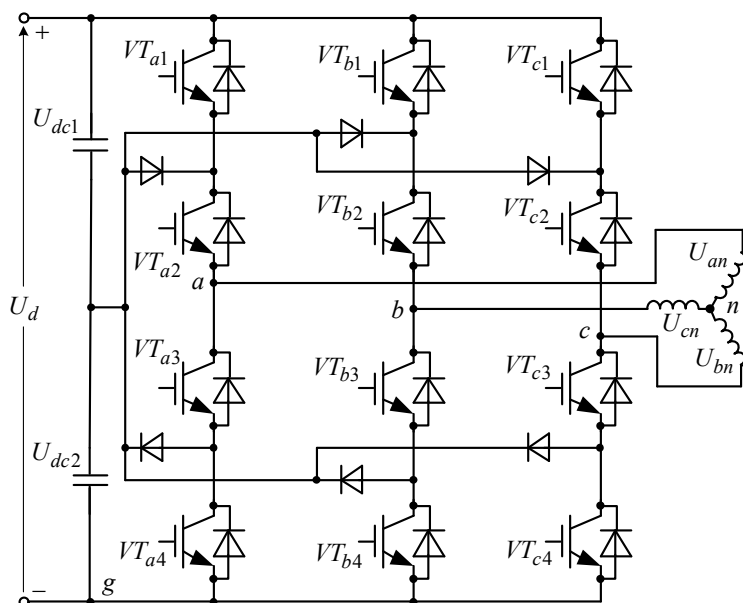


Рис. 1.3. Схема трёхфазного трёхуровневого инвертора с ёмкостным делителем напряжения

Таблица 1.1. Состояния ключей в фазе А инвертора с ёмкостным делителем напряжения

Состояние ключей в фазе А $s_a$	Состояние силовых транзисторов				Напряжение в фазе А инвертора
	$VT_{a1}$	$VT_{a2}$	$VT_{a3}$	$VT_{a4}$	
0	ВЫКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	ВКЛ	0
1	ВЫКЛ	ВКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	$U_{dc2}$
2	ВКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	ВЫКЛ	$U_{dc1} + U_{dc2}$

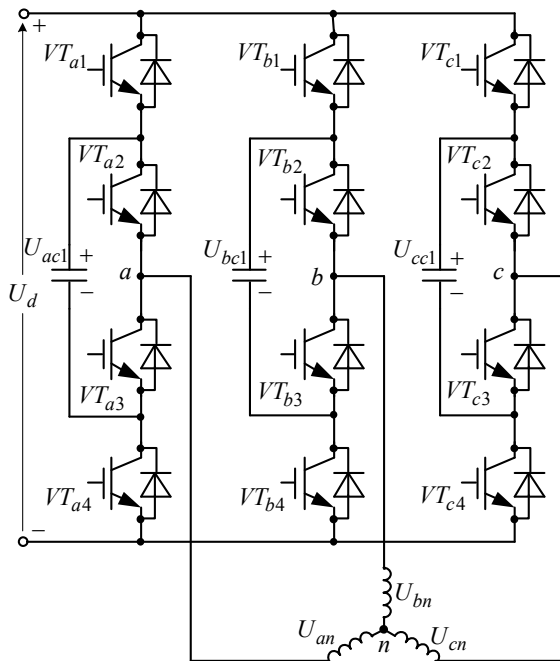


Рис. 1.4. Схема трёхфазного трёхуровневого инвертора с плавающими конденсаторами

Таблица 1.2. Состояния ключей в фазе А инвертора с плавающими конденсаторами

Состояние ключей в фазе А $s_a$	Состояние силовых транзисторов				Напряжение в фазе А инвертора
	$VT_{a1}$	$VT_{a2}$	$VT_{a3}$	$VT_{a4}$	
0	ВЫКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	ВКЛ	0
1	ВЫКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	$U_{ac1}$
	ВКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	$U_d - U_{ac1}$
2	ВКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	ВЫКЛ	$U_d$

Более подробно остановимся на конфигурации каскадных преобразователей (SCHB). На рис.1.5 показана схема трёхфазно-

го пятиуровневого каскадного инвертора, в каждой фазе которого последовательно соединены однотипные структурные элементы – ячейки. Количество ячеек  $p = 2$  в каждой фазе одинаково и определяет число уровней выходного напряжения преобразователя.

Конструкция каждой ячейки представляет собой типовой однофазный инвертор напряжения (H-мост), получающий питание от независимого источника постоянного напряжения. Выходное напряжение каждой ячейки в зависимости от состояния ключей может принимать три возможных уровня:  $+U_{dxi}, -U_{dxi}, 0$ . Напряжение в фазе преобразователя равно сумме выходных напряжений всех ячеек. Описание всех возможных состояний одной из ячеек в фазе А каскадного инвертора содержит табл.1.3.

Таблица 1.3. Состояния ячейки в фазе А каскадного инвертора

Состояние ячейки $S_{Hai}$	Состояние силовых транзисторов				Выходное напряжение ячейки $U_{Hai}$
	$VT_{ai1}$	$VT_{ai2}$	$VT_{ai3}$	$VT_{ai4}$	
-1	ВЫКЛ	ВКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	$-U_{dai}$
0	ВКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	0
	ВЫКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	0
1	ВКЛ	ВЫКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	$U_{dai}$

Каскадная топология многоуровневых инверторов предполагает включение со стороны сети согласующего многообмоточного трансформатора (рис. 1.1), который не только уменьшает искажение тока питающей сети, но и снижает входное высокое напряжение (6 кВ, 10 кВ), обеспечивая нужное количество гальванически развязанных вторичных обмоток питания низковольтных ячеек инвертора. Все вторичные обмотки трансформатора (в количестве  $3p$  – общее число ячеек) разделены на секции, соответствующие каждой фазе инвертора.

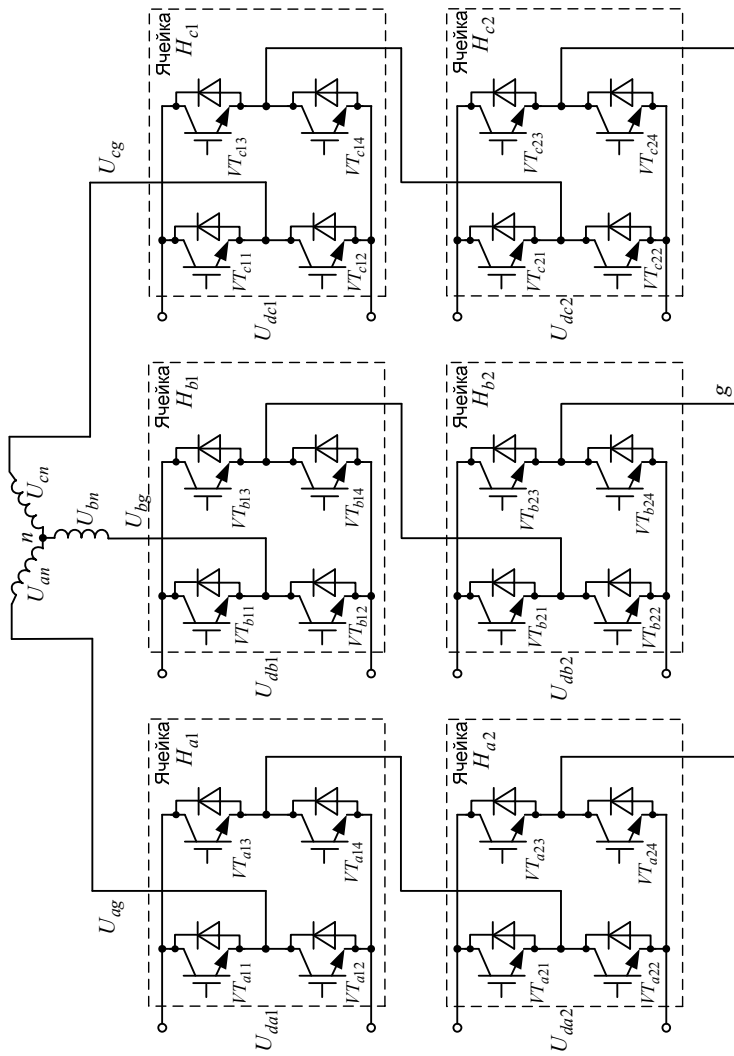


Рис. 1.5. Топология трёхфазного пятиуровневого каскадного инвертора

Постоянное напряжение звена  $i$ -й ячейки  $U_{dxi}$  задаётся отдельной вторичной трёхфазной обмоткой, подключённой к 6-пульсному выпрямителю с ёмкостным фильтром. Напряжения вторичных обмоток одной секции трансформатора сдвинуты по фазе относительно друг друга на угол  $(60/p)^\circ$ .

Таким образом, в конфигурации каскадного инвертора звено постоянного высокого напряжения  $U_d$  как бы «разделено» по ячейкам. Проводя аналогию с инверторами NPC или FLC, эквивалентное напряжение в звене должно составлять

$$U_d = 2 \sum_{i=1}^p U_{dxi}.$$

Фазное напряжение преобразователя складывается из напряжений последовательно соединённых низковольтных звеньев ячеек. Все ячейки в фазе, текущее состояние которых ненулевое, т.е.  $S_{Hxi} \neq 0$ , составляют выходное фазное напряжение инвертора

$$U_{xg} = \sum_{i=1}^p U_{dxi} \cdot S_{Hxi}, \quad (1.1)$$

где  $U_{dxi}, S_{Hxi}$  – напряжение звена и состояние  $i$ -й ячейки в фазе  $x=A, B, C$ .

Схему каскадного многоуровневого инвертора можно условно представить в виде структурной схемы на рис. 1.6, показывающей принцип формирования выходного напряжения. Определим  $s_a, s_b, s_c$  как общие состояния силовых ключей и уровни напряжения в фазах А, В и С соответственно.

Количество ячеек ( $p$ ) в каждой фазе каскадного преобразователя определяет:

- $(4p+1)$  – число уровней выходного линейного напряжения  $u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}$ ;

- $(8p+1)$  – число уровней фазного напряжения на нагрузке  $u_{as}, u_{bs}, u_{cs}$ ;
- $n_{sw} = 2^{2p}$  – число всех комбинаций состояний ключей инвертора, включая "избыточные" комбинации.

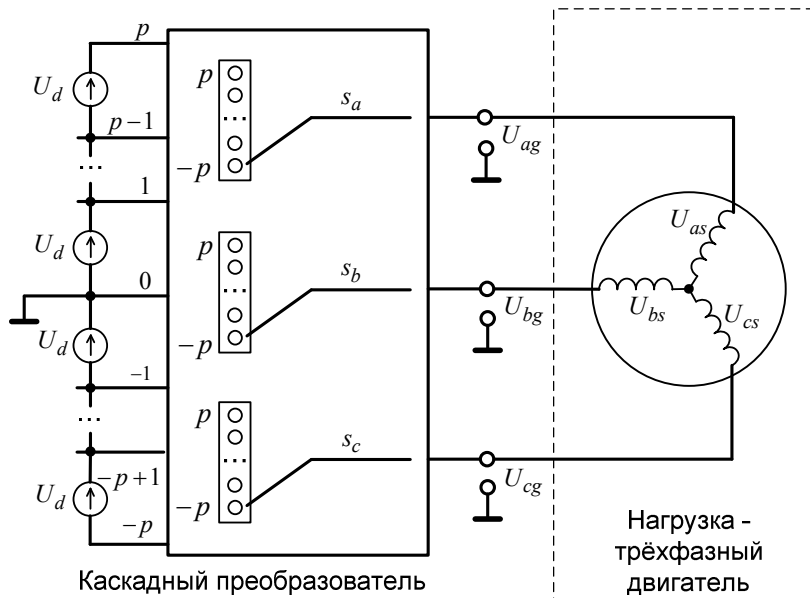


Рис. 1.6. Структурная схема каскадного преобразователя с нагрузкой

Высоковольтные многоуровневые преобразователи зарубежных фирм-производителей с указанием диапазона расчётной мощности и напряжения приведены в табл. 1.4.

Топология многоуровневых инверторов напряжения у большинства производителей высоковольтных преобразователей ограничивается следующими схмотехническими решениями [19,20]:

- 3L-NPC – трёхуровневый автономный инвертор напряжения с фиксированной нулевой точкой;
- 4L-FLC – четырёхуровневый автономный инвертор напряжения с плавающими конденсаторами;

- ML-SCHB – многоуровневый каскадный автономный инвертор напряжения.

Таблица 1.4. **Топология и характеристики представленных на рынке высоковольтных многоуровневых преобразователей**

Производитель	Тип преобразователя	Мощность, МВт	Напряжение, кВ	Схема
ASI Robicon	Perfect Harmony	0.3-23	2.3-13.8	ML-SCHB
Siemens	Masterdrive MV	0.66-9.1	2.3; 3.3; 4.16; 6; 6.6	3L-NPC
	Masterdrie ML2	5-30	3.3	3L-NPC
ABB	ACS1000	0.3-5	2.3; 3.3; 4.16	3L-NPC
	ACS5000	4.4-20.5	6; 6.6; 6.9	ML-SCHB
	ACS6000	3-27	3; 3.3	3L-NPC
Alstom	VDM 5000	1.4-7.2	2.3; 3.3; 4.2	2L-VSC
	VDM 6000	0.3-8	2.3; 3.3; 4.2	4L-FLC
	VDM 7000	7-9.5	3.3	3L-NPC
General Electric	Dura-Bilt5 MV	0.3-2.4	4.16;	3L-NPC
	MV-GP Type H	0.45-7.5	3.3; 4.16	ML-SCHB
Toshiba	Tosvert-MV	0.5-5.45	3.3; 6	3L-NPC

Сравнительный анализ схмотехнических решений высоковольтных многоуровневых преобразователей частоты позволил выявить характерные особенности топологии ML-SCHB: изолированность низковольтных источников питания ячеек, модульность конструкции и возможность шунтирования аварийных ячеек, обеспечивающая работоспособность при отказе некоторого числа ячеек.

Наиболее сложная конструктивная часть исполнения каскадных преобразователей – входной фазосдвигающий транс-

форматор, для которого фазовый сдвиг напряжений для каждой вторичной обмотки определяется соотношением  $60^\circ \cdot (i/p)$ , где  $i=1,2\dots p$  – индекс подключаемой ячейки.

Сопоставление многоуровневых инверторов по количеству структурных элементов показывает, что общее число элементов (конденсаторов, диодов и IGBT модулей – транзисторов и обратных диодов) для каскадного инвертора меньше соответствующих элементов схем NPC или FLC инверторов при равных значениях числа уровней [34,44]. Количество силовых IGBT модулей для всех рассматриваемых структур одинаково и составляет  $12p$ . Например, для 5-уровневого каскадного инвертора количество силовых ключей – 24, а для 17-уровневого инвертора – 96. Таким образом, увеличение числа уровней преобразователя, с одной стороны, снижает искажения выходного напряжения, но с другой – увеличиваются потери на проводимость и коммутацию большего количества силовых ключей. При разработке алгоритма управления преобразователем необходимо учитывать эту особенность, обеспечивая требуемое качество выходного напряжения на минимальной частоте переключений.

Все предлагаемые далее методики и алгоритмы управления рассматриваются применительно к многоуровневой каскадной топологии ML-SCHB и синтезируются по критерию оптимального числа переключений и для любого числа уровней.

## **1.2. Анализ методов формирования ШИМ многоуровневого каскадного преобразователя**

К наиболее известным и применяемым на практике методам формирования широтно-импульсной модуляции (ШИМ) многоуровневого преобразователя относят [32]:

- метод ШИМ на основе сравнения сигналов (SPWM – Sinusoidal Pulse Weight Modulation);
- пространственно-векторный метод ШИМ (SVPWM – Space Vector Pulse Weight Modulation).

Многообразие существующих алгоритмов управления многоуровневыми высоковольтными преобразователями обу-

словлено различиями в топологии, спецификой требований, предъявляемых к электроприводам в различных областях применения, и дополнительными условиями, таким как увеличение диапазона модуляции, снижение потерь в силовых модулях инвертора, уменьшение гармонических составляющих выходного напряжения, упрощение алгоритма и уменьшение расчётного времени и ресурсов процессора.

Более полная классификация методов ШИМ управления многоуровневыми преобразователями [48] включает в себя программный метод ШИМ с избирательным подавлением высших гармоник (SHEPWM – Selective Harmonics Elimination Pulse Weight Modulation). Данный метод основан на квантовании напряжения по уровню и аппроксимации желаемого синусоидального напряжения сигналом ступенчатой формы на разрешённых уровнях. Известные методики расчёта углов коммутации [33,44,46,47] (т.е. моментов времени включения каждого уровня напряжения) предлагают решение системы тригонометрических выражений, составленных на основе разложения в ряд Фурье выходного напряжения и критерия максимального подавления нижних гармоник спектра или минимизации коэффициента искажений (THD).

Сложность такого метода заключается в необходимости предварительного итерационного расчёта углов коммутации и табличного задания угловых характеристик. Причём рассчитанные, например, для 11-уровневого каскадного инвертора значения углов коммутации определены только для порядка 40 % значений из всего диапазона коэффициента модуляции. Система нелинейных уравнений в матричной форме, составленная для 11-уровневого каскадного инвертора по критерию подавления высших гармоник с номерами 5, 7, 11 и 13, имеет вид

$$[U_d]^T \cdot \cos([h][\Theta]) = [K], \quad (1.2)$$

где  $[U_d] = [U_{d1} \ U_{d2} \ U_{d3} \ U_{d4} \ U_{d5}]^T$  – напряжения в звене ячеек в фазе инвертора;  $[h] = [1 \ 5 \ 7 \ 11 \ 13]$  – индексы подав-

ляемых высших гармоник;  $[\Theta] = [\Theta_1 \ \Theta_2 \ \Theta_3 \ \Theta_4 \ \Theta_5]$  – углы коммутации;  $[K] = [K \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$  – параметр задания основной и кратных гармоник.

Принцип аппроксимации заданного напряжения ступенчатой формой сигнала используется в импульсной модуляции, применяемой для несимметричного каскадного преобразователя [26]. Несимметричный каскадный преобразователь отличается тем, что выходные напряжения ячеек в фазе неодинаковы и находятся в соотношении  $1:3:9:27:\dots:3^p$ , образуя степенной ряд числа 3. Таким образом, если количество последовательно включённых ячеек в фазе такого преобразователя равно четырём, то число уровней (для формирования выходного фазного напряжения) равно 81. Недостатком рассмотренного подхода являются недопустимые значения коэффициента искажения синусоидальности на малых напряжениях.

### ***1.2.1. Алгоритмы синусоидальной ШИМ***

Алгоритмы синусоидального формирования ШИМ реализуют управление силовыми ключами преобразователя на основе сравнения управляющих и опорных сигналов. Управляющие сигналы  $u_{za}(t), u_{zb}(t), u_{zc}(t)$  образует трёхфазную систему заданных напряжений синусоидальной формы. Система опорных пилообразных сигналов для многоуровневого преобразователя строится по известным принципам смещения по уровню или смещения по фазе. Каждой паре управляемых ключей инвертора (работающих в противофазе, т.е. когда один ключ включён – другой выключен) ставят в соответствие свой опорный сигнал, определяющий моменты коммутации (переключения состояния) в точках пересечения с нормированным мгновенным значением заданного напряжения. Состояния ключей (ВКЛ или ВЫКЛ) определяются соотношением управляющих и соответствующих опорных сигналов. Для многоуровневого преобразователя известны следующие методы синусоидальной ШИМ, отличающиеся формированием системы опорных сигналов [34,45]:

1. Метод сдвига по фазе (PS – Phase Shift) предполагает формирование опорных симметричных пилообразных сигналов одинаковой амплитуды, но сдвинутых по фазе относительно друг друга на определённый угол.

2. Группа методов смещения по уровню (CD - Carrier Disposition) включает в себя следующие варианты:

- опорные синфазные сигналы смещены по уровню во всём диапазоне значений задающего сигнала (PD – In Phase Disposition);

- группа опорных синфазных сигналов в положительной области значений сдвинута по фазе на  $180^\circ$  относительно группы синфазных сигналов в отрицательной области (POD – Phase Opposition Disposition);

- соседние по уровню опорные сигналы сдвинуты друг относительно друга на  $180^\circ$  (APOD – Alternative Phase Opposition Disposition).

Методы синусоидального формирования ШИМ на примере 5-уровневого преобразователя показаны на рис. 1.7. Для каскадного  $n$ -уровневого преобразователя применимы как метод смещения по фазе, так и все методы смещения по уровню. Отличие методов определяет гармонический состав выходного напряжения. Использование метода PS требует формирования системы из  $(n-1)$  опорных пилообразных сигналов с частотой  $f_0$ . Опорные сигналы для левого и правого плеч одной ячейки сдвинуты по фазе относительно друг друга на угол  $180^\circ$  и составляют группу сигналов одной ячейки. Группы опорных сигналов всех ячеек в одной фазе смещают на угол  $(180^\circ/p)$  [14,34]. Таким образом, для 5-уровневого преобразователя смещение по фазе групп опорных сигналов составит  $90^\circ$ , как показано на рис.1.8. Примечательно, что средние за период ШИМ выходные напряжения ячеек в одной фазе преобразователя практически идентичны, а их мгновенные значения смещены по фазе соответственно смещению групп опорных сигналов ячеек. В таком случае коммутационные потери и потери проводимости равномерно распределяются по ячейкам в фазе.

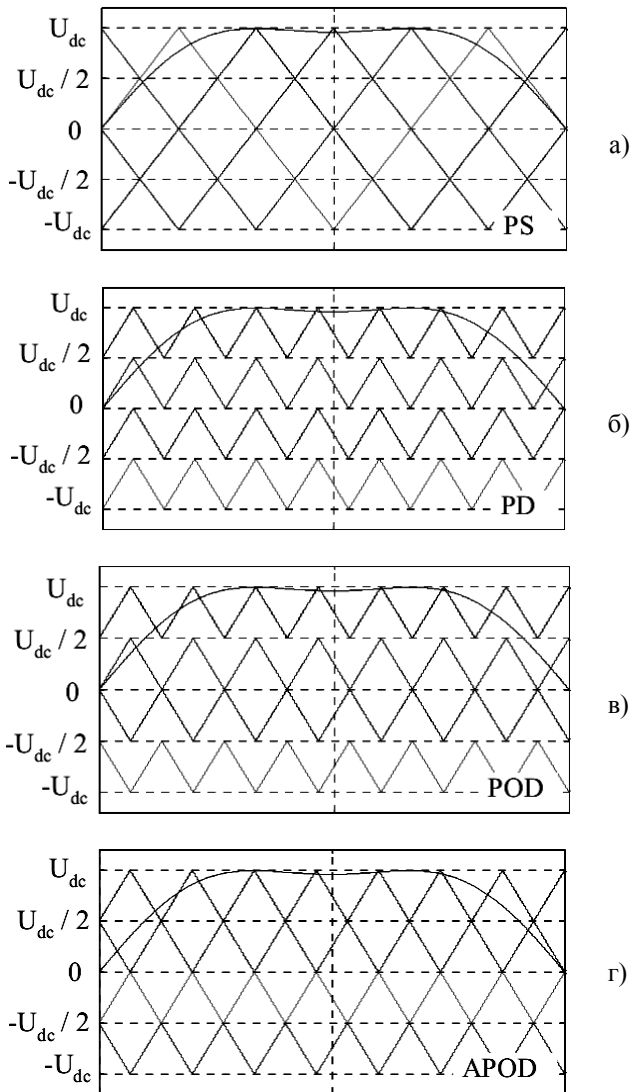


Рис. 1.7. Методы синусоидальной ШИМ на примере пятиуровневого преобразователя: а – метод PS; б – метод PD; в – метод POD; г – метод APOD

Соблюдение баланса мощностей, потребляемых ячейками в одной фазе инвертора, обязательно для компенсации входным фазосдвигающим трансформатором искажений тока питающей сети. Частота коммутации ключей каскадного инвертора с алгоритмом управления PS составляет  $(12p) \cdot f_0$ .

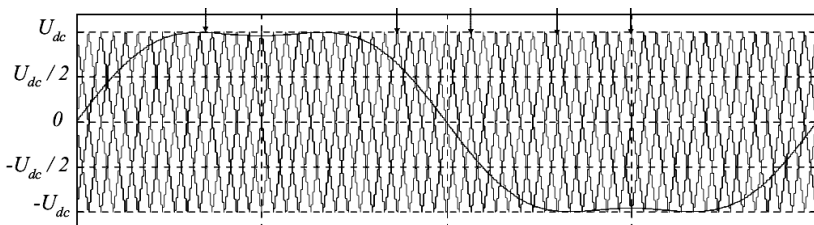


Рис. 1.8. Система опорных и управляющих сигналов 5-уровневого каскадного преобразователя

Все методы синусоидальной ШИМ со сдвигом по уровню, в отличие от метода сдвига по фазе, формируют систему из  $(n-1)$  опорных пилообразных сигналов частотой  $f_0$  со смещением по уровню в диапазоне выходного фазного напряжения. Для каскадной топологии  $n$ -уровневого преобразователя опорные сигналы одной группы (соответствующие одной ячейке) расположены симметрично нулевому уровню и синфазно (метод PD) либо со сдвигом по фазе на  $180^\circ$  (метод POD или APOD). Опорные сигналы, формирующие управление ячейками в фазе преобразователя, распределены по  $(n-1)/2$  уровням в области положительных (для левого плеча ячейки) и отрицательных (для правого плеча ячейки) значений выходного напряжения. Сигнал задания по напряжению в каждом цикле ШИМ дважды пересекает единственный опорный сигнал, соответствующий коммутациям в одном из плеч (левого или правого) и только одной ячейки. Частота коммутации ключей каскадного инвертора, управляемого по методам CD, составляет  $6f_0$ .

Методы управления CD снижают частоту коммутаций в  $(2p)$  раз по сравнению с PS за счёт коммутаций за цикл ШИМ только в одном плече одной ячейки. При этом коммутации по

ячейкам в фазе распределяются неравномерно, что приводит к небалансу потребляемой ячейками мощности и увеличению искажения входного сетевого тока. Анализ гармонического состава выходного напряжения показал, что методы CD обеспечивают меньшее искажение выходного напряжения [45], а проблема небаланса потребляемой ячейками мощности может решаться чередованием в каждом цикле ШИМ опорных сигналов по ячейкам. Однако такое решение усложняет алгоритм и увеличивает частоту коммутаций в 2 раза, но условие баланса потребляемой ячейками мощности выполняется (коммутационные потери и потери проводимости за период  $p/f_0$  распределяются по ячейкам равномерно).

Практическое использование методов CD для каскадного преобразователя, несмотря на их преимущество по коммутациям, не получило широкого распространения. Это связано также с ограничением на минимальный временной интервал, определяемый мёртвым временем, между последовательными коммутациями в одном плече ячейки. Поэтому основным методом синусоидальной ШИМ для каскадного преобразователя считается метод PS [34,42,45].

Добавление к сигналу задания третьей гармоники с амплитудой  $1/6$  амплитуды задания позволяет увеличить линейный диапазон модуляции на 15 %. Таким образом, сигнал задания напряжения для фазы  $x=A,B,C$  преобразователя определяется выражением [34]

$$u'_{zx}(t) = U_{zxm} \left( \sin(\omega_1 t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega_1 t) \right),$$

где  $U_{zxm}$  – амплитуда синусоидального задающего сигнала частотой  $\omega_1$ .

Составляющую нулевой последовательности, добавляемую к сигналу задания, можно вычислить как среднее значение между максимальным и минимальным значениями трёх напряжений  $u_{za}(t), u_{zb}(t), u_{zc}(t)$  [51]:

$$e_i(t) = \frac{\max(u_{za}, u_{zb}, u_{zc}) + \min(u_{za}, u_{zb}, u_{zc})}{2}. \quad (1.3)$$

Задание напряжения в каждой фазе после процедуры предварительной модуляции определяются соотношениями

$$\begin{aligned} u_{zaSFO}^* &= u_{za}(t) - e_i(t), \\ u_{zbSFO}^* &= u_{zb}(t) - e_i(t), \\ u_{zcSFO}^* &= u_{zc}(t) - e_i(t). \end{aligned} \quad (1.4)$$

Сигнал нулевой последовательности  $e_i(t)$  не проявляется в выходном линейном напряжении. В зависимости от сигнала  $e_i(t)$  выделяют следующие варианты ШИМ [39]:

- $e_i(t) = 0$  – синусоидальная (SPWM);
- $e_i(t) = \frac{m}{6} \sin(3\omega t)$  – с третьей гармоникой (HIPWM);
- $e_i(t) = \frac{1}{2}(1 - u_{z\max}) + \frac{1}{2}(-1 - u_{z\min})$  – симметричная;
- $e_i(t) = 1 - u_{z\max}$  или  $e_i(t) = -1 - u_{z\min}$  – прерывистая.

Аналитические выражения, полученные для гармонического спектра выходного напряжения, показывают идентичность методов синусоидальной модуляции APOD (для топологии NPC) и PS для каскадных преобразователей (при одинаковом числе коммутаций за цикл ШИМ) [42].

К недостаткам методов синусоидального формирования ШИМ относят:

- ориентацию на аналоговую элементную базу [5];
- усложнение алгоритма при увеличении числа уровней;
- добавление сигнала нулевой последовательности в напряжение задания (для повышения коэффициента использования преобразователя по напряжению).

Следует отметить, что любая оптимизация алгоритма (например, по числу коммутаций или по коэффициенту искаже-

ния выходного напряжения) приводит к модификации и усложнению описания системы опорных или управляющих сигналов, определяющих моменты коммутации и состояния ключей после коммутации на каждом цикле ШИМ.

### **1.2.2. Алгоритмы векторной ШИМ**

Общих недостатков формирования ШИМ путём сравнения сигналов лишены алгоритмы пространственно-векторного формирования ШИМ (SVPWM). С развитием цифровой микропроцессорной техники и средств межпроцессорной коммуникации алгоритмы векторной ШИМ в сфере управления многоуровневыми преобразователями получают всё большее распространение. К преимуществам векторных алгоритмов ШИМ относят [31,36,45]:

- обеспечение контроля коммутаций и возможности оптимизации выбора векторов и их последовательностей для улучшения гармонического состава напряжения;
- увеличение коэффициента использования преобразователя по напряжению, снижение коммутационных потерь;
- гибкость оптимизации по заданному критерию;
- ориентацию алгоритма на процессорную реализацию.

Коэффициент модуляции векторной ШИМ определяется выражением [36,41]

$$m_i = \frac{U_1}{U_{1six-step}} = \frac{U_1}{2 / \pi (n-1) U_{dc}}, \quad (1.5)$$

где  $U_1$  – амплитудное значение заданного напряжения;

$U_{1six-step}$  – амплитудное значение напряжения в 6-ступенчатом режиме.

В диапазоне значений  $m_i$  выделяют 3 режима работы:

- линейный режим, для которого  $0 \leq m_i \leq 0.907$  ;
- режим ограничения I,  $0.907 \leq m_i \leq 0.9535(0.952)$  ;

– режим ограничения II,  $0.9535(0.952) \leq m_i \leq 1$ .

Алгоритмы векторного формирования ШИМ включают в себя две основные задачи: синтез закона модуляции и синтез закона коммутации [10,11,22]. Первая задача заключается в определении состава векторов и длительностей их включения на периоде ШИМ. Эту задачу решают из условия равенства среднего (эквивалентного) напряжения на периоде модуляции заданному напряжению. Вторая задача – синтез закона коммутации – определяет оптимальную последовательность переключения векторов за период ШИМ и соответствующую каждому включаемому вектору комбинацию состояний ключей.

Синтез векторного алгоритма выполняют по диаграмме напряжений [5,32]. Составленная для  $n$ -уровневого трёхфазного преобразователя векторная диаграмма определяет множество проекций векторов выходного напряжения и соответствующие им комбинации состояний ключей, общее количество которых равно  $n^3$ . Состояние ключей в фазе преобразователя (применительно к каскадной топологии) определяется числом ячеек, имеющих положительное  $+U_d$  или отрицательное  $-U_d$  выходное напряжение. Состояния ключей, образуя комбинации  $(s_a, s_b, s_c)$ , однозначно определяют выходное напряжение преобразователя.

Отличительная особенность всех многоуровневых преобразователей – избыточность комбинаций состояний ключей (или уровней фазного напряжения) при формировании выходного линейного напряжения. Для фиксированных уровней фазного напряжения  $(i, j, k)$   $n$ -уровневого преобразователя количество избыточных комбинаций вычисляется по формуле [32]

$$N_{red} = n - [\max(i, j, k) - \min(i, j, k)],$$

где  $i, j, k$  – уровни выходного напряжения в фазах А,В,С преобразователя, принимают значения  $0, 1 \dots (n-1)$  для структур NPC и FLC;  $-(n-1)/2 \dots (n-1)/2$  – для структуры SCHB.

Структура каскадных преобразователей характеризуется избыточностью не только линейного, но и фазного напряжения, формируемого независимыми последовательно соединёнными ячейками в количестве  $(n-1)/2$  в каждой фазе. Выбор оптимальной для коммутации ячейки относится к одной из задач эффективного управления. Выходное фазное напряжение каскадного преобразователя, при условии равенства  $U_d$  напряжений в звене всех ячеек, определяется по формуле

$$\begin{bmatrix} u_{ag} \\ u_{bg} \\ u_{cg} \end{bmatrix} = U_d \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}, \quad (1.6)$$

где  $U_d$  – напряжение в звене ячеек.

Фазное напряжение на нагрузке без нулевого провода определяется соотношением

$$\begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ag} \\ u_{bg} \\ u_{cg} \end{bmatrix}. \quad (1.7)$$

С учётом (1.6), (1.7) и формул координатных преобразований находим координаты векторов в осях  $(\alpha, \beta)$ :

$$\begin{aligned} u_{\alpha} &= U_d \left( \frac{2}{3} s_a - \frac{1}{3} s_b - \frac{1}{3} s_c \right), \\ u_{\beta} &= \frac{U_d}{\sqrt{3}} (s_b - s_c). \end{aligned} \quad (1.8)$$

Векторная диаграмма на примере пятиуровневого каскадного инвертора в первом секторе показана на рис. 1.9. Множество векторов напряжений на координатной плоскости вектор-

ной диаграммы образуют вершины равносторонних треугольников  $\Delta_0 \dots \Delta_{15}$ , длины сторон которых равны  $\frac{2}{3}U_d$ . *Элементарными треугольниками* диаграммы напряжений предложено называть треугольники, образованные тремя ближайшими вершинами векторов – узловыми точками, не лежащими на одной прямой.

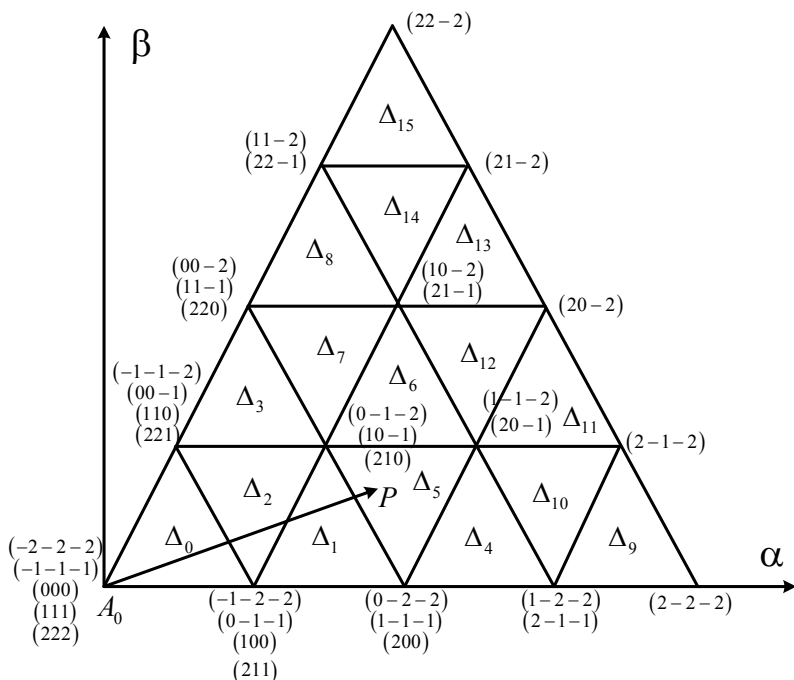


Рис. 1.9. Векторная диаграмма пятиуровневого каскадного преобразователя

Каждой вершине такого треугольника соответствует от одной (на внешней границе векторной диаграммы) до  $n$  (в центре векторной диаграммы – точка  $A_0$ ) комбинаций состояний ключей. Для случая пятиуровневого инвертора ( $n = 5$ ) общее

количество всех комбинаций составляет  $n_{sw} = n^3 = 125$ , а количество несовпадающих векторов, образующих вершины треугольников в полном шестиграннике диаграммы напряжений, вычисляется по формуле  $n_{vec} = 3n \cdot (n-1) + 1 = 61$ . Количество всех треугольников определяется как  $n_{trg} = 6 \cdot (n-1)^2 = 96$ .

Отметим, что алгоритмы векторной ШИМ формируют эквивалентный вектор напряжения на периоде ШИМ включением в установленной последовательности и на определённое время векторов, образующих вершины треугольников векторной диаграммы.

В общем случае, когда напряжения в звене ячеек отличны друг от друга, система уравнений (1.8) расчёта проекций векторов напряжений принимает вид

$$\begin{aligned} u_\alpha &= U_d \left( \frac{2}{3} K_{Ua} \cdot s_a - \frac{1}{3} K_{Ub} \cdot s_b - \frac{1}{3} K_{Uc} \cdot s_c \right), \\ u_\beta &= \frac{U_d}{\sqrt{3}} (K_{Ub} \cdot s_b - K_{Uc} \cdot s_c), \end{aligned} \quad (1.9)$$

где коэффициенты  $K_{Ua} = \frac{\sum_{i=1}^p U_{dai} S_{Hai}}{U_d \cdot s_a}$ ,  $K_{Ub} = \frac{\sum_{i=1}^p U_{dbi} S_{Hbi}}{U_d \cdot s_b}$ ,

$K_{Uc} = \frac{\sum_{i=1}^p U_{dci} S_{Hci}}{U_d \cdot s_c}$  определяют отклонения координат вследствие

небаланса напряжений ячеек;  $S_{Hai}, S_{Hbi}, S_{Hci}$  – состояние  $i$ -й ячейки (+1;0;-1) в фазах А,В,С соответственно;

$U_d = \left( \sum_{i=1}^p U_{dai} + \sum_{i=1}^p U_{dbi} + \sum_{i=1}^p U_{dci} \right) / 3p$  – среднее напряжение по всем ячейкам.

Для случая, когда напряжения ячеек различаются по фазам, но в одной фазе равны друг другу, коэффициенты отклонения принимают следующие значения:

$$K_{Ua} = \frac{U_{dc}^A}{U_d}, \quad K_{Ub} = \frac{U_{dc}^B}{U_d}, \quad K_{Uc} = \frac{U_{dc}^C}{U_d},$$

где  $U_{dc}^A, U_{dc}^B, U_{dc}^C$  – средние напряжения ненулевых ячеек в фазах А, В, С соответственно.

В линейном (синусоидальном) режиме на векторной диаграмме напряжений, приведённой на рис. 1.10, вершина заданного вектора  $A_0P$  описывает окружность, радиус которой не превосходит радиуса вписанной во внешний шестигранник окружности. Таким образом, заданная траектория движения вершины вектора не выходит за границы области реализуемых напряжений.

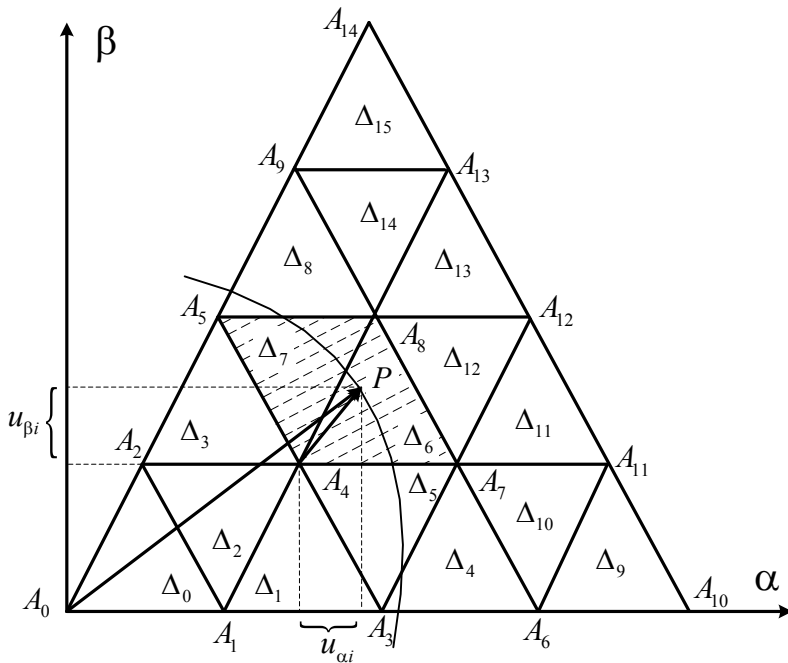


Рис. 1.10. Определение области заданного вектора напряжения по его координатам

В этом случае расчёт длительностей включения векторов за цикл ШИМ выполняют из условия равенства среднего напряжения заданному значению  $U_z$ , т.е.

$$U_z = \sum_i d_i U_i, \quad \sum_i d_i = 1, \quad (1.10)$$

где  $d_i$  – относительное время включения напряжения  $U_i$  на периоде ШИМ.

Симплексные алгоритмы [10,11], дающие однозначное решение системы уравнений (1.10), предполагают определение трёх векторов напряжения, не лежащих на одной прямой и образующих на плоскости треугольник. Разбиение векторной диаграммы на элементарные треугольники  $\Delta_i$ , как показано на рис.1.10, и выбор трёх ближайших векторов в вершинах этих треугольников обеспечивают минимальную производную по току  $di/dt$ .

Известная методика расчёта в рамках симплексного закона модуляции, определяющая длительности интервалов включения трёх ближайших векторов по значениям модуля заданного вектора  $U_z$  и его углового положения  $\varphi$ , включает в себя следующие процедуры [36]:

1. Нормализация заданного вектора  $U_z$ , которая позволяет исключить величину постоянного напряжения ячейки:

$$u_z^* = \frac{3U_z}{2U_d}. \quad (1.11)$$

2. Определение номера сектора  $S_i$  диаграммы напряжений для заданного вектора  $U_z$  и его углового положения  $\varphi_i$  в границах этого сектора. Проекция нормализованного вектора напряжения, приведённого к первому сектору, в осях  $(\alpha, \beta)$  определяются по формулам  $u_\alpha = u_z^* \cos(\varphi_i)$ ,  $u_\beta = u_z^* \sin(\varphi_i)$ .

3. Расчёт коэффициентов, задающих положение точки  $P$  в пределах двух смежных треугольников на векторной диаграмме (заштрихованная область на рис. 1.10), по формулам

$$k_1 = \text{int} \left( u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}} \right), \quad k_2 = \text{int} \left( \frac{u_\beta}{h} \right), \quad (1.12)$$

где  $h = \sqrt{3}/2$  – высота равностороннего треугольника, длина стороны которого приведена к 1;  $\text{int}(x)$  – функция выделения целой части аргумента.

4. Определение номера треугольника  $\Delta_j$ , в котором лежит точка  $P$  – вершина заданного вектора  $U_z$ . Для этого рассчитывают координаты точки  $P$  во вспомогательной системе координат  $(\alpha_0, \beta_0)$  с центром в одной из вершин найденного треугольника. Оси  $(\alpha_0, \beta_0)$  ориентированы параллельно осям главной системы координат таким образом, что треугольник  $\Delta_j$  всегда находится в первом квадранте. Все треугольники на векторной диаграмме подразделяют на треугольники I и II типов. Ориентация вспомогательных осей для каждого типа треугольника показана на рис. 1.11.

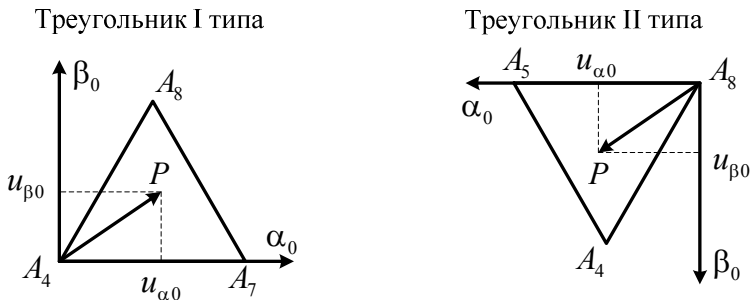


Рис. 1.11. Расположение координатных осей  $\alpha_0, \beta_0$  для треугольников I и II типов

Четырёхугольник  $A_5A_4A_7A_8$  на рис. 1.10, в границах которого лежит точка  $P$ , состоит из двух смежных треугольников I и II типов. Соотношение координат вектора  $A_4P$

$$\begin{aligned} u_{\alpha i} &= u_{\alpha} - k_1 + 0.5k_2, \\ u_{\beta i} &= u_{\beta} - k_2h \end{aligned} \quad (1.13)$$

однозначно определяет номер треугольника.

Если  $u_{\beta i} \leq u_{\alpha i}\sqrt{3}$ , то вершина радиус-вектора  $A_0P$  лежит в треугольнике I типа с номером  $\Delta_j = k_1^2 + 2k_2$ , для которого находим проекции в новой системе координат  $(\alpha_0, \beta_0)$ :

$$\begin{aligned} u_{\alpha 0} &= u_{\alpha i}, \\ u_{\beta 0} &= u_{\beta i}. \end{aligned} \quad (1.14)$$

Если  $u_{\beta i} > u_{\alpha i}\sqrt{3}$ , то вершина радиус-вектора  $A_0P$  лежит в треугольнике II типа с номером  $\Delta_j = k_1^2 + 2k_2 + 1$ , для которого находим проекции в новой системе координат  $(\alpha_0, \beta_0)$ :

$$\begin{aligned} u_{\alpha 0} &= 0.5 - u_{\alpha i}, \\ u_{\beta 0} &= h - u_{\beta i}. \end{aligned} \quad (1.15)$$

5. Расчёт длительностей включения трёх ближайших векторов по формулам в табл. 1.5, полученным для двухуровневого инвертора [39]. Рассматривая треугольник  $\Delta_j$ , номер которого определён в п. 4, как первый сектор двухуровневого инвертора в системе координат  $(\alpha_0, \beta_0)$ , времена включения мгновенных векторов напряжения такого условно выделенного двухуровневого инвертора (шестигранник  $A_7A_8A_5A_2A_1A_3$  с вектором  $A_4P$  или шестигранник  $A_5A_4A_7A_{12}A_{13}A_9$  с вектором  $A_8P$  на рис.1.10)

и многоуровневого (с вектором  $\mathbf{A}_0\mathbf{P}$ ) равны друг другу и вычисляются по формулам

$$\begin{aligned} t_a &= T_0 \left( u_{\alpha 0} - \frac{u_{\beta 0}}{\sqrt{3}} \right), \\ t_b &= T_0 \left( \frac{u_{\beta 0}}{h} \right), \\ t_0 &= T_0 - t_a - t_b. \end{aligned} \tag{1.16}$$

Рассчитанные по формулам (1.16) длительности включения  $t_a, t_b, t_0$  соответствуют векторам  $\mathbf{A}_0\mathbf{A}_7, \mathbf{A}_0\mathbf{A}_8, \mathbf{A}_0\mathbf{A}_4$  треугольника I типа и векторам  $\mathbf{A}_0\mathbf{A}_5, \mathbf{A}_0\mathbf{A}_4, \mathbf{A}_0\mathbf{A}_8$  треугольника II типа (рис. 1.10). *Виртуальным* нулевым вектором может быть назначен любой из векторов в той вершине треугольника, в которую перемещается центр новой системы координат  $(\alpha_0, \beta_0)$ .

Таблица 1.5. **Времена включения векторов двухуровневого инвертора напряжения**

Номер сектора	Длительности включения векторов
Сектор I $0 \leq \theta \leq \pi/3$	$t'_1 = \sqrt{3} \frac{U_z}{U_{dc}} T_0 \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right),$ $t'_2 = \sqrt{3} \frac{U_z}{U_{dc}} T_0 \cos\left(\theta + \frac{3\pi}{2}\right), t'_0 = T_0 - t'_1 - t'_2$
Сектор II $\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3$	$t'_2 = \sqrt{3} \frac{U_z}{U_{dc}} T_0 \cos\left(\theta + \frac{11\pi}{6}\right),$ $t'_3 = \sqrt{3} \frac{U_z}{U_{dc}} T_0 \cos\left(\theta + \frac{7\pi}{6}\right), t'_0 = T_0 - t'_1 - t'_2$
Сектор III $2\pi/3 \leq \theta \leq \pi$	$t'_3 = \sqrt{3} \frac{U_z}{U_{dc}} T_0 \cos\left(\theta + \frac{3\pi}{2}\right),$ $t'_4 = \sqrt{3} \frac{U_z}{U_{dc}} T_0 \cos\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right), t'_0 = T_0 - t'_1 - t'_2$

Номер сектора	Длительности включения векторов
Сектор IV $\pi \leq \theta \leq 4\pi/3$	$t'_4 = \sqrt{3} \frac{U_z}{U_{dc}} T_0 \cos\left(\theta + \frac{7\pi}{6}\right),$ $t'_5 = \sqrt{3} \frac{U_z}{U_{dc}} T_0 \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right), t'_0 = T_0 - t'_1 - t'_2$
Сектор V $4\pi/3 \leq \theta \leq 5\pi/3$	$t'_5 = \sqrt{3} \frac{U_z}{U_{dc}} T_0 \cos\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right),$ $t'_6 = \sqrt{3} \frac{U_z}{U_{dc}} T_0 \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right), t'_0 = T_0 - t'_1 - t'_2$
Сектор VI $5\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi$	$t'_6 = \sqrt{3} \frac{U_z}{U_{dc}} T_0 \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right),$ $t'_1 = \sqrt{3} \frac{U_z}{U_{dc}} T_0 \cos\left(\theta + \frac{11\pi}{6}\right), t'_0 = T_0 - t'_1 - t'_2$

Применительно к рассмотренной методике переменные в формулах длительности включения векторов (табл. 1.5) определяют:

- $U_z, \theta$  – модуль и угловое положение заданного вектора напряжения в новой системе координат  $(\alpha_0, \beta_0)$ ;
- $U_{dc} = U_d$  – напряжение в звене ячейки.

Альтернативным подходом к определению длительностей включения векторов за цикл ШИМ выступает алгоритм, использующий аналогию с двухуровневым инвертором, для которого напряжение в звене составляет  $U_d(n-1)$ , а векторная диаграмма описывает внешний шестигранник диаграммы напряжений многоуровневого инвертора [40]. Времена включения двух значащих векторов и одного нулевого вектора, рассчитанные для двухуровневого инвертора (по формулам в табл. 1.5), приводят с помощью *матрицы преобразований* к соответствующим значениям времён включения векторов треугольника  $\Delta_j$ , ограничивающего вершину заданного вектора. Таким образом, расчёт

времени для многоуровневого инвертора с любым числом уровней сводится к формулам для двухуровневого инвертора. Номер треугольника  $\Delta_j$  однозначно определяет комбинация коэффициентов  $[\lambda_1, \lambda_2, \lambda_0]$ :

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= \text{int} \left( u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}} \right), \quad \lambda_2 = \text{int} \left( \frac{u_\beta}{h} \right), \\ \lambda_0 &= \text{int} \left( u_\alpha \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{u_\beta}{\sqrt{3}} \right), \end{aligned} \tag{1.17}$$

где  $u_\alpha, u_\beta$  – проекции заданного вектора напряжения.

Применительно к альтернативной методике расчёта переменные в формулах (табл. 1.5) определяют:

- $U_z, \theta$  – модуль и угловое положение заданного вектора напряжения в системе координат  $(\alpha, \beta)$ ;
- $U_{dc} = U_d \cdot (n - 1)$  – эквивалентное напряжение в звене.

Рассмотренный в [50] алгоритм векторной ШИМ на основе геометрического анализа не использует ни тригонометрические, ни таблично заданные функции. Сложность такого алгоритма не зависит от количества уровней и не требует значительных вычислительных затрат. Для упрощения применяют нормирование векторов, которое заключается в масштабировании проекций векторов на мнимую ось умножением на коэффициент  $1/\sqrt{3}$ . Шестигранник векторов напряжений при этом «прижимается» к действительной оси, а границы секторов составляют угол  $45^\circ$  с осями системы координат. Номер области на диаграмме напряжений, в которой находится заданный вектор, определяется сравнением его проекций на действительную и мнимую оси с целочисленными проекциями узловых точек. Относительные длительности включения  $\tau_i$  определяют по координатам вершин элементарного треугольника.

Для компенсации гармоник и нулевой последовательности в напряжении трёхфазных преобразователей с нейтральным проводом используют векторное 3D (трёхмерное) формирование ШИМ [50]. 3D алгоритм на основе геометрического анализа вычисляет образующие векторы и рассчитывает времена их включения, используя простые математические операции. Суть алгоритма заключается в нахождении куба в трёхмерной ортогональной системе координат, на который указывает нормированный вектор задания. Куб делят на 6 тетраэдров, вершины которых определяют 4 вектора, образующих элементарную комбинацию векторов. По известным проекциям вектора задания рассчитывают относительные продолжительности включения базовых векторов. Векторный 2D алгоритм ШИМ является частным случаем векторного 3D алгоритма, когда время включения одного из 4 активных векторов равно нулю.

Алгоритм векторной ШИМ, определяющий длительности включения трёх ближайших векторов напряжения многоуровневого преобразователя в системе линейных координат, представлен в [2]. Стороны треугольников, образованных множеством векторов линейного напряжения, обозначены индексами  $i_T, j_T, k_T$ , а соответствующие векторы в противоположных вершинах получили обозначение **I**, **J** и **K**. По линейным проекциям заданного вектора  $(i^*, j^*, k^*)$  определяют уравнения сторон треугольника и проверяют условия нахождения вектора во внутреннем (I тип) или внешнем (II тип) треугольнике. Относительные времена включения  $d_i, d_j, d_k$  вырождаются в длины перпендикуляров, опущенных из вершины заданного вектора на соответствующие боковые грани треугольника. Значения  $n_{\max}, n_{mid}, n_{\min}$ , использованные вместо фазных состояний переключателей, позволяют ограничить рассмотрение диаграммы напряжений инвертора в одном секторе.

Все известные методики расчёта в рамках «треугольного» алгоритма ШИМ получают один и тот же результат – относительные длительности интервалов включения трёх ближайших векторов – и отличаются между собой только скоростью вычис-

лений (количеством арифметико-логических операций, использованием тригонометрических функций) и универсальностью к числу уровней. Задача разработки эффективного алгоритма предполагает оптимизацию расчётов, так чтобы процессорное время было минимальным и не зависело от числа уровней.

В процессе синтеза алгоритма коммутации многоуровневого преобразователя задают определённые требования – критерии, в соответствии с которыми решают задачи выбора оптимальной последовательности переключения векторов и соответствующих каждому вектору комбинаций состояний ключей. Основными критериями оптимизации векторного алгоритма ШИМ являются [22]:

- минимальное количество коммутаций за цикл ШИМ;
- минимальная частота переключений силового ключа;
- полное использование по напряжению;
- минимум гармонических искажений.

Следует отметить, что алгоритмы коммутации векторной ШИМ, разработанные для топологии 3L-NPC, используют избыточные комбинации состояний ключей для компенсации низкочастотных колебаний напряжения нейтральной точки [2,31].

Большинство известных векторных алгоритмов ШИМ многоуровневого каскадного преобразователя [35,36,43,45] широко используют принцип симметричного формирования импульсов напряжения относительно точек отсчёта [5]. Таким образом, за период ШИМ один из трёх образующих векторов включается дважды – в начале и в конце цикла модуляции на равные интервалы времени. Последовательность включения векторов составляют по условию минимума числа переключений (за цикл ШИМ – по одной коммутации в каждой фазе). В общем случае для одного треугольника может быть составлено несколько последовательностей. Задача выбора оптимальной последовательности решается не однозначно. В [36] синтез алгоритма коммутации выполнен по дополнительному критерию снижения составляющей нулевой последовательности выходного напряжения. При этом каждому вектору треугольника определена только одна комбинация и составлена единственная по-

следовательность коммутации векторов за цикл модуляции. Более рациональная методика определения используемых комбинаций состояний ключей заключается в обеспечении оптимального минимума коммутаций [43]. Из множества составленных для треугольников последовательностей коммутации выбирают те, которые дают минимум коммутаций при пересечении заданным вектором границ смежных треугольников. Для этого достаточно выбрать две комбинации из общего чётного числа комбинаций и одну – для векторов с нечётным числом комбинаций. Такой алгоритм показывает возможность переключения последовательностей в пределах одного треугольника для оптимизации коммутаций, но не решает вопрос оптимального перехода между треугольниками, не имеющими общих граней и вершин. При этом подходе очевидны области нереализуемых напряжений в окрестностях векторов состояния с одной комбинацией.

В [45] рассмотрен синтез алгоритма цифровой модуляции (DMM) каскадного преобразователя, аналогичный методу PD по коммутациям, с учётом оптимального распределения коммутаций по ячейкам в каждой фазе. Форма фазного напряжения представляет собой симметричный на периоде ШИМ единичный импульс напряжения, а соответствующие две коммутации распределяются по разным ячейкам. Алгоритм прост в исполнении, но не показана его универсальность при изменении числа уровней и работоспособность в реальных режимах с учётом колебаний (небаланса) напряжений в звене ячеек.

Анализ влияния небаланса напряжений на искажение формы фазного тока показан в [3] на примере трёхуровневого преобразователя 3L-NPC, для которого приведены зависимости коэффициента гармонических искажений выходного фазного тока от амплитуды и фазы гармонических пульсационных составляющих в напряжениях конденсаторов.

Проблема небаланса напряжений ячеек каскадного преобразователя с управлением по методу SHEPWM (избирательное подавление высших гармоник) может решаться следующими способами [33]:

– выбором оптимальной по гармоническим искажениям (THD) последовательности включения ячеек (последовательность коммутации составляют по мгновенным значениям напряжений ячеек, а углы коммутации не меняются);

– использованием расчётных зависимостей углов коммутации, получаемых из системы уравнений (1.2) с учётом реальных напряжений ячеек (при вариации напряжений рассчитываются углы коммутации, а последовательность включения ячеек постоянна).

Независимость источников напряжения ячеек (электрически развязанных вторичных обмоток входного трансформатора) каскадного преобразователя при синтезе векторного алгоритма ШИМ с соблюдением требования равномерного распределения мощности по ячейкам позволяет не учитывать текущее рассогласование напряжений отдельных ячеек и принимать в расчёт только общее среднее напряжение всех ячеек. При этом все избыточные комбинации состояний ключей векторов напряжения равнозначны. Компенсация небаланса напряжений может быть выполнена до основного цикла расчёта ШИМ по текущим значениям напряжений одной ячейки в каждой фазе [21]. Такой подход возможен только при условии синфазного колебания напряжений ячеек. В большинстве работ, посвящённых векторному формированию ШИМ каскадного преобразователя, небаланс напряжений в звене ячеек вообще не рассматривается. Но в любом случае необходимо контролировать мгновенные напряжения в звене всех ячеек преобразователя и исключать возможности превышения допустимого максимума.

Гибкость алгоритмов управления каскадным преобразователем определяется не только их универсальностью (при вариации задания числа уровней), но и способностью к адаптации при изменении параметров системы в процессе работы – при шунтировании аварийных ячеек. Известный алгоритм шунтирования [17] при аварии одной ячейки шунтирует дополнительно по одной ячейке в двух других фазах. Равное количество работающих ячеек в фазах преобразователя необходимо для синусоидального алгоритма ШИМ. Для векторного алгоритма ШИМ такой под-

ход нецелесообразен. Эффективное управление каскадным преобразователем должно блокировать только аварийную ячейку и обеспечивать работоспособность в новой (несимметричной по фазам) конфигурации.

Анализ известных векторных алгоритмов формирования ШИМ многоуровневого каскадного преобразователя показывает, что по-прежнему актуальной является задача разработки нового энергоэффективного управления, включающая в себя: оптимизацию коммутаций ключей при условии максимально допустимого уровня гармонических искажений выходного напряжения, возможность шунтирования ячеек и компенсацию небаланса, минимизацию ресурсов процессора и универсализацию для любого задаваемого числа уровней.

Режимы ограничения I и II – особые режимы векторной ШИМ, когда траектория заданного вектора лежит между вписанной и описанной окружностями внешнего шестигранника диаграммы напряжений [36,41]. Ограниченная в пределах области реализуемых напряжений траектория движения заданного вектора не выходит за границы шестигранника, но и не является окружностью.

Режим ограничения I характеризуется углом компенсации  $\alpha_k$ , при котором в угловом диапазоне  $(\alpha_k, \pi/3 - \alpha_k)$  траектория заданного вектора перемещается по границе внешнего шестигранника. Угол компенсации рассчитывают по проекциям заданного вектора. Режим ограничения II характеризуется углом удерживания  $\alpha_h$ . Угол  $\alpha_h$  выделяет угловой сектор  $(-\alpha_h, \alpha_h)$  в окрестности каждого большого вектора в вершинах основного шестигранника. Заданный вектор, проходящий в границах этих секторов, перемещается и удерживается в положении соответствующего большого вектора. Вне обозначенных секторов ограниченная траектория проходит по границе шестигранника. Если  $m_i = 1$ , угол удерживания  $\alpha_h = \pi/6$ , что соответствует 6-ступенчатому режиму работы преобразователя, когда поочерёдно (по мере движения заданного вектора) включаются только векторы состояния в вершинах основного шестигранника.

### 1.3. Анализ терминологии

Для разработки, исследования и описания алгоритмов управления высоковольтными многоуровневыми преобразователями необходимо определить круг основных понятий и определений. Здесь и далее под аббревиатурой ВМПЧ, если не оговаривается иное, понимается высоковольтный многоуровневый каскадный преобразователь частоты.

Терминология многоуровневых преобразователей обладает своей спецификой. Многие термины, использованные в русскоязычных публикациях или заимствованные из иностранных источников, не согласованы между собой. Так, например, в [2] использовано разделение треугольников векторной диаграммы на внутренние и внешние, тогда как в [36] те же треугольники обозначают соответственно I и II типа.

Для векторов в вершинах каждого треугольника приняты общие обозначения – **I**, **J** и **K**, соответствующие противоположащим граням  $i_T, j_T, k_T$ , по которым определяют проекции этих векторов в системе координат линейных напряжений [2]. Классификация векторов диаграммы напряжений для трёхуровневого инвертора рассмотрена в [40], где все образующие векторы распределены по следующим группам:

- нулевые векторы (в начале координат);
- малые векторы (вершины внутреннего шестигранника);
- средние векторы (на середине граней внешнего шестигранника);
- большие векторы (вершины внешнего шестигранника).

Для описания последовательностей коммутации выделяют две группы X и Y векторов. Все векторы распределены по группам так, чтобы при каждой коммутации включался вектор противоположной группы.

Предлагаемая авторами систематизация и классификация векторов и треугольников диаграммы напряжений многоуровневого преобразователя актуальна и необходима для точного описания алгоритмов и однозначности понимания используемой терминологии.

### 1.3.1. Классификация векторов и треугольников диаграммы напряжений

Векторная диаграмма напряжений в первом секторе на примере 5-уровневого преобразователя показана на рис. 1.12.

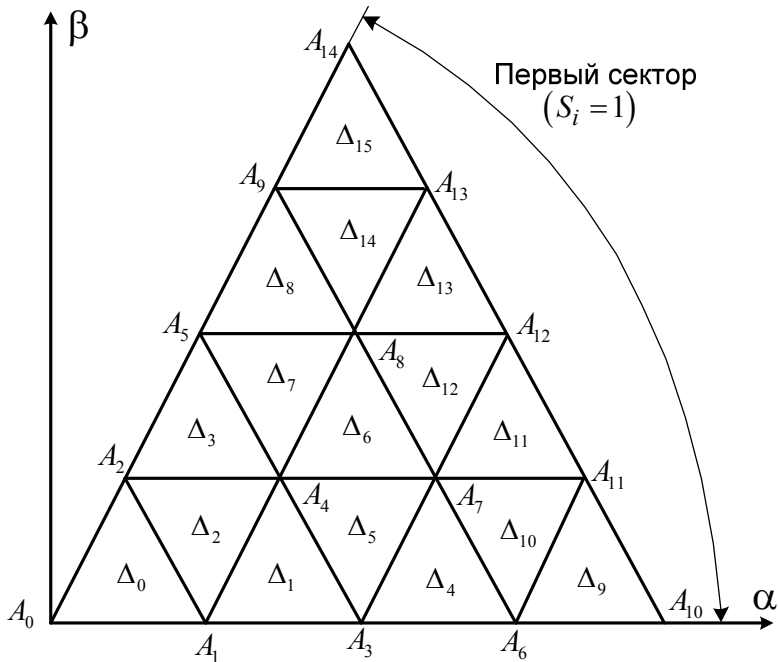


Рис.1.12. Диаграмма напряжений 5-уровневого преобразователя

Значение (ненулевые) векторы ( $A_0A_1, A_0A_2, \dots, A_0A_{14}$ ) диаграммы напряжений подразделяются на группы:

- малые векторы  $A_0A_1, A_0A_2, \dots, A_0A_9$  ;
- средние векторы  $A_0A_{11}, A_0A_{12}, A_0A_{13}$ , вершина которых лежит на внешней грани сектора;
- большие векторы  $A_0A_{10}, A_0A_{14}$ , образующие боковые грани сектора.

Для каждого вектора диаграммы напряжений по формулам (1.12) рассчитывается единственная комбинация коэффициентов  $(k_1, k_2)$ . Задавая значения  $k_1$  и  $k_2$ , можно однозначно указать отдельный вектор или выделить группу векторов диаграммы напряжений. Так, например, малые векторы, для которых задано значение коэффициента  $k_1 = 3$ , определяют группу векторов  $A_0A_6, A_0A_7, A_0A_8, A_0A_9$ , а малые векторы, для которых  $k_2 = 1$ , – группу векторов  $A_0A_2, A_0A_4, A_0A_7$ .

Все значащие векторы совместно с нулевыми векторами (в начале координат) будем называть *образующими*.

Полная диаграмма напряжений состоит из шести однотипных секторов (первый сектор – на рис. 1.11), сдвинутых каждый следующий относительно предыдущего на угол  $60^\circ$  и образующих шестигранники с центром в точке  $A_0$ . Шестигранник, на гранях которого лежат большие и средние векторы, будем называть *внешним* (или *основным*).

На диаграмме напряжений выделяют:

- большой треугольник  $\Delta A_0A_{10}A_{14}$ ;
- *малые* (или *элементарные*) треугольники.

Все малые треугольники в зависимости от их ориентации относительно большого треугольника делят на две группы: треугольники I и II типов. Ориентация треугольников I типа совпадает с большим треугольником, а треугольников II типа – противоположна. Треугольники I и II типов показаны на рис.1.13.

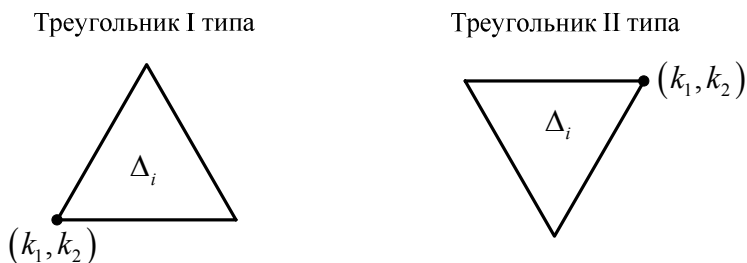


Рис.1.13. Обозначение малых треугольников диаграммы напряжений

Порядок нумерации малых треугольников в пределах сектора 5-уровневого ВМПЧ показан на рис. 1.12. Значения коэффициентов  $(k_1, k_2)$ , соответствующие одной из вершин малого  $i$ -го треугольника (как показано на рис. 1.12), определяют номер  $\Delta_i$  этого треугольника.

Обозначение векторов на примере треугольника  $\Delta_6$  диаграммы напряжений показано на рис. 1.14.

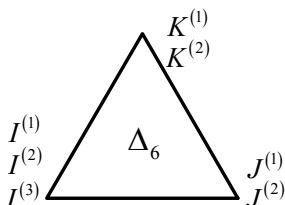


Рис. 1.14. Пример обозначения векторов треугольника I типа диаграммы напряжений

Векторы в каждой вершине треугольника имеют символическое обозначение **I**, **J** или **K** с верхним индексом, соответствующим номеру комбинации состояний ключей. При этом запись последовательности коммутаций может принимать вид  $I^{(1)} \rightarrow J^{(1)} \rightarrow K^{(1)} \rightarrow I^{(2)} \rightarrow I^{(2)} \rightarrow K^{(1)} \rightarrow J^{(1)} \rightarrow I^{(1)}$ .

### 1.3.2. Ячейка и её состояния

Схема инвертора силовой ячейки приведена на рис. 1.15. Описание состояний силовых вентилях и соответствующих состояний ячейки в процессе работы содержит табл. 1.6.

Состояние ячейки, когда оба плеча инвертора подключены к положительной шине  $+U_d$ , будем обозначать  $0^+$ , а когда к отрицательной шине  $-U_d$ , – соответственно  $0^-$ . Ненулевое состояние ячейки, когда проводят вентили одной из диагоналей инвертора, обозначим как  $+1$  (включены VT1 и VT4) или  $-1$  (включены VT2 и VT3).

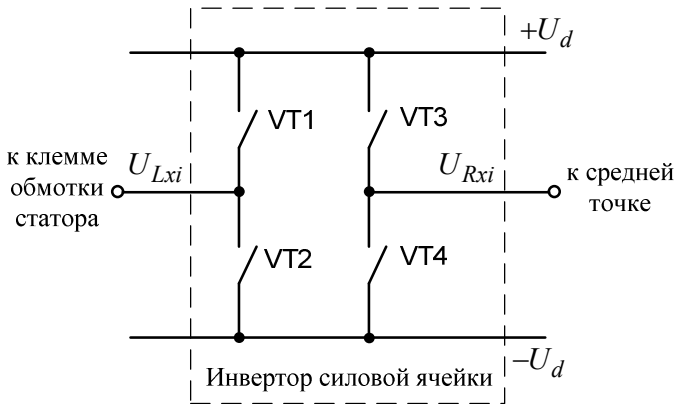


Рис. 1.15. Упрощенное представление однофазного мостового инвертора силовой ячейки каскадного преобразователя

Таблица 1.6. Выходное напряжение ячейки и соответствующие состояния силовых вентилялей

Состояние силовых вентилялей				Выходное напряжение ячейки	Состояние ячейки
VT1	VT2	VT3	VT4		
ВЫКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	0	0 <sup>-</sup>
ВКЛ	ВЫКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	+U <sub>d</sub>	+1
ВЫКЛ	ВКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	-U <sub>d</sub>	-1
ВКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	0	0 <sup>+</sup>

*Включённая ячейка* – ячейка в состоянии готовности к работе (контроллер ячейки управляет силовыми ключами, шунтирующий тиристор закрыт).

*Отключённая ячейка* – ячейка в состоянии шунтирования (контроллер ячейки блокирует управление силовыми модулями, шунтирующий тиристор открыт).

*Ненулевая ячейка* – включённая ячейка, принимающая одно из ненулевых состояний: +1 или -1.

*Нулевая ячейка* – включённая ячейка, принимающая одно из нулевых состояний: 0<sup>+</sup> или 0<sup>-</sup>.

## 2. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ МНОГОУРОВНЕВЫМ КАСКАДНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ В РАМКАХ ВЕКТОРНОЙ СТРАТЕГИИ ШИМ

### 2.1. Закон модуляции векторной ШИМ

Рассмотренная в первом разделе методика расчёта длительностей включения на периоде ШИМ трёх ближайших векторов напряжения [36] положена в основу разрабатываемого в рамках векторной стратегии ШИМ алгоритма управления каскадным преобразователем частоты. Получаемые в результате расчёта по формулам (1.16) времена  $t_a, t_b, t_0$  представляют собой длительности включения соответственно векторов **I**, **J**, **K** в вершинах треугольника I или II типа. Обозначение соответствующих векторам **I**, **J**, **K** вершин треугольников показано на рис. 2.1 и выделено курсивом – *I*, *J*, *K*. Проекции векторов **I**, **J**, **K** в базовой системе координат  $(\alpha, \beta)$  можно определить по коэффициентам  $k_1$  и  $k_2$ , ограничивающим область двух смежных треугольников I и II типа векторной диаграммы (рис. 2.1).

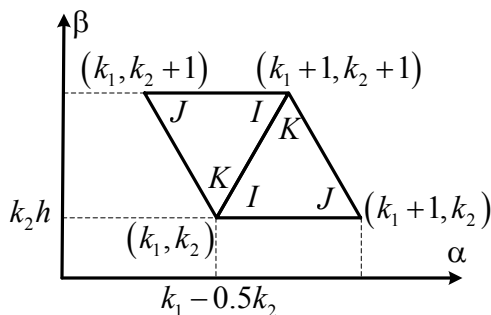


Рис.2.1. Обозначение векторов в вершинах треугольника

Пара коэффициентов  $(k_i, k_j)$ , соотнесённых с каждой вершиной треугольника, определяют проекции векторов:

$$u_{\alpha IJK} = k_i - 0.5k_j,$$

$$u_{\beta IJK} = k_j h, \quad h = \sqrt{3}/2.$$

Векторам треугольника I типа соответствуют следующие значения коэффициентов:

- вектору **I**:  $k_i = k_1, k_j = k_2$ ;
- вектору **J**:  $k_i = k_1 + 1, k_j = k_2$ ;
- вектору **K**:  $k_i = k_1 + 1, k_j = k_2 + 1$ .

Векторам треугольника II типа соответствуют значения:

- вектору **I**:  $k_i = k_1 + 1, k_j = k_2 + 1$ ;
- вектору **J**:  $k_i = k_1, k_j = k_2 + 1$ ;
- вектору **K**:  $k_i = k_1, k_j = k_2$ .

По значениям  $k_i, k_j$  определяют не только проекции вершин треугольника, но и соответствующие векторам **I**, **J**, **K** комбинации состояний ключей  $(s_a, s_b, s_c)$ .

## 2.2. Синтез алгоритма коммутации

Алгоритмом коммутации называется последовательность переключения векторов напряжения, определяемых в рамках установленного закона модуляции. В основу синтеза алгоритма коммутации положен принцип симметричного формирования импульсов напряжения относительно точек отсчёта, согласно которому полный цикл модуляции состоит из двух полуциклов прямой и обратной последовательностей. В начале и в конце каждого полуцикла так называемой «центрированной» ШИМ [5] на равные интервалы времени включаются различные комбинации состояний ключей, соответствующие одному из векторов **I**, **J** или **K**.

Общее число коммутаций за полный цикл ШИМ равно шести, т.е. переключение векторов прямой или обратной последовательности осуществляется одной коммутацией. На рис. 2.2

показан первый сектор векторной диаграммы двухуровневого инвертора напряжений, построенного по мостовой схеме. Заштрихованная зона нереализуемых напряжений «центрированной» ШИМ определяется «мертвым» временем – минимальной задержкой включения и выключения транзисторов одного плеча инвертора.

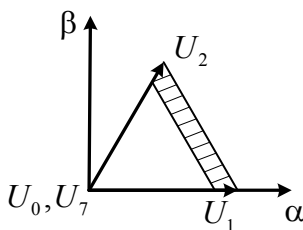


Рис.2.2. Векторная диаграмма двухуровневого автономного инвертора напряжения в первом секторе

Последовательность коммутации за полный цикл алгоритма «центрированной» ШИМ принимает вид

$$\dots U_0 \rightarrow U_1 \rightarrow U_2 \rightarrow U_7 \rightarrow U_7 \rightarrow U_2 \rightarrow U_1 \rightarrow U_0 \dots$$

Прямая послед.
Обратная послед.

Для синтеза алгоритма коммутации многоуровневого каскадного преобразователя введём следующие основополагающие понятия:

- «разрешённая» комбинация векторов – совокупность (группа) образующих векторов, выбранных для определённого треугольника векторной диаграммы и записанных в оптимальном порядке их коммутации;
- псевдонулевой вектор – вектор **I**, **J** или **K**, минимум две различные комбинации состояний ключей которого обозначены в записи «разрешённой» комбинации;
- «элементарная» последовательность векторов – последовательность коммутации векторов на полном периоде

ШИМ, составленная из векторов «разрешённой» комбинации в соответствии с законом «центрированной» ШИМ и выбранным псевдонулевым вектором.

Заметим, что принятое ранее обозначение вектора **I**, **J** или **K** в вершине треугольника определяет не один вектор, а группу от 1 до  $n$  векторов, каждому из которых ставится в соответствие комбинация состояний ключей. Из множества образующих векторов треугольника выбирают потенциально используемые, по которым составляют «разрешённую» комбинацию.

На примере двухуровневого автономного инвертора напряжения «разрешённая» комбинация, записанная для векторов в первом секторе (рис. 2.2), имеет вид

$$U_0 \Leftrightarrow U_1 \Leftrightarrow U_2 \Leftrightarrow U_7,$$

а «элементарная» последовательность на периоде ШИМ –

$$U_0 \rightarrow U_1 \rightarrow U_2 \rightarrow U_7 \rightarrow U_2 \rightarrow U_1 \rightarrow U_0.$$

Любой из векторов **I**, **J**, **K** в вершинах треугольника, имеющий минимум две различные комбинации состояний ключей, может быть выбран в качестве псевдонулевого вектора в зависимости от соотношения долей времён включения. Относительные времена включения векторов  $d_i = t_i / T_0$ ,  $d_j = t_j / T_0$ ,  $d_k = t_k / T_0$  геометрически вырождаются в длины перпендикуляров  $h_i$ ,  $h_j$ ,  $h_k$ , опущенных из вершины вектора заданного напряжения к боковым граням треугольника, лежащим напротив вершин *I*, *J*, *K* соответственно.

На рис. 2.3 показано обозначение перпендикуляров к соответствующим граням треугольника и графически представлено условие выбора одного из трёх псевдонулевых векторов. Перпендикуляры из центра треугольника к его сторонам делят площадь треугольника на три равные части, каждой из которых соответствует свой псевдонулевой вектор. Таким образом, в ка-

честве псевдонулевого вектора предлагается выбирать вектор с наибольшей длительностью включения.

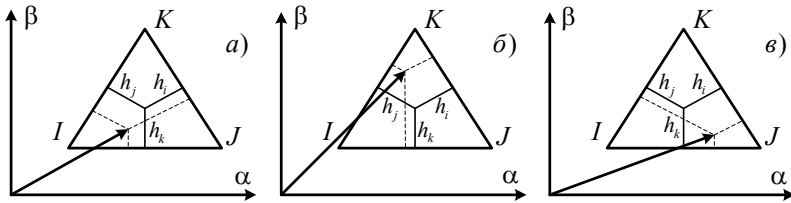


Рис.2.3. Пояснение принципа выбора псевдонулевого вектора: а – вектор **I**; б – вектор **K**; в – вектор **J**

Рассмотрим процедуру расчёта комбинаций состояний ключей. Все комбинации состояний ключей  $(s_a, s_b, s_c)$  вектора **I**, **J** или **K**, для которого определена пара коэффициентов  $k_i$  и  $k_j$ , вычисляются по вспомогательным параметрам  $m_2$ ,  $m_3$ ,  $m_4$  и  $m_5$ , значения которых для каскадного преобразователя находят по формулам

$$\begin{aligned} m_2 &= n - k_i, \quad m_3 = (n - 1) / 2, \\ m_4 &= k_i - m_3, \quad m_5 = k_j - m_3, \end{aligned} \tag{2.1}$$

где  $n$  – число уровней преобразователя.

Количество комбинаций состояний ключей устанавливает параметр  $m_2$ , а значения параметров  $m_4$ ,  $m_5$  и  $m_3$  определяют состояния ключей  $i$ -й комбинации по следующим формулам:

$$\begin{aligned} s_a &= m_4 + i - 1, \\ s_b &= m_5 + i - 1, \\ s_c &= -m_3 + i - 1. \end{aligned} \tag{2.2}$$

По заданному коэффициентами  $k_i$  и  $k_j$  вектору напряжения и номеру комбинации в диапазоне  $i = 1, 2, \dots, m_2$  формулы

(2.1) и (2.2) восстанавливают состояния ключей в фазах А,В,С преобразователя.

Синтез алгоритма коммутации включает в себя процедуру выбора используемых комбинаций состояний ключей и процедуру переключения псевдонулевых векторов, совместно обеспечивающие оптимизацию управления по коммутациям.

Расчёт используемых комбинаций состояний ключей выполняют по формулам (2.2) для первого сектора диаграммы напряжений. Затем, определив положение заданного вектора в секторе  $S_i$ , пересчёт выбранных комбинаций выполняют в соответствии с табл. 2.1.

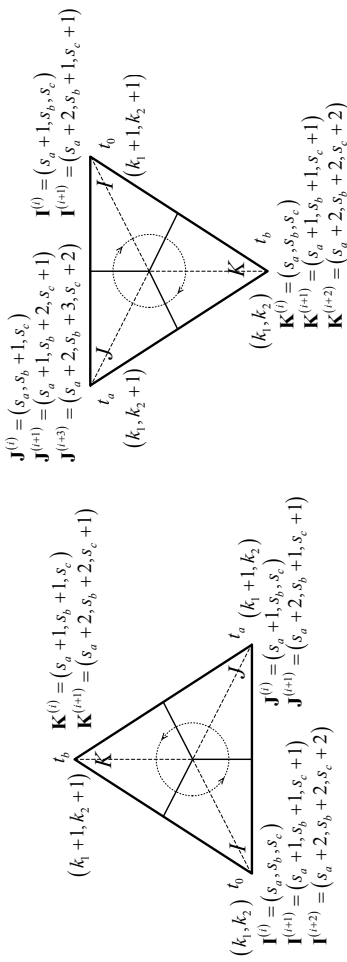
Таблица 2.1. Взаимосвязь состояний ключей по секторам векторной диаграммы

Номер сектора	Состояние ключей фазы А	Состояние ключей фазы В	Состояние ключей фазы С
$S_1$	$s_a$	$s_b$	$s_c$
$S_2$	$-s_b$	$-s_c$	$-s_a$
$S_3$	$s_c$	$s_a$	$s_b$
$S_4$	$-s_a$	$-s_b$	$-s_c$
$S_5$	$s_b$	$s_c$	$s_a$
$S_6$	$-s_c$	$-s_a$	$-s_b$

Для каждого вектора **I**, **J** и **K** треугольника из множества комбинаций состояний ключей  $m_{2I}$ ,  $m_{2J}$  и  $m_{2K}$  выбирают две три комбинации с последовательными номерами. Обозначение векторов и принцип формирования комбинаций состояний ключей для треугольников I и II типов поясняет рис. 2.4.

«Разрешённая» комбинация векторов также определяет последовательности коммутации, где каждому вектору ставится в соответствие одна комбинация состояний ключей, порядковый номер которой указывают верхним индексом в обозначении вектора.

### Чётное значение $k_1$



### Нечётное значение $k_1$

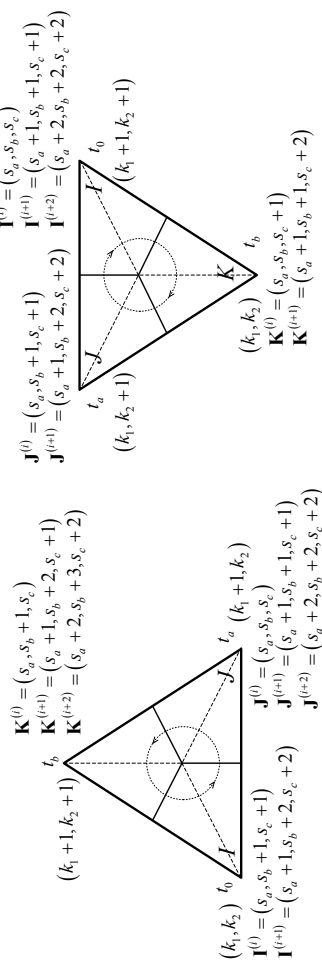


Рис.2.4. Расчёт комбинаций состояний ключей и составление последовательностей коммутации векторов треугольников I и II типов

Обозначение векторов в вершинах  $I$ ,  $J$  и  $K$  треугольника следующее:

– группа векторов  $\mathbf{I}^{(1)}, \mathbf{I}^{(2)}, \dots, \mathbf{I}^{(m_{2I})}$  соответствует вектору  $\mathbf{I}$  треугольника;

– группа векторов  $\mathbf{J}^{(1)}, \mathbf{J}^{(2)}, \dots, \mathbf{J}^{(m_{2J})}$  соответствует вектору  $\mathbf{J}$  треугольника,

– группа векторов  $\mathbf{K}^{(1)}, \mathbf{K}^{(2)}, \dots, \mathbf{K}^{(m_{2K})}$  соответствует вектору  $\mathbf{K}$  треугольника.

Выделить определённый вектор из группы векторов означает указать номер комбинации состояний ключей в верхнем индексе названия соответствующей группы.

В зависимости от типа треугольника и чётности коэффициента  $k_1$  предложены следующие «разрешённые» комбинации векторов (рис. 2.4):

– для треугольника I типа, если значение  $k_1$  чётно,

$$\mathbf{I}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i+2)};$$

– для треугольника II типа, если значение  $k_1$  чётно,

$$\mathbf{K}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i+2)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i+2)};$$

– для треугольника I типа, если значение  $k_1$  нечётно,

$$\mathbf{J}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i+2)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i+2)};$$

– для треугольника II типа, если значение  $k_1$  нечётно,

$$\mathbf{I}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i+2)}.$$

Начальный порядковый номер комбинации состояний ключей для рассмотренных вариантов «разрешённой» комбинации векторов определяется выражениями

$$\begin{aligned} i &= \text{int} \left( \frac{n - k_1}{2} \right), \text{ если } k_1 \text{ чётно;} \\ i &= \text{int} \left( \frac{n - k_1}{2} \right) - 1, \text{ если } k_1 \text{ нечётно.} \end{aligned} \tag{2.3}$$

Таким образом, из всех возможных комбинаций состояний ключей векторов **I**, **J**, **K** предложено выбрать три используемые комбинации с индексами

$$i_1 = \text{int}((n - k_i)/2), i_2 = i_1 + 1 \text{ и } i_3 = i_1 + 2,$$

если значение  $k_i$  этого вектора чётно, или две комбинации с индексами

$$i_1 = \text{int}((n - k_i)/2) \text{ и } i_2 = i_1 + 1,$$

если значение  $k_i$  этого вектора нечётно.

Из числа векторов «разрешённой» комбинации составляют «элементарную» последовательность, предварительно рассчитав псевдонулевой вектор и его комбинации состояний ключей в начале и в конце полуцикла «центрированной» ШИМ. Полный цикл ШИМ состоит из двух полуциклов – прямой и обратной последовательностей, каждая из которых начинается и заканчивается включением псевдонулевого вектора. Направление коммутации векторов для прямой последовательности показано на рис. 2.4 круговыми пунктирными стрелками, а обратной последовательности – противоположно.

Рассмотрим пример «элементарных» последовательностей, составленных по векторам «разрешённой» комбинации для треугольника II типа с чётным значением коэффициента  $k_1$ :

– вектор **I** - псевдонулевой вектор:

$$\underbrace{\mathbf{I}^{(i_{11})} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_{2k})} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_{2j})} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_{21})}}_{\text{Прямая послед.}} \rightarrow \underbrace{\mathbf{I}^{(i_{21})} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_{2j})} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_{2k})} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_{11})}}_{\text{Обратная послед.}};$$

– вектор **J** - псевдонулевой вектор:

$$\underbrace{\mathbf{J}^{(i_{1j})} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_{11})} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_{2k})} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_{2j})}}_{\text{Прямая послед.}} \rightarrow \underbrace{\mathbf{J}^{(i_{2j})} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_{2k})} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_{11})} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_{1j})}}_{\text{Обратная послед.}}$$

или

$$\underbrace{\mathbf{J}^{(i_{2J})} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_{2I})} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_{3K})} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_{3J})}}_{\text{Прямая послед.}} \rightarrow \underbrace{\mathbf{J}^{(i_{3J})} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_{3K})} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_{2I})} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_{2J})}}_{\text{Обратная послед.}};$$

– вектор  $\mathbf{K}$  - псевдонулевой вектор:

$$\underbrace{\mathbf{K}^{(i_{1K})} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_{1J})} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_{1I})} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_{2K})}}_{\text{Прямая послед.}} \rightarrow \underbrace{\mathbf{K}^{(i_{2K})} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_{1I})} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_{1J})} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_{1K})}}_{\text{Обратная послед.}}$$

или

$$\underbrace{\mathbf{K}^{(i_{2K})} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_{2J})} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_{2I})} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_{3K})}}_{\text{Прямая послед.}} \rightarrow \underbrace{\mathbf{K}^{(i_{3K})} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_{2I})} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_{2J})} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_{2K})}}_{\text{Обратная послед.}},$$

где  $i_{1I} = \text{int}((n - k_{iI})/2)$ ,  $i_{2I} = i_{1I} + 1$  – номера используемых комбинаций состояний ключей вектора  $\mathbf{I}$ ;  $i_{1J} = \text{int}((n - k_{iJ})/2)$ ,  $i_{2J} = i_{1J} + 1$ ,  $i_{3J} = i_{1J} + 2$  – номера используемых комбинаций состояний ключей вектора  $\mathbf{J}$ ;  $i_{1K} = \text{int}((n - k_{iK})/2)$ ,  $i_{2K} = i_{1K} + 1$ ,  $i_{3K} = i_{1K} + 2$  – номера используемых комбинаций состояний ключей вектора  $\mathbf{K}$ .

Все «элементарные» последовательности составлены так, чтобы каждая коммутация, обозначенная символом « $\rightarrow$ », соответствовала переключению только в одном плече одной ячейки преобразователя. Но переходы между треугольниками, секторами векторной диаграммы и участками псевдонулевых векторов могут сопровождаться одновременной коммутацией нескольких ячеек. Такие коммутации, выполняемые в начале цикла ШИМ, всегда задают новый псевдонулевой вектор. На рис. 2.5 векторная диаграмма пятиуровневого инвертора дополнительными линиями, соединяющими центры смежных треугольников, разделена на области, при переходе между которыми необходимо выполнять расчёт новой последовательности коммутации векторов и/или выбирать другой псевдонулевой вектор.

Необходимо отметить, что траектория движения вектора напряжения внутри границ образованного шестигранника, площадь которого выделена пунктирными линиями на рис. 2.5, задаёт единственный псевдонулевой вектор, выбранные комбинации состояний ключей которого не меняются. Меняется только

буквенное обозначение этого вектора. При этом коммутации в начале цикла ШИМ отсутствуют. Момент пересечения границ таких шестигранников сопровождается переключением псевдонулевого вектора и, следовательно, коммутациями в начале цикла ШИМ.

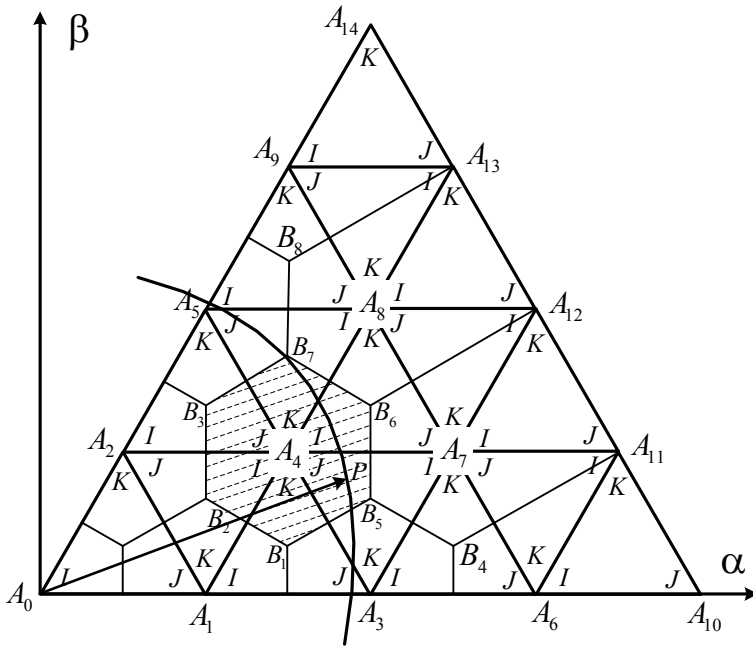


Рис. 2.5. Характерные области векторной диаграммы пятиуровневого инвертора

При движении вектора  $\mathbf{A}_0\mathbf{P}$  внутри площади заштрихованного шестигранника  $B_1B_2B_3B_7B_6B_5$  (рис. 2.5) алгоритм коммутации составляет аналогию «центрированной» ШИМ двухуровневого инвертора, диаграмма напряжений которого представлена шестигранником  $A_1A_2A_5A_8A_7A_3$ . Вектор  $\mathbf{A}_0\mathbf{A}_4$  является псевдонулевым вектором в каждом секторе шестигранника  $B_1B_2B_3B_7B_6B_5$  и в зависимости от положения вектора  $\mathbf{A}_0\mathbf{P}$  в

этом шестиграннике меняет только буквенное обозначение **I**, **J** или **K**.

Участки псевдонулевых векторов диаграммы напряжений  $n$ -уровневого инвертора в первом секторе показаны на рис. 2.6.

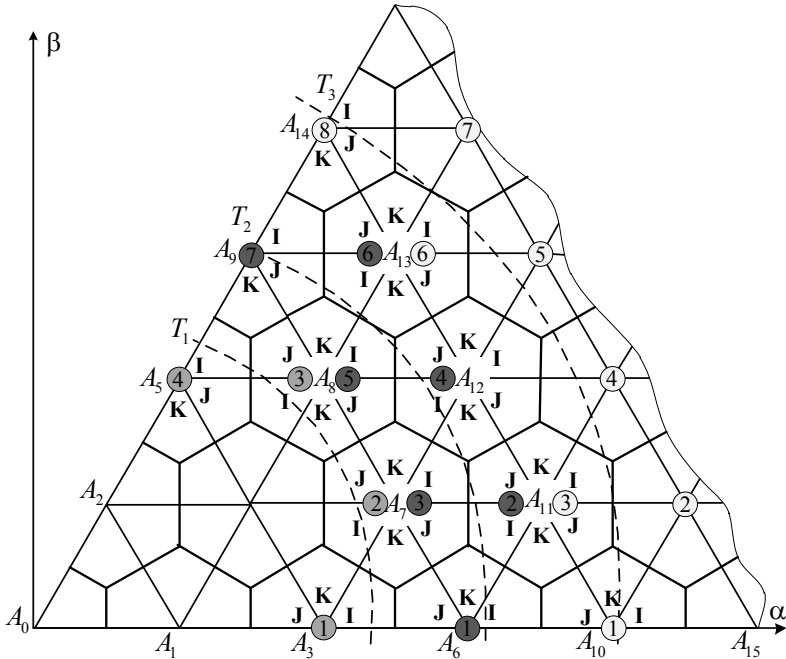


Рис. 2.6. Пересечение границ участков псевдонулевых векторов на диаграмме напряжений  $n$ -уровневого преобразователя

Последовательность пересечения границ участков псевдонулевых векторов для трёх различных траекторий  $T_1$ ,  $T_2$  и  $T_3$ , описывающих движение вершины заданного вектора, обозначена цифрами в центре соответствующих шестигранников. Для траекторий  $T_1$  и  $T_2$  рассмотрим последовательности переключения псевдонулевых векторов:

- траектория  $T_1$ :

$$\begin{aligned}
& \dots \rightarrow \mathbf{I}_{A3} \rightarrow \underbrace{\mathbf{K}_{A7} \rightarrow \mathbf{I}_{A7} \rightarrow \mathbf{J}_{A7}}_{\text{вектор } \mathbf{A}_0\mathbf{A}_7} \rightarrow \underbrace{\mathbf{K}_{A8} \rightarrow \mathbf{I}_{A8} \rightarrow \mathbf{J}_{A8}}_{\text{вектор } \mathbf{A}_0\mathbf{A}_8} \rightarrow \mathbf{I}_{A7} \rightarrow \dots; \\
& \quad - \text{траектория } T_2: \\
& \dots \rightarrow \mathbf{K}_{A6} \rightarrow \underbrace{\mathbf{I}_{A11} \rightarrow \mathbf{J}_{A11}}_{\text{вектор } \mathbf{A}_0\mathbf{A}_{11}} \rightarrow \mathbf{I}_{A7} \rightarrow \underbrace{\mathbf{K}_{A12} \rightarrow \mathbf{I}_{A12} \rightarrow \mathbf{J}_{A12}}_{\text{вектор } \mathbf{A}_0\mathbf{A}_{12}} \rightarrow \mathbf{I}_{A8} \rightarrow \\
& \rightarrow \underbrace{\mathbf{K}_{A13} \rightarrow \mathbf{I}_{A13}}_{\text{вектор } \mathbf{A}_0\mathbf{A}_{13}} \rightarrow \mathbf{J}_{A9} \rightarrow \dots,
\end{aligned}$$

где  $\mathbf{I}_{A_i}, \mathbf{J}_{A_i}, \mathbf{K}_{A_i}$  – символическое обозначение псевдонулевого вектора  $\mathbf{A}_0\mathbf{A}_i$ ,  $i = 0, 1, \dots$ .

Векторы на внешней границе сектора диаграммы напряжений определены одной комбинацией состояний ключей. Поэтому «разрешённые» комбинации векторов треугольников, для которых  $k_1 = n - 2$ , редуцируются:

- $\mathbf{I}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i+1)}$  для треугольника I типа;
- $\mathbf{K}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i+1)}$  для треугольника II типа.

Таким образом, предлагаемая авторами методика синтеза алгоритма коммутации многоуровневого каскадного преобразователя включает в себя:

1. Выбор одной из установленных «разрешённых» комбинаций векторов по типу треугольника и чётности коэффициента  $k_1$ ;
2. Расчёт потенциально используемых комбинаций состояний ключей для векторов  $\mathbf{I}, \mathbf{J}, \mathbf{K}$  треугольника по соответствующим каждому вектору коэффициентам  $k_i$  и  $k_j$ ;
3. Определение псевдонулевого вектора как вектора с наибольшей длительностью включения;
4. Составление «элементарной» последовательности коммутации за период ШИМ из числа векторов «разрешённой» комбинации;

5. Выбор комбинации состояний ключей псевдонулевого вектора, включаемой в начале цикла ШИМ, по условию минимизации суммарного числа переключений по всем фазам.

### 2.3. Алгоритм распределения коммутаций по ячейкам

Предложенная методика синтеза алгоритма коммутации в рамках векторной стратегии ШИМ каскадного преобразователя устанавливает последовательности коммутации векторов и соответствующие каждому вектору комбинации состояний ключей. Состояния ключей  $s_a$ ,  $s_b$  и  $s_c$  в общем случае определяют относительные дискретные уровни фазного напряжения многоуровневого инвертора, а их значения рассчитывают как сумму состояний всех ячеек в соответствующей фазе

$$s_a = \sum_{i=1}^p S_{Hai}, \quad s_b = \sum_{i=1}^p S_{Hbi}, \quad s_c = \sum_{i=1}^p S_{Hci}, \quad (2.4)$$

где  $S_{Hai}, S_{Hbi}, S_{Hci}$  – состояния  $i$ -й ячейки в фазе А, В, С;  $p$  – количество ячеек в каждой фазе.

Формулы (2.4) показывают, что любая задаваемая комбинация состояний ключей реализуется множеством способов. И такая многовариантная реализация требует составления дополнительных условий выбора коммутируемых ячеек. Одним из таких условий является требование равномерного распределения коммутаций по ячейкам в фазе. Идентификация состояния отдельной ячейки зависит также от последовательности предыдущих состояний этой ячейки.

Каждая ячейка многоуровневого инвертора в зависимости от проводимости силовых ключей может находиться в одном из четырёх состояний: два нулевых ( $0^+$  и  $0^-$ ) и два ненулевых (+1 и -1). На рис. 2.7 показаны последовательности переключения состояний ячейки. Каждое переключение реализуется одной коммутацией в одном плече ячейки (стрелки отмечены сплошными

линиями) либо одновременной коммутацией в обоих плечах (стрелки отмечены пунктирными линиями).

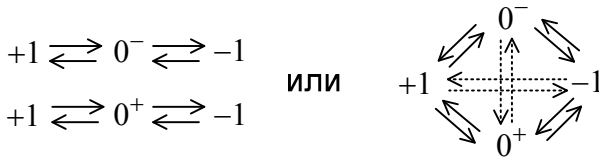


Рис.2.7. Последовательности переключения состояний ячеек

Алгоритм распределения коммутаций, в основу которого положен принцип минимизации числа переключений, выполняет поиск коммутируемой ячейки по следующим условиям:

1. Ненулевые состояния ячеек в каждой фазе должны быть одного знака, т.е. если:

- $s_x \geq 0$ , то  $S_{Hxi} = +1$  или  $S_{Hxi} = 0^- / 0^+$  для всех  $i = 1 \dots p$ ;
- $s_x < 0$ , то  $S_{Hxi} = -1$  или  $S_{Hxi} = 0^- / 0^+$  для всех  $i = 1 \dots p$ ,

где  $s_x, S_{Hxi}$  – состояние ключей и состояние  $i$ -й ячейки соответственно в фазе  $x = A, B, C$ .

2. Чередувание нулевых ( $0^+$  и  $0^-$ ) и ненулевых (+1 и -1) состояний одной ячейки. Данное условие накладывает ряд ограничений на выбор последовательности переключения состояний, составляемой отдельно для каждой ячейки (рис. 2.7). Возможны следующие варианты:

- чередувание нулевых и ненулевых состояний:

...  $\rightarrow 0^- \rightarrow +1 \rightarrow 0^+ \rightarrow -1 \rightarrow 0^- \rightarrow \dots$  или

...  $\rightarrow 0^- \rightarrow -1 \rightarrow 0^+ \rightarrow +1 \rightarrow 0^- \rightarrow \dots$ ;

- чередувание только нулевых состояний:

...  $\rightarrow 0^- \rightarrow -1 \rightarrow 0^+ \rightarrow -1 \rightarrow 0^- \rightarrow \dots$  или

...  $\rightarrow 0^- \rightarrow +1 \rightarrow 0^+ \rightarrow +1 \rightarrow 0^- \rightarrow \dots$ ;

• чередувание нулевых состояний с двойной коммутацией:

...  $\rightarrow 0^- \rightarrow -1 \rightarrow +1 \rightarrow 0^+ \rightarrow -1 \rightarrow +1 \rightarrow 0^- \dots$  или

...  $\rightarrow 0^- \rightarrow +1 \rightarrow -1 \rightarrow 0^+ \rightarrow +1 \rightarrow -1 \rightarrow 0^- \dots$ .

3. Среди потенциальных ячеек, отобранных в каждой фазе преобразователя по указанным выше условиям, большим приоритетом коммутации обладает ячейка с меньшим количеством выполненных ранее коммутаций. Таким образом, за каждой ячейкой закрепляется счётчик числа коммутаций. Соблюдение данного условия обеспечивает выравнивание коммутационных потерь по ячейкам в каждой фазе преобразователя.

По комбинациям состояний ключей для каждого включаемого вектора алгоритм распределения коммутаций формирует управление по всем ячейкам, определяя индексы коммутируемых ячеек и их состояния после коммутации. Центральное место в алгоритме распределения коммутаций, представленном на рис. 2.8, занимает процедура поиска коммутируемых ячеек, выполняемая по изложенным выше условиям для каждой фазы в отдельности.

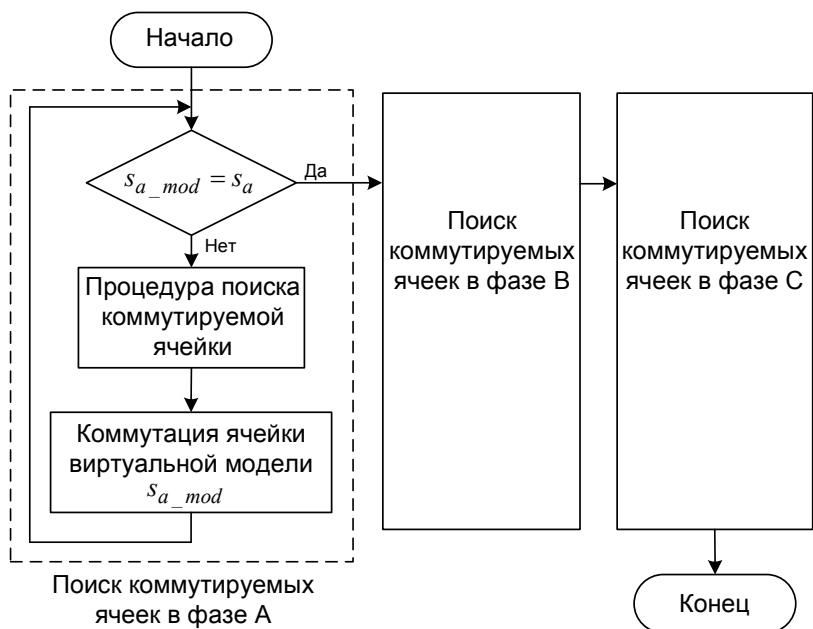


Рис. 2.8. Представление алгоритма распределения коммутаций

Поиск коммутируемых ячеек и моделирование их коммутаций выполняет виртуальная модель преобразователя. *Виртуальная модель ВМППЧ* – один из основных элементов структуры векторного алгоритма ШИМ, выполняющий контроль состояний и коммутаций ячеек.

Используемые для расчёта переменные  $s_{a\_mod}$ ,  $s_{b\_mod}$  и  $s_{c\_mod}$  показывают текущие состояния ключей виртуальной модели каскадного преобразователя. Поиск коммутируемой ячейки запускается в цикле, пока не установится заданное состояние ключей  $s_a, s_b, s_c$  в соответствующей фазе:

- для фазы А –  $s_{a\_mod} = s_a$  ;
- для фазы В –  $s_{b\_mod} = s_b$  ;
- для фазы С –  $s_{c\_mod} = s_c$  .

Алгоритм поиска коммутируемой ячейки представлен в виде блок-схемы на рис. 2.9 и включает в себя:

1. Определение состояния искомой ячейки  $S_{Hxcur}$  и её состояния после коммутации  $S_{Hxfin}$  по заданному  $s_x$  и виртуальному  $s_{x\_mod}$  состояниям ключей в фазе  $x = A, B, C$  ;

2. Отбор  $N$  ячеек с текущим состоянием  $S_{Hxcur}$  из числа всех ячеек в фазе инвертора;

3. Если  $S_{Hxcur} = 0$ , то искомая ячейка переключается в состояние +1 или -1, т.е.  $S_{Hxfin} = +1/-1$ . Если  $S_{Hxcur} = +1$ , из числа  $N$  ячеек отбирают  $N_2$  ячеек с предыдущим ненулевым состоянием “-1”. Если  $S_{Hxcur} = -1$ , из числа  $N$  ячеек отбирают  $N_1$  ячеек с предыдущим ненулевым состоянием “+1”;

4. Выбор одной ячейки с минимальным счётчиком коммутаций из числа  $N$  (если  $S_{Hxfin} = 0^+/0^-$ ),  $N_1$  (если  $S_{Hxfin} = -1$ ) или  $N_2$  (если  $S_{Hxfin} = +1$ ) ячеек.

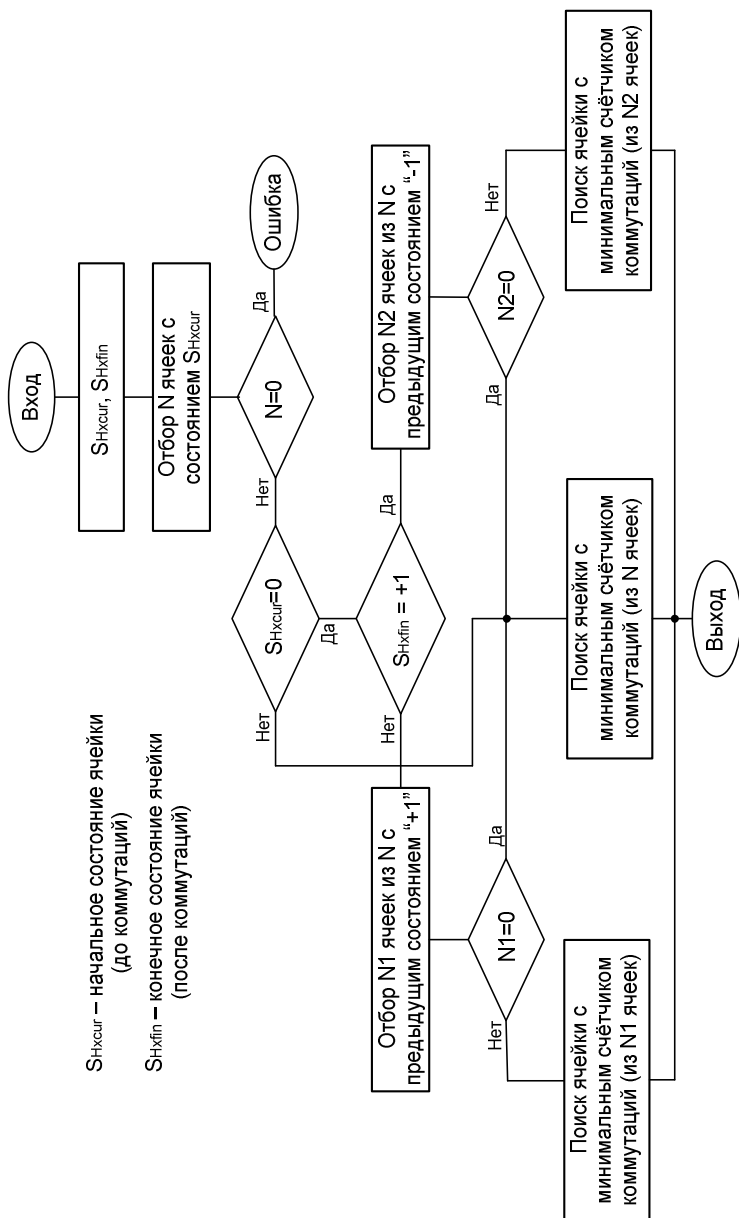


Рис.2.9. Блок-схема алгоритма поиска коммутуруемой ячейки

## 2.4. Небаланс напряжений ячеек

Небалансом напряжений применительно к многоуровневому каскадному преобразователю называется отклонение напряжений на конденсаторах в звене ячеек  $U_{dxi}$  от некоторого среднего значения. Векторный алгоритм ШИМ, определяя длительности включения векторов напряжения, изначально предполагает равенство напряжений всех ячеек и использует только среднее значение по всем ячейкам. Реальное рассогласование напряжений ячеек приводит к амплитудной и фазовой ошибкам формирования выходного вектора. Причём искажение выходного напряжения тем больше, чем больше отклонение мгновенных напряжений ячеек от их среднего значения.

Фазное напряжение многоуровневого каскадного преобразователя представляет собой сумму напряжений на конденсаторах звена ненулевых ячеек в фазе и определяется по формуле

$$U_{xg} = \sum_p U_{dxi} \cdot S_{Hxi} , \quad (2.5)$$

где  $x = A, B, C$  – фаза преобразователя;  $U_{dxi}$  – напряжение звена  $i$ -й ячейки фазы  $x$ ;  $S_{Hxi} = -1; 0; +1$  – состояние  $i$ -й ячейки фазы  $x$ .

В зависимости от степени рассогласования напряжений ячеек и глубины модуляции искажение выходного напряжения может быть существенным, поэтому разрабатываемый алгоритм управления должен учитывать реальные напряжения  $U_{dxi}$  с датчиков напряжений и использовать эти значения в процедуре компенсации.

Возможные причины небаланса напряжений ячеек можно классифицировать по двум группам. К первой группе отнесём причины конструктивного характера, которые не зависят от управления, но приводят к постоянному рассогласованию напряжений ячеек, например исполнение (параметры) многообмоточного трансформатора. Ко второй группе отнесём причины,

проявляющиеся в рабочем режиме и определяемые алгоритмом управления: потоки активной и реактивной энергии в системе «Преобразователь-Двигатель»; неравномерная нагрузка ячеек преобразователя и т.д. Следует отметить, что причины, относящиеся к первой группе, значительно в меньшей степени влияют на рассогласование напряжений, чем причины второй группы.

Подходы к компенсации небаланса напряжений ячеек отличаются для различных алгоритмов управления. Сложность компенсации небаланса для векторных алгоритмов заключается в том, что все алгоритмы компенсации должны быть реализованы на стороне главного (управляющего) контроллера. Для повышения точности компенсации управляющий контроллер должен оперировать максимально достоверной информацией по напряжениям всех ячеек. Поэтому канал связи и протокол взаимодействия центрального контроллера с контроллерами ячеек должны обеспечивать передачу актуальных значений напряжения в каждом цикле расчёта.

#### ***2.4.1. Векторное формирование ШИМ с модулем компенсации небаланса***

Структурная схема алгоритма векторного формирования ШИМ с модулем компенсации небаланса напряжений ячеек показана на рис. 2.10. Описание структуры и назначение функциональных блоков базового алгоритма векторной ШИМ подробно рассмотрено в гл. 3.

Базовая структурная схема модулятора с векторным алгоритмом ШИМ выполняет ограничение напряжения задания по реальному среднему значению напряжений ячеек

$$U_d = \left( \sum_p U_{dai} + \sum_p U_{dbi} + \sum_p U_{dci} \right) / 3p, \quad (2.6)$$

а также выбирает оптимальную последовательность векторов и определяет длительности их включения на периоде ШИМ.

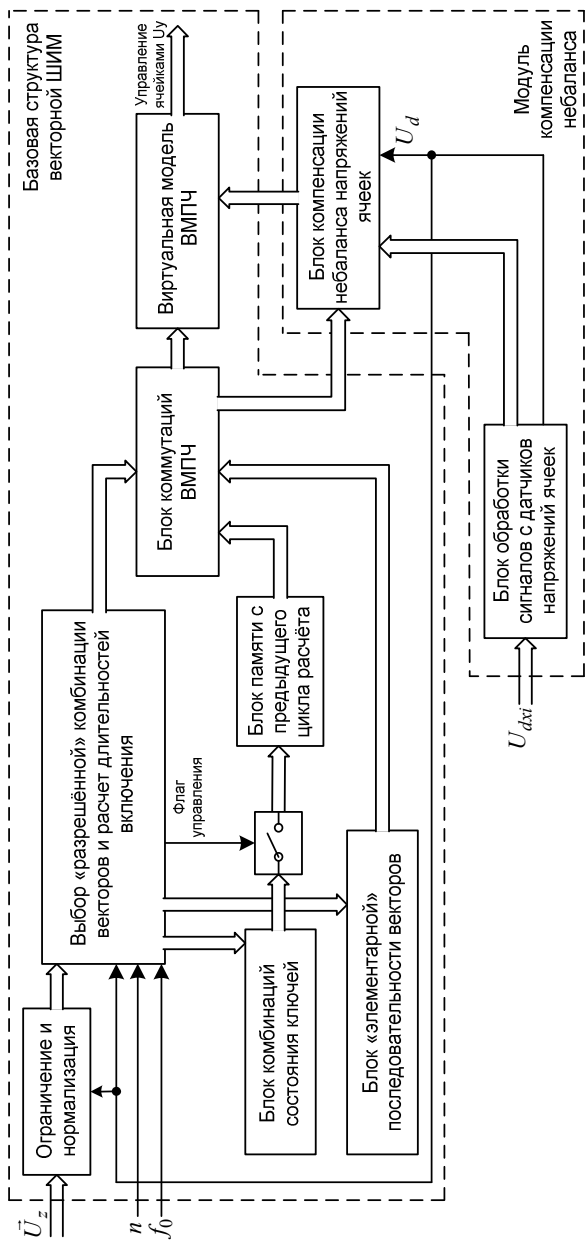


Рис. 2.10. Схема структурная модулятора с векторным алгоритмом ШИМ и модулем компенсации небаланса напряжений ячеек

Информация с датчиков напряжения в звене ячеек поступает в блок обработки сигналов и используется процедурой компенсации, реализованной в блоке компенсации небаланса напряжений ячеек. В каждом цикле расчёта управляющий контроллер получает данные с датчиков напряжения ячеек и пересчитывает среднее напряжение  $U_d$ . Текущие значения напряжения ячеек после процедуры компенсации поступают в блок виртуальной модели ВМПЧ, где используются для модельного расчёта в реальном времени фазных напряжений преобразователя.

Следует отметить, что расчёт компенсации небаланса по всем ячейкам каскадного преобразователя с векторным алгоритмом ШИМ требует значительных вычислительных ресурсов центрального управляющего контроллера: процессорное время, память для хранения и обработки данных по каждой ячейке.

#### ***2.4.2. Алгоритм компенсации небаланса напряжений***

Предлагаемый способ компенсации небаланса напряжений ячеек заключается в «косвенной» коррекции эквивалентного вектора выходного напряжения в целях минимизации отклонений по амплитуде и угловому положению. Алгоритм компенсации на основе установленной последовательности коммутации векторов напряжения и полученной информации о напряжении в звене коммутируемых за цикл ШИМ ячеек определяет требуемое допустимое смещение моментов коммутации (моментов включения векторов) относительно установленных базовым векторным алгоритмом.

Таким образом, базовый алгоритм векторной ШИМ рассчитывает относительные длительности включения векторов в каждом цикле ШИМ  $d_0, d_1, d_2$ , принимая равными  $U_d$  напряжения всех ячеек, а алгоритм компенсации смещает моменты коммутации, компенсируя отклонения от заданного вектора выходного напряжения, появившиеся вследствие небаланса напряжений ячеек. Коррекция длительностей включения должна выполняться с соблюдением следующих условий:

$$\begin{aligned}
 d'_0 &= d_0 + \Delta d_0 \geq 0, \\
 d'_1 &= d_1 + \Delta d_1 \geq 0, \\
 d'_2 &= d_2 + \Delta d_2 \geq 0, \\
 d'_0 + d'_1 + d'_2 &= 1,
 \end{aligned}
 \tag{2.7}$$

где  $\Delta d_0, \Delta d_1, \Delta d_2$  – компенсационные составляющие относительных длительностей включения векторов;  $d'_0, d'_1, d'_2$  – относительные длительности включения векторов после компенсации.

На рис. 2.11 показано возможное смещение проекций векторов, составляющих «элементарную» последовательность коммутаций  $\mathbf{V}_0 \rightarrow \mathbf{V}_1 \rightarrow \mathbf{V}_2 \rightarrow \mathbf{V}_0$ , где вектор  $\mathbf{I}$  выбран псевдонулевым вектором для треугольника I типа, вектор  $\mathbf{K}$  – псевдонулевым вектором для треугольника II типа.

Заштрихованные области показывают возможное искажение формы равносторонних треугольников I и II типа векторной диаграммы, обусловленное отклонением проекций векторов, формируемых фактическими напряжениями включенных ячеек.

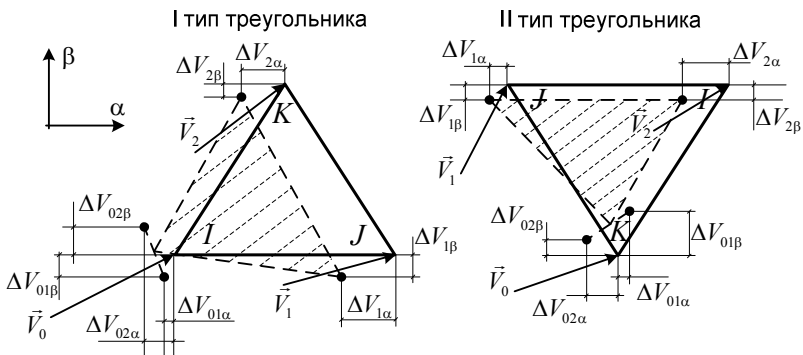


Рис. 2.11. Искажение формы треугольников векторной диаграммы при небалансе напряжений включённых ячеек

Величину смещения проекций векторов напряжений в осях  $(\alpha, \beta)$  рассчитывают по формулам

$$\begin{aligned}\Delta V_\alpha &= \frac{2}{3}s_a(U_{dc}^A - U_d) - \frac{1}{3}s_b(U_{dc}^B - U_d) - \frac{1}{3}s_c(U_{dc}^C - U_d), \\ \Delta V_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}}s_b(U_{dc}^B - U_d) - \frac{1}{\sqrt{3}}s_c(U_{dc}^C - U_d),\end{aligned}\tag{2.8}$$

где  $\Delta V_\alpha, \Delta V_\beta$  – смещение проекций векторов напряжений преобразователя, определяемое рассогласованием реальных напряжений ячеек, относительно проекций идеального равностороннего треугольника;  $U_{dc}^A, U_{dc}^B, U_{dc}^C$  – средние напряжения всех ненулевых ячеек соответственно в фазах А, В, С;  $s_a, s_b, s_c$  – состояния ключей вектора напряжения, для которого вычисляют смещение.

Средние значения напряжения ненулевых ячеек в фазах А, В и С рассчитываются по формулам

$$U_{dc}^A = \frac{\sum_{i=1}^p U_{dai} S_{Hai}}{s_a}, \quad U_{dc}^B = \frac{\sum_{i=1}^p U_{dbi} S_{Hbi}}{s_b}, \quad U_{dc}^C = \frac{\sum_{i=1}^p U_{dci} S_{Hci}}{s_c},\tag{2.9}$$

где  $S_{Hai}, S_{Hbi}, S_{Hci}$  – состояния  $i$ -й ячейки в фазе А, В и С.

Анализ формул (2.8) и (2.9) показывает, что искажение формы одного и того же треугольника векторной диаграммы зависит не только от величины напряжения включённых ячеек, выбираемых алгоритмом распределения коммутаций, но и от выбора псевдонулевого вектора с определённой комбинацией состояний ключей  $(s_a, s_b, s_c)$ .

Для векторов **I**, **J**, **K** в последовательности для треугольника I типа  $\mathbf{V}_0 \rightarrow \mathbf{V}_1 \rightarrow \mathbf{V}_2 \rightarrow \mathbf{V}_0$  в первом секторе (рис. 2.11) в табл. 2.2 показаны смещения проекций, вычисляемые по средним фазным напряжениям ненулевых ячеек и комбинациям состояний ключей.

Таблица 2.2. Смещения проекций векторов напряжения

Вектор	Смещение проекций	Средние напряжения ненулевых ячеек в фазах	Комбинация состояний ключей
<b>I</b> <sup>(1)</sup>	$\Delta V_{01\alpha}, \Delta V_{01\beta}$	$U_{dc}^A, U_{dc}^B, U_{dc}^C$	$(s_a, s_b, s_c)$
<b>J</b>	$\Delta V_{1\alpha}, \Delta V_{1\beta}$	$U_{dc1}^A, U_{dc}^B, U_{dc}^C$	$(s_a + 1, s_b, s_c)$
<b>K</b>	$\Delta V_{2\alpha}, \Delta V_{2\beta}$	$U_{dc1}^A, U_{dc1}^B, U_{dc}^C$	$(s_a + 1, s_b + 1, s_c)$
<b>I</b> <sup>(2)</sup>	$\Delta V_{02\alpha}, \Delta V_{02\beta}$	$U_{dc1}^A, U_{dc1}^B, U_{dc1}^C$	$(s_a + 1, s_b + 1, s_c + 1)$

Найдём значения компенсационной составляющей относительных длительностей включения, удовлетворяющих условию (2.7). Запишем две системы уравнений для расчёта продолжительностей включения векторов напряжения: первая – для идеального случая, когда напряжения всех ячеек равны общему среднему значению  $U_d$ , рассчитанному по формуле (2.6); вторая учитывает реальный небаланс напряжений и наличие смещений проекций образующих векторов:

$$\begin{cases} V_{0\alpha}d_0 + V_{1\alpha}d_1 + V_{2\alpha}d_2 = V_{z\alpha}, \\ V_{0\beta}d_0 + V_{1\beta}d_1 + V_{2\beta}d_2 = V_{z\beta}, \\ d_0 + d_1 + d_2 = 1; \end{cases} \quad (2.10)$$

$$\begin{cases} (V_{0\alpha} + \Delta V_{01\alpha})\frac{d'_0}{2} + (V_{1\alpha} + \Delta V_{1\alpha})d'_1 + (V_{2\alpha} + \Delta V_{2\alpha})d'_2 + \\ + (V_{0\alpha} + \Delta V_{02\alpha})\frac{d'_0}{2} = V_{z\alpha}, \\ (V_{0\beta} + \Delta V_{01\beta})\frac{d'_0}{2} + (V_{1\beta} + \Delta V_{1\beta})d'_1 + (V_{2\beta} + \Delta V_{2\beta})d'_2 + \\ + (V_{0\beta} + \Delta V_{02\beta})\frac{d'_0}{2} = V_{z\beta}, \\ d'_0 + d'_1 + d'_2 = 1, \end{cases} \quad (2.11)$$

где  $V_{z\alpha}, V_{z\beta}$  – проекции вектора заданного напряжения.

Совместное решение (2.10) и (2.11) с учётом условий (2.7), исключая произведения приращений  $\Delta V \cdot \Delta d$  в силу их малости относительно других составляющих, даёт следующее упрощенное решение для величины компенсации относительной длительности включения:

$$\begin{aligned}\Delta d_1 &= \frac{\Delta V_{r\alpha} (V_{2\beta} - V_{0\beta}) - \Delta V_{r\beta} (V_{2\alpha} - V_{0\alpha})}{(V_{2\beta} - V_{0\beta})(V_{1\alpha} - V_{0\alpha}) - (V_{2\alpha} - V_{0\alpha})(V_{1\beta} - V_{0\beta})}, \\ \Delta d_2 &= \frac{\Delta V_{r\beta} (V_{1\alpha} - V_{0\alpha}) - \Delta V_{r\alpha} (V_{1\beta} - V_{0\beta})}{(V_{2\beta} - V_{0\beta})(V_{1\alpha} - V_{0\alpha}) - (V_{2\alpha} - V_{0\alpha})(V_{1\beta} - V_{0\beta})}, \\ \Delta d_0 &= -\Delta d_1 - \Delta d_2,\end{aligned}\tag{2.12}$$

где  $\Delta V_{r\alpha} = \frac{3}{2U_d} \left( -\frac{d_0}{2} (\Delta V_{01\alpha} + \Delta V_{02\alpha}) - \Delta V_{1\alpha} d_1 - \Delta V_{2\alpha} d_2 \right)$ ,

$$\Delta V_{r\beta} = \frac{3}{2U_d} \left( -\frac{d_0}{2} (\Delta V_{01\beta} + \Delta V_{02\beta}) - \Delta V_{1\beta} d_1 - \Delta V_{2\beta} d_2 \right).$$

Подстановка в (2.12) проекций векторов  $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2$  в первом секторе векторной диаграммы определяет расчётные формулы компенсации относительной длительности векторов **I, J, K** треугольников I и II типов (рис. 2.11). В секторах со II по VI расчётные формулы аналогичны, а их соответствие формулам в первом секторе определяет табл. 2.3.

В табл.2.3 приняты следующие обозначения:

–  $\Delta d_I^I, \Delta d_J^I, \Delta d_K^I$  определяют величину компенсации соответственно для векторов **I, J, K** треугольника I типа;

–  $\Delta d_I^{II}, \Delta d_J^{II}, \Delta d_K^{II}$  определяют компенсацию для векторов **I, J, K** треугольника II типа.

Следует отметить, что предлагаемый алгоритм компенсации не использует сложных арифметико-логических операций, отнимающих значительное процессорное время, и органично взаимодействует с рассмотренной базовой структурой векторного алгоритма.

Таблица 2.3. **Формулы компенсации относительной длительности включения**

Номер сектора	Формулы для треугольника I типа	Формулы для треугольника II типа
I	$\Delta d_I^I = -V_{r\alpha} - \frac{V_{r\beta}}{\sqrt{3}}$ $\Delta d_J^I = V_{r\alpha} - \frac{V_{r\beta}}{\sqrt{3}}$ $\Delta d_K^I = \frac{2V_{r\beta}}{\sqrt{3}}$	$\Delta d_I^{II} = V_{r\alpha} + \frac{V_{r\beta}}{\sqrt{3}}$ $\Delta d_J^{II} = -V_{r\alpha} + \frac{V_{r\beta}}{\sqrt{3}}$ $\Delta d_K^{II} = -\frac{2V_{r\beta}}{\sqrt{3}}$
II	$\Delta d_I = \Delta d_K^{II}$ $\Delta d_J = \Delta d_I^{II}$ $\Delta d_K = \Delta d_J^{II}$	$\Delta d_I = \Delta d_K^I$ $\Delta d_J = \Delta d_I^I$ $\Delta d_K = \Delta d_J^I$
III	$\Delta d_I = \Delta d_J^I$ $\Delta d_J = \Delta d_K^I$ $\Delta d_K = \Delta d_I^I$	$\Delta d_I = \Delta d_J^{II}$ $\Delta d_J = \Delta d_K^{II}$ $\Delta d_K = \Delta d_I^{II}$
IV	$\Delta d_I = \Delta d_I^{II}$ $\Delta d_J = \Delta d_J^{II}$ $\Delta d_K = \Delta d_K^{II}$	$\Delta d_I = \Delta d_I^I$ $\Delta d_J = \Delta d_J^I$ $\Delta d_K = \Delta d_K^I$
V	$\Delta d_I = \Delta d_K^I$ $\Delta d_J = \Delta d_I^I$ $\Delta d_K = \Delta d_J^I$	$\Delta d_I = \Delta d_K^{II}$ $\Delta d_J = \Delta d_I^{II}$ $\Delta d_K = \Delta d_J^{II}$
VI	$\Delta d_I = \Delta d_J^{II}$ $\Delta d_J = \Delta d_K^{II}$ $\Delta d_K = \Delta d_I^{II}$	$\Delta d_I = \Delta d_J^I$ $\Delta d_J = \Delta d_K^I$ $\Delta d_K = \Delta d_I^I$

Алгоритм компенсации небаланса напряжений включает в себя следующие этапы:

1. Обработка и сохранение текущих показаний датчиков напряжений в звене ячеек, а также расчёт среднего напряжения по формуле (2.6);

2. Определение смещений для векторов последовательности коммутации за цикл ШИМ по формулам (2.8) с использованием соответствующих каждому вектору комбинаций состояний ключей;

3. Расчёт величины смещения моментов коммутаций  $\Delta d_I, \Delta d_J, \Delta d_K$  в заданном секторе по табл. 2.3 и значениям проекций  $\Delta V_{r\alpha}, \Delta V_{r\beta}$ ;

4. Определение относительных длительностей  $d'_0, d'_1, d'_2$  и проверка выполнения условий (2.7).

Если все условия (2.7) выполняются, моменты коммутаций рассчитываются по формулам

$$t_{k1} = \frac{d'_0}{2} T_0,$$

$$t_{k2} = t_{k1} + d'_1 T_s,$$

$$t_{k3} = t_{k2} + d'_2 T_s,$$

где  $t_{k1}, t_{k2}, t_{k3}$  – последовательные моменты коммутаций векторов.

Если хотя бы одно из условий (2.7) не выполняется, алгоритм компенсации входит в режим ограничения.

### ***2.4.3. Коррекция в режиме ограничения компенсации***

Ограничение компенсации возникает, когда относительные времена включения образующих векторов  $d'_0, d'_1, d'_2$  после компенсации принимают недопустимые значения, т.е. заданный вектор напряжения, лежащий в определённом треугольнике векторной диаграммы, выходит за грани этого треугольника при его деформации, обусловленной небалансом напряжений ячеек. Возможные ситуации попадания в режим ограничения компен-

сации, когда заданный вектор  $\vec{U}_z$  становится нереализуемым, т.е. выпадает за грани установленного базовым алгоритмом ШИМ треугольника, показаны на рис. 2.12.

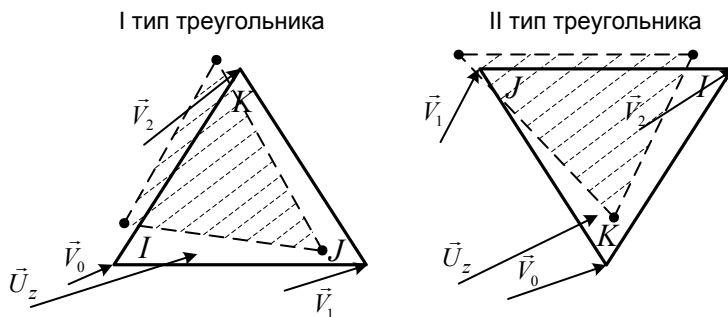


Рис. 2.12. Положение заданного вектора напряжения в режиме ограничения компенсации

В рассмотренной ситуации ограничения можно перейти на смежный треугольник, рассчитать новые значения длительностей коммутации и выполнить процедуру компенсации заново. Но и это не даст гарантию полной компенсации. Наименее затратной с вычислительной точки зрения является предлагаемая методика коррекции, допускающая в режимах ограничения отклонение модуля и положения заданного вектора.

Коррекция в режиме ограничения компенсации предполагает введение оптимальной поправки с минимальным отклонением по модулю и угловому положению вектора заданного напряжения таким образом, чтобы обеспечить его реализацию в заданной области векторной диаграммы. На рис. 2.12 приведён пример, когда вектор  $\vec{U}_z$  оказался вне реализуемой области, выделенной штрихпунктирными линиями.

Предлагаемое решение заключается в опускании перпендикуляра из вершины вектора  $\vec{U}_z$  на ближайшую грань треугольника. Точка пересечения с гранью треугольника является вершиной скорректированного реализуемого вектора  $\vec{U}'_z$ . Прин-

тип работы алгоритма в режиме ограничения компенсации поясняет рис. 2.13.

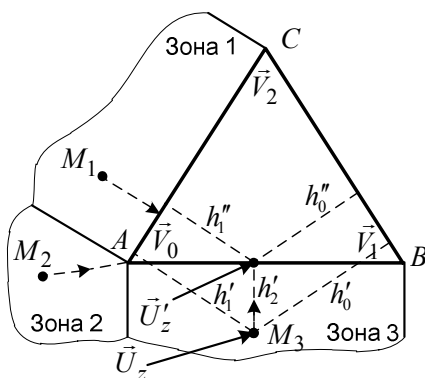


Рис. 2.13. Коррекция положения заданного вектора для треугольника I типа

На рис. 2.13 на примере треугольника I типа с псевдонулевым вектором  $\vec{V}_0$  после компенсации длительностей включения образующих векторов выделены характерные зоны расположения вектора  $\vec{U}_z$  вне области реализуемых напряжений  $\Delta ABC$ . Коррекция вектора определяется его положением в одной из выделенных зон. В зоне 1 (точка  $M_1$ , для которой  $d'_1 < 0$ ) положение векторов проецируется на грань AC, в зоне 2 (точка  $M_2$ ) – смещается в вершину A, а в зоне 3 (точка  $M_3$ , для которой  $d'_2 < 0$ ) – проецируется на грань AB. Пересчёт длительностей включения заданного и скорректированного векторов выполняются из геометрических соотношений длин перпендикуляров, опущенных из вершин этих векторов на боковые грани треугольника.

Формулы, полученные для коррекции в зоне 3 (точка  $M_3$ ):

$$\begin{aligned} d_1'' &= 1 - d_0'', \quad d_2'' = 0, \\ d_0'' &= d_0' - 0.5d_2', \end{aligned} \quad (2.13)$$

в зоне 1 (точка  $M_1$ ):

$$\begin{aligned}d_1'' &= 0, \quad d_2'' = 1 - d_0'' \\d_0'' &= d_0' - 0.5d_1',\end{aligned}\tag{2.14}$$

в зоне 2 (точка  $M_2$ ):

$$\begin{aligned}d_1'' &= 0, \quad d_2'' = 0, \\d_0'' &= 1,\end{aligned}\tag{2.15}$$

где  $d_0'', d_1'', d_2''$  – относительные длительности включения после коррекции.

Для любого другого треугольника векторной диаграммы процедура коррекции выполняется аналогично.

#### **2.4.4. Результаты моделирования**

Исследование модуля компенсации небаланса напряжений, интегрированного в структуру алгоритма векторной ШИМ, выполнялось на математической модели высоковольтного частотно-регулируемого привода (ВЧРП). Модель ВЧРП разработана в среде программирования Delphi7 и включает в себя: структуру 17-уровневого каскадного преобразователя с высоковольтным асинхронным двигателем АОД-1000-6ДУ1 номинальной мощностью 1МВт (параметры двигателя указаны в прил. 1); систему частотного управления по закону  $u/f = const$ ; модулятор с разработанными алгоритмами векторного формирования ШИМ и интегрированным модулем компенсации небаланса напряжений ячеек (рис. 2.10). Распределение постоянных напряжений по ячейкам преобразователя приведено в табл. 2.4. Частота модуляции векторной ШИМ – 2 кГц. Среднее напряжение всех ячеек составляет  $U_d = 979$  В.

Эффективность алгоритма компенсации небаланса напряжений оценивалась:

– по коэффициенту искажения модуля выходного напряжения

$$k_u = \frac{dU_{se}}{U_s} \cdot 100,$$

где  $dU_{se}$  – эффективное значение ошибки выходного напряжения по модулю;  $U_s$  – желаемое действующее значение выходного напряжения;

– по среднеквадратичному значению отклонения фазы выходного напряжения.

Таблица 2.4. Распределение напряжений по ячейкам ВМПЧ

Номер ячейки	$U_{dai}$ , В	$U_{dbi}$ , В	$U_{dci}$ , В
1	900	926	973
2	920	988	962
3	915	924	920
4	965	1033	1080
5	1050	1082	1092
6	1020	948	912
7	970	916	955
8	1040	1076	930

На рис. 2.14-2.17 показаны мгновенные значения отклонений (ошибок) выходного напряжения преобразователя по модулю  $dU_{se}$  и по фазе  $dA_{ue}$  для вариантов векторного алгоритма ШИМ с компенсацией небаланса (графики отмечены символом «●») и без компенсации в режиме холостого хода (XX) с заданием по частоте 20, 30, 40 и 50 Гц. Искажение модуля выходного напряжения и среднеквадратичное значение отклонения фазы в зависимости от частоты основной гармоники показаны на рис.2.18 и рис.2.19. Графики без алгоритма компенсации отмечены символом «▲», с компенсацией – символом «●».

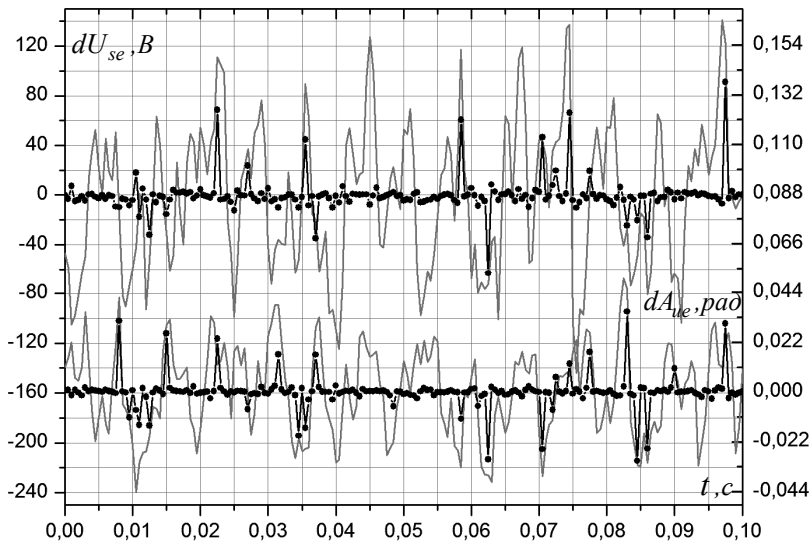


Рис. 2.14. Отклонение выходного напряжения по модулю и фазе при небалансе напряжений ячеек на частоте основной гармоники 20 Гц

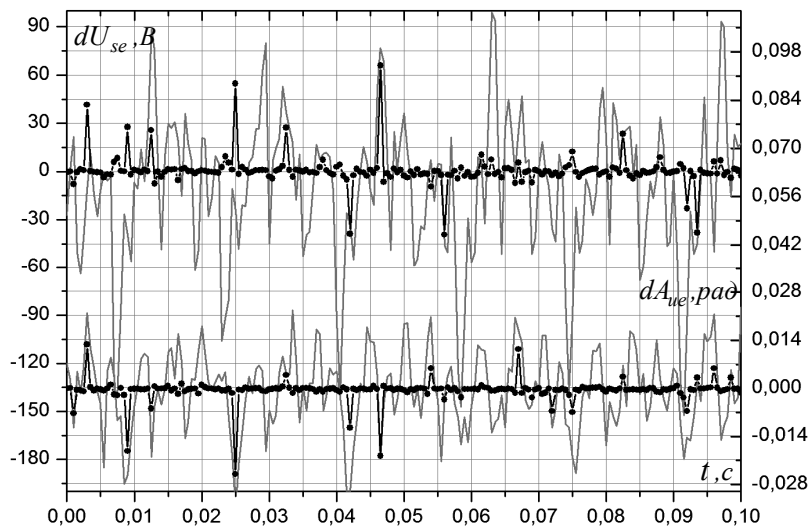


Рис. 2.15. Отклонение выходного напряжения по модулю и фазе при небалансе напряжений ячеек на частоте основной гармоники 30 Гц

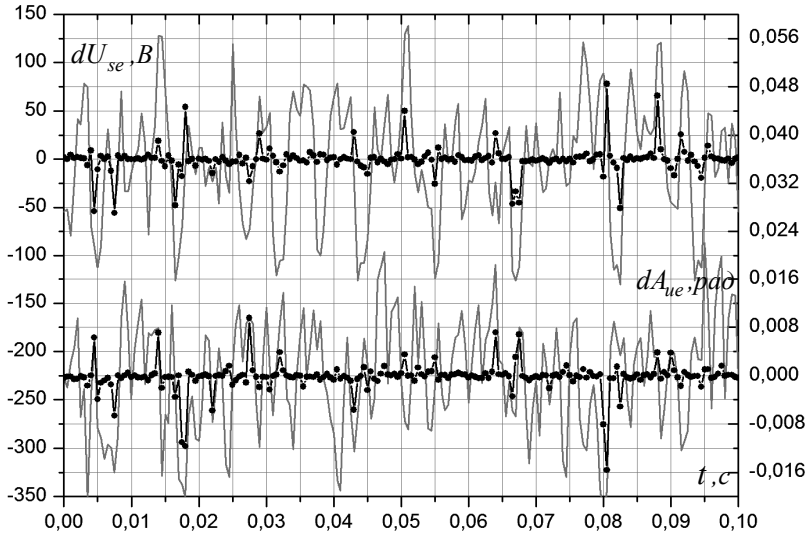


Рис. 2.16. Отклонение выходного напряжения по модулю и фазе при небалансе напряжений ячеек на частоте основной гармоники 40 Гц

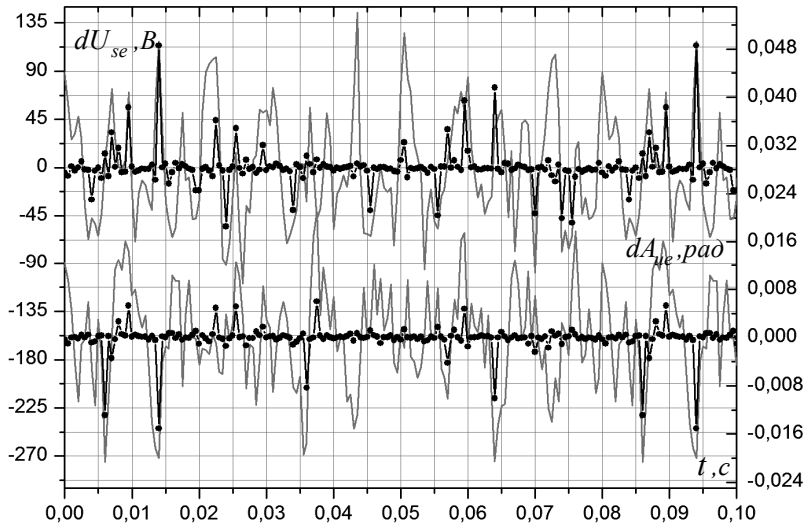


Рис. 2.17. Отклонение выходного напряжения по модулю и фазе при небалансе напряжений ячеек на частоте основной гармоники 50 Гц

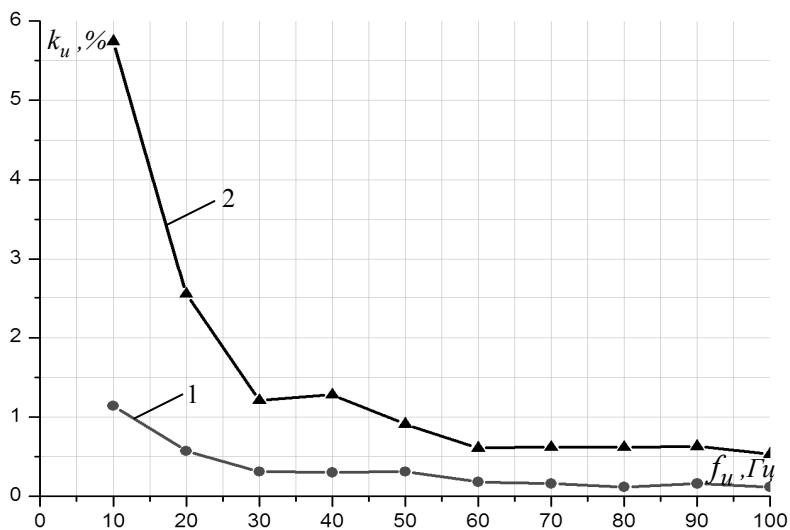


Рис. 2.18. Зависимости коэффициента искажения выходного напряжения по модулю от частоты основной гармоники: 1 – с компенсацией; 2 – без компенсации

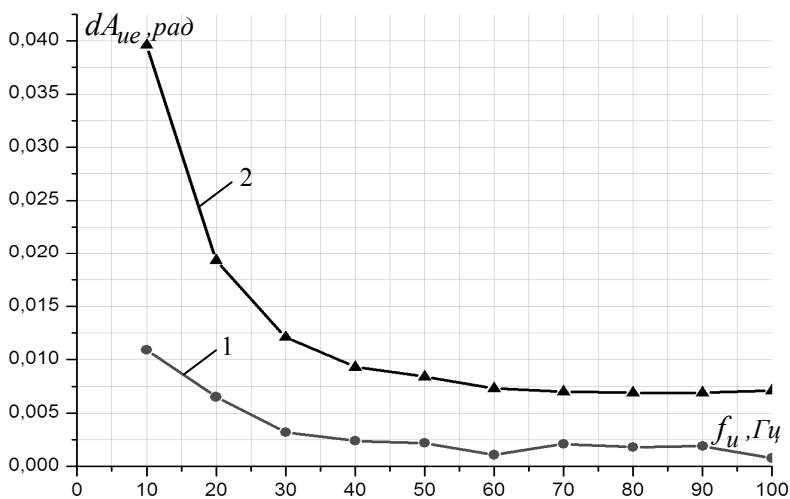


Рис. 2.19. Зависимости средневзвешенного значения ошибки выходного напряжения по фазе от частоты основной гармоники: 1 – с компенсацией; 2 – без компенсации

Всплески мгновенных значений отклонений выходного напряжения по модулю и по фазе на рис. 2.14-2.17 с компенсацией небаланса напряжений характеризуют режим ограничения, когда ошибка в рамках установленного алгоритма коммутаций не может быть полностью скомпенсирована.

Зависимости на рис. 2.18 и 2.19 показывают, что алгоритм компенсации даёт значительный эффект снижения действующего значения отклонений выходного напряжения по модулю и по фазе на 70-80 % в диапазоне основной гармоники 10...100 Гц и приведённого в табл. 2.4 распределения напряжений по ячейкам.

## **2.5. Шунтирование ячеек многоуровневого каскадного преобразователя**

Отличительной особенностью ВМПЧ каскадной топологии является модульность конструкции, позволяющая сохранить работоспособность преобразователя при выходе из строя (аварии) одного или нескольких модулей (ячеек – однофазных инверторов). Последовательное соединение однотипных по исполнению ячеек и схемотехническое решение шунтирования выхода ячейки при обнаружении срабатывания защит обеспечивает возможность вывода неисправной ячейки из работы без отключения преобразователя и прерывания технологического процесса. Таким образом, алгоритм формирования ШИМ в рабочем режиме должен успевать воспринимать информацию отключения какой-либо ячейки, пересчитывать необходимые параметры и перестраиваться в новой конфигурации системы. Режим шунтирования вышедших из строя ячеек *не является аварийным*.

Ячейку шунтируют при срабатывании следующих защит:

- недопустимое превышение или снижение напряжения в звене;
- аппаратная защита силового модуля (ключи силового модуля закрыты при получении сигнала аварии);
- превышение максимальной температуры силового модуля;
- пропадание связи с центральным контроллером.

Определим рабочие состояния силовых ячеек каскадного преобразователя:

1. *Инициализация* – начальное состояние силовой ячейки при включении питания. Выполняется процедура инициализации контроллера ячейки, по завершению которой ячейка переходит в состояние готовности к работе или шунтирования в зависимости от интегрального флага срабатывания защит.

2. *Готовность к работе* – состояние ячейки после инициализации, характеризующее готовностью микропроцессорной системы управления. Шунтирующий тиристор ячейки закрыт, а состояние силовых вентилях ячейки определяется режимом работы преобразователя.

3. *Шунтирование* – состояние после срабатывания аппаратной или программной защиты ячейки в одном из режимов её функционирования. В данном режиме все силовые вентилях ячейки закрыты, а любые команды управления игнорируются. Шунтирующий тиристор открыт.

### ***2.5.1. Режимы функционирования ячеек***

Обозначим режимы функционирования ячеек:

- рабочий режим;
- режим общей инициализации.

Схема инвертора силовой ячейки и устройства байпаса (шунтирующего тиристора) с управлением от контроллера ячейки показана на рис. 2.20.

В *рабочем режиме* центральный контроллер обрабатывает задание на формирование выходного напряжения и транслирует (в передающем канале Tx) в каждом цикле расчёта кадры управления силовыми ячейками. Контроллеры всех ячеек принимают управление, устанавливают состояния ключей силовых модулей и передают ответную посылку (в приёмном канале Rx), содержащую флаги состояния и защит, а также текущее значение напряжения в звене  $U_{dxi}$ . Частота передачи ответных кадров центральному контроллеру определяется протоколом взаимодействия.

Состояние интегрального флага срабатывания защит устанавливается контроллером ячейки и передается в управляющий контроллер. Возникновение критических ситуаций и срабатывание вышеперечисленных защит ячейки приводит к закрыванию всех ключей силового инвертора этой ячейки и последующему срабатыванию устройства байпаса (шунтирующего тиристора). Состояние флагов шунтирования передается центральному контроллеру, алгоритм управления которого выполняет перенастройку параметров с учётом отключённой аварийной ячейки.

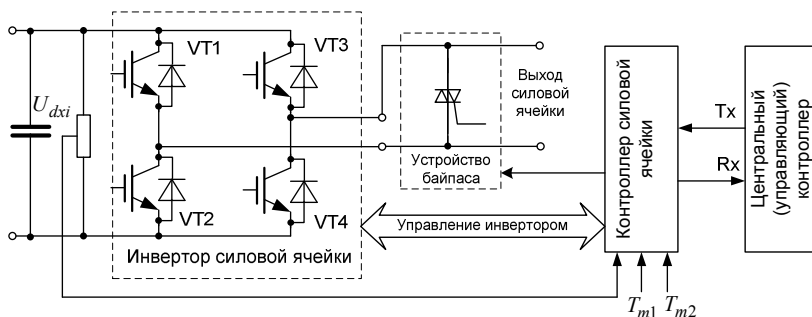


Рис. 2.20. Схема электрическая функциональная управления силовым модулем ячейки и устройством байпаса

В *режиме общей инициализации* (при прохождении процедуры начальной конфигурации и опроса ячеек) управляющий контроллер запрашивает состояния всех ячеек, прошедших инициализацию, и диагностирует полученные значения напряжения звена и температур силовых модулей. Пороговые значения срабатывания защит и передачи команды шунтирования ячейки (в режиме общей инициализации) в центральном контроллере в общем случае могут отличаться от установленных значений в ячейке.

Принудительное шунтирование ячейки по команде центрального контроллера, а также вывод ячейки из состояния шунтирования может быть выполнен только в режиме инициализации при выключенной модуляции. В рабочем режиме контроллер силовой ячейки в случае срабатывания защиты само-

стоятельно переводит ячейку в состояние шунтирования, включая устройство байпаса, и передаёт флаг аварии центральному контроллеру. Выходное напряжение в рабочем режиме формируется только ячейками, находящимися в состоянии готовности к работе.

Контроллер ячейки формирует управление инвертором и устройством байпаса, обрабатывает сигналы датчиков температуры силовых модулей  $T_{m1}, T_{m2}$  и датчика напряжения звена  $U_{dxi}$ .

### **2.5.2. Векторное формирование ШИМ с модулем шунтирования ячеек**

Модуль выходного напряжения ВМПЧ ограничивается в центральном контроллере значением

$$U_{z\max} = \frac{U_d}{\sqrt{3}}(n-1), \quad (2.16)$$

где  $U_d$  – среднеарифметическое значение напряжений в звене всех готовых к работе ячеек;  $n$  – число уровней преобразователя.

Согласно известному алгоритму шунтирования ячеек [17], отключение, например, одной ячейки в одной из фаз преобразователя приводит к дополнительному отключению по одной ячейке в двух других фазах и снижению предельного выходного напряжения с коэффициентом  $\frac{n_1-1}{n-1}$  (при постоянном напряжении  $U_d$ ), где  $n_1$  – число уровней преобразователя в новой конфигурации с учётом шунтированных ячеек. Таким образом, отключение одной ячейки в каждой фазе ( $n_1=15$ ) 17-уровневого каскадного преобразователя снижает предельное выходное напряжение на 12,5 %. Шунтирование двух ячеек ( $n_1=13$ ) в каждой фазе – на 25 % и т.д.

Предлагаемый алгоритм векторного формирования ШИМ с функцией шунтирования ячеек реализован так, что *без принудительного отключения рабочих ячеек* максимальное напряжение ограничивается предельным вектором вписанной окружности диаграммы напряжений. На рис. 2.21 – 2.24 символом «■» отмечены координаты векторов напряжений 17-уровневого преобразователя для следующих вариантов шунтирования:

- 1) одной ячейки в фазе А;
- 2) одной ячейки в фазе А и одной – в фазе В;
- 3) двух ячеек в фазе А и одной – в фазе В;
- 4) двух ячеек в фазе А и двух – в фазе В.

Во всех случаях отключаются только аварийные (вышедшие из строя) ячейки, таким образом, количество готовых к работе ячеек в каждой фазе составляет:

1)  $p_a = 7$ ,  $p_b = 8$ ,  $p_c = 8$  – для варианта шунтирования одной ячейки в фазе А;

2)  $p_a = 7$ ,  $p_b = 7$ ,  $p_c = 8$  – для варианта шунтирования одной ячейки в фазе А и одной – в фазе В;

3)  $p_a = 6$ ,  $p_b = 7$ ,  $p_c = 8$  – для варианта шунтирования двух ячеек в фазе А и одной – в фазе В;

4)  $p_a = 6$ ,  $p_b = 6$ ,  $p_c = 8$  – для варианта шунтирования двух ячеек в фазе А и двух – в фазе В.

Форма шестигранника и соответствующее максимальное значение выходного напряжения, определяемое по радиусу вписанной окружности, отличаются в зависимости от фазы и количества шунтированных в ней ячеек. Серым символом «●» показаны проекции нереализуемых векторов вследствие отключения ячеек.

Блок-схема алгоритма векторного формирования ШИМ с блоком шунтирования аварийных ячеек и блоком обработки сигналов с датчиков напряжения показана на рис. 2.25. Блок базовой структуры векторного алгоритма ШИМ, формирующий сигналы управления ячейками по заданному вектору напряжения, подробно рассмотрен в гл. 3.

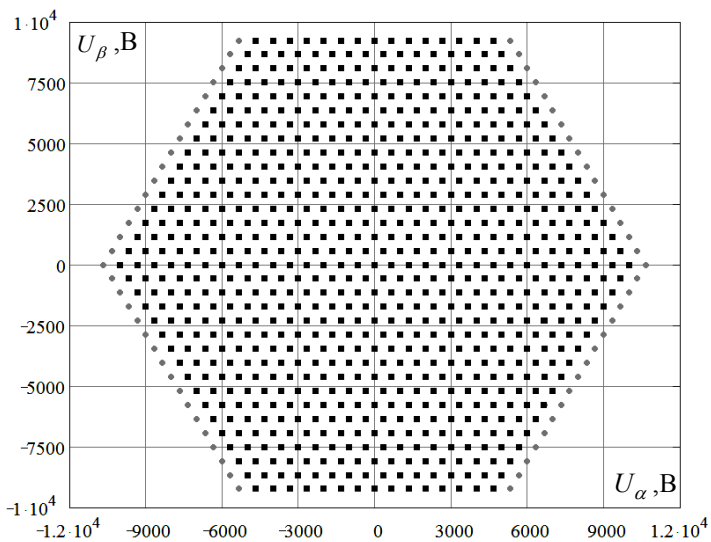


Рис. 2.21. Векторная диаграмма 17-уровневого преобразователя в режиме шунтирования одной ячейки в фазе А

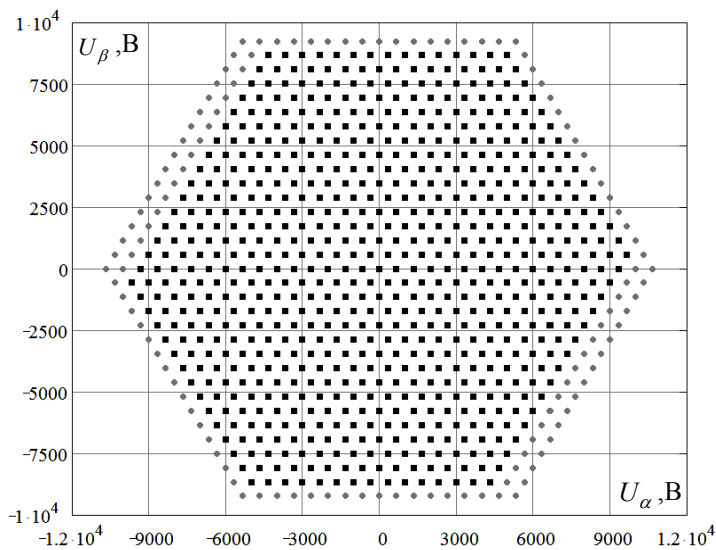


Рис. 2.22. Векторная диаграмма 17-уровневого преобразователя в режиме шунтирования одной ячейки в фазе А и одной – в фазе В

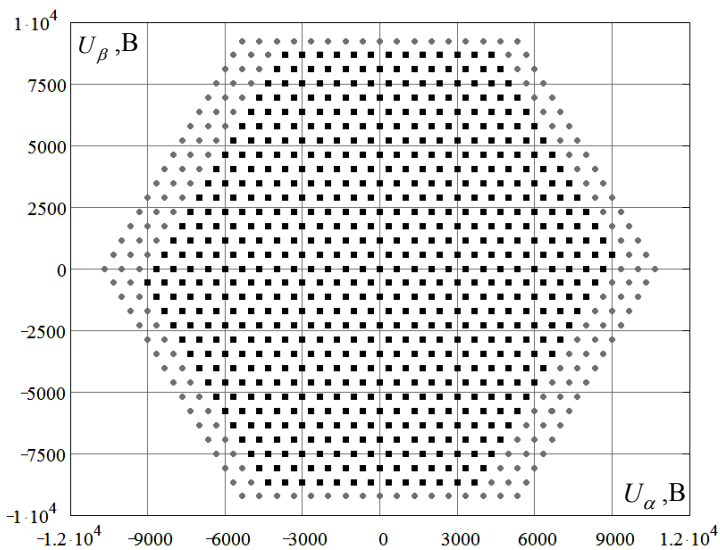


Рис. 2.23. Векторная диаграмма 17-уровневого преобразователя в режиме шунтирования двух ячеек в фазе А и одной – в фазе В

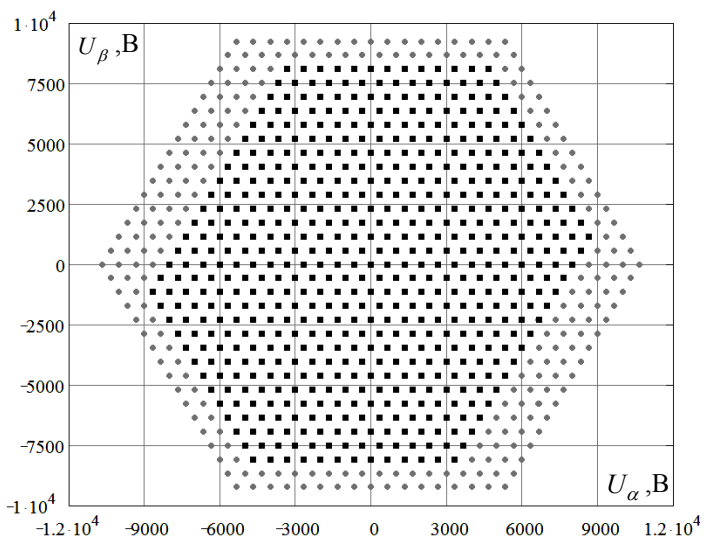


Рис. 2.24. Векторная диаграмма 17-уровневого преобразователя в режиме шунтирования двух ячеек в фазе А и двух – в фазе В

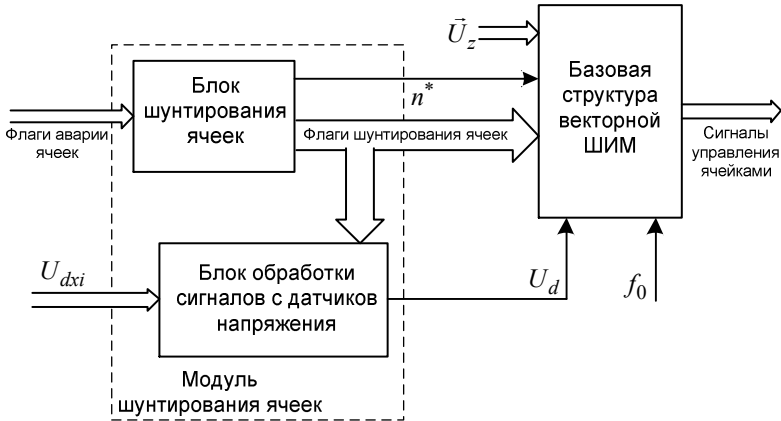


Рис. 2.25. Структурная схема модулятора с векторным формированием ШИМ и модулем шунтирования ячеек

Флаги срабатывания защит ячеек, устанавливаемые контроллерами ячеек, поступают в блок шунтирования, который подсчитывает количество отключённых ячеек в каждой фазе и соответствующее новой конфигурации число уровней  $n^*$  по формуле

$$n^* = p_{\min} + p_{\text{mid}} + 1, \quad (2.17)$$

где  $p_{\min}, p_{\text{mid}}, p_{\max}$  – минимальное, среднее и максимальное количество готовых к работе ячеек в фазах преобразователя, причём  $p_{\min} \leq p_{\text{mid}} \leq p_{\max}$ .

Блок шунтирования ячеек определяет и передаёт состояния флагов шунтирования и число уровней новой конфигурации в блок базовой структуры векторной ШИМ. Параметр  $n^*$  введён для унификации алгоритма – задание переменного в рабочем режиме числа уровней.

Для каждого из рассмотренных вариантов шунтирования ячеек 17-уровневого преобразователя значение числа уровней  $n^*$  рассчитывается по формуле (2.17):

1)  $p_{\min} = p_a = 7$ ,  $p_{mid} = p_b = 8$ ,  $p_{\max} = p_c = 8$ , число уровней  $n^* = 16$ ;

2)  $p_{\min} = p_a = 7$ ,  $p_{mid} = p_b = 7$ ,  $p_{\max} = p_c = 8$ , число уровней  $n^* = 15$ ;

3)  $p_{\min} = p_a = 6$ ,  $p_{mid} = p_b = 7$ ,  $p_{\max} = p_c = 8$ , число уровней  $n^* = 14$ ;

4)  $p_{\min} = p_a = 6$ ,  $p_{mid} = p_b = 6$ ,  $p_{\max} = p_c = 8$ , число уровней  $n^* = 13$ .

Значение числа уровней  $n^*$  в блоке базовой структуры векторной ШИМ используется в процедуре расчёта длительностей включения векторов и выбора соответствующих комбинаций состояний ключей. Флаги шунтирования ячеек управляют конфигурацией виртуальной модели ВМПЧ. Блок виртуальной модели в структуре базового алгоритма векторной ШИМ распределяет коммутации в фазе преобразователя равномерно по всем готовым к работе ячейкам (шунтированные ячейки игнорируются).

Блок обработки сигналов с датчиков напряжения выполняет функцию нормирования сигналов и расчёта среднего напряжения  $U_d$  по всем ячейкам в состоянии готовности к работе. Варианты шунтирования ячеек 17-уровневого каскадного преобразователя и соответствующие уровни снижения ограничения выходного напряжения для алгоритмов синусоидального и векторного формирования ШИМ представлены в табл. 2.5.

Алгоритм шунтирования ячеек каскадного преобразователя с синусоидальной ШИМ показывает снижение ограничения выходного напряжения на 12,5 % при срабатывании защиты в одной из ячеек. Заметим, что варианты шунтирования №1,2,3 (при последовательном отключении одной ячейки в каждой фазе) для алгоритма синусоидальной ШИМ дают один и тот же результат – снижение ограничения на 12,5 %.

Векторный алгоритм ШИМ с модулем шунтирования ячеек обладает следующими преимуществами в сравнении с синусоидальным алгоритмом ШИМ:

– отключение только вышедших из строя ячеек (дополнительного шунтирования рабочих ячеек в других фазах не требуется);

– выигрыш по напряжению на 6,25 % при условии симметрии напряжений и токов (такие комбинации шунтирования №1,4 и 7 выделены курсивом в табл. 2.5).

**Таблица 2.5. Сравнение ограничения выходного напряжения 17-уровневого преобразователя с алгоритмами ШИМ для различных вариантов шунтирования**

№	Вариант шунтирования	Снижение ограничения по напряжению, %	
		синусоидальная ШИМ	векторная ШИМ
1	<i>Шунтирование одной ячейки в фазе А</i>	87,5	93,75
2	Шунтирование по одной ячейке в фазах А и В	87,5	87,5
3	Шунтирование по одной ячейке в фазах А, В и С	87,5	87,5
4	<i>Шунтирование двух ячеек в фазе А, по одной – в фазах В и С</i>	75	81,25
5	Шунтирование двух ячеек в фазах А и В, одной – в фазе С	75	75
6	Шунтирование по две ячейке в фазах А, В и С	75	75
7	<i>Шунтирование трёх ячеек в фазе А, по две – в фазах В и С</i>	62,5	68,75

### **2.5.3. Результаты моделирования**

Исследование алгоритма шунтирования ячеек выполним на математической модели ВЧРП, включающей в себя: структуру 17-уровневого каскадного преобразователя с асинхронным двигателем АОД-1000-6ДУ1 номинальной мощностью 1 МВт (параметры двигателя приведены в прил. 1); систему частотного

управления по закону  $u/f = const$ ; модулятор с базовым алгоритмом векторной ШИМ и модулем шунтирования (рис.2.22).

Частота модуляции векторной ШИМ – 2 кГц, а напряжения всех ячеек преобразователя – 1050 В. В состав модельного эксперимента включены следующие режимы работы привода:

- холостой ход (ХХ), задание по частоте 20 Гц;
- ХХ, задание по частоте 50 Гц;
- ХХ, задание по частоте 100 Гц.

Для варианта №1 (табл. 2.5) – шунтирование одной ячейки в фазе А – на рис.2.26–2.28 представлены состояния ключей в фазах А, В и С, определяющие относительные уровни выходного фазного напряжения преобразователя в указанных режимах работы. Фазные состояния ключей для варианта №2 – шунтирование по одной ячейке в фазах А и В – показаны в тех же режимах на рис. 2.29–2.31.

В случае шунтирования одной ячейки в фазе А выходное напряжение в этой фазе ограничено относительными уровнями +7 (положительная полуволна) и -7 (отрицательная полуволна), т.е.  $s_a = -7...+7$ . Такое ограничение обусловлено количеством включённых (не шунтированных) ячеек. В фазах В и С – все ячейки в состоянии готовности к работе, т.е.  $s_b = -8...+8$  и  $s_c = -8...+8$ .

В случае шунтирования одной ячейки в фазе А и одной – в фазе В относительные уровни выходного напряжения во всех трёх фазах принимают значения в диапазоне -7...+7. Такой вариант эквивалентен варианту №3 в табл. 2.5 (шунтирование по одной ячейке во всех трёх фазах) с тем отличием, что коммутации в фазе С распределяются равномерно по всем 8 ячейкам, находящимся в состоянии готовности к работе.

Эквивалентное фазное напряжение на нагрузке (электродвигатель) показано на рис. 2.32 в режиме работы привода на частоте 100 Гц в следующих конфигурациях:

- без аварийных ячеек;
- шунтирование ячеек по варианту №1;
- шунтирование ячеек по варианту №2.

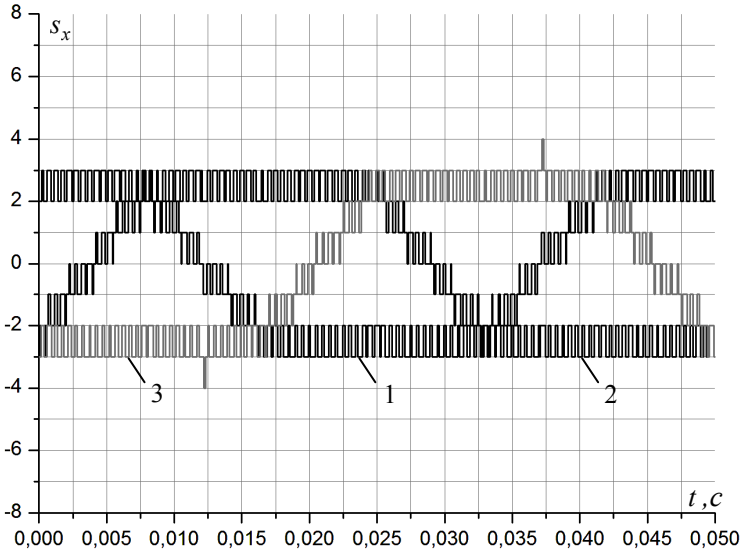


Рис. 2.26. Состояния ключей на частоте основной гармоники 20 Гц для варианта шунтирования №1: 1 – фаза А; 2 – фаза В; 3 – фаза С

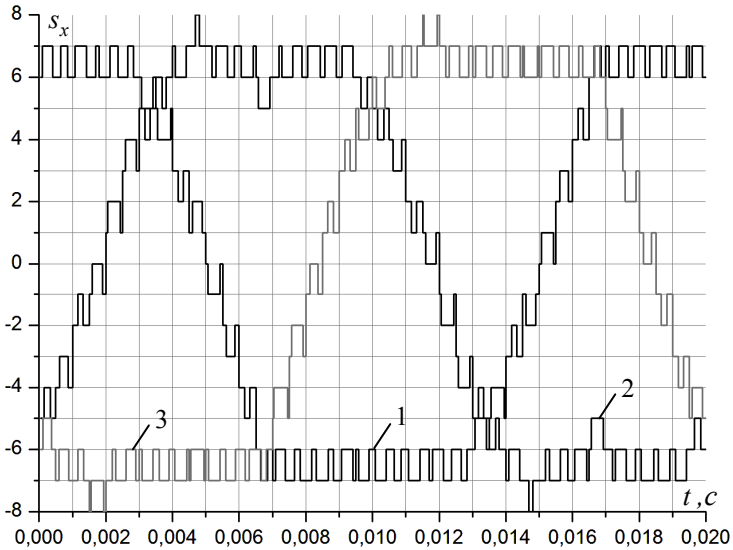


Рис. 2.27. Состояния ключей на частоте основной гармоники 50 Гц для варианта шунтирования №1: 1 – фаза А; 2 – фаза В; 3 – фаза С

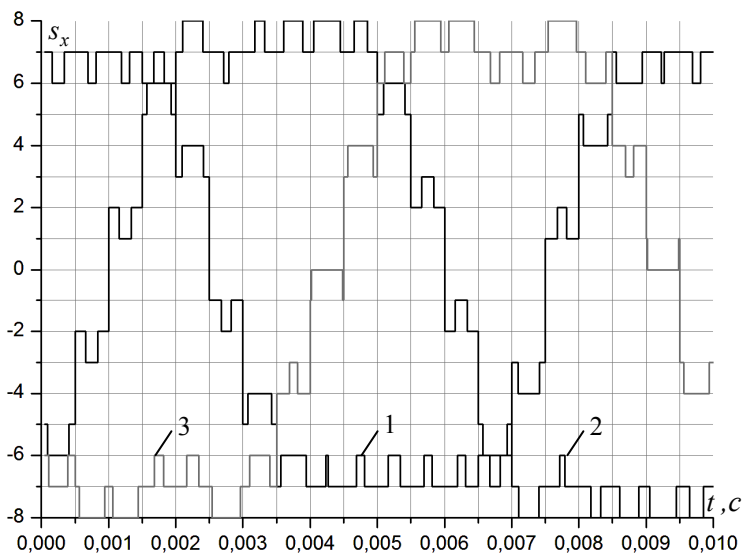


Рис.2.28. Состояния ключей на частоте основной гармоники 100 Гц для варианта шунтирования №1: 1 – фаза А; 2 – фаза В; 3 – фаза С

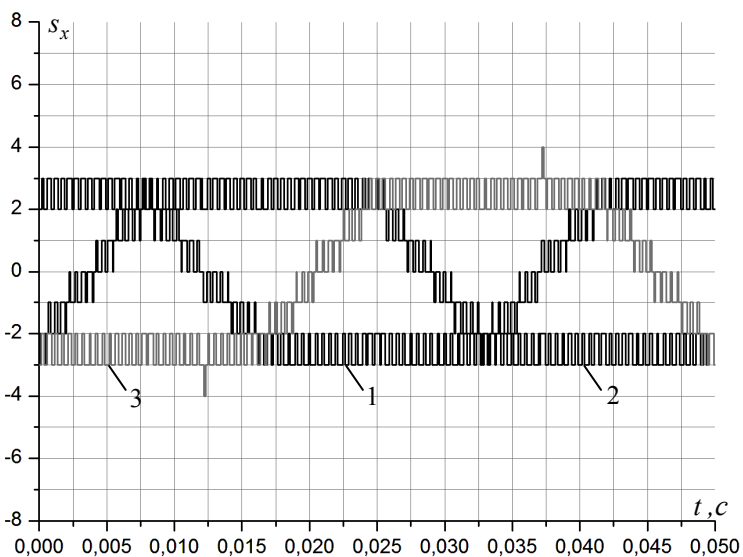


Рис. 2.29. Состояния ключей на частоте основной гармоники 20 Гц для варианта шунтирования №2: 1 – фаза А; 2 – фаза В; 3 – фаза С

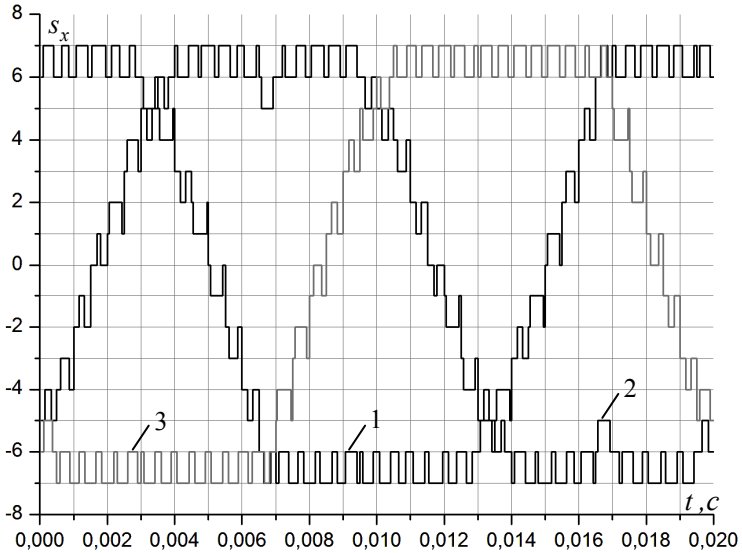


Рис. 2.30. Состояния ключей на частоте основной гармоники 50 Гц для варианта шунтирования №2: 1 – фаза А; 2 – фаза В; 3 – фаза С

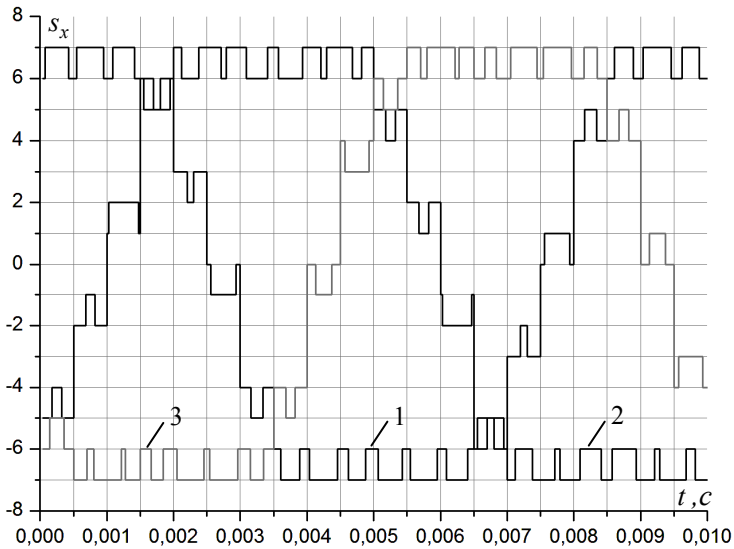


Рис.2.31. Состояния ключей на частоте основной гармоники 100 Гц для варианта шунтирования №2: 1 – фаза А; 2 – фаза В; 3 – фаза С

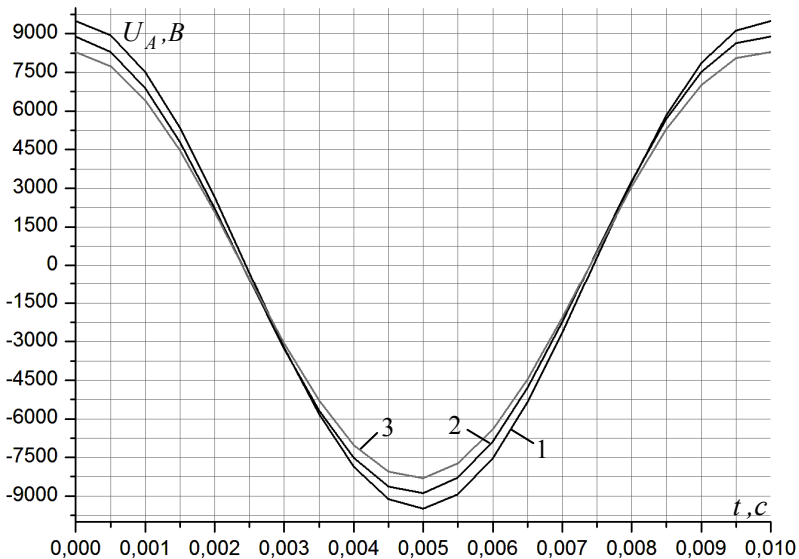


Рис. 2.32. Эквивалентное напряжение в фазе А на нагрузке в режиме работы привода на частоте основной гармоники 100 Гц: 1 – без аварийных ячеек; 2 – авария одной ячейки в фазе А; 3 – авария одной ячейки в фазе А и одной – в фазе В

Таким образом, алгоритм шунтирования ячеек позволяет сохранять работоспособность преобразователя при выходе из строя одной и более ячеек путём их отключения от цепи протекания фазных токов. Векторный алгоритм ШИМ, отслеживая все изменения в структуре преобразователя, настраивается на новую конфигурацию и формирует управление оставшимися в работе ячейками. Модульность конструкции – неоспоримое преимущество преобразователей каскадной топологии.

### 3. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ФОРМИРОВАНИЯ ШИМ МНОГОУРОВНЕВОГО КАСКАДНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

#### 3.1. Цифровая модель высоковольтного электропривода

Для сравнительного анализа алгоритмов управления необходимо разработать математическую модель, наиболее точно и адекватно описывающую процессы в 17-уровневом высоковольтном преобразователе частоты (ВПЧ) каскадной структуры. Проведение комплекса расчётных экспериментов на математической модели высоковольтного частотно-регулируемого привода (ВЧРП), включающей в себя модель структуры каскадного ВПЧ, модель высоковольтного асинхронного двигателя (АД) и модель системы управления, позволяет получить оценку и выполнить сравнительный анализ энергетических показателей системы «ВПЧ – АД» для различных алгоритмов формирования ШИМ. С этой целью разработана компьютерная модель ВЧРП с высоковольтным преобразователем (рис. 3.1).

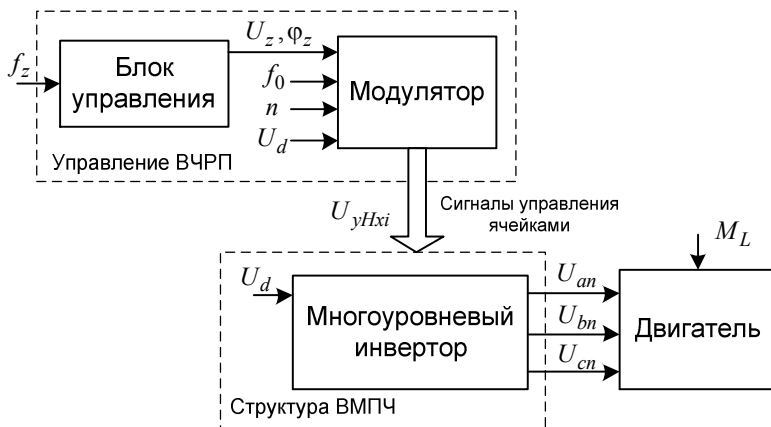


Рис. 3.1. Схема структурная математической модели ВЧРП с высоковольтным каскадным преобразователем

Модель составлена в среде Delphi7 на языке программирования Pascal и в общем случае представлена следующими блоками:

- *блок управления* – реализует статический закон u/f-регулирувания, формирует на выходе заданное напряжение, передаваемое на вход модулятора, и включает в себя блок задания закона управления с динамической коррекцией, обеспечивающей запас устойчивости во всём диапазоне регулирования [5];

- *блок модулятора* – формирует сигналы управления ячейками многоуровневого каскадного инвертора  $U_{yHxi}$  таким образом, чтобы эквивалентное напряжение на статоре двигателя равнялось заданному напряжению с блока управления;

- *блок многоуровневого инвертора* – представляет собой математическую модель физической структуры ВПЧ каскадной топологии;

- *блок двигателя* – представлен математической моделью высоковольтного приводного асинхронного двигателя, составленной по уравнениям Парка.

В каждом цикле расчёта ШИМ система управления ВЧРП (рис. 3.1) получает задание по частоте вращения двигателя  $f_z$  и в соответствии с установленным законом частотного регулирования определяет задание по напряжению  $\vec{U}_z$ , передаваемое в блок модулятора. Алгоритмы формирования ШИМ модулятора, используя в расчётах модуль  $U_z$  и фазу  $\varphi_z$  вектора заданного напряжения, частоту модуляции  $f_0$ , число уровней ВМПЧ  $n$ , определяемое количеством ячеек инвертора в каждой фазе, и среднее значение напряжения  $U_d$  в звене всех ячеек преобразователя, формируют сигналы управления силовыми ключами многоуровневого инвертора. Напряжения  $U_{an}, U_{bn}, U_{cn}$  на выходе ВПЧ каскадной структуры питают статорную обмотку высоковольтного двигателя.

Блок многоуровневого инвертора является математическим описанием каскадной топологии ВПЧ, состоящей из 8 (для 17-уровневого) или 5 (для 11-уровневого) последовательно со-

единённых ячеек в каждой фазе. В составленной модели ВЧРП на рис. 3.1 принято допущение, что выпрямленное напряжение в звене всех ячеек многоуровневого инвертора одинаково и постоянно в процессе работы.

В целях сравнительного анализа алгоритмов ШИМ модулятор математической модели ВЧРП поддерживает работу в двух режимах: синусоидальной ШИМ и векторной ШИМ.

Алгоритм синусоидальной ШИМ [14] является классическим и наиболее широко используемым алгоритмом управления преобразователями исследуемой структуры и принимается в качестве *базового* алгоритма для процедуры сравнения. Структурная схема модулятора синусоидального формирования ШИМ (рис.3.2) представлена следующими функциональными блоками:

- блок *расчёта фазных напряжений* – преобразует задание напряжения из полярной системы координат в трёхфазное напряжение  $U_A, U_B, U_C$ ;

- блок *добавления смещения* – вводит в систему трёхфазных напряжений сигнал нулевой последовательности (1/6 третьей гармоники заданного напряжения);

- блок *ограничения и нормализации* задания по напряжению;

- блок *генератора опорных сигналов* – формирует систему опорных сигналов частотой  $f_0$  с учётом фазового сдвига в каждой ячейке;

- блок *управления ячейками* – формирует сигналы управления ключами, определяя моменты коммутации в точке пересечения задания по напряжению с группой опорных сигналов; уровень задания по напряжению относительно опорных сигналов определяет состояние ячейки после коммутации.

Структурная схема модулятора компьютерной модели ВЧРП в режиме векторной ШИМ показана на рис.3.3 и представляет собой разработанный базовый алгоритм векторного формирования ШИМ, не включающий функции компенсации небаланса напряжений ячеек и шунтирования аварийных ячеек.

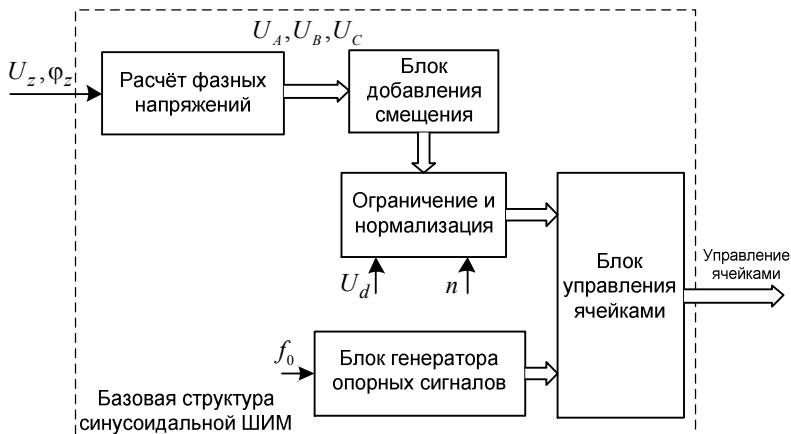


Рис. 3.2. Схема структурная модулятора в режиме синусоидального формирования ШИМ

Базовый алгоритм векторной ШИМ (рис. 3.3) представлен следующими основными этапами расчёта.

1. В блоке *ограничения и нормализации* – ограничение и нормализация модуля заданного вектора напряжения.

2. В блоке *выбора «разрешённой» комбинации и расчёта длительностей включения*:

- определение номера сектора  $S_i$ , коэффициентов  $k_1, k_2$  и номера элементарного треугольника  $\Delta_i$ ;

- расчёт длительностей включения  $t_I, t_J, t_K$  трёх образующих векторов треугольника и определение псевдонулевого вектора;

- выбор «разрешённой» комбинации векторов по типу треугольника и условию чётности коэффициента  $k_1$ .

3. В блоке *комбинаций состояний ключей* – составление комбинаций состояний ключей  $(s_a, s_b, s_c)$  векторов «разрешённой» комбинации.

4. В блоке *«элементарной» последовательности векторов*:

- составление «элементарной» последовательности векторов, включаемых за цикл ШИМ;
- определение первого включаемого вектора последовательности по критерию минимума коммутаций.

5. В блоке *коммутаций ВМПЧ* – расчёт в каждой фазе ВМПЧ моментов времени коммутации (относительно начала цикла расчёта) и соответствующие каждой коммутации состояния ключей до и после.



Рис. 3.3. Схема структурная модулятора в режиме векторного формирования ШИМ

6. В блоке *виртуальной модели ВМПЧ* – поиск и коммутация ячеек виртуальной модели. Блок виртуальной модели ВМПЧ, получая информацию обо всех коммутациях, на основе текущего состояния преобразователя (вычисленного в конце предыдущего цикла модуляции) распределяет коммутационную

нагрузку по ячейкам в фазе, выравнивая коммутационные потери, и выдаёт управление ячейкам преобразователя. Виртуальная модель полностью отражает реальную структуру преобразователя и текущие состояния всех ячеек до и после коммутации.

В качестве основного критерия для сравнения алгоритмов ШИМ принимаем *критерий энергоэффективности*, основанный на расчёте энергетических показателей и потерь мощности в системе «ВПЧ-АД». Будем рассматривать синусоидальный алгоритм ШИМ (рис. 3.2) как исходный для сравнения, а векторный алгоритм (рис. 3.3) – как *сравниваемый* с исходным алгоритмом.

Сравнение алгоритмов предлагаем выполнять по разработанной методике, включающей в себя расчёт на компьютерной модели ВЧРП (рис. 3.1) значений следующих показателей энергоэффективности:

- интегральный критерий оценки дополнительных потерь от ШИМ в обмотке статора;
- суммарные потери в силовых IGBT модулях многоуровневого инвертора;
- коэффициенты искажения синусоидальности фазного тока и напряжения АД, подключённого к выводам ВПЧ.

Определить численные значения показателей энергоэффективности для каждого из сравниваемых алгоритмов ШИМ позволяет компьютерная модель ВЧРП, задавая режим работы (частоту вращения и нагрузку АД) и анализируя потери в силовых элементах ВПЧ и асинхронном двигателе. Величина общих потерь в системе «ВПЧ-АД» определяет КПД преобразования энергии.

### 3.2. Потери мощности в системе «ВПЧ-АД»

Суммарные потери мощности в системе «ВПЧ-АД» складываются из потерь мощности в преобразователе  $P_{\Sigma CONV}$  и потерь мощности в двигателе  $P_{\Sigma MOT}$  :

$$\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{\Sigma CONV} + \Delta P_{\Sigma MOT} .$$

Для рассмотренной на рис. 3.1 структуры электропривода полные потери в ВПЧ каскадной топологии и АД определяют по следующим формулам [7,16]:

$$\Delta P_{\Sigma CONV} = \sum_k \left( \Delta P_{INV}^k + \Delta P_{REC}^k + \Delta P_{FILT}^k \right), \quad (3.1)$$

$$\Delta P_{\Sigma MOT} = \Delta P_C + \Delta P_S + \Delta P_R + \Delta P_{LL} + \Delta P_{PWM}, \quad (3.2)$$

где  $\Delta P_{INV}^k$  – потери мощности в инверторе k-й силовой ячейки (потери на проводимость и коммутационные потери полупроводниковых элементов);

$\Delta P_{REC}^k$  – потери в вентилях неуправляемого выпрямителя k-й силовой ячейки;

$\Delta P_{FILT}^k$  – потери в конденсаторах фильтра звена постоянного напряжения ячейки;

$k = 1 \dots 3p$  – индивидуальный порядковый номер ячейки каскадного преобразователя;

$\Delta P_C = \Delta P_{fw} + \Delta P_{fe}$  – потери в двигателе, включающие в себя потери трения в подшипниках, вентиляционные потери и потери в стали;

$\Delta P_S$  – тепловые потери в статорной обмотке двигателя;

$\Delta P_R$  – тепловые потери в роторной обмотке двигателя;

$\Delta P_{LL}$  – добавочные потери под нагрузкой (потери в стали и других металлических частях, вызванные током нагрузки; потери от вихревых токов, вызванные пульсациями потока);

$\Delta P_{PWM}$  – добавочные потери в двигателе от ШИМ-управления.

Задача сравнения энергоэффективности различных алгоритмов ШИМ заключается в оценке и сравнительном анализе зависимых от выбора алгоритма и частоты ШИМ потерь мощности в системе «ВПЧ-АД» в одинаковых режимах работы. Функциональная схема силовой ячейки каскадного инвертора показана на рис. 3.4.

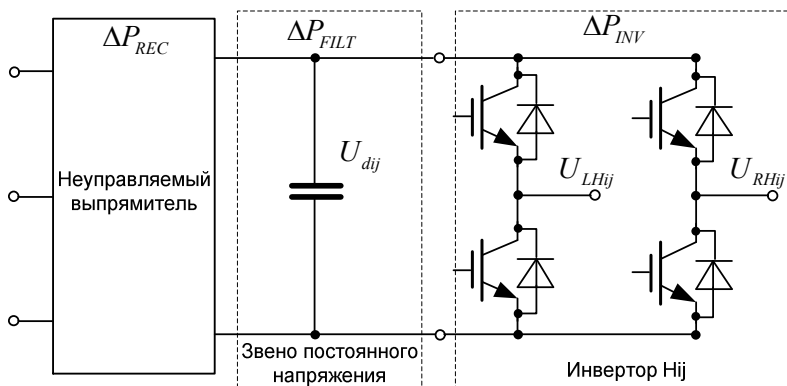


Рис. 3.4. Схема электрическая функциональная силового канала ячейки каскадного преобразователя с указанием потерь мощности в соответствующих элементах

Полные потери мощности в ячейке составляют сумму потерь в неуправляемом выпрямителе  $\Delta P_{REC}$ , потерь в конденсаторах звена постоянного напряжения  $\Delta P_{FILT}$  и потерь в инверторе  $\Delta P_{INV}$ . Потери в системе питания ячейки  $\Delta P_{REC} + \Delta P_{FILT}$  зависят от потребляемой этой ячейкой мощности и определяются режимом работы АД и КПД инвертора ячейки. Для сравниваемых алгоритмов синусоидальной и векторной ШИМ справедливо отметить, что потребляемая АД мощность равномерно распределяется по ячейкам в фазах преобразователя. При этом уменьшение потерь в инверторах ячеек при равной потребляемой АД мощности даёт эффект снижения зависящих от нагрузки потерь в системе питания.

Таким образом, для сравнения энергетики каскадного преобразователя с различными алгоритмами ШИМ достаточно оценить составляющую полных потерь в инверторах ячеек, включающую в себя коммутационные потери и потери на проводимость. Формула (3.1) для расчёта потерь в преобразователе принимает вид

$$\Delta P_{\Sigma CONV} = \sum_{k=1}^{3p} \Delta P_{INV}^k, \quad (3.3)$$

где  $\Delta P_{INV}^k$  – полные потери мощности в инверторе k-й ячейки.

Сравнение энергетики асинхронного двигателя в одинаковых режимах работы, но с разными алгоритмами ШИМ, заключается в оценке коммутационной составляющей потерь  $\Delta P_{PIM}$ , т.е. дополнительных потерь в АД от ШИМ:

$$\Delta P_{\Sigma MOT} = \Delta P_{PIM}. \quad (3.4)$$

### 3.2.1. *Дополнительные потери от высших гармоник*

В асинхронном двигателе, питаемом от преобразователя напряжения, кроме *основных* потерь (потерь в обмотках, потерь в стали, механических потерь), определяемых конструкцией, режимом и условиями работы двигателя, возникают *дополнительные* потери, обусловленные коммутациями в преобразователе. Дополнительные потери включают [6]:

- потери в обмотках двигателя;
- потери в стали.

Суммарные дополнительные потери не зависят от нагрузки, но уменьшаются с увеличением частоты коммутации, что обусловлено снижением на высоких частотах пульсаций тока обмоток двигателя. Дополнительные потери в стали обычно принимают постоянными и не зависящими от частоты коммутаций [6]. Дополнительные потери в большей степени зависят от типа преобразователя (инвертор тока или напряжения с различной частотой коммутаций) и двигателя (тип обмотки, геометрия паза).

Оценка дополнительных потерь от высших гармоник является сложной задачей, требующей индивидуального подхода. Влияние высших гармоник на двигатель для каждого алгоритма ШИМ можно оценить, анализируя гармонический спектр выходного напряжения и тока инвертора.

### 3.2.2. Критерий оценки дополнительных потерь в обмотках двигателя

Одним из основных показателей энергоэффективности ШИМ является *критерий дополнительных активных потерь* в обмотках статора и ротора от коммутационной составляющей ШИМ. Предложенная в [4] процедура вычисления дополнительных потерь представляет собой усреднение на периоде расчёта, кратном периоду основной гармоники  $T_1$ , значения квадрата токовой ошибки  $\Delta I(t) = I_z(t) - I(t)$ , где  $I_z(t)$ ,  $I(t)$  – заданное и фактическое значения выходного тока инвертора напряжения. Сравнение алгоритмов ШИМ по критерию дополнительных потерь в системе «ВПЧ-АД» следует выполнять после приведения к одинаковому числу коммутаций инвертора, оценивая таким образом дополнительные потери в двигателе при условии равенства потерь в силовых модулях преобразователя.

Формула для расчёта критерия имеет вид

$$J = \frac{1}{nT_k} \sum_0^n \int_0^{T_k} [\Delta I(t)]^2 dt, \quad (3.5)$$

где  $n = \text{round}((mT_1)/T_k)$ ,  $m = 1, 2, \dots$ ;  $T_k$  – период цикла ШИМ;  $T_1$  – период основной гармоники выходного напряжения.

Учитывая фактор неравномерности числа коммутаций алгоритма векторной ШИМ по сравнению с синусоидальным алгоритмом ШИМ, период  $T_k$  сравниваемого векторного алгоритма рассчитывается через отношение числа коммутаций на базовой частоте модуляции  $f_{kb} = 1/T_{kb}$  за период  $nT_{kb}$ :

$$T_k = \frac{N_k}{N_{kb}} T_{kb},$$

где  $N_k$ ,  $N_{kb}$  – число коммутаций сравниваемого и исходного алгоритмов ШИМ за период  $nT_{kb}$  расчёта критерия.

Абсолютная величина дополнительных потерь от ШИМ в обмотках статора и ротора двигателя получается умножением значения критерия  $J$  на величину сопротивления обмотки:

$$\Delta P_{SPWM} = \frac{3}{2} J_s R_s,$$

$$\Delta P_{RPWM} = \frac{3}{2} J_r R_r,$$

где  $R_s, R_r$  – активные сопротивления фаз обмоток статора и ротора соответственно.

Значение критерия дополнительных потерь от ШИМ можно получить разложением на гармонические составляющие кривой модуля тока статора или ротора на периоде, кратном периоду основной гармоники. Полученная дискретным преобразованием Фурье (ДПФ) постоянная составляющая тока соответствует заданному значению, а сумма квадратов действующих значений высших гармоник (включая основную гармонику) численно равна квадрату действующего значения токовой ошибки и определяет значение критерия дополнительных потерь, представленного формулой (3.5).

Выражение для расчёта критерия разложением в ряд Фурье принимает вид

$$J = \sum_{k=1}^n I_k^2, \quad (3.6)$$

где  $I_k$  – действующее значение  $k$ -й гармоники тока.

Оценка дополнительных потерь от ШИМ на компьютерной модели ВЧРП в различных режимах работы привода показывает достаточно хорошую сходимость результатов расчёта по формулам (3.5) и (3.6), относительная погрешность которых составляет не более 8 %.

Следует учитывать, что расчёт критерия по формуле (3.6) требует предварительного разложения кривой модуля тока ста-

тора или ротора в дискретный ряд Фурье, нахождения действующего значения каждой гармоники и их последующего суммирования. Поэтому менее затратным с точки зрения вычислительных ресурсов считается методика расчета критерия дополнительных потерь от ШИМ по формуле (3.5), которая предполагает известным заданное значение выходного тока.

### 3.2.3. Потери в силовых IGBT модулях

Потери в IGBT модуле составляют общие потери в полупроводниковых элементах, выделяемые в виде тепловой энергии и определяющие температурный режим работы модуля. Потери в силовом модуле классифицируются по группам.

1. Потери в транзисторе:

– коммутационные потери (потери включения и выключения);

– потери проводимости.

2. Потери в обратном диоде:

– коммутационные потери (потери обратного восстановления);

– потери проводимости.

Выражение для вычисления средней рассеиваемой мощности силового IGBT модуля на периоде  $T$  выходного тока принимает вид

$$\Delta P_{MOD} = \frac{1}{T} \left( \sum_{i=1}^{N_{IGBT}} W_{COND\_IGBT}^i + \sum_{i=1}^{N_{VD}} W_{COND\_VD}^i + \sum_{k=1}^{n_{SW}} W_{SW}^k \right), \quad (3.7)$$

где  $W_{COND\_IGBT}^i$ ,  $W_{COND\_VD}^i$  – потери энергии на проводимость  $i$ -го транзистора и обратного диода соответственно;  $N_{IGBT}$ ,  $N_{VD}$  – количество транзисторов и обратных диодов силового модуля;  $W_{SW}^k$  – коммутационные потери в силовом модуле на  $k$ -й коммутации за период расчёта;  $n_{sw}$  – число коммутаций за период  $T$ .

Расчёт потерь силового модуля необходим для анализа температур нагрева (на основе виртуальной тепловой модели) полупроводниковых кристаллов, температур подложки и теплоотвода в заданных режимах работы и условиях эксплуатации. Тепловое моделирование решает следующие задачи:

- оптимальный выбор силового ключа и системы охлаждения;
- достижение максимальной технической и экономической эффективности;
- оценка запаса надёжности в предельных режимах.

Потери проводимости рассчитывают по выходной характеристике диода или транзистора, а коммутационные потери – по зависимости энергии потерь на коммутацию транзистора или обратного восстановления диода от тока. Все параметры и характеристики, необходимые для расчёта потерь, приведены в спецификации на конкретный IGBT модуль.

Формулы энергий потерь силовых элементов на периоде  $T$  выходного тока имеют вид [5,29]

$$W_{COND\_IGBT} = \sum_T ((V_{CE0} + r_{CE} \cdot I) \cdot I \cdot \Delta t),$$

$$W_{COND\_VD} = \sum_T ((V_{F0} + r_F \cdot I) \cdot I \cdot \Delta t),$$

$$W_{SW} = W_{SW\_IGBT} + W_{SW\_VD},$$

$$W_{SW\_IGBT} = (W_{ON\_IGBT}(I_{nom}, U_{nom}) + W_{OFF\_IGBT}(I_{nom}, U_{nom})) \frac{I}{I_{nom}} \frac{U_d}{U_{nom}},$$

$$W_{SW\_VD} = W_{REC\_VD}(I_{nom}) \cdot \frac{I}{I_{nom}} \frac{U_d}{U_{nom}},$$

где  $V_{CE0}, r_{CE}$  – параметры выходной характеристики IGBT транзистора;

$V_{F0}, r_F$  – параметры выходной характеристики обратного диода;

$I$  – мгновенный ток через транзистор или обратный диод в момент коммутации или за время  $\Delta t$  расчёта потерь;

$U_d$  – постоянное входное напряжение модуля;

$\Delta t$  – интервал расчёта потерь проводимости, на котором ток через транзистор или обратный диод принимают постоянным;

$I_{nom}, U_{nom}$  – номинальные значения тока и напряжения, для которых определены коммутационные энергии потерь;

$W_{ON\_IGBT}, W_{OFF\_IGBT}$  – энергии потерь отпирания и запираания IGBT транзистора;

$W_{REC\_VD}$  – энергии потерь обратного восстановления диода.

Коммутационная составляющая энергии потерь рассчитывается в каждый момент переключения силовых ключей как сумма энергии коммутируемого под током транзистора  $W_{SW\_IGBT}$  и энергии обратного восстановления запираемого диода  $W_{SW\_VD}$ .

Потери энергии на проводимость получают на периоде  $T$  выходного тока, суммируя энергии потерь всех транзисторов  $W_{COND\_IGBT}$  и обратных диодов  $W_{COND\_VD}$  силового модуля.

Средние значения потерь мощности на коммутацию и проводимость силовых элементов IGBT модуля для синусоидального режима модуляции можно оценить по формулам [16]

$$\Delta P_{COND\_IGBT} = \frac{1}{2} \left( V_{CE0} \frac{I_m}{\pi} + r_{CE} \frac{I_m^2}{4} \right) + m \cdot \cos \varphi \left( V_{CE0} \frac{I_m}{8} + r_{CE} \frac{I_m^2}{3\pi} \right);$$

$$\Delta P_{COND\_VD} = \frac{1}{2} \left( V_{F0} \frac{I_m}{\pi} + r_F \frac{I_m^2}{4} \right) - m \cdot \cos \varphi \left( V_{F0} \frac{I_m}{8} + r_F \frac{I_m^2}{3\pi} \right);$$

$$\Delta P_{SW\_IGBT} = \frac{1}{\pi} f_{sw} \left( W_{ON\_IGBT} (I_{nom}, U_{nom}) + W_{OFF\_IGBT} (I_{nom}, U_{nom}) \right) \times \frac{I}{I_{nom}} \frac{U_d}{U_{nom}};$$

$$\Delta P_{SW\_VD} = \frac{1}{\pi} f_{sw} \cdot W_{REC\_VD} (I_{nom}) \cdot \left( 0.45 \frac{I_m}{I_{nom}} + 0.55 \right) \frac{U_d}{U_{nom}},$$

где  $I_m$  – амплитуда тока основной гармоники;  $m$  – глубина модуляции;  $\cos \varphi$  – коэффициент мощности;  $f_{sw}$  – частота коммутации.

Формулы для расчёта потерь показывают, что коммутационные потери пропорциональны частоте коммутации при заданном токе и напряжении, а потери проводимости считают пропорциональными квадрату тока. Таким образом, в задаче сравнения алгоритмов ШИМ по критерию потерь в преобразователе решающим фактором может стать коммутационная составляющая общих потерь, т.е. частота коммутации.

Тепловое моделирование и расчёт рассеиваемой мощности силового IGBT модуля SEMiX252GB176HDs выполнены с использованием программы SEMISEL, распространяемой производителем силовых модулей SEMIKRON. В табл. 3.1 приведены результаты моделирования в программе SEMISEL. Результаты расчёта на математической модели ВЧРП (рис. 3.1) с алгоритмом синусоидальной ШИМ приведены в табл. 3.2.

Таблица 3.1. Результаты расчёта потерь в программе SEMISEL

Режим работы		Программа SEMISEL			
$f_u$ , Гц	$f_0$ , кГц	$\Delta P_{COND\_IGBT}$ , Вт	$\Delta P_{COND\_VD}$ , Вт	$\Delta P_{SW\_IGBT}$ , Вт	$\Delta P_{SW\_VD}$ , Вт
20	2	32	14	22	7
50	2	43	5	22	7
100	2	41	3	21	7
20	4	31	14	44	15
50	4	44	5	45	15
100	4	39	3	41	14

В табл. 3.1 и табл. 3.2 режим работы задаётся следующими параметрами:

- $f_u$  – частота основной гармоники тока и напряжения;
- $f_0$  – частота ШИМ.

Таблица 3.2. Результаты расчёта потерь на математической модели ВЧРП в среде программирования Delphi7

Режим работы		Модель в Delphi	
$f_u$ , Гц	$f_0$ , кГц	$\Delta P_{\Sigma SW}$ , Вт	$\Delta P_{\Sigma COND}$ , Вт
20	2	29,9	45,8
50	2	30,3	48,5
100	2	27,8	42,3
20	4	59,8	45,8
50	4	59,8	48,4
100	4	54,3	42,1

Учитывая, что результатами моделирования в Delphi являются  $\Delta P_{\Sigma SW}$  и  $\Delta P_{\Sigma COND}$  – средние мощности потерь соответственно на коммутацию и проводимость транзистора и обратного диода ячейки преобразователя, а в расчёте по программе SEMISEL эти же потери приведены по отдельности для транзистора ( $\Delta P_{SW\_IGBT}$ ,  $\Delta P_{COND\_IGBT}$ ) и обратного диода ( $\Delta P_{SW\_VD}$ ,  $\Delta P_{COND\_VD}$ ), анализ результатов по обоим моделям показывает их достаточно высокую сходимость.

### 3.3. Коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения

Зависимости мощности общих потерь в преобразователе  $\Delta P_{\Sigma CONV}$  и дополнительных потерь в двигателе  $\Delta P_{PWM}$  от частоты модуляции позволяют найти оптимальный режим, в котором суммарные потери, определяемые частотой коммутации, минимальны. Уменьшение частоты модуляции снижает коммутационную составляющую потерь в преобразователе, но повышает дополнительные потери в двигателе, зависящие от содержания высших гармоник в токах статора и ротора. Нормативным показателем качества электроэнергии (ПКЭ), определяющим отношение высших гармонических составляющих к основной гар-

монике, является *коэффициент искажения синусоидальности* кривой фазного или линейного напряжения, вычисляемый по формуле [8]

$$K_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^k U_n^2}}{U_1} \cdot 100, \quad (3.8)$$

где  $U_1$  – действующее значение линейного или фазного напряжения основной частоты;  $U_n$  – действующее значение  $n$ -й гармоники кривой напряжения;  $k = 40$  – предельный номер кратной гармоники напряжения.

Стандартом установлены нормально и предельно допустимые значения коэффициента искажения синусоидальности. Выходить за предельно допустимые значения не разрешается, а превышение нормально допустимых значений ограничивается их общей длительностью не более 5 % от установленного расчётного периода времени. Нормально и предельно допустимые уровни коэффициента искажения синусоидальности для номинальных напряжений 6-20 кВ составляют соответственно 5 % и 8 %.

Задача поиска оптимальной частоты ШИМ решается в совокупности факторов минимизации зависящих от частоты модуляции потерь мощности в системе «ВПЧ-АД» с учетом нормально допустимого уровня коэффициента искажения синусоидальности выходного напряжения. Потери мощности, определяемые частотой модуляции и выбором алгоритма ШИМ и составляющие интегральный критерий оценки энергоэффективности алгоритма, включают в себя:

– суммарные потери мощности в преобразователе  $\Delta P_{\Sigma CONV}$ , которые согласно формулам (3.3) и (3.7) представляют собой сумму коммутационных потерь и потерь проводимости всех IGBT модулей в составе инверторов ячеек преобразователя;

– дополнительные потери от ШИМ в обмотках статора и ротора АД  $\Delta P_{PIM}$ , определяемые по критерию (3.5).

Таким образом, предлагаемая методика сравнения энергоэффективности алгоритмов ШИМ каскадного ВПЧ сводится к получению численной оценки потерь мощности  $\Delta P_{\Sigma CONV}$  и  $\Delta P_{PIM}$  на компьютерной модели ВЧРП в одинаковых условиях и режимах работы на оптимальной для каждого из сравниваемых алгоритмов частоте модуляции.

### **3.4. Результаты моделирования. Методика поиска оптимальной частоты ШИМ**

В целях сравнения алгоритмов формирования ШИМ каскадного ВПЧ составлена компьютерная модель ВЧРП, полностью соответствующая модели, приведённой на рис. 3.1, и имеющая следующие особенности:

– модель каскадного 17-уровневого ВМПЧ не учитывает процессы в трёхфазном входном трансформаторе и подключённых к его вторичным обмоткам неуправляемых выпрямителях, а использует идеальный источник  $U_d$  в звене постоянного напряжения всех ячеек как элемент питания однофазных мостовых инверторов;

– модель составлена с учетом параметров и характеристик силового IGBT модуля ячейки SEMiX252GB176HDs фирмы SEMIKRON, выбранного при разработке опытного образца ВМПЧ;

– выходное напряжение преобразователя принимает только дискретные значения, определяемые текущей конфигурацией (числом уровней  $n$ ) и напряжением звена ячейки  $U_d$ , причём процесс переключения напряжения между уровнями идеальный, т.е. не учитываются задержки при включении и выключении транзисторов и «мёртвое» время на коммутацию верхнего и нижнего транзисторов ячейки;

– блок-схемы модуляторов, соответствующих сравниваемым алгоритмам ШИМ, показаны на рис. 3.2 и рис. 3.3;

– в модель ВЧРП включена модель асинхронного двигателя типа АОД-1000-6ДУ1 с напряжением 10 кВ и мощностью 1 МВт; паспортные данные и параметры Т-образной схемы замещения приведены в прил. 1.

Программа модельного эксперимента включает в себя задание следующих режимов работы ВЧРП:

**А)** режим на пониженной частоте – статический режим вращения вала двигателя с частотой  $\omega_r = 41,2$  рад/с и номинальной нагрузкой  $M_L = 9600$  Нм,  $f_u = 20$  Гц;

**В)** номинальный режим – статический режим вращения вала двигателя с частотой  $\omega_r = 104$  рад/с и номинальной нагрузкой  $M_L = 9600$  Нм,  $f_u = f_n = 50$  Гц;

**С)** режим на повышенной частоте – статический режим вращения вала двигателя с частотой  $\omega_r = 207,9$  рад/с и нагрузкой  $M_L = 4800$  Нм,  $f_u = 100$  Гц.

В режимах **А** и **В** частота модуляции  $f_0$  изменяется в пределах 200...6000 Гц, а в режиме **С** – в пределах 400...6000 Гц. В заданном режиме работы компьютерная модель ВЧРП позволяет получать зависимости энергетических показателей системы «ВПЧ-АД»  $\Delta P_{\Sigma CONV}$  и  $\Delta P_{PWM}$ , а также коэффициента искажения синусоидальности выходного напряжения  $K_U$  от частоты модуляции для сравниваемых алгоритмов ШИМ.

В каждом режиме определим *диапазон рабочих частот модуляции*, для которых коэффициент искажения синусоидальности  $K_U$  не превышает нормально допустимого уровня. Расчётные зависимости коэффициента искажения синусоидальности от частоты ШИМ показаны на рис. 3.5.

Здесь и далее на всех рисунках приняты следующие обозначения: символом «●» отмечены графики, соответствующие ВЧРП с модулятором векторной ШИМ, а символом «▲» – графики ВЧРП с модулятором синусоидальной ШИМ. Значения минимальных частот модуляции  $f_{0\_min}$  по требованиям нормативной документации [8] для каждого из сравниваемых algo-

ритмов определены в точке пересечения кривой  $K_U(f_0)$  уровня 0,05 и сведены в табл. 3.3.

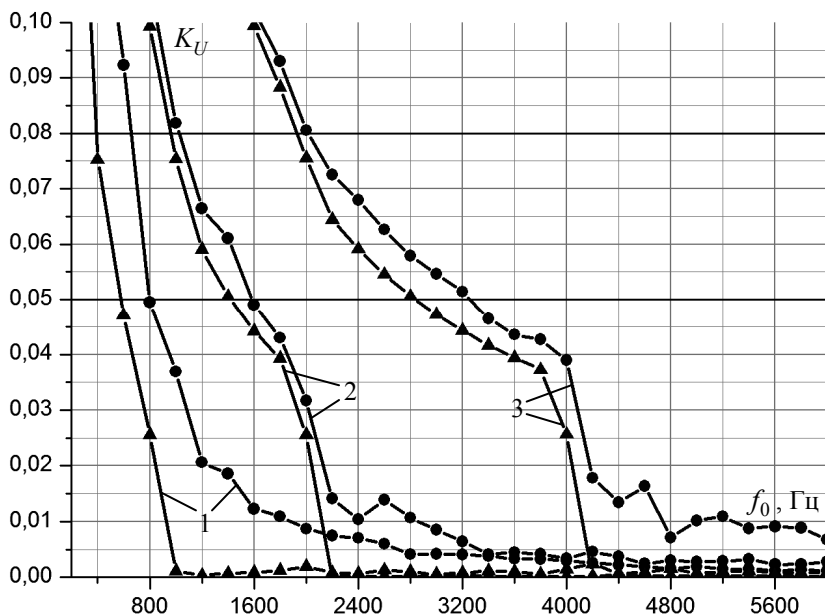


Рис. 3.5. Зависимости коэффициента искажения синусоидальности выходного напряжения от частоты модуляции: 1 – в режиме А; 2 – в режиме В; 3 – в режиме С

Следует отметить, что влияние близких к основной частоте кратных гармоник выходного напряжения в меньшей степени выражено при синусоидальном алгоритме ШИМ, т.е., в данном случае энергетический спектр смещён в область более высоких частот. Поэтому значения коэффициента  $K_U$ , определяемые по 40 первым кратным гармоникам, меньше для синусоидальной ШИМ и, начиная с определённой частоты модуляции (режим А – 1кГц, режим В – 2,2кГц, режим С – 4,2кГц), принимают практически постоянное минимальное значение. Однако анализ спектральных функций, приведённых в прил. 2 для векторного и синусоидального алгоритмов ШИМ в режимах А, В и С, пока-

зывает, что общая средняя мощность всех высших гармоник выходного напряжения по отношению к основной гармонике меньше при векторном формировании ШИМ.

Значения дополнительных потерь  $\Delta P_{SPWM}$  в обмотке статора АД, полученные на минимальной частоте ШИМ  $f_{0\_min}$  по критерию (3.5), приведены в табл. 3.3 и составляют сотые доли процента от общих потерь в двигателе.

Таблица 3.3. **Дополнительные потери от ШИМ в обмотке статора, рассчитанные на минимальной рабочей частоте модуляции**

Режим работы	Алгоритм ШИМ	$f_{0\_min}$ , Гц	$\Delta P_{SPWM}$ , Вт
Режим А	Синусоидальная ШИМ	600	0,204
	векторная ШИМ	800	0,781
Режим В	Синусоидальная ШИМ	1400	0,223
	векторная ШИМ	1600	0,235
Режим С	Синусоидальная ШИМ	2900	0,06
	векторная ШИМ	3300	0,082

Анализ потерь в системе «ВПЧ-АД» показывает, что дополнительные потери от ШИМ, входящие в состав интегрального критерия оценки энергоэффективности алгоритмов, не являются определяющими в силу их малости относительно других составляющих. Таким образом, суммарные потери в двигателе определяются режимом работы и не зависят от выбора алгоритма ШИМ. Пренебрегая малыми дополнительными потерями от ШИМ, решающим критерием в сравнительном анализе энергоэффективности алгоритмов остаётся оценка суммарных потерь мощности в преобразователе  $\Delta P_{\Sigma CONV}$ . Коммутационные потери  $\Delta P_{\Sigma SW\_INV}$  и потери проводимости  $\Delta P_{\Sigma COND\_INV}$  в силовых элементах преобразователя в зависимости от частоты модуляции для сравниваемых алгоритмов ШИМ в режимах А, В и С показаны на рис. 3.6 – 3.8.

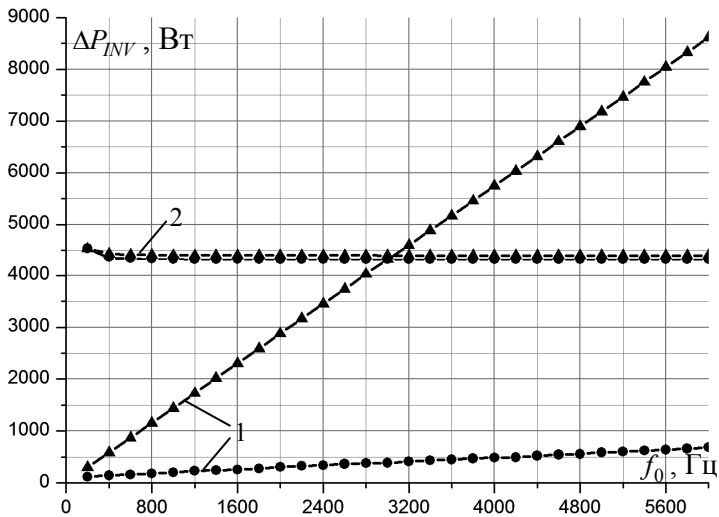


Рис. 3.6. Зависимости потерь мощности в преобразователе от частоты модуляции в режиме **A**: 1 – коммутационные потери; 2 – потери на проводимость

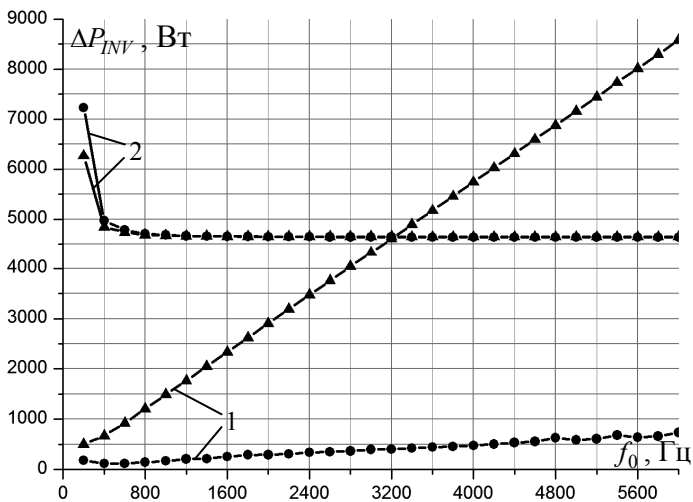


Рис. 3.7. Зависимости потерь мощности в преобразователе от частоты модуляции в режиме **B**: 1 – коммутационные потери; 2 – потери на проводимость

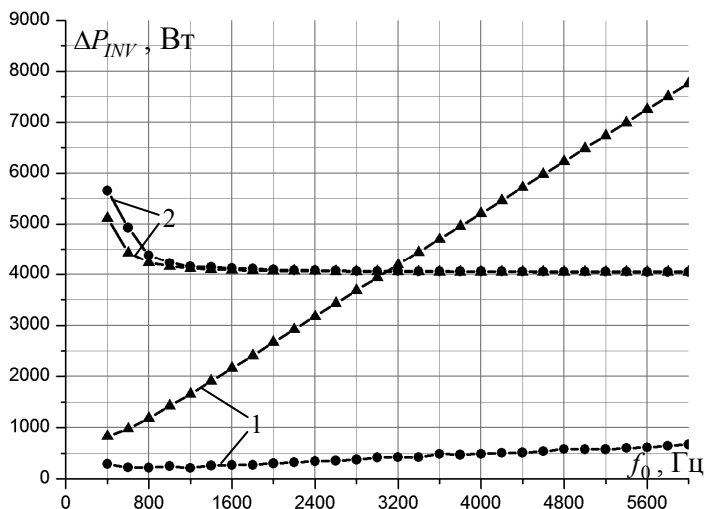


Рис. 3.8. Зависимости потерь мощности в преобразователе от частоты модуляции в режиме С: 1 – коммутационные потери; 2 – потери на проводимость

Заметим, что в рабочем диапазоне  $f_0 \geq f_{0\_min}$  потери проводимости не зависят от частоты модуляции и увеличиваются только при снижении частоты ниже минимальной. Этот эффект связан с увеличением тока статора АД (в том же режиме) при значительном искажении формы выходного напряжения преобразователя. Коммутационные потери пропорциональны частоте коммутации  $f_k$ , определяемой как  $(12p)f_0$  для алгоритма синусоидальной ШИМ и  $(6 + N_{k0})f_0$  – для алгоритма векторной ШИМ, где  $p$  – число ячеек в фазе ВМПЧ;  $N_{k0} = 0..6p$  – среднее количество дополнительных коммутаций в начале цикла ШИМ. Анализ потерь в преобразователе показывает, что при равных потерях проводимости векторный алгоритм ШИМ обеспечивает значительное снижение коммутационной составляющей потерь.

Оптимальная частота ШИМ  $f_{0\_opt}$  в рабочем диапазоне частот находится как наибольшее из значений минимальной ча-

стоты ШИМ  $f_{0\_min}$  и частоты  $f_{0\_Pmin}$ , определяющей минимум суммарных потерь в преобразователе. Зависимости суммарных потерь мощности в преобразователе от частоты модуляции для сравниваемых алгоритмов ШИМ в режимах **A**, **B** и **C** показаны на рис. 3.9.

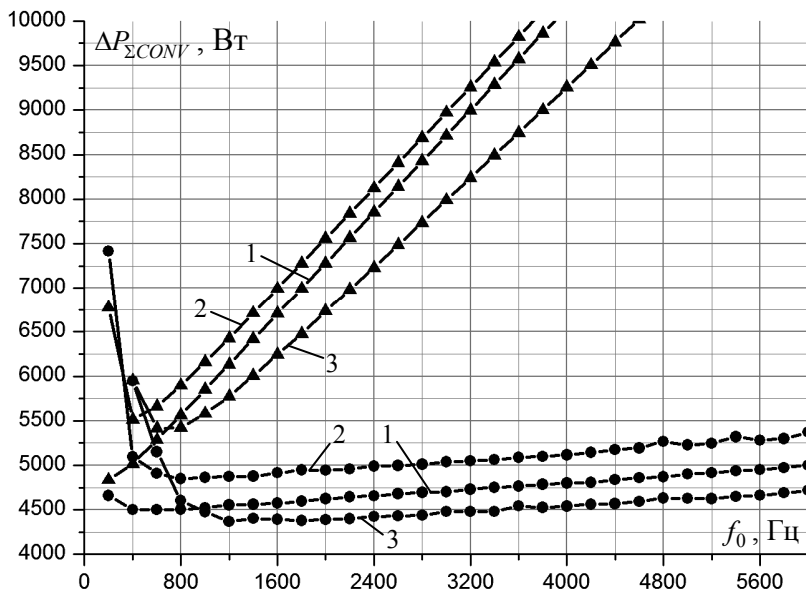


Рис.3.9. Зависимости суммарных потерь в преобразователе от частоты модуляции: 1 – в режиме **A**; 2 – в режиме **B**; 3 – в режиме **C**

Значения частот  $f_{0\_Pmin}$  соответствуют характерным точкам минимума зависимостей  $\Delta P_{\Sigma CONV}(f_0)$ . Оптимальные частоты модуляции сравниваемых алгоритмов и соответствующие им суммарные потери в преобразователе определены для каждого режима работы и сведены в табл. 3.4.

Зависимости  $f_{0\_opt}$  и  $f_{0\_Pmin}$  от частоты основной гармоники напряжения в диапазоне 10...100 Гц для сравниваемых алгоритмов ШИМ показаны на рис. 3.10.

Таблица 3.4. Оптимальная частота ШИМ алгоритмов управления

Режим работы	Алгоритм ШИМ	$f_{0\_min}$ , Гц	$f_{0\_Pmin}$ , Гц	$f_{0\_opt}$ , Гц	$\Delta P_{\Sigma CONV}$ , Вт
Режим А	Синусоидальная ШИМ	600	200	600	5287
	векторная ШИМ	800	500	800	4506,3
Режим В	Синусоидальная ШИМ	1400	400	1400	6712,2
	векторная ШИМ	1600	800	1600	4914
Режим С	Синусоидальная ШИМ	2900	700	2900	7861,3
	векторная ШИМ	3300	1200	3300	4476,6

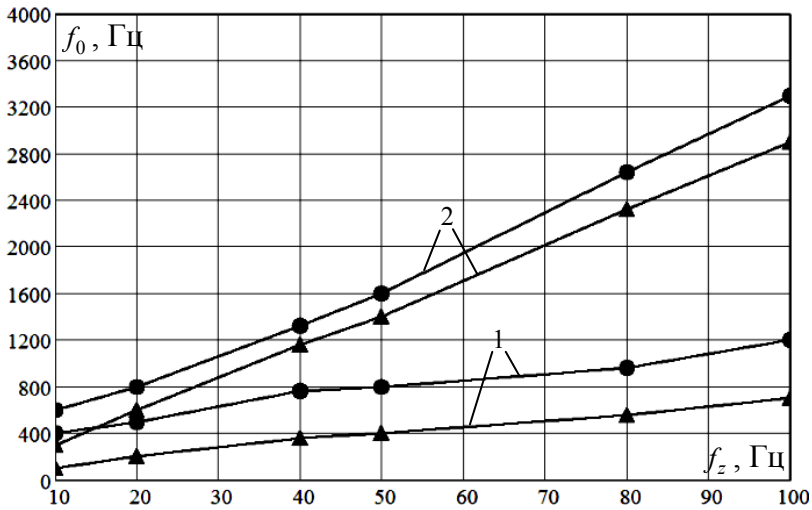


Рис. 3.10. Зависимости частоты ШИМ от частоты основной гармоники напряжения: 1 – значения  $f_{0\_Pmin}$ ; 2 – значения  $f_{0\_opt}$

Следует отметить, что значения частот  $f_{0\_opt}$  соответствуют нижней границе рабочего диапазона частот модуляции

(табл. 3.4), причем  $f_{0\_opt} > f_{0\_Pmin}$ . Диаграммы оптимальных потерь мощности в преобразователе (на оптимальной частоте ШИМ) и минимальных потерь мощности (на частоте минимума потерь) показаны на рис. 3.11.

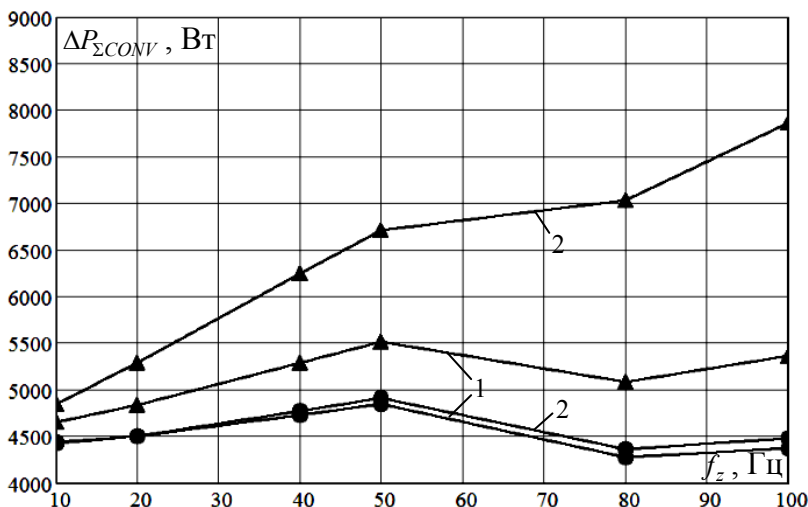


Рис. 3.11. Зависимости общих потерь в преобразователе от частоты основной гармоники напряжения: 1 – на частоте ШИМ  $f_{0\_Pmin}$ ; 2 – на частоте ШИМ  $f_{0\_opt}$

В исследуемом диапазоне основной гармоники превышение оптимальных потерь мощности в преобразователе над минимальными потерями при векторном формировании ШИМ составляет не более 2,5 %, а при синусоидальном алгоритме ШИМ увеличение потерь может достигать 30 %. Таким образом, для векторного алгоритма ШИМ допустимо минимум потерь считать в точке оптимума, т.е. на частоте  $f_{0\_opt}$ .

Заметим, что оптимальные потери в преобразователе при векторном алгоритме ШИМ на 4-16 % (в зависимости от режима работы) ниже минимального уровня потерь, соответствующего синусоидальному алгоритму ШИМ.

Для сравниваемых алгоритмов ШИМ на рис. 3.12 изображены графики потерь в преобразователе на оптимальной частоте  $f_{0\_opt}$  и на постоянной частоте модуляции. Значения 3,3 кГц и 2,9 кГц для частоты векторной и синусоидальной ШИМ соответственно выбраны как минимально допустимые по зависимостям оптимальных частот ШИМ в заданном диапазоне управления (рис. 3.10).

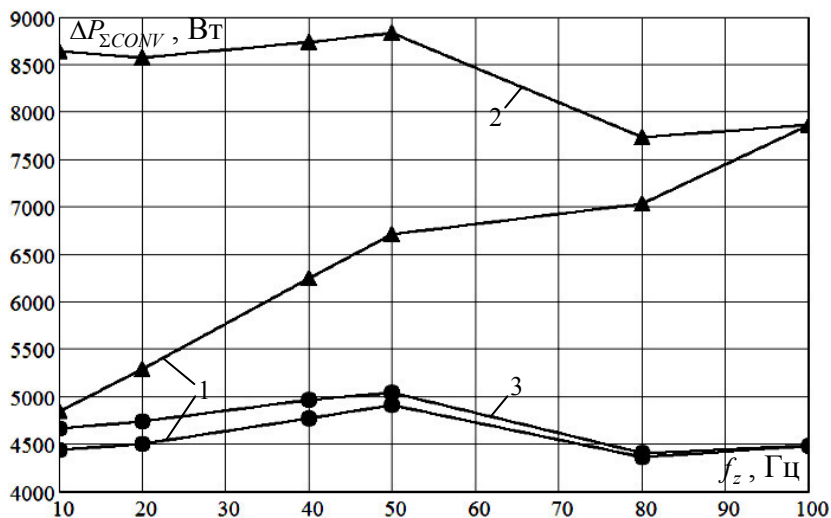


Рис. 3.12. Зависимости общих потерь в преобразователе от частоты основной гармоники напряжения: 1 – на частоте  $f_{0\_opt}$ ; 2 – на частоте ШИМ 2,9 кГц; 3 – на частоте ШИМ 3,3 кГц

Слабая зависимость потерь в преобразователе от частоты модуляции для векторного алгоритма ШИМ, в отличие от синусоидальной ШИМ, даёт эффект снижения потерь на 43-46 % при формировании ШИМ на постоянной частоте модуляции во всём диапазоне. Векторная стратегия ШИМ по сравнению с синусоидальной ШИМ на оптимальной частоте модуляции (рис. 3.10) также имеет преимущество по потерям, которое в относительных единицах составляет от 8 до 43 %.

Предлагаемая в результате сравнительного анализа алгоритмов ШИМ методика поиска оптимальной частоты модуляции включает в себя:

1. Определение минимально допустимой частоты модуляции  $f_{0\_min}$  в заданных режимах работы по условию достижения коэффициентом искажения синусоидальности выходного напряжения нормально допустимого уровня.

2. Определение частоты минимума потерь  $f_{0\_Pmin}$  по зависимостям суммарных потерь мощности в преобразователе от частоты модуляции.

3. Определение оптимальной частоты модуляции  $f_{0\_opt}$  как наибольшей из частот  $f_{0\_min}$  и  $f_{0\_Pmin}$ .

## **4. МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С МНОГОУРОВНЕВЫМ КАСКАДНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ**

Обсуждая вопросы синтеза алгоритмов ШИМ каскадного ВМПЧ и составления адекватной модели ВЧРП, необходимо точно представлять себе не только структурно-функциональную организацию вычислительных процессов, но и внутреннюю архитектуру преобразователя, возможности, заложенные при проектировании.

Необходимость учёта физических процессов, характерных для каскадной топологии преобразователя, требует уточнения модели – замены идеального постоянного источника напряжения в звене ячеек на более точную модель питания от многообмоточного трансформатора. Реализация такой схемы приближает модель ВЧРП к реальному приводу и позволяет сопоставлять результаты компьютерного моделирования с результатами испытаний макетного или опытного образца ВЧРП.

### **4.1. Внутренняя организация каскадного ВМПЧ и алгоритмы взаимодействия его элементов**

Внутренняя архитектура каскадного многоуровневого преобразователя (рис. 4.1) представлена группой ячеек и центральной секцией управления, объединённых в единую сеть по схеме «звезда».

Центральное место в такой конфигурации занимает управляющий (главный или центральный) контроллер, который направляет потоки обмена информацией и является связующим элементом сети. В рабочем режиме центральный контроллер (ЦК) по линиям волоконно-оптической связи (ВОЛС) за каждый установленный цикл расчёта транслирует управление каждой ячейке и в то же время принимает кадр служебной информации. Контроллеры ячеек (КЯ), обрабатывая полученные от ЦК кадры управления, выполняют установленные алгоритмом ШИМ пе-

реключения силовых вентилях, формируя заданное выходное напряжение преобразователя. Устройство управления служит для мониторинга параметров и задания регулируемой переменной, а вводная секция контролирует напряжения и токи в сети питания ВЧРП.

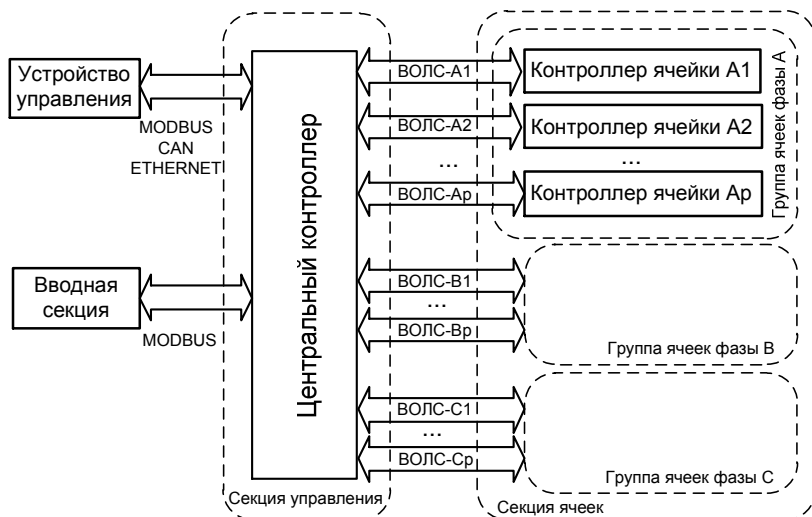


Рис. 4.1. Сетевая топология многопроцессорной архитектуры ВМПЧ

Выбор алгоритма ШИМ каскадного ВМПЧ в значительной степени определяет распределение функций между всеми сетевыми устройствами и загруженность приёмо-передающих каналов связи. Представленные на рис. 4.2 схемы межпроцессорных информационных потоков алгоритмов векторной и синусоидальной ШИМ ВМПЧ отражают лишь один из вариантов организации сетевого взаимодействия.

Все алгоритмы векторной ШИМ реализованы в главном управляющем контроллере многопроцессорной системы, а в функции контроллеров ячеек входит обработка кадров управления и непосредственное формирование состояний ячеек (коммутация ключей) в заданные моменты времени. Задачи расчёта и передачи управления в каждом цикле ШИМ, анализа текущих

фазных токов и напряжений, а также обработки возвращаемой от контроллеров ячеек информации (напряжение в звене, номер ячейки, текущее состояние и др.) локализованы в ЦК.

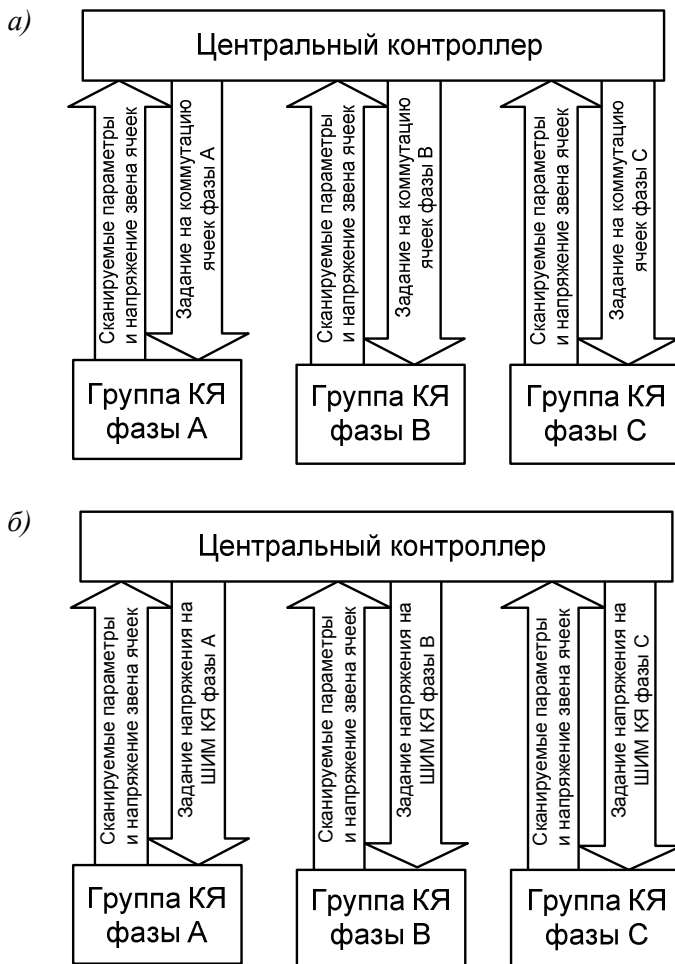


Рис.4.2. Организация потоков обмена данными ЦК-КЯ алгоритмов: а – векторной ШИМ; б – синусоидальной ШИМ

Подобная централизация управления представленной схемы распределения задач в многопроцессорной системе сосредоточивает максимальный объём вычислительных процессов и информации в ЦК, тогда как роль КЯ сводится к минимуму – выполнению команд ЦК.

Порядок взаимодействия при векторном формировании ШИМ следующий. В рабочем режиме ЦК каждый расчётный цикл инициирует обмен, передавая задание на коммутацию всем ячейкам преобразователя: индексы коммутируемых ячеек, моменты времени и состояния ячеек после коммутации. Контроллеры ячеек, получив управление, устанавливают начальное состояние своей ячейки (состояние силовых вентиляей) и проверяют необходимость коммутации в текущем цикле. Та ячейка, собственный индекс которой совпал с индексами коммутируемых ячеек, выполняет переключение в заданный момент времени, отсчитывая от начала текущего цикла. В том же цикле ЦК собирает информацию о напряжениях в звене ячеек.

Алгоритмы синусоидальной ШИМ, в свою очередь, разделяют задачи управления между центральным контроллером и контроллерами ячеек. Каждая ячейка ВМПЧ синхронно (по командам синхронизации ЦК в начале каждого цикла ШИМ) и независимо друг от друга управляет состояниями силовых ключей по командам собственной ШИМ. Основная задача КЯ, таким образом, заключается в самостоятельном управлении ячейкой по заданию напряжения, получаемого по каналу ВОЛС с ЦК. Алгоритм ШИМ КЯ формирует сигналы опорного напряжения с учётом фазовых сдвигов, определённых индивидуально для каждой ячейки, обрабатывает задание напряжения, выполняя масштабирование и ограничение по текущему напряжению в звене. Таким образом, базовая часть алгоритмов ШИМ – расчёт времён коммутаций, состояний ячейки и т.д. – реализована на стороне КЯ, а основная задача ЦК ограничивается распределением фазного напряжения по всем ячейкам в соответствующей фазе так, чтобы по возможности равномерно «нагрузить» все ячейки.

Порядок взаимодействия при синусоидальном алгоритме ШИМ следующий. В рабочем режиме ЦК каждый расчётный цикл инициирует обмен, передавая задание по напряжению всем ячейкам преобразователя (в общем случае задание по ячейкам в одной фазе может отличаться). Контроллеры ячеек принимают входное задание, обрабатывают его и формируют управление силовыми ключами так, чтобы среднее напряжение за цикл расчёта равнялось заданному напряжению. В том же цикле ЦК принимает информацию о текущих напряжениях в звене ячеек.

#### **4.2. Практические вопросы реализации алгоритмов ШИМ каскадной структуры ВМПЧ**

Заметим, что практическая реализация рассматриваемых алгоритмов векторной и синусоидальной ШИМ каскадного преобразователя принципиально отличается, причём каждый алгоритм ставит определённые задачи, от результата решения которых зависит работоспособность ВМПЧ и достижимость требуемых показателей регулирования технологической переменной. Поэтому выбор того или иного алгоритма во многом определяется областью применения высоковольтного привода.

Многопроцессорная реализация различных алгоритмов ШИМ имеет характерные особенности, обусловленные неоднозначностью решения ряда основных задач:

- организация информационно-вычислительных потоков;
- обеспечение мониторинга напряжения в звене ячеек;
- компенсация небаланса напряжений ячеек.

*Первая задача* – информационно-вычислительные потоки. Векторным алгоритмам ШИМ характерна централизация управления и консолидация основных расчётов в ЦК. При этом ЦК по сети непосредственно управляет и контролирует состояние всех ячеек. Повышение частоты модуляции векторной ШИМ может потребовать значительной оптимизации вычислений ЦК и/или доработки сетевого протокола. Напротив, синусоидальный алгоритм ШИМ распределяет управление по ячейкам, передавая

основную функцию ШИМ контроллерам ячеек. Подобная организация предполагает равномерную загрузку вычислительных узлов и снижение трафика межпроцессорной коммуникации. Каждая ячейка независимо друг от друга управляет собственным инвертором. В отличие от векторной ШИМ ЦК не контролирует коммутации ячеек.

Определяемые организацией межпроцессорной коммуникации ВЧРП запаздывания в процессе формирования управления для алгоритмов ШИМ (векторного и синусоидального) составляют:

- $3T_0$  – запаздывание момента аналого-цифрового преобразования (АЦП) напряжений ячеек относительно начала цикла реализации соответствующего этим напряжениям управления  $\vec{U}_{y_{i+1}}$ ;

- $2T_0$  – запаздывание расчёта и реализации управления,

где  $T_0$  – длительность цикла расчёта.

Логическая последовательность процедур, выполняемых ЦК и КЯ, начиная с  $k$ -го цикла АЦП текущих напряжений ячеек  $U_{dxk}$  и завершая  $(k+3)$ -м циклом реализации управления  $U_{y_{k+1}}$ , рассчитанного по соответствующим выборкам напряжений, показана стрелками на рис. 4.3. Такую последовательность можно записать в следующем виде: передача напряжений  $U_{dxk}$  в ЦК → расчёт управления  $U_{y_{k+1}}$  → приём КЯ управления  $U_{y_{k+1}}$  → реализация управления  $U_{y_{k+1}}$ .

*Вторая задача* – мониторинг напряжения в звене ячеек, который предполагает трансляцию значений текущих напряжений ячеек в центральный контроллер. Базовый векторный алгоритм ШИМ ЦК, изначально предполагая равными напряжения всех ячеек, в расчётах использует среднее, вычисленное по всем ячейкам напряжение. В свою очередь, если синусоидальный алгоритм ШИМ ЦК равномерно распределяет задание напряжения по всем ячейкам в фазе преобразователя, текущие напряжения ячеек не учитываются.

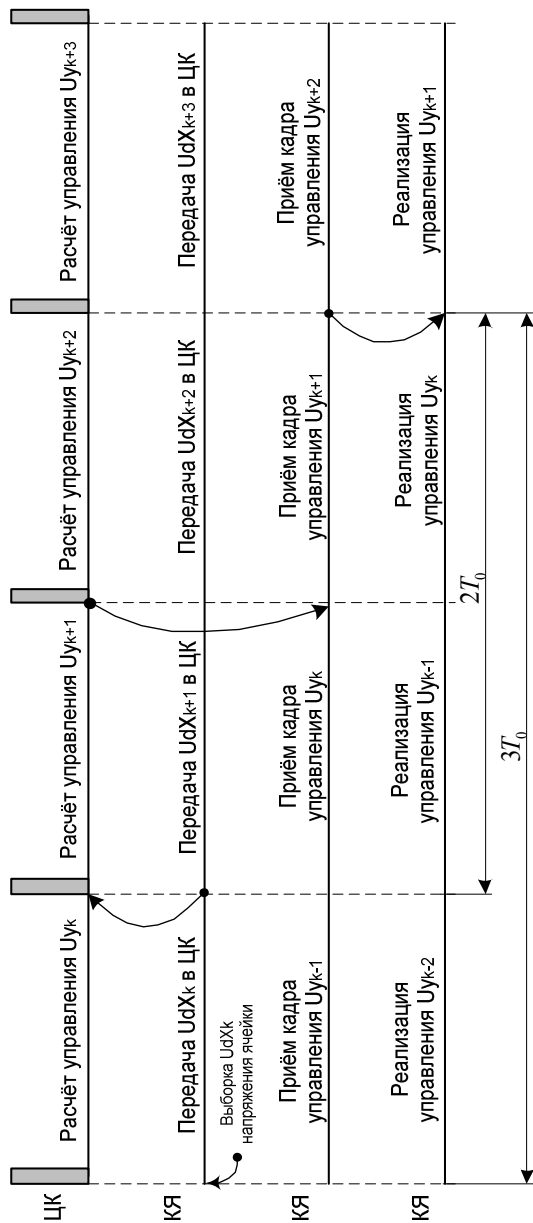


Рис. 4.3. Процедуры ЦК и КЯ алгоритмов ШИМ в многопроцессорной системе ВМПЧ

В реальном приводе напряжения ячеек могут значительно отличаться друг от друга, актуализируя задачу их мониторинга и учёта в системе управления. Средние значения напряжений ячеек в фазах ВМПЧ рассчитываются по формулам (в зависимости от алгоритма передачи в ЦК напряжений ячеек):

– если за цикл расчёта в ЦК передавать напряжения всех ячеек,

$$U_{dA} = \frac{\sum_{i=1}^p U_{dai}}{p}, \quad U_{dB} = \frac{\sum_{i=1}^p U_{dbi}}{p}, \quad U_{dC} = \frac{\sum_{i=1}^p U_{dci}}{p};$$

– если за цикл расчёта передавать напряжения трёх ячеек (по одной в каждой фазе),

$$U_{dA} = k_{fu1}U_{dA0} + k_{fu2}U_{dai},$$

$$U_{dB} = k_{fu1}U_{dB0} + k_{fu2}U_{dbi},$$

$$U_{dC} = k_{fu1}U_{dC0} + k_{fu2}U_{dci},$$

где  $U_{dA}, U_{dB}, U_{dC}$  – средние напряжения всех ячеек в фазах А, В и С;  $p$  – число ячеек в каждой фазе;  $U_{dai}, U_{dbi}, U_{dci}$  – напряжение  $i$ -й ячейки в фазах А, В и С;  $U_{dA0}, U_{dB0}, U_{dC0}$  – среднее напряжение ячеек в фазах на предыдущем цикле;  $k_{fu1}, k_{fu2} – (0 \dots 1)$  коэффициенты цифрового фильтра средних напряжений.

*Третья задача* – компенсация небаланса, которая вводит дополнительную коррекцию в управление, передаваемое контроллерам ячеек, по текущим значениям напряжений этих ячеек. Небаланс (разброс) напряжений ячеек объясняется периодическими процессами заряда/разряда конденсаторов ячеек, т.е. обменом реактивной энергией с нагрузкой – высоковольтным двигателем. В зависимости от режимов работы колебания напряжений ячеек могут значительно исказить выходное напряжение ВМПЧ и снижать качество управления приводом. Поэтому раз-

работку методик и алгоритмов компенсации, позволяющих учесть колебания напряжений ячеек, относят к одной из основных (особенно для алгоритма векторной ШИМ) задач управления. Процесс компенсации небаланса ячеек можно разделить на два этапа: *первичная компенсация* и *вторичная компенсация*.

Первичная компенсация вводит коррекцию по отклонениям средних напряжений ячеек по фазам от общего среднего напряжения, только если соблюдается условие синфазного колебания напряжений ячеек в фазах ВМПЧ. В противном случае первичная компенсация не используется. Модулятор векторной ШИМ ЦК с алгоритмами первичной компенсации определяет смещение фазы и модуля вектора задания напряжения на входе базовой структуры алгоритма ШИМ. Принцип первичной компенсации в модуляторе синусоидальной ШИМ ЦК заключается в коррекции фазного задания по напряжению, передаваемого контроллерам ячеек. Первичная компенсация не устраняет полностью, а лишь снижает ошибку управления, поскольку всегда присутствуют:

- отклонения напряжений ячеек в фазе от их среднего значения;
- шумы в каналах измерения напряжений;
- ограничение по точности передачи напряжений в ЦК;
- задержки измерения напряжений в звене ячеек, расчёта и реализации управления (рис. 4.3).

Таким образом, эффективность алгоритмов первичной компенсации определяется соответствием использованных в расчётах средних напряжений их реальным значениям на момент начала цикла реализации управления.

Вторичная компенсация непосредственно корректирует управление ячейками по их реальным напряжениям. Вторичная компенсация синусоидального алгоритма ШИМ реализована в КЯ и представляет собой нормализацию напряжения задания по текущему значению напряжения звена. Алгоритмы вторичной компенсации векторной ШИМ в каждом цикле расчёта сдвигают моменты коммутации ячеек. Одна из возможных методик вторичной компенсации для алгоритма векторной ШИМ, рас-

смотренная ранее в гл. 2, по сравнению с алгоритмом компенсации синусоидальной ШИМ значительно сложнее, требует много больше вычислений и ресурсов центрального процессора. Для сравнения алгоритмов векторной и синусоидальной ШИМ в табл. 4.1 сведены основные задачи многопроцессорной реализации и предлагаемые пути решения.

Таблица 4.1. **Задачи многопроцессорной реализации алгоритмов ШИМ ВМПЧ**

<b>Поставленная задача</b>	<b>Синусоидальный алгоритм ШИМ</b>	<b>Векторный алгоритм ШИМ</b>
Организация информационно-вычислительных потоков	Разделение управления между ЦК и КЯ с равномерной нагрузкой вычислительных узлов	Централизация управления в ЦК с максимальной вычислительной нагрузкой
Мониторинг напряжений звена ячейки (за цикл расчёта)	Алгоритм передачи в ЦК напряжений трёх ячеек – от одной в каждой фазе	Алгоритм передачи в ЦК напряжений всех ячеек
Компенсация небаланса напряжений	Первичная и вторичная компенсация	Первичная компенсация

Рассматриваемые далее структуры, методики и модели разработаны и составлены только для векторного алгоритма ШИМ каскадного ВМПЧ.

### **4.3. Первичная компенсация небаланса напряжений ячеек**

Рассмотренная в гл. 3 базовая структура векторного алгоритма ШИМ ориентирована только на напряжение  $U_d$ , вычисляемое как среднее напряжение всех ячеек преобразователя. Колебания напряжений в ячейках, учитываемые, таким образом, только через общее среднее значение  $U_d$ , приводят к искаже-

нию формы и ухудшению гармонического спектра выходного напряжения ВМПЧ.

Колебательный характер напряжений ячеек объясняется обменом реактивной энергией между активно-индуктивной нагрузкой (АД) и конденсаторами в звене ячеек. Если ёмкость ячейки включена в цепь протекания фазного тока преобразователя ( $S_{Hxi} = +1/-1$ ), то она участвует в обмене энергией, т.е. заряжается либо разряжается в зависимости от текущего состояния  $S_{Hxi}$  и направления протекания тока. Если ёмкость ячейки отключена от цепи фазного тока, её напряжение остаётся постоянным. Когда напряжение ячейки снижается ниже порогового уровня, ячейка заряжается от источника напряжения (вторичная обмотка трансформатора). Таким образом, колебания напряжения в ячейке – естественный физический процесс, определяемый параметрами трансформатора, ёмкостью конденсаторов фильтра ячейки, а также характером и током нагрузки.

Необходимо отметить, что алгоритм распределения коммутаций по ячейкам в виртуальной модели ВМПЧ исключает возможные варианты встречного включения ячеек в фазе, т.е. в зависимости от полярности фазного напряжения все ячейки в каждой фазе преобразователя с ненулевым состоянием должны быть установлены в состояние  $S_{Hxi} = +1$  или  $S_{Hxi} = -1$ . Такое ограничение в последовательности переключения состояний ячеек обеспечивает одновременный заряд (накопление энергии) или разряд (отдачу энергии) всех последовательно включённых ёмкостей ячеек в фазе преобразователя.

Равномерное распределение коммутационных потерь и условия последовательного переключения состояний ячеек (задачи алгоритма распределения коммутаций векторной ШИМ) обуславливают синфазность колебания напряжений ячеек в фазах ВМПЧ. А поскольку частота коммутаций векторного алгоритма ШИМ ограничена и много меньше частоты коммутаций синусоидальной ШИМ, величина заряда/разряда ёмкости в зависимости от режима работы различается по ячейкам в фазе и определяется мгновенным значением фазного тока за период включения ячейки в ненулевое состояние (+1 или -1).

Синфазное колебание напряжений ячеек обеспечивает ряд преимуществ:

- возможность оптимизировать загрузку каналов ВОЛС, передавая напряжения хотя бы от одной ячейки в каждой фазе ВМПЧ;
- возможность применить алгоритм первичной компенсации небаланса напряжений ячеек.

Алгоритм первичной компенсации небаланса векторной ШИМ (рис. 4.4) вводит компенсационную составляющую в вектор заданного напряжения  $\vec{U}_z$ . Компенсационная составляющая  $\vec{U}_k$  вычисляется по текущим значениям средних фазных напряжений ячеек –  $U_{dA}, U_{dB}, U_{dC}$  и эквивалентным относительным уровням напряжений с предыдущего цикла расчёта –  $s_{ae}, s_{be}, s_{ce}$ .

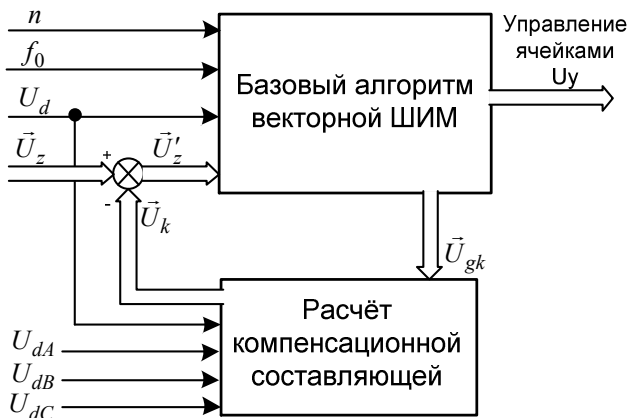


Рис.4.4. Векторный алгоритм ШИМ с первичной компенсацией небаланса напряжений ячеек

Относительные уровни напряжения определяют количество ненулевых ячеек и их состояния (+1 или -1) в каждой фазе преобразователя, а их эквивалентные значения рассчитывают по мгновенным фазным состояниям ключей на периоде расчёта  $T_0$  по формулам

$$s_{ae} = \frac{\sum_i s_{ai} \cdot \Delta t_i}{T_0}; \quad s_{be} = \frac{\sum_i s_{bi} \cdot \Delta t_i}{T_0}; \quad s_{ce} = \frac{\sum_i s_{ci} \cdot \Delta t_i}{T_0}, \quad (4.1)$$

где  $s_{ai}, s_{bi}, s_{ci}$  – состояния ключей в фазах А, В и С преобразователя на интервале включения  $\Delta t_i$ .

Предположим, что напряжения всех ячеек преобразователя одинаковы и равны  $U_d$ , тогда фазные проекции эквивалентного напряжения на статоре высоковольтного АД (без нулевого провода) определяются по формулам

$$\begin{aligned} U_{ae} &= \frac{2}{3}s_{ae} \cdot U_d - \frac{1}{3}s_{be} \cdot U_d - \frac{1}{3}s_{ce} \cdot U_d; \\ U_{be} &= -\frac{1}{3}s_{ae} \cdot U_d + \frac{2}{3}s_{be} \cdot U_d - \frac{1}{3}s_{ce} \cdot U_d; \\ U_{ce} &= -\frac{1}{3}s_{ae} \cdot U_d - \frac{1}{3}s_{be} \cdot U_d + \frac{2}{3}s_{ce} \cdot U_d. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Синфазность колебания напряжений ячеек в фазах преобразователя при условии фазной симметрии нагрузки приводит к следующим факторам, характеризующим форму напряжений ячеек:

- в режимах работы, близких к холостому ходу, форма напряжений ячеек приближается к синусоиде с частотой колебаний, равной удвоенной частоте основной гармоники выходного напряжения ВМПЧ, и амплитудой, определяемой мгновенным фазным током заряда или разряда за периоды включения ненулевого состояния ячейки;

- увеличение нагрузки двигателя (потребление большей активной мощности) приводит к увеличению длительности разряда ёмкости ячейки относительно длительности её заряда. При снижении напряжения ячейки ниже порогового уровня подключается источник (трансформатор), компенсирующий дальнейший разряд ёмкости. При этом форма напряжения ячейки искажается;

- увеличение частоты коммутаций ячеек и/или снижение частоты основной гармоники выходного напряжения приводит к сближению синфазных напряжений ячеек, т.е. уменьшается разброс напряжений ячеек в пределах одной фазы;

- колебания среднефазных напряжений ячеек  $U_{dA}$ ,  $U_{dB}$ ,  $U_{dC}$  сдвинуты по фазе на  $120^\circ$ .

В случае, когда среднефазные напряжения представляют собой колебания по синусоидальному закону с одинаковыми амплитудами, но сдвинутые по фазе на  $120^\circ$ , напряжение  $U_d$ , определяемое по формуле (2.6), становится постоянным. Для такого случая, на примере 5-уровневого ВМПЧ на рис. 4.5 представлена диаграмма напряжений, которая показывает траектории перемещения вершин векторов на периоде среднефазного напряжения, если среднее напряжение  $U_d = 1100$  В, амплитуда отклонения среднефазных напряжений от значения  $U_d$  составляет  $\Delta U_{dAm} = \Delta U_{dBm} = \Delta U_{dCm} = 100$  В.

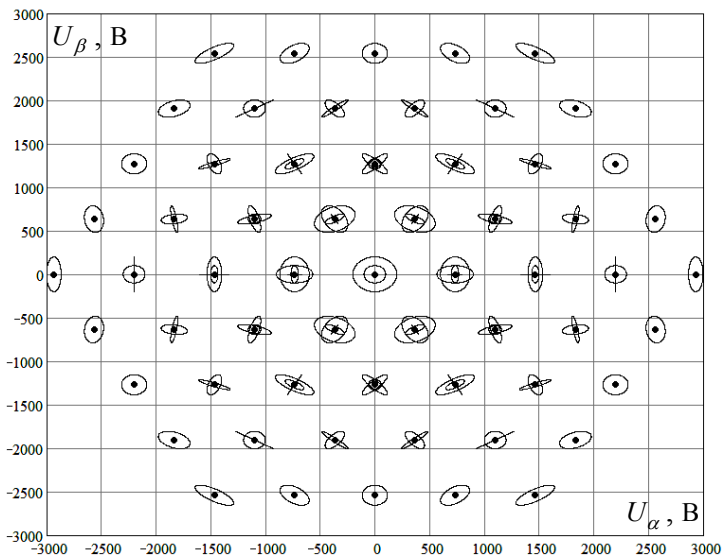


Рис. 4.5. Диаграмма напряжений 5-уровневого ВМПЧ при небалансе среднефазных напряжений ячеек

Представим среднефазные напряжения ячеек в следующем виде:

$$\begin{aligned} U_{dA} &= U_d + \Delta U_{dA}, \\ U_{dB} &= U_d + \Delta U_{dB}, \\ U_{dC} &= U_d + \Delta U_{dC}, \end{aligned} \quad (4.3)$$

где  $\Delta U_{dA}, \Delta U_{dB}, \Delta U_{dC}$  – отклонения среднефазных напряжений от общего среднего значения  $U_d$ .

Учитывая, что среднее напряжение  $U_d = \frac{U_{dA} + U_{dB} + U_{dC}}{3}$ , сумма отклонений среднефазных напряжений равняется нулю.

Из каждого уравнения (4.3) выражаем  $U_d$  и, подставляя его в соответствующее слагаемое уравнений (4.2), получаем

$$\begin{aligned} U_{ae} &= \frac{2}{3}s_{ae} \cdot (U_{dA} - \Delta U_{dA}) - \frac{1}{3}s_{be} \cdot (U_{dB} - \Delta U_{dB}) - \\ & - \frac{1}{3}s_{ce} \cdot (U_{dC} - \Delta U_{dC}), \\ U_{be} &= -\frac{1}{3}s_{ae} \cdot (U_{dA} - \Delta U_{dA}) + \frac{2}{3}s_{be} \cdot (U_{dB} - \Delta U_{dB}) - \\ & - \frac{1}{3}s_{ce} \cdot (U_{dC} - \Delta U_{dC}), \\ U_{ce} &= -\frac{1}{3}s_{ae} \cdot (U_{dA} - \Delta U_{dA}) - \frac{1}{3}s_{be} \cdot (U_{dB} - \Delta U_{dB}) + \\ & + \frac{2}{3}s_{ce} \cdot (U_{dC} - \Delta U_{dC}). \end{aligned} \quad (4.4)$$

Систему уравнений (4.4) запишем в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} U_{ae} \\ U_{be} \\ U_{ce} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{az} \\ U_{bz} \\ U_{cz} \end{bmatrix} - [H] \cdot \begin{bmatrix} s_{ae}\Delta U_{dA} \\ s_{be}\Delta U_{dB} \\ s_{ce}\Delta U_{dC} \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

где  $[H] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}$  – матрица преобразований;

$\begin{bmatrix} U_{az} \\ U_{bz} \\ U_{cz} \end{bmatrix} = [H] \cdot \begin{bmatrix} s_{ae}U_{dA} \\ s_{be}U_{dB} \\ s_{ce}U_{dC} \end{bmatrix}$  – задание вектора напряжения.

Таким образом, небаланс среднефазных напряжений ячеек ВМПЧ компенсируется в задании вектора напряжения  $\vec{U}_z$  на входе блока векторного алгоритма ШИМ (рис.4.4):

$$\vec{U}'_z = \vec{U}_z - \vec{U}_k, \quad (4.6)$$

где  $\vec{U}_k = [H] \cdot \begin{bmatrix} s_{ae}\Delta U_{dA} \\ s_{be}\Delta U_{dB} \\ s_{ce}\Delta U_{dC} \end{bmatrix}$  – вектор компенсации.

Следует отметить, что рассмотренный принцип компенсации основан на следующих допущениях: во-первых, в каждой фазе ВМПЧ напряжения всех включённых ячеек равны и изменяются по синусоидальному закону; во-вторых, частота основной гармоники выходного напряжения много меньше частоты расчёта (или частоты модуляции).

#### 4.4. Уточнённая модель высоковольтного частотно-регулируемого привода

Полная модель ВЧРП представляет собой модель ВМПЧ (или модель структуры ВМПЧ) с частотной системой управления и модель нагрузки – высоковольтного АД. Модель ВМПЧ

описывает структуру 17-уровневого каскадного инвертора с восемью однотипными ячейками в каждой фазе. Все ячейки получают питание от своей обмотки на вторичной стороне изолированного многообмоточного трансформатора. Модель каждой ячейки в структуре каскадного инвертора включает в себя трёхфазный мостовой выпрямитель с фильтрующим ёмкостным элементом и однофазный (H-типа) инвертор на выходе ячейки. Многообмоточный трансформатор в модели ВМПЧ учтён параметрами эквивалентной схемы замещения. Отход от идеальной модели ячейки с постоянным напряжением в звене позволяет рассматривать физические процессы в приближении к реальному приводу. В качестве нагрузки ВМПЧ выступает асинхронный двигатель АОД-1000-6ДУ1 (справочные данные приведены в прил. 1).

Частотная система управления высоковольтным приводом показана на рис. 4.6 и включает в себя:

- S-образный однозонный задатчик интенсивности;
- систему частотного управления по закону  $u / f = const$ ;
- векторный модулятор с алгоритмами векторного формирования ШИМ и опцией компенсации небаланса напряжений ячеек.

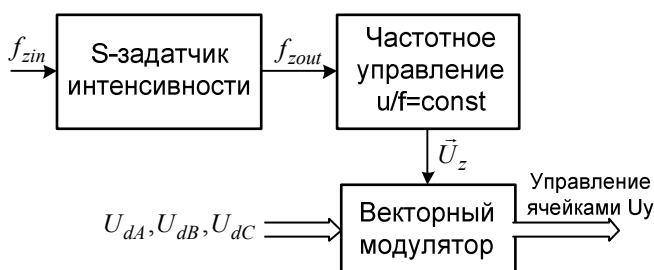


Рис. 4.6. Схема структурная частотной системы управления ВЧРП

Задание по частоте вращения вала АД  $f_{zout}$  с блока S-задатчика интенсивности (ЗИ) поступает на вход системы частотного управления. Блок частотного управления выполняет преобразование частоты  $f_{zout}$  в задание по амплитуде напряже-

ния  $U_z''$  по закону  $u/f$  - регулирования с использованием динамической коррекции по току статора [5].

Динамическая коррекция обеспечивает устойчивость ВЧРП во всём диапазоне регулирования. Сигналы задания по частоте  $f_{zout}$  и задания по амплитуде напряжения подаются на вход векторного модулятора, который вычисляет управление и транслирует его в секцию ячеек, передавая индексы и соответствующие моменты коммутации определённых ячеек, а также состояния ячеек до и после коммутации. Внутреннее содержание блоков частотного управления и векторного модулятора показывается рис. 4.7.

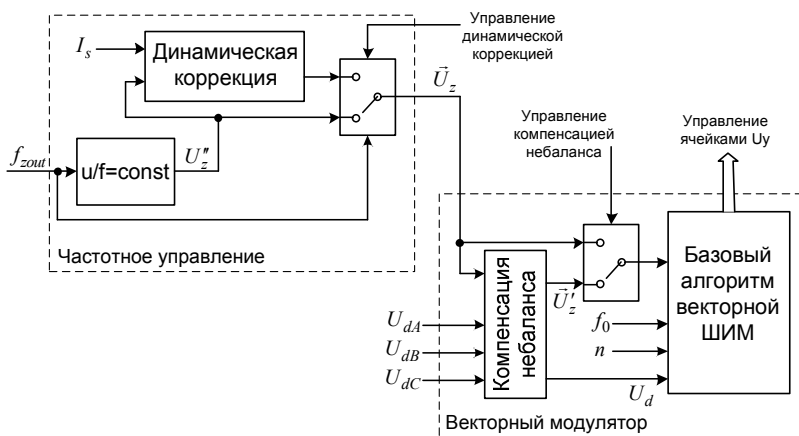


Рис. 4.7. Реализация динамической коррекции и компенсации небаланса напряжений ячеек

Блок векторного модулятора в системе управления ВЧРП выполняет основную функцию – реализацию заданного вектора напряжения  $\vec{U}_z$  и оптимальное управление ячейками по критерию минимума потерь ВМПЧ при допустимом искажении выходного напряжения. Алгоритм компенсации небаланса напряжений ячеек (в блоке векторного модулятора) корректирует положение заданного вектора по отклонениям среднефазных

напряжений ячеек от общего среднего значения  $U_d$ . Динамическая коррекция и компенсация небаланса напряжений ячеек подключаются или отключаются соответственно сигналами «Управление динамической коррекцией» и «Управление компенсацией небаланса». Базовая структура алгоритма векторной ШИМ и установленная последовательность расчёта управления за цикл ШИМ рассмотрены в гл. 3.

#### 4.5. Технологический критерий как показатель работоспособности привода

Дать количественную оценку алгоритмам ШИМ управления ВМПЧ в требуемых режимах и условиях работы позволяет численный расчёт по уточнённой компьютерной модели ВЧРП следующих критериев:

- критерий перенапряжения в звене ячеек;
- критерий энергоэффективности;
- технологический критерий.

*Критерий перенапряжения* в звене ячеек определяет работоспособность привода в целом. При превышении мгновенного значения напряжения в какой-либо ячейке  $U_{dxi}$  порогового уровня срабатывания защиты, привод отключается. Поэтому для стабильной работы привода необходимо аппаратными (схемотехническими) или алгоритмическими средствами обеспечивать требуемый диапазон колебаний напряжения ячеек. Значение критерия отдельной ячейки представляет собой отношение максимального мгновенного напряжения в звене этой ячейки, рассчитанного на  $m$  периодах основной гармоники выходного напряжения, к его критическому значению:

$$k_{ovXi} = \frac{\max(U_{dxi})}{U_{kr}}. \quad (4.7)$$

Критический уровень напряжения  $U_{kr}$  в звене ячейки выбирается по максимальному рабочему напряжению конденсато-

ров. Расчёт коэффициентов  $k_{ovXi}$  выполняют для всех ячеек ВМПЧ, из которых затем выбирают максимальное значение -  $k_{ov}$ . Это значение и определяет совокупный критерий перенапряжения ВМПЧ.

Численное значение критерия позволяет оценивать пульсации напряжения в звене ячеек для сравниваемых алгоритмов ШИМ, выбирать допустимую ёмкость конденсаторов ячеек, задавая критический уровень напряжения, либо выявлять нерабочие режимы, в которых  $k_{ov} \geq 1$ . В рабочих режимах действует ограничение

$$\frac{U_{dnom}}{U_{kr}} < k_{ov} < 1,$$

а в лучшем случае значение  $k_{ov}$  должно стремиться к отношению  $\frac{U_{dnom}}{U_{kr}}$ , где  $U_{dnom}$  – номинальный постоянный уровень напряжения в звене, определяемый подключением ячейки к вторичной трёхфазной обмотке трансформатора.

*Критерий энергоэффективности* является показателем потерь мощности в системе «ВПЧ-АД». Процедура сравнения векторного и синусоидального алгоритмов ШИМ по критерию энергоэффективности рассмотрена в гл. 3, где предлагается расчёт таких энергетических показателей, как суммарные потери мощности в силовых модулях преобразователя и дополнительные потери от ШИМ в обмотке статора АД. Показано, что дополнительные потери от ШИМ в АД пренебрежимо малы по сравнению с основной составляющей – суммарными потерями на проводимость и коммутацию в силовых IGBT модулях. Результаты расчёта, полученные на уточнённой компьютерной модели ВЧРП с векторным алгоритмом ШИМ и частотной системой управления (рис. 4.6), показаны на рис. 4.8 и подтверждают незначительность уровня дополнительных потерь от ШИМ в обмотке статора АД, не превышающих по абсолютной величине 4 Вт в диапазоне основной гармоники 10-100 Гц.

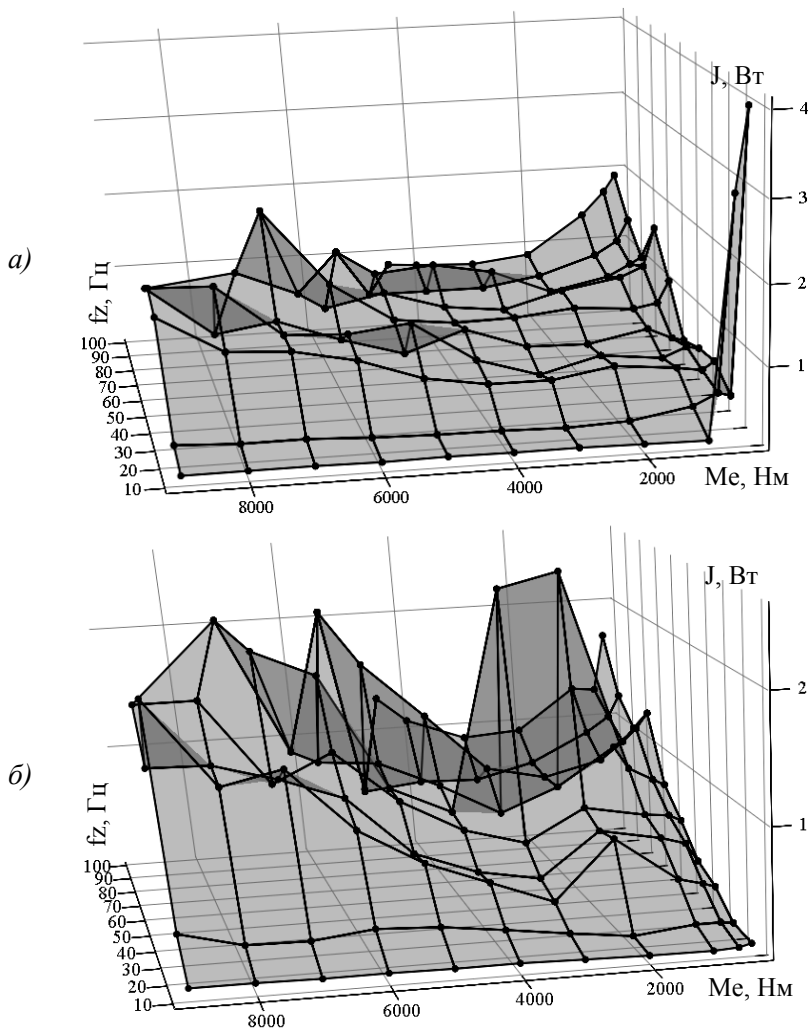


Рис. 4.8. Дополнительные потери от ШИМ в обмотке статора АД при управлении от ВЧРП с векторным алгоритмом ШИМ: *a* – без компенсации небаланса; *b* – с первичной компенсацией небаланса

Критерий энергоэффективности является показателем «экономичности» управления преобразователем.

*Технологический критерий* оценивает пульсации выходной переменной привода (скорости, момента и др.). Значение критерия, полученное на компьютерной модели ВЧРП, должно удовлетворять требованиям технологического процесса и обеспечивать заданные режимы работы машин и производственных механизмов. Динамические нагрузки, возникающие вследствие нестабильности регулирования, снижают надёжность эксплуатации оборудования.

Таким образом, технологический критерий является показателем работоспособности привода в заданных технологических условиях и режимах работы.

Значение критерия рассчитывают по формуле среднеквадратичного отклонения регулируемой величины  $R$  от заданного значения на  $m$  периодах основной гармонике выходного напряжения

$$J_R = \sqrt{\frac{1}{nT_k} \sum_{i=1}^n \int_0^{T_k} [\Delta R_i(t)]^2 dt}, \quad (4.8)$$

где  $n = \text{round}\left(\frac{mT}{T_k}\right)$ ,  $m = 1, 2, \dots$ ;  $T_k$  – период цикла модуляции напряжения;  $\Delta R_i(t) = R_{zi}(t) - R_i(t)$  – отклонение фактического и заданного значения регулируемой переменной.

Формула расчёта критерия упрощается, если использовать среднее на периоде модуляции фактическое значение регулируемой переменной. Для электромагнитного момента формула (4.8) принимает вид

$$J_M = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n [\Delta M_i(t)]^2}, \quad (4.9)$$

где  $\Delta M_i(t)$  – отклонение среднего значения на  $i$ -м периоде модуляции от заданного значения электромагнитного момента АД.

Значения среднеквадратичного отклонения (пульсаций) электромагнитного момента двигателя, рассчитанного по формуле (4.9) на уточнённой модели ВЧРП с векторным алгоритмом ШИМ, показаны на рис. 4.9.

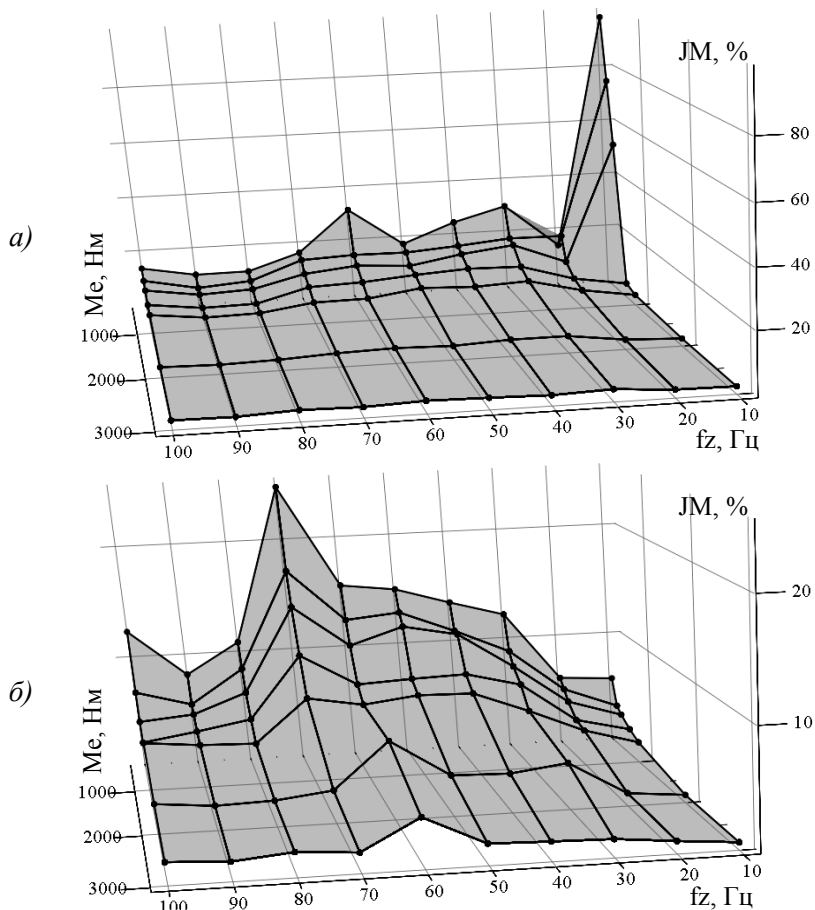


Рис.4.9. Пульсации электромагнитного момента АД при управлении от ВЧРП с векторным алгоритмом ШИМ: *a* – без компенсации небаланса; *б* – с первичной компенсацией небаланса

Анализ результатов моделирования, представленных на рис. 4.8 и рис. 4.9, показывает, что наибольший эффект от первичной компенсации небаланса проявляется внизу диапазона регулирования и в режимах, близких к холостому ходу. Это связано с двумя факторами: приближением колебания напряжений ячеек к синусоидальной форме и уменьшением взаимного рас-согласования синфазных напряжений ячеек.

Опираясь на изложенный материал, следует отметить:

1. Численные значения предложенных критериев оценки алгоритмов ШИМ можно получить по результатам моделирования ВЧРП. Причём для получения адекватных результатов модель ВЧРП должна максимально приближаться к реальному приводу, учитывать потери в силовых модулях и физические процессы перераспределения энергии в системе «ВПЧ-АД».

2. Предложенная методика расчёта технологического критерия оценивает точность регулирования выходных переменных (момента, скорости, технологического параметра) в установившихся режимах. К специфическим объектам или технологическим процессам могут предъявляться дополнительные требования по качеству переходных процессов. В любом случае работоспособность системы необходимо рассматривать в комплексе с критерием перенапряжения в звене ячеек. Для оценки качества переходных процессов применяются известные прямые и косвенные показатели (критерии) качества.

3. В генераторном режиме работы ВЧРП (если необходимость таких режимов обусловлена технологическим процессом) вводят ограничение интенсивности торможения по критерию перенапряжения, исключая недопустимые забросы напряжения в ячейках.

#### **4.6. Испытание опытного образца каскадного ВМПЧ на низком напряжении**

Научно-техническим центром электропривода «Вектор» на кафедре электропривода и автоматизации промышленных установок (ЭП и АПУ) Ивановского государственного энерге-

тического университета по заказу ООО «ЧЭАЗ-ЭЛПРИ» Чебоксарского электроаппаратного завода разработан и собран первый экспериментальный образец высоковольтного преобразователя частоты каскадной структуры, в котором внедрены все рассмотренные методики и алгоритмы векторной ШИМ. Внешний вид шкафов опытного образца ВМПЧ в секции управляющего контроллера и секции силовых ячеек показан в прил. 3.

Испытание опытного образца ВМПЧ на низком напряжении (380 В) в лаборатории НТЦЭ «Вектор» выполнялось в целях:

- проверить практическую возможность реализации разработанных методик и алгоритмов векторного формирования ШИМ в ЦК;
- выполнить анализ работы ВМПЧ в заданных режимах на реальной физической модели;
- оценить работоспособность элементов ВМПЧ (ячеек и блока центрального контроллера) в их взаимодействии;
- отработать алгоритмы межпроцессорной коммуникации 17-уровневого ВМПЧ.

Структурная схема низковольтной физической модели ВЧРП показана на рис. 4.10.

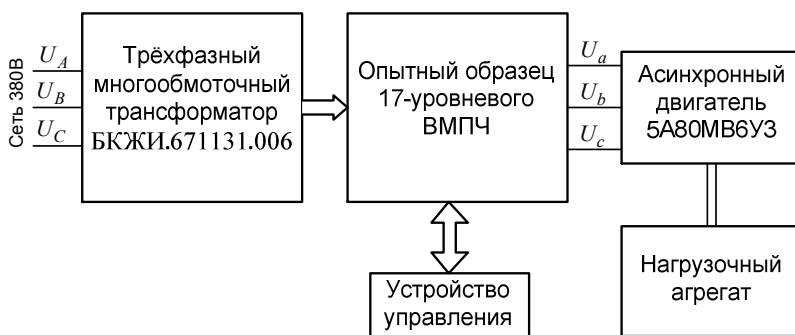


Рис. 4.10. Низковольтная схема испытания опытного образца ВМПЧ

Опытный образец 17-уровневого ВМПЧ получает питание от входного трёхфазного многообмоточного трансформатора

БКЖИ.671131.006, подключённого к сети 220/380 В. Трансформатор формирует напряжение в звене каждой ячейки на уровне  $U_{dcell} = 31$  В. Функции управления, настройки параметров, мониторинга состояния и доступных переменных выполняет пользовательский интерфейс персонального компьютера (ПК) по сети CAN. Центральный контроллер поддерживает обмен с внешним устройством – ПК, обрабатывает сигналы с датчиков температуры, датчиков тока и напряжения, собирает информацию о текущих напряжениях в звене ячеек и передаёт управление в секцию ячеек. Процедуры векторного алгоритма ШИМ реализованы в ЦК, а контроллеры ячеек, принимая команды управления от ЦК, выполняют коммутации силовых вентилях своих ячеек. Выходное напряжение ВМПЧ питает трёхфазный АД типа 5А80МВ6У3 номинальной мощностью 1,1 кВт. Активный момент на валу АД создаёт нагрузочный агрегат, собранный на базе преобразователя частоты ЭПВ-ТТПТ-32-380-3СП-УХЛ4 (исполнение 3) и синхронного двигателя 5ДВМ215 А25ЕТ2УХЛ4.

Конфигурация системы управления низковольтного макета привода представлена на рис. 4.7 с отключённой динамической коррекцией (в блоке частотного управления) и компенсацией небаланса (в блоке векторного модулятора).

Программа испытаний опытного образца ВМПЧ в составе низковольтного привода предполагает формирование статических режимов работы, регистрацию переменных и обработку полученных результатов. В программу испытаний включено сопоставление результатов макетных (стендовых) экспериментов и компьютерных расчётов в одинаковых условиях и режимах. Справочные данные АД 5А80МВ6У3 и результаты испытаний приведены в прил. 4.

Анализ результатов испытаний подтверждает возможность практической реализации разработанных алгоритмов векторного формирования ШИМ в ЦК с частотой расчёта 2 кГц. Для низковольтной модели привода существенной оказывается величина падения напряжения на последовательно включённых в фазе полупроводниковых элементах IGBT модулей, установленных в ячейках опытного образца. Это явление не компенси-

руется алгоритмом ШИМ и приводит к значительному искажению формы выходных напряжений внизу диапазона регулирования. Небаланс напряжений в звене ячеек, если не компенсируется системой управления, также снижает показатели качества регулирования.

В целях подтверждения достоверности результатов, получаемых на компьютерной модели ВЧРП, в прил. 4 приведено сопоставление диаграмм напряжений и токов, соответствующих физическому макету низковольтного привода и его математической модели. Параметры математической модели ВЧРП устанавливались в соответствии с параметрами физического макета (рис. 4.10). Сходимость результатов математического и физического моделирования подтверждает адекватность компьютерной модели ВЧРП.

На место опытного образца ВМПЧ, который прошёл испытания в ООО «ЧЭАЗ-ЭЛПРИ», поставлен низковольтный макет 15-уровневого преобразователя. Макет ВМПЧ отличается от опытного образца увеличением ёмкости в звене ячеек с 850 мкФ до 20 мФ и использованием IGBT модулей 12 класса типа FS100GD12 в ячейках. Результаты лабораторных испытаний макета в составе низковольтного привода с асинхронным двигателем типа АИР100L4У3 приведены в прил. 5.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основы построения структуры высоковольтного многоуровневого преобразователя частоты и классические принципы управления достаточно подробно рассмотрены во многих научных публикациях, посвящённых данной тематике. В области высоковольтного преобразования электроэнергии актуальными остаются вопросы повышения энергетической эффективности, которая достигается за счёт применения современной силовой и микропроцессорной базы, а также за счёт использования алгоритмов управления, обеспечивающих наименьшие потери.

Проведён сравнительный анализ типовых схемотехнических решений высоковольтного многоуровневого преобразователя частоты и методов формирования ШИМ. Показаны отличительные особенности и преимущества каскадной структуры с многообмоточным трансформатором и набором гальванически развязанных низковольтных ячеек в каждой фазе. В частности, каскадная схема обеспечивает лучший гармонический состав выходного напряжения (без дополнительных фильтров), а векторный способ ШИМ управления отличается гибкостью подходов к оптимизации переключений силовых ключей.

При синтезе алгоритма управления многоуровневым каскадным преобразователем обеспечивают: минимизацию частоты коммутаций ключей при допустимом уровне искажения синусоидальности выходного напряжения; равномерное распределение коммутаций по ячейкам в фазе; возможность шунтирования аварийных ячеек; компенсацию небаланса напряжений в звене ячеек; минимизацию ресурсов процессора и универсализацию алгоритма по числу уровней.

Рассмотрены классификация и система обозначения векторов и треугольников на диаграмме напряжений многоуровневого преобразователя частоты. Предложенное символьное обозначение векторов использовалось для записи последовательностей коммутации, составленных при синтезе алгоритма управления в рамках векторной стратегии ШИМ. Разработанный алгоритм векторной ШИМ отличается инвариантностью к числу

уровней и обеспечивает энергоэффективное управление за счёт оптимизации коммутационной составляющей потерь в силовых элементах преобразователя.

Для векторного алгоритма ШИМ каскадного преобразователя предложена методика компенсации небаланса напряжений ячеек, обеспечивающая частичную или полную компенсацию ошибок формирования выходного напряжения по модулю и по фазе. Разработан алгоритм шунтирования аварийных ячеек, позволяющий сохранять работоспособность преобразователя при выходе из строя ячейки путём её вывода из работы и перехода в специальный режим шунтирования.

В среде программирования Delphi7 разработан комплекс математических моделей высоковольтного привода с каскадным преобразователем частоты. Для классического способа синусоидальной ШИМ и разработанного алгоритма векторной ШИМ на основе известных параметров и характеристик силовых модулей ячеек получены расчётные значения потерь энергии и нормируемые показатели качества выходного напряжения.

Предложена универсальная для алгоритмов ШИМ и основанная на модельном расчёте энергетических характеристик методика поиска оптимальной частоты модуляции, обеспечивающая минимум потерь энергии в преобразователе на допустимом уровне несинусоидальных искажений выходного напряжения, и методика анализа энергоэффективности ШИМ, позволяющая на оптимальной частоте модуляции получить количественную оценку потерь, используемую для сравнительного анализа алгоритмов ШИМ.

Сравнительный анализ энергоэффективности алгоритмов ШИМ по результатам моделирования высоковольтного привода с 17-уровневым каскадным преобразователем частоты показал снижение потерь в силовых модулях на 43-46 % при векторном формировании ШИМ на оптимальной частоте 3,3 кГц по сравнению с синусоидальным алгоритмом ШИМ на соответствующей оптимальной частоте 2,9 кГц.

С позиции практической реализации алгоритмов ШИМ каскадного преобразователя рассмотрены варианты взаимодей-

ствия и распределения функций управления между центральным контроллером и контроллерами ячеек. Предложен алгоритм компенсации небаланса средних по фазам напряжений ячеек, применимый к векторному алгоритму ШИМ и обеспечивающий снижение пульсаций момента и тока электродвигателя.

Разработанные структуры, методики и алгоритмы векторного формирования ШИМ прошли апробацию на низковольтном макете и двух высоковольтных опытных образцах (10 кВ, 1300 кВт) каскадного преобразователя частоты, собранных по заказу и при участии ООО «ЧЭАЗ-ЭЛПРИ» Чебоксарского электроаппаратного завода.

Сопоставление результатов низковольтных лабораторных испытаний опытного образца 17-уровневого каскадного преобразователя с результатами расчёта, полученными на компьютерной модели, разработанной с учётом параметров входного трансформатора и неуправляемого выпрямителя с ёмкостным фильтром в структуре ячеек, подтвердило адекватность предложенных математических моделей привода.

Материалы монографии использованы при формировании учебно-методических комплексов по дисциплинам «Векторное управление электроприводами переменного тока», «Алгоритмы управления преобразователями электроприводов», «Системы управления электроприводами», преподаваемым на кафедре электропривода и автоматизации промышленных установок Ивановского государственного энергетического университета. Материалы работы могут быть использованы для повышения квалификации работников технических специальностей в сфере образования и промышленности.

В заключение авторы надеются, что работа заинтересует читателя и поможет сформировать целостное представление о структурах и алгоритмах управления многоуровневым преобразователем частоты.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. **Альтшуллер, М.И.** Релейное регулирование тока в высоковольтном электроприводе / М.И. Альтшуллер, С.А. Лазарев, И.И. Иванчин // Известия ТулГУ. Технические науки. Вып.3: в 5 ч. – 2010. – Ч.2. – С. 3-11.
2. **Берестов, В.М.** Алгоритм управления многоуровневым инвертором напряжения / В. М. Берестов, С. А. Харитонов // Труды междунар. XIV науч-техн. конф. «Электроприводы переменного тока», 13–16 марта 2007 г. – Екатеринбург, 2007. – С. 109–118.
3. **Брованов, С.В.** Комбинации состояний ключей и анализ электромагнитных процессов в многоуровневых преобразователях / С.В. Брованов // Электротехника. – 2009. – №6. – С. 20-27.
4. **Виноградов, А.Б.** Анализ энергетических показателей и методика выбора оптимальных алгоритмов широтно-импульсной модуляции для управления трёхфазным инвертором напряжения / А.Б. Виноградов, Д.Б. Изосимов // Электричество. – 2009. – №5. – С. 37-41.
5. **Виноградов, А.Б.** Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов; Федеральное агентство по образованию; ФГБОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново, 2008. – 320 с.
6. **ГОСТ Р МЭК/ТС 60034-17-2009** (ИСО 60034-17:2006). Машины электрические вращающиеся. Часть 17. Руководство по применению асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором при питании от преобразователей. – Введ. 2011-01-01. – М.: Стандартинформ, 2011. – 111, 14 с. – (Национальные стандарты Российской Федерации).
7. **ГОСТ Р МЭК 60034-2-1-2009** (ИСО 60034-2-1:2007). Машины электрические вращающиеся. Часть 2-1. Стандартные методы определения потерь и коэффициента полезного действия вращающихся электрических машин (за исключением машин для подвижного состава). – Введ. 2011-01-01. – М.: Стандартинформ, 2011. – 111, 52 с. – (Национальные стандарты Российской Федерации).
8. **ГОСТ 13109-97.** Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – Введ. 1999-01-01. – М.: Стандартинформ, 2006. – 111, 31 с. – (Межгосударственные стандарты).
9. **Донской, Н.** Многоуровневые автономные инверторы для электропривода и электроэнергетики / Н. Донской, А. Иванов, В. Матисон, И. Ушаков // Силовая электроника. – 2008. – №1. – С. 43-46.

10. **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.
11. **Изосимов, Д.Б.** Алгоритмы векторной широтно-импульсной модуляции трёхфазного автономного инвертора напряжения / Д.Б. Изосимов, С.В. Байда // *Электротехника.* – 2004. – №4. – С. 21–31.
12. **Колпаков, А.И.** Схемотехника мощных высоковольтных преобразователей / А.И. Колпаков // *Силовая электроника.* – 2007. – №12. – С. 44–50.
13. **Колпаков, А.И.** Энергия, принесённая ветром / А.И. Колпаков // *Силовая электроника.* – 2005. – №5. – С. 6–11.
14. **Колпаков, А.И.** Алгоритмы управления многоуровневыми преобразователями / А.И. Колпаков, Е.Е. Карташев // *Силовая электроника.* – 2009. – №2. – С. 57–65.
15. **Колпаков, А.И.** Принципы работы и особенности программы теплового расчёта SEMISEL / А.И. Колпаков, Е.Е. Карташев // *Электронные компоненты.* – 2004. – №6. – С. 94–102.
16. **Колпаков, А.И.** Программа SEMISEL – «скорая помощь» разработчику [Электронный ресурс]: статья. – Режим доступа: [http://www.sindopower.com/out/pictures/wysiwigpro/rus/06\\_Semi-Sel.pdf](http://www.sindopower.com/out/pictures/wysiwigpro/rus/06_Semi-Sel.pdf), свободный.
17. **Краснов, Д.В.** Анализ технологических возможностей и выбор оптимальной топологии высоковольтных регулируемых электроприводов переменного тока: дис: канд. техн. наук: 05.09.03: защищена 17.05.12 / Краснов Дмитрий Валерьевич. – Москва, 2012. – 174 с. – Библиогр.: с. 159–164.
18. **Краснов, Д.В.** Оценка потребности в высоковольтных регулируемых электроприводах переменного тока / Д.В. Краснов, Г.Б. Онищенко // *Известия ТулГУ. Технические науки.* Вып.3. – 2010. – Ч.1. – С. 73–81.
19. **Лазарев, Г.Б.** Частотно-регулируемый электропривод насосных и вентиляторных установок – эффективная технология энерго- и ресурсосбережения на тепловых электростанциях / Г.Б. Лазарев // *Силовая электроника.* – 2007. – №3. – С. 41–48.
20. **Лазарев, Г.Б.** Высоковольтные преобразователи для частотно-регулируемого электропривода. Построение различных систем // *Новости электротехники.* – 2005. – № 2(32). – С. 30–36.
21. **Лазарев, С.А.** Векторная ШИМ в многоуровневом инверторе напряжения / С.А. Лазарев, И.И. Иванчин // *Труды VII междунар.*

(XVIII Всерос.) конф. по автоматизир. электроприводу АЭП-2012, 2–4 октября 2012г. – Иваново, 2012. – С. 410–414.

22. **Рывкин, С.Е.** Широтно-импульсная модуляция напряжения трёхфазных автономных инверторов / С.Е. Рывкин, Д.Б. Изосимов // Электричество. –1997. – №6. – С. 33–38.

23. **Сидорин, А.Е.** Алгоритм распределения нагрузки обмоток входного трансформатора высоковольтного многоуровневого преобразователя частоты / А.Е. Сидорин, Я.Н. Родин // Электротехнические комплексы и системы управления. –2007. – №1. – С. 63–65.

24. **Соколовский, Г.Г.** Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. высш. учеб. заведений / Г.Г. Соколовский. – М.: Издательский центр «Академия», 2006.– 272 с.

25. **Ткачук, А.А.** Серия высоковольтных преобразователей для плавного пуска мощных электропривода / А.А. Ткачук, В.К. Кривовяз // Известия ТулГУ. Технические науки. Вып.3. –2010. – Ч.2. – С. 52–58.

26. **Храмшин, Р.Р.** Многоуровневый высоковольтный преобразователь частоты для электропривода / Р.Р. Храмшин, Т.Р. Храмшин, Е.А. Храмшина, Г.П. Корнилов // Известия ТулГУ. Технические науки. Вып.3. –2010. – Ч.1. – С. 191–195.

27. **Шрейнер, Р.Т.** Развитие высоковольтных каскадных преобразователей частоты для электропривода / Р.Т. Шрейнер, В.К. Кривовяз, А.И. Калыгин // Труды V междунар. (XVI Всерос.) конф. по автоматизир. электроприводу АЭП-2007, 18–21 сентября 2007 г. – Ч.1. – СПб, 2007. – С. 186–189.

28. **Шрейнер, Р.Т.** Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УРО РАН. – 2000. – 654 с.

29. **Шрейнер, Р.Т.** Электромеханические и тепловые режимы асинхронных двигателей в системах частотного управления: учеб. пособие / Р.Т. Шрейнер, А.В. Костылев, В.К. Кривовяз, С.И. Шилин; под ред. проф. д-ра техн. наук Р.Т. Шрейнера; ГОУВПО «Рос. гос. проф.-пед. ун-т». – Екатеринбург, 2008. – 361 с.

30. **Bordignon, P.** Многоуровневые преобразователи источников напряжения для мощных приводов и управления энергопотреблением / Paolo Bordignon // Труды IV междунар. (XV Всерос.) конф. по автоматизир. электроприводу АЭП-2004, 14–17 сентября 2004 г. – Ч.1. – Магнитогорск, 2004. – С. 91–101.

31. **Celanovic, Nikola** Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters [Электронный ресурс]: Ph.D. Dissertation / Nikola

Celanovic. – Режим доступа: [http://www.mikrocontroller.net/attachment/108078space\\_vector\\_modulation\\_and\\_control.pdf](http://www.mikrocontroller.net/attachment/108078space_vector_modulation_and_control.pdf), свободный.

32. **Corzine, K.A.** Operation and Design of Multilevel Inverters [Электронный ресурс]: Ph.D. Dissertation / K.A. Corzine. – Режим доступа: <http://nerc.aticorp.org/papers/inverters.pdf>, свободный.

33. **Cunningham, Tim** Cascade Multilevel Inverters for Large Hybrid-Electric Vehicle Applications with Variant DC Sources [Электронный ресурс]: Master of Science Thesis / Tim Cunningham. – Режим доступа: [http://power.eecs.utk.edu/pubs/Cunningham\\_Thesis.pdf](http://power.eecs.utk.edu/pubs/Cunningham_Thesis.pdf), свободный.

34. **Fazel, S.S.** Investigation and Comparison of Multi-Level Converters for Medium Voltage Applications [Электронный ресурс]: Ph.D. Thesis / S.S. Fazel. – Режим доступа: [http://opus.kobv.de/tuberlin/volltexte/2007/1649/pdf/fazel\\_sayed.pdf](http://opus.kobv.de/tuberlin/volltexte/2007/1649/pdf/fazel_sayed.pdf), свободный.

35. **Ghiasnezhad, N.** Three-dimensional Space-Vector Modulation Algorithm for all Types of Multilevel Converters Using ABC Coordinate / N. Ghiasnezhad, M.T. Bina, M.A. Golkar // 5-th International Advanced Technologies Symposium. – Turkey, Karabuk, May 13-15th 2009.

36. **Gupta, A.K.** A General Space Vector PWM Algorithm for Multilevel Inverters Including Operation in Overmodulation Range / A.K. Gupta, A.M. Khambadkone // IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.22. – No.2. – March, 2007. – p. 517–526.

37. **Jian, S.** Optimized space vector modulation and regular sampled PWM: a reexamination / S. Jian, H. Grotstollen // IEEE Industry Applications Conference, Vol.2. – Oct., 1996. – p. 956–963.

38. **Kanchan, R.S.** Space vector PWM signal generation for multilevel inverters using only the sampled amplitudes of reference phase voltages / R.S. Kanchan, M.R. Baiju, K.K. Mohapatra, P.P. Ouseph, K. Gopakumar // IEEE Proceedings Electric Power Applications, Vol.49. – No.1. – February, 2002. – p. 186–196.

39. **Keliang, Z.** Relationship between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis / Z. Keliang, W. Danwei // IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.152. – Issue 2. – March, 2005. – p. 297–309.

40. **Kumar, P.S.** An Effective Space-Vector PWM Method for Multilevel Inverter Based on Two-level Inverter / P.S. Kumar, J. Amarnath, S.V.L. Narasimham // International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol.2. – No.2. – April, 2010. – p. 243–250.

41. **Lee, Dong-Choon** A Novel Overmodulation Technique for Space-Vector PWM Inverters / Dong-Choon Lee, G-Myoung Lee // IEEE

Transactions on Power Electronics, Vol.13. – No.6. – November, 1998. – p. 1144-1151.

42. **McGrath, B.P.** A Comparison of Multicarrier PWM Strategies for Cascaded and Neutral Point Clamped Multilevel Inverters / B.P. McGrath, D.G. Holmes // IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Galway Ireland. – 2000. – p. 674–679.

43. **McGrath, B.P.** Optimized Space Vector Switching Sequence for Multi-level Inverters / B.P. McGrath, D.G. Holmes, T. Lipo // IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.18. – No. 6. – Nov., 2003. – p. 1293–1301.

44. **McKenzie, K.J** Eliminating Harmonics in a Cascaded H-bridges Multilevel Inverters Using Resultant Theory, Symmetric Polynomials and Power Sums [Электронный ресурс]: Master of Science Thesis / K.J. McKenzie. – Режим доступа: [http://power.eecs.utk.edu/pubs/McKenzie\\_thesis.pdf](http://power.eecs.utk.edu/pubs/McKenzie_thesis.pdf), свободный.

45. **Mouzhi, Donge** A novel digital modulation scheme for multi-level cascaded H-bridge inverters in high power AC drives [Электронный ресурс]: Master of Engineering Thesis / Donge Mouzhi. – Режим доступа: <http://digitalcommons.ryerson.ca/dissertations/159>, свободный.

46. **Nho, N.V.** Novel On-Line Step Pulse PWM Algorithm For Cascade Multilevel Inverters / N.V. Nho, P.Q. Dzung, H.-H. Lee // Proceeding of the 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC). – Korea, Jeju, 18-22nd June 2006.

47. **Nho, N.V.** Sinusoidal Based Step Pulse PWM Method in Cascade Multilevel Inverters / N.V. Nho, Hong Hee Lee, Nguyen Huy Khuong // IEEE IFOST2006. – 18-20th October, 2006. – p. 322–325.

48. **Pandey, A.** A Review of Multilevel Power Converters / A. Pandey, B. Singh, B.N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, D. P. Kothari // IEEE IE (I) Journal-EL, Vol.86. – March, 2006. – p. 220–231.

49. **Pinto, J.O.P.** A neural network based space vector PWM controller for voltage-fed inverter induction motor drive / J.O.P. Pinto, B.K. Bose, L.E.B. da Silva, M.P. Kazmierkowski // IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.36. – Nov./Dec., 2000. – p. 1628–1636.

50. **Prats, M.M.** New space vector modulation algorithms applied to multilevel converters with balanced DC-link voltage / M.M. Prats, J.M. Carrasco, L.G. Franquelo // HAIT Journal of Science and Engineering B, Vol.2. – Issues 5-6. – p. 690–714.

51. **Toblert, L.M.** Multilevel PWM Methods at low Modulation Indices / L.M. Toblert, F.Z. Peng, T.G. Habetler // APEC99. – Texas, Dallas, 14-18th March, 1999. – p. 1032–1039.

## **ПРИЛОЖЕНИЯ**

**Справочные данные на высоковольтный асинхронный  
двигатель АОД-1000-6ДУ1**

- номинальная мощность двигателя  $P_n - 1000$  кВт;
- номинальное линейное напряжение  $U_n - 10$  кВ;
- синхронная частота вращения  $\Omega_0 - 1000$  об/мин;
- номинальная частота напряжения статора  $f_n - 50$  Гц;
- относительное номинальное скольжение  $s_n - 0,66$  %;
- число пар полюсов  $Z_p - 3$ ;
- номинальный ток обмотки статора  $I_n - 71$  А;
- маховый момент ротора  $J_r - 520$  кг/м<sup>2</sup>;
- коэффициент полезного действия КПД  $- 95,2$  %;
- коэффициент мощности  $- 0,85$ ;
- приведённое активное сопротивление обмотки ротора  $R_r - 0,5681308$  Ом;
- активное сопротивление обмотки статора  $R_s - 0,7219503$  Ом;
- приведённое индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора  $X_{\sigma r} - 8,39532$  Ом;
- индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора  $X_{\sigma s} - 8,472849$  Ом;
- взаимное индуктивное сопротивление  $X_m - 258,2696$  Ом.

По справочным данным асинхронного двигателя рассчитываются параметры для его модели.

**Диаграммы спектров выходных напряжений и токов  
многоуровневого каскадного преобразователя**

Диаграммы мгновенных фазных напряжений на статоре высоковольтного асинхронного двигателя АОД-1000-6ДУ1, управляемого 17-уровневым каскадным высоковольтным преобразователем с модулятором синусоидальной и векторной ШИМ на частоте модуляции 2 кГц в номинальном режиме работы (режим **В**), показаны на рис. П2.1 и рис. П2.4.

Частотные спектры фазных напряжений и токов в том же режиме работы приведены на рис. П2.2, П2.3 для алгоритма синусоидальной ШИМ и на рис. П2.5, П2.6 для алгоритма векторной ШИМ.

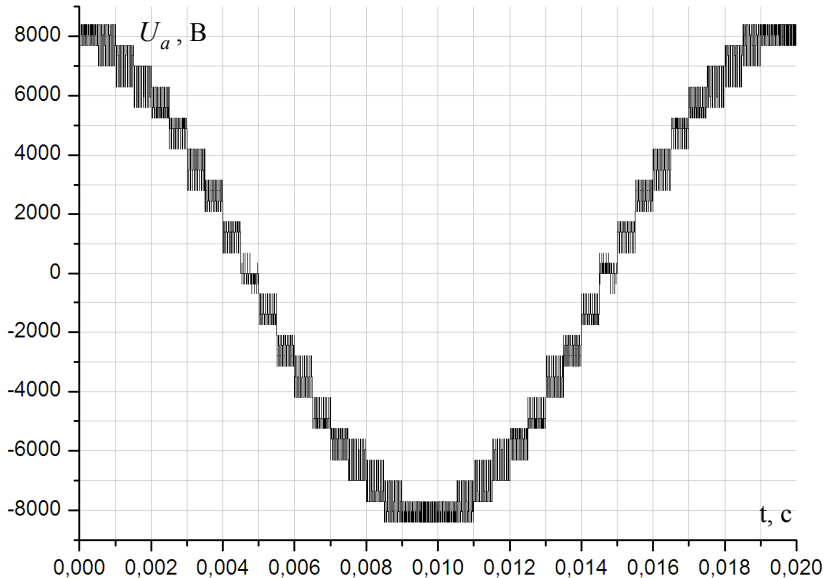


Рис. П2.1. Фазное напряжение статора АД в номинальном режиме работы с модулятором синусоидального алгоритма ШИМ

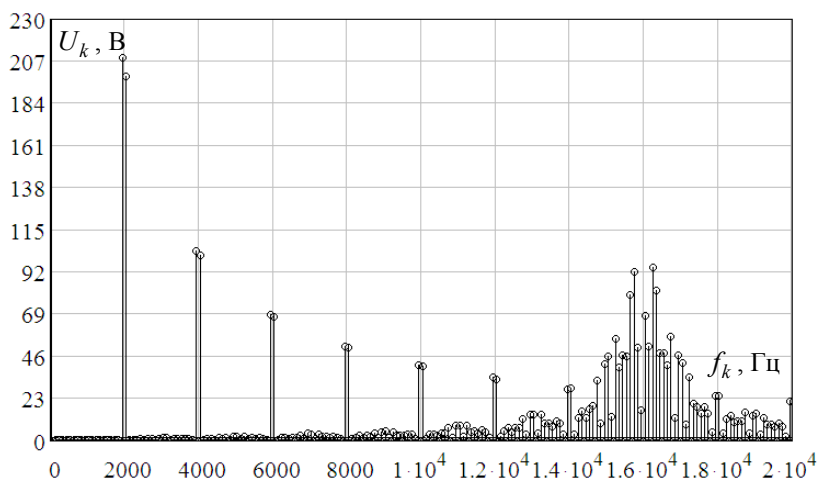


Рис. П2.2. Спектр фазного напряжения статора АД в режиме **В** с модулятором синусоидального алгоритма ШИМ на частоте 2 кГц

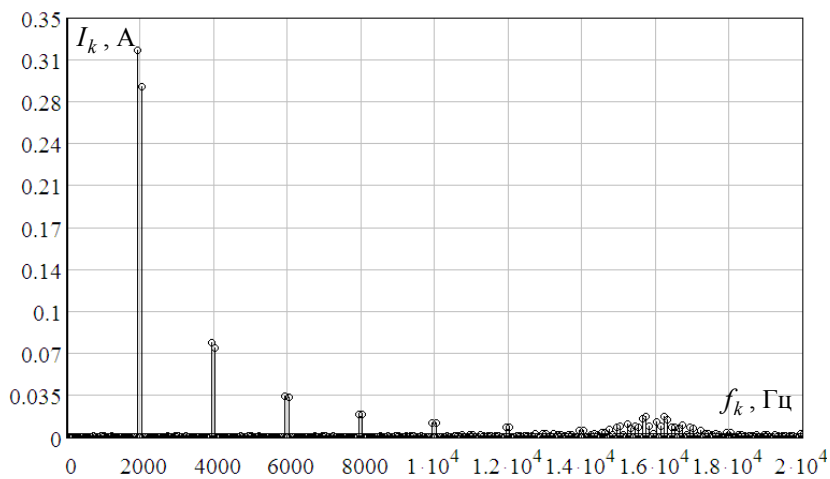


Рис. П2.3. Спектр фазного тока статора АД в режиме **В** с модулятором синусоидального алгоритма ШИМ на частоте 2 кГц

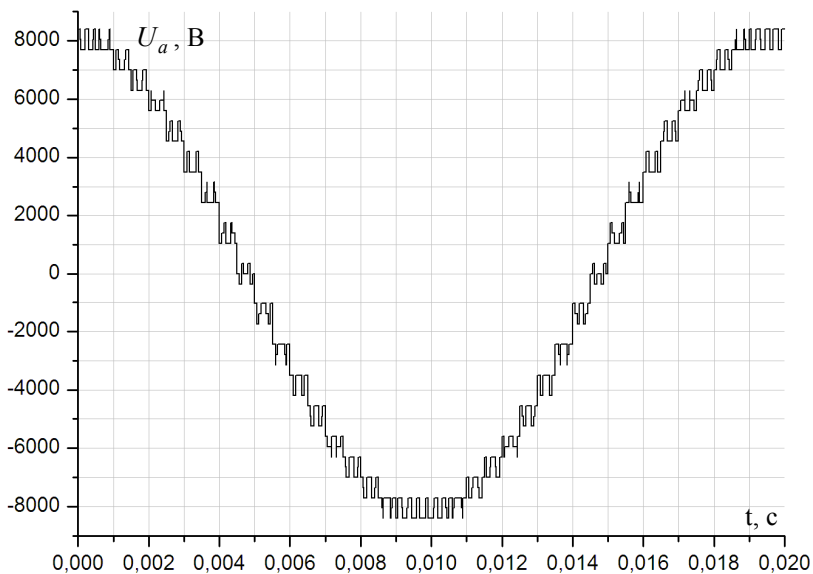


Рис. П2.4. Фазное напряжение статора АД в номинальном режиме работы с модулятором векторного алгоритма ШИМ

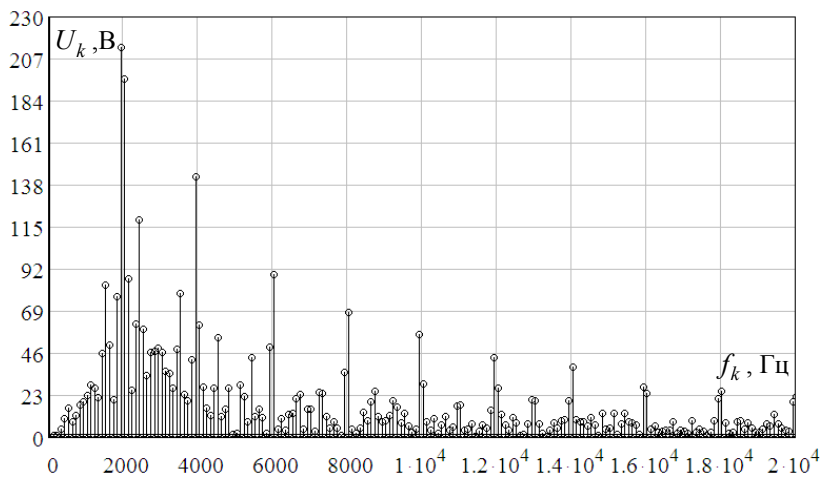


Рис. П2.5. Спектр фазного напряжения статора АД в режиме В с модулятором векторного алгоритма ШИМ на частоте 2 кГц

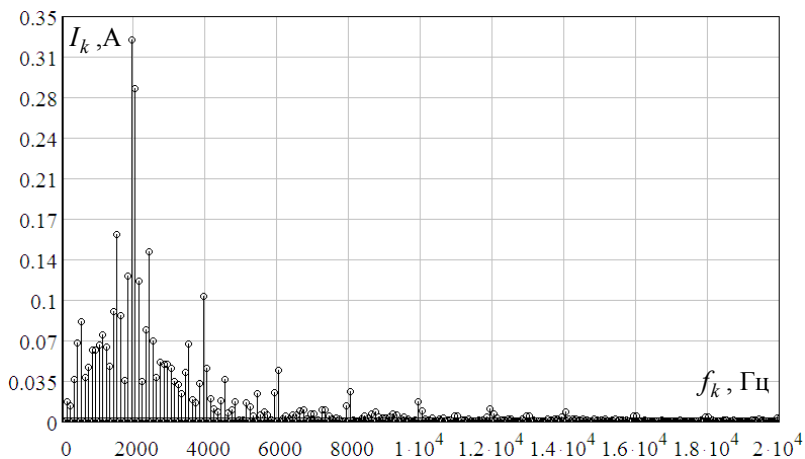


Рис. П2.6. Спектр фазного тока статора АД в режиме В с модулятором векторного алгоритма ШИМ на частоте 2 кГц

**Внешний вид шкафов опытного образца ВМПЧ**



Рис. ПЗ.1. Общий вид шкафов каскадного преобразователя



Рис. ПЗ.2. Конструкция силовой ячейки со стороны DC шины



Рис. ПЗ.3. Конструкция силовой ячейки со стороны управляющего контроллера



*a)*



*б)*

Рис. ПЗ.4. Внешний вид секции управляющего контроллера (*a*) и секции силовых ячеек (*б*)

**Справочные данные на асинхронный двигатель 5А80МВ6У3.  
Результаты испытаний опытного образца**

Справочные данные АД 5А80МВ6У3:

- номинальная мощность двигателя  $P_n - 1,1$  кВт;
- номинальное фазное напряжение статора  $U_n - 220$  В;
- синхронная частота вращения  $\Omega_0 - 1000$  об/мин;
- номинальная частота напряжения статора  $f_n - 50$  Гц;
- относительное номинальное скольжение  $s_n - 7\%$ ;
- число пар полюсов  $Z_p - 3$ ;
- номинальный активный момент  $M_n - 12$  Нм;
- приведённое активное сопротивление обмотки ротора  $R_r - 6,5$  Ом;
- активное сопротивление обмотки статора  $R_s - 7,55$  Ом;
- индуктивность рассеивания обмотки ротора  $L_{\sigma r} - 0,0319265$  Гн;
- индуктивность рассеивания обмотки статора  $L_{\sigma s} - 0,0197225$  Гн;
- взаимная индуктивность обмоток статора и ротора  $L_m - 0,0308728$  Гн;

1) Режим холостого хода с заданием по частоте 5 Гц

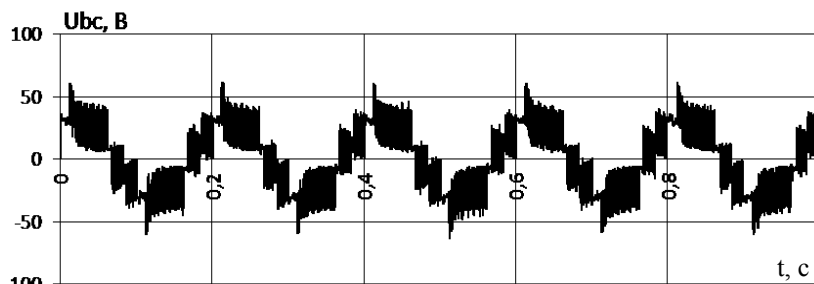


Рис. П4.1. Диаграмма выходного линейного напряжения

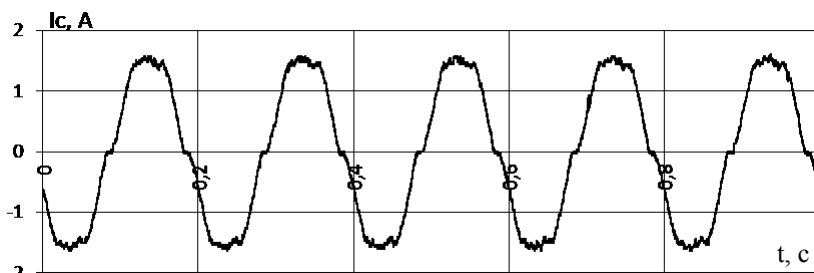


Рис. П4.2. Диаграмма выходного фазного тока (фаза C)

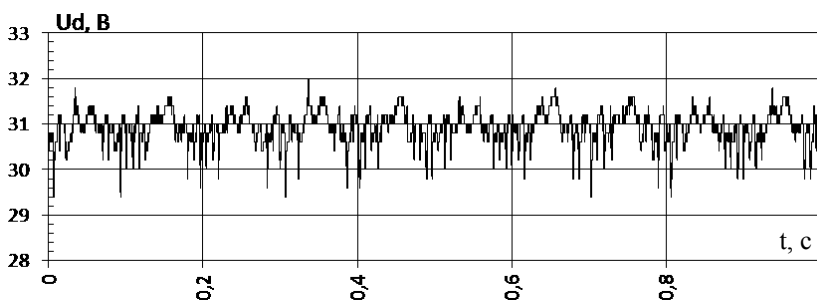


Рис. П4.3. Диаграмма напряжения в звене ячейки №1 фазы А

2) Режим холостого хода с заданием по частоте 25 Гц

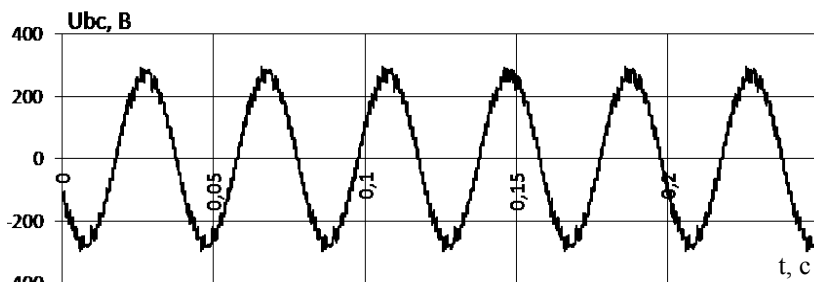


Рис. П4.4. Диаграмма выходного линейного напряжения

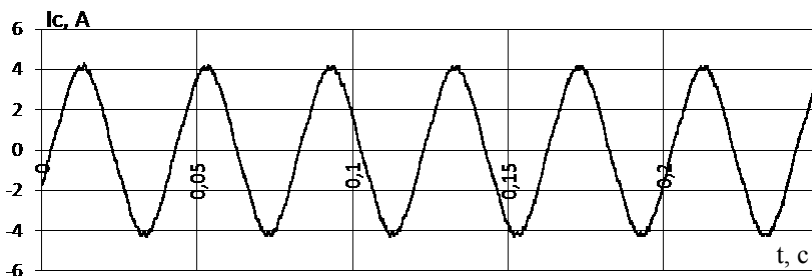


Рис. П4.5. Диаграмма выходного фазного тока (фаза C)

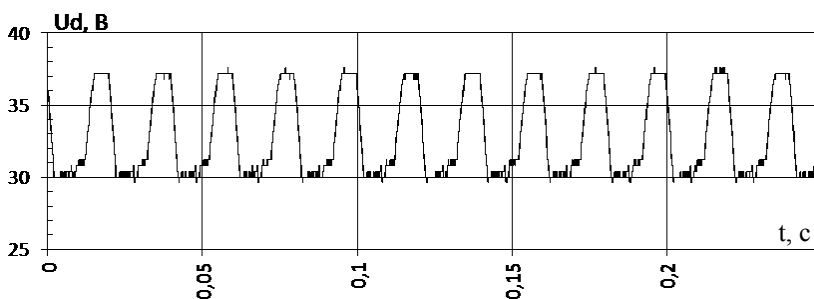


Рис. П4.6. Диаграмма напряжения в звене ячейки №1 фазы А

3) Режим холостого хода с заданием по частоте 50 Гц

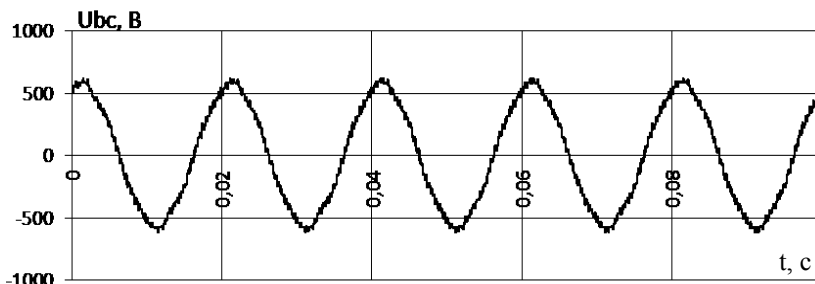


Рис. П4.7. Диаграмма выходного линейного напряжения

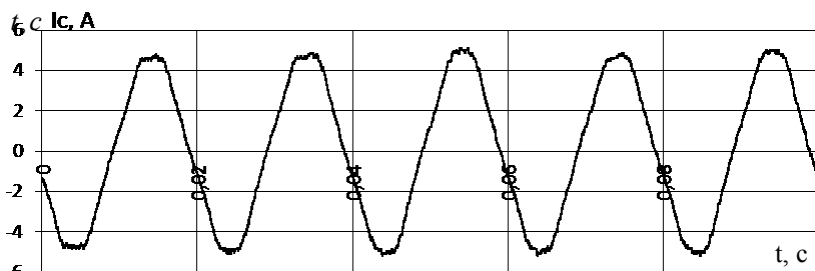


Рис. П4.8. Диаграмма выходного фазного тока (фаза С)

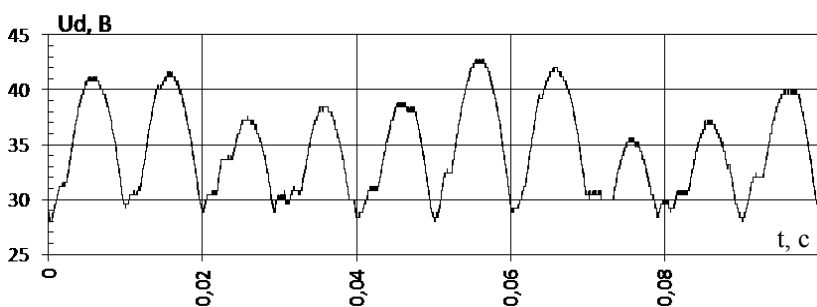


Рис. П4.9. Диаграмма напряжения в звене ячейки №1 фазы А

4) Режим холостого хода с заданием по частоте 120 Гц

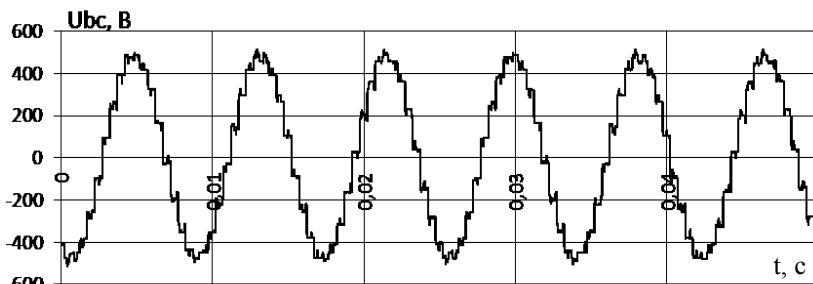


Рис. П4.10. Диаграмма выходного линейного напряжения

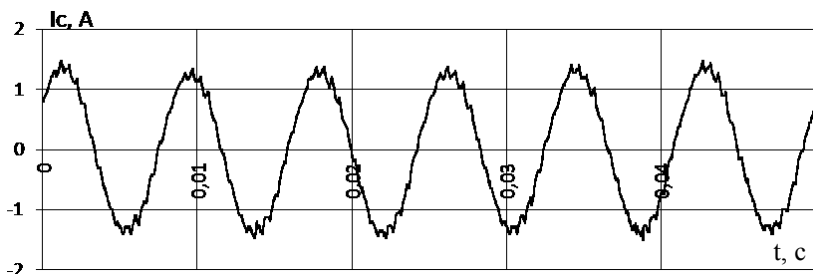


Рис. П4.11. Диаграмма выходного фазного тока (фаза C)

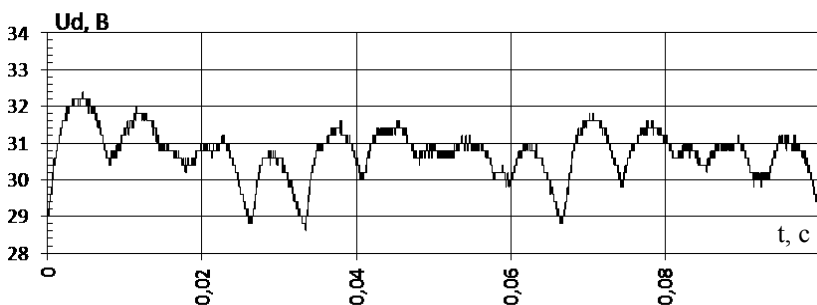


Рис. П4.12. Диаграмма напряжения в звене ячейки №1 фазы А

**Сопоставление результатов математического моделирования и экспериментального исследования на опытном образце ВМПЧ**

1) Режим холостого хода с заданием по частоте 5 Гц

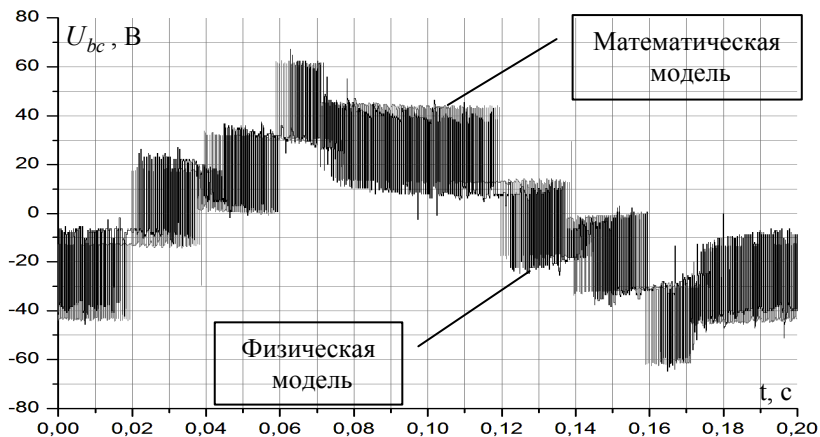


Рис. П4.13. Диаграммы линейного напряжения на выходе ВМПЧ

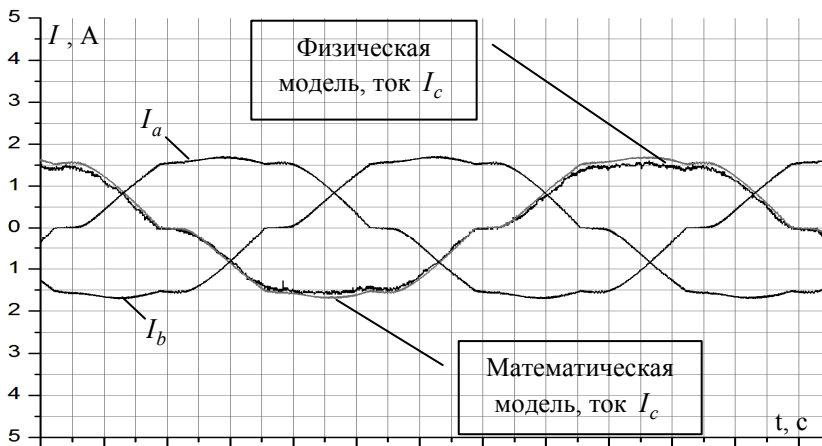


Рис. П4.14. Диаграммы фазного тока статора АД

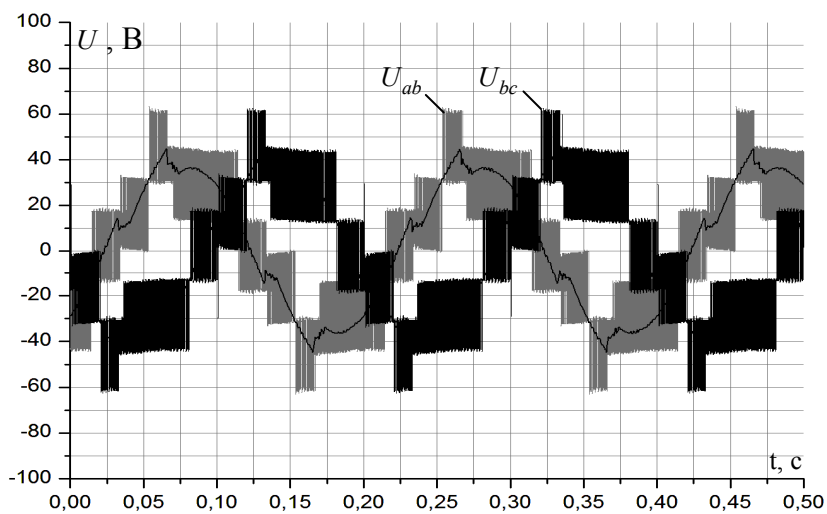


Рис. П4.15. Расчётное линейное напряжение на выходе ВМПЧ

2) Режим холостого хода с заданием по частоте 50 Гц

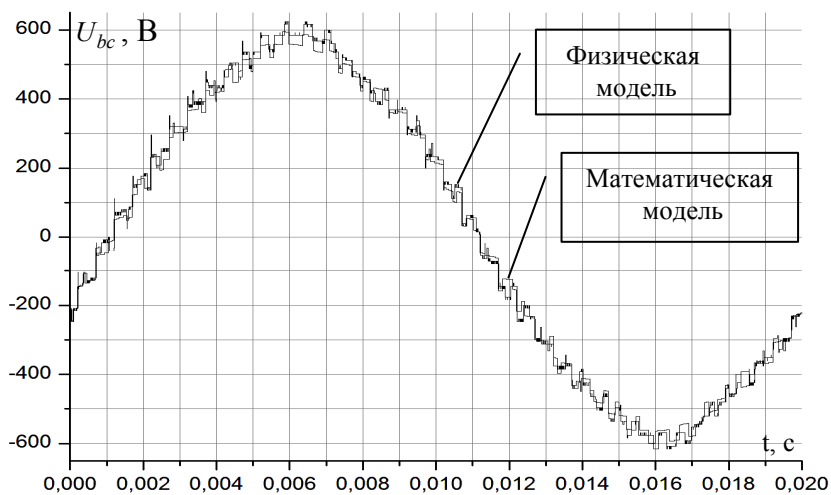


Рис. П4.16. Диаграммы линейного напряжения на выходе ВМПЧ

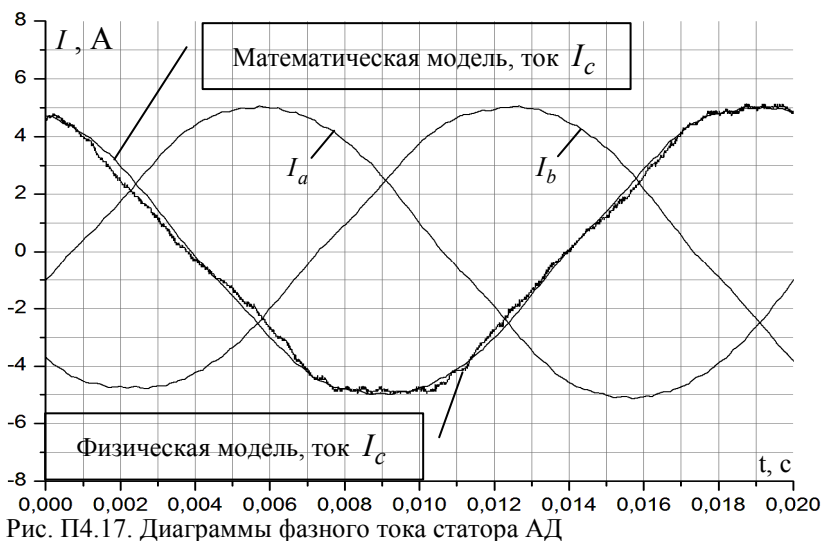


Рис. П4.17. Диаграммы фазного тока статора АД

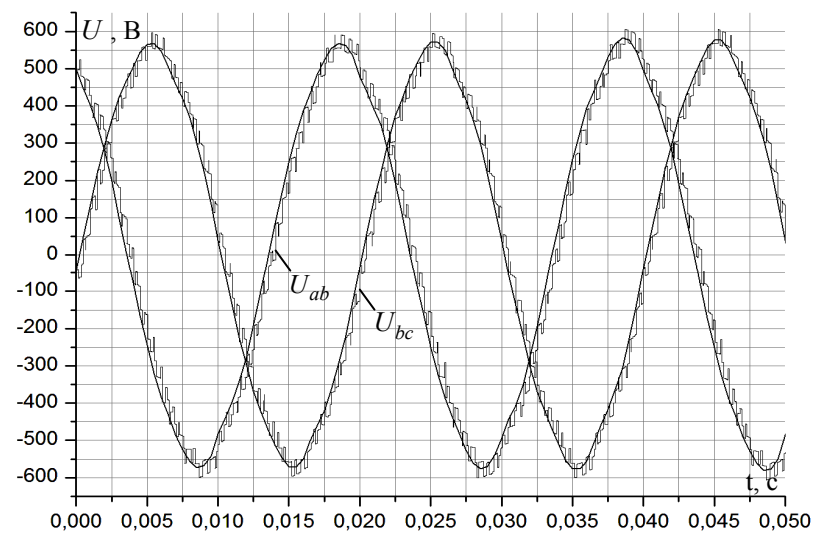


Рис. П4.18. Расчётное линейное напряжение на выходе ВМПЧ

**Результаты испытаний низковольтного макета каскадного преобразователя**

1) Режим холостого хода с заданием по частоте 5 Гц

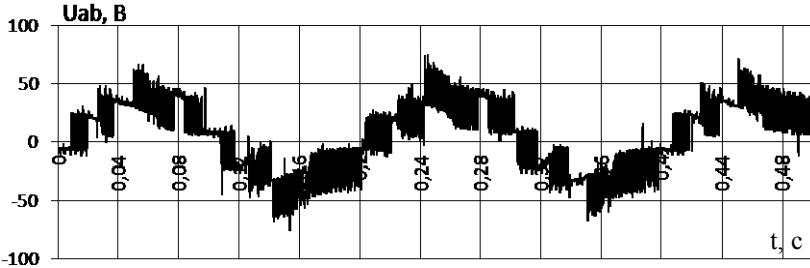


Рис. П5.1. Диаграмма выходного линейного напряжения ВМПЧ

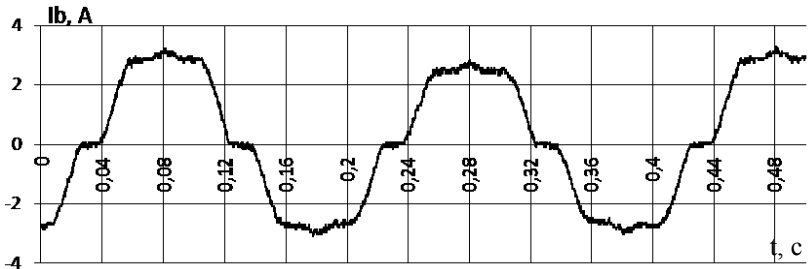


Рис. П5.2. Диаграмма выходного фазного тока (фаза В)

2) Режим холостого хода с заданием по частоте 25 Гц

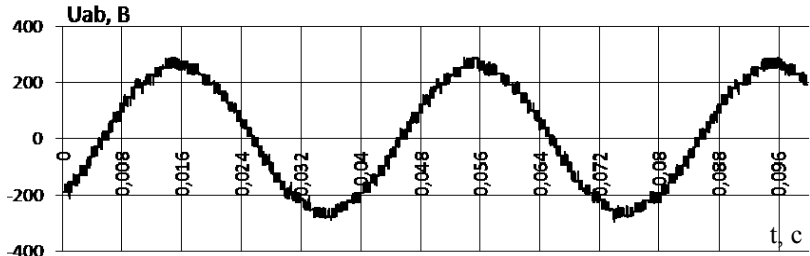


Рис. П5.3. Диаграмма выходного линейного напряжения ВМПЧ

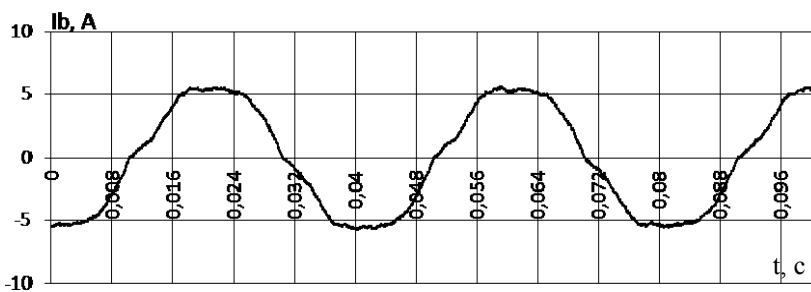


Рис. П5.4. Диаграмма выходного фазного тока (фаза В)

3) Режим холостого хода с заданием по частоте 50 Гц

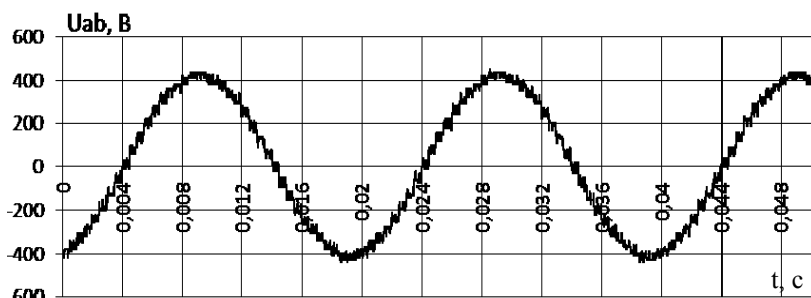


Рис. П5.5. Диаграмма выходного линейного напряжения ВМПЧ

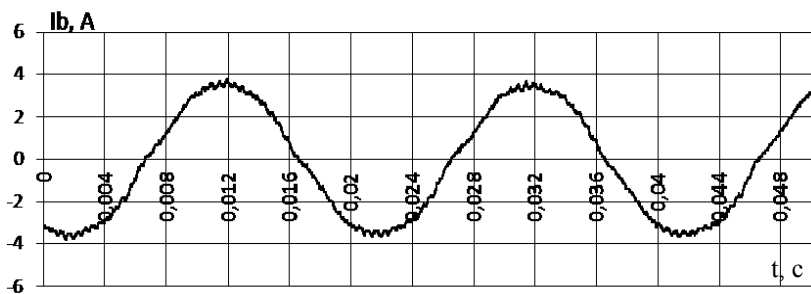


Рис. П5.6. Диаграмма выходного фазного тока (фаза В)

4) Режим холостого хода с заданием по частоте 100 Гц

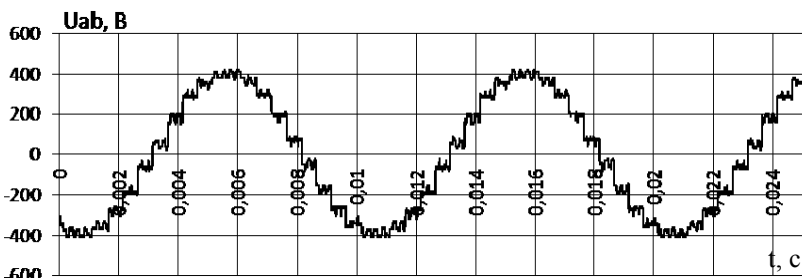


Рис. П5.7. Диаграмма выходного линейного напряжения ВМПЧ

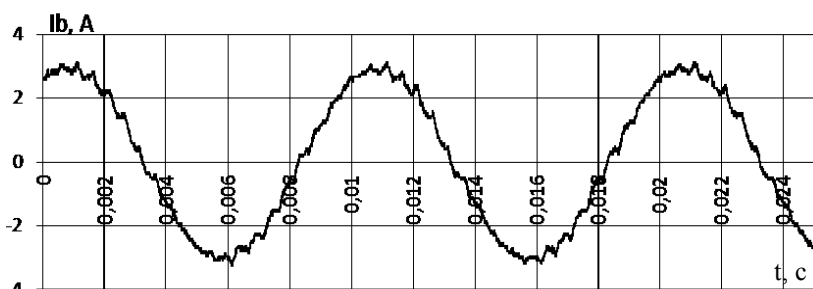


Рис. П5.8. Диаграмма выходного фазного тока (фаза В)

5) Режим с активным моментом 18 Нм и заданием по частоте 25 Гц

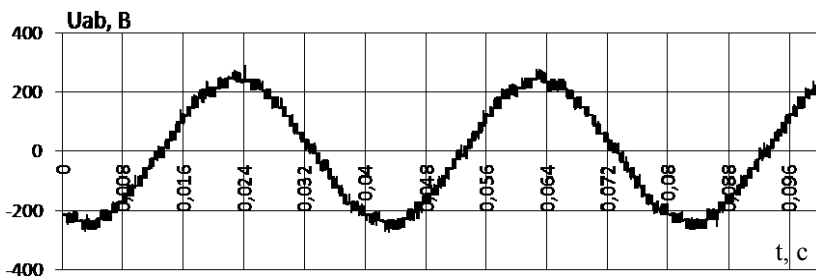


Рис. П5.9. Диаграмма выходного линейного напряжения ВМПЧ

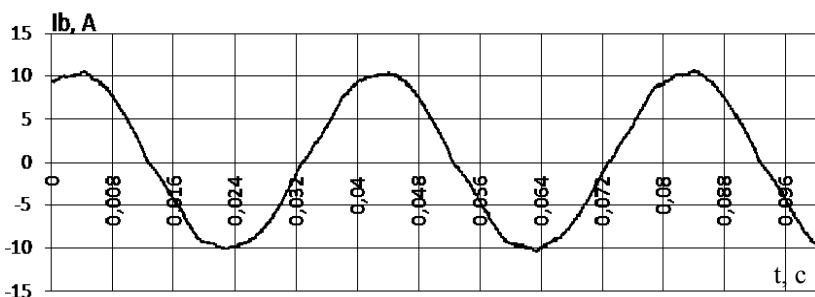


Рис. П5.10. Диаграмма выходного фазного тока (фаза В)

*б) Режим с активным моментом 18 Нм и заданием по частоте 50 Гц*

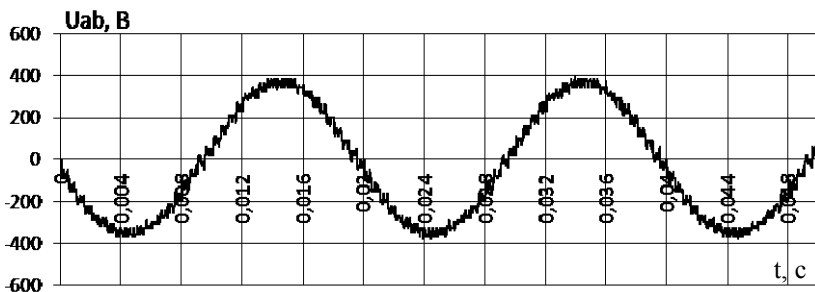


Рис. П5.11. Диаграмма выходного линейного напряжения ВМПЧ

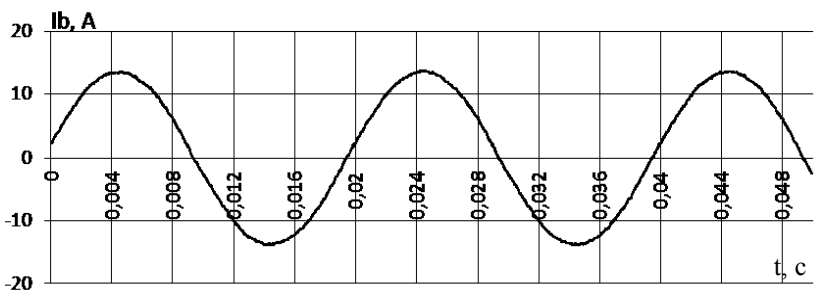


Рис. П5.12. Диаграмма выходного фазного тока (фаза В)

7) Режим разгона до номинальной скорости

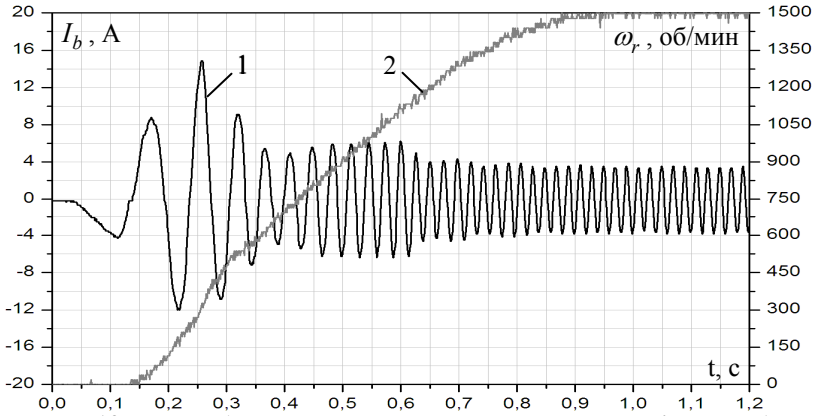


Рис. П5.13. Разгон АД с нуля до номинальной скорости: 1 – ток обмотки статора в фазе В; 2 – скорость вращения ротора

8) Режим торможения с номинальной скорости

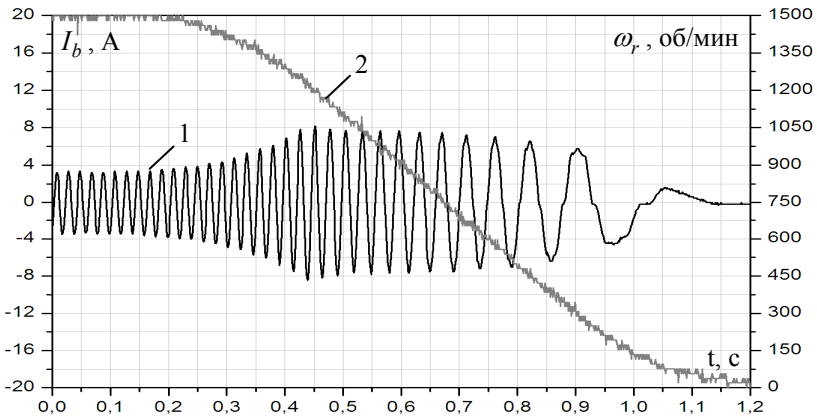


Рис. П5.14. Торможение АД с номинальной скорости до нуля: 1 – ток обмотки статора в фазе В; 2 – скорость вращения ротора

9) Режим реверса скорости ненагруженного двигателя

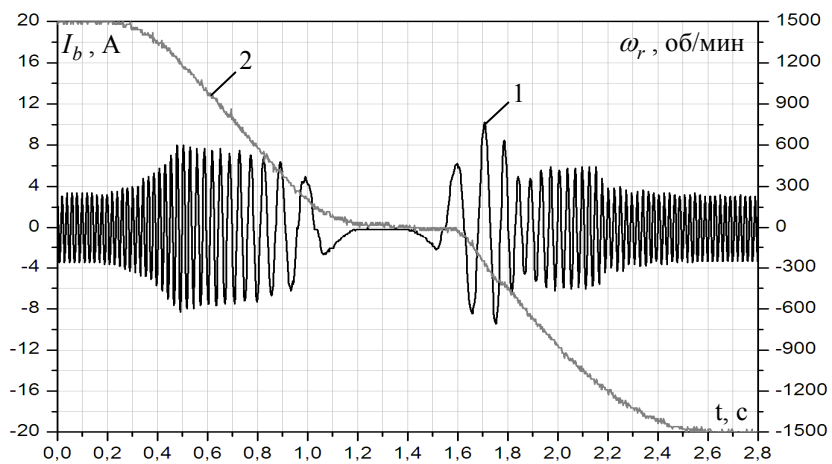


Рис. П5.15. Реверс скорости ненагруженного двигателя с 1500об/мин:  
1 – ток обмотки статора в фазе В; 2 – скорость вращения ротора

*Научное издание*

ВИНОГРАДОВ Анатолий Брониславович  
КОРОТКОВ Александр Александрович

**АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНЫМ  
МНОГОУРОВНЕВЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ**

Редактор Н.Б. Михалева

Подписано в печать . Формат 60×80 <sup>1</sup>/<sub>16</sub>.

Печать плоская. Усл. печ. л. . Уч.-изд. л. .

Тираж 100 экз. Заказ №

ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический  
университет имени В.И. Ленина».

Отпечатано в УИУНЛ ИГЭУ

153003, г. Иваново, ул. Рабфаковская, 34.