

Высоковольтный преобразователь частоты для питания асинхронных двигателей

Кузькин В.И., Мелешкин В.Н., Мясичев С.В., Симоненков Д.В., Шипаева С.Н.

Москва, ЗАО «ЭЛСИЭЛ»

Изложены результаты исследований и разработки преобразователя частоты на напряжение до 6 – 10 кВ для питания асинхронного двигателя мощностью до 4 – 6 МВт. Проведен анализ существующих схмотехнических и алгоритмических решений, обоснован выбор структуры силовых цепей преобразователя, приведены результаты компьютерного и физического моделирования электромагнитных процессов в нём.

This is to represent the results of researching and creating the frequency converter with 6 to 10 kV output voltage to supply 4 to 6 MW AC motor. Modern circuit and algorithm solutions were analyzed and the power circuit structure for this converter was founded. Also the results of both computer and physical models of electro-magnetic processes in this converter are presented.

Современные тенденции в развитии асинхронного электропривода связаны с повышением его эффективности за счёт частотного регулирования, которое обеспечивает ощутимую экономию электроэнергии, увеличение срока службы оборудования и пр. Перечисленные преимущества убедительно подтверждаются опытом широкого использования низковольтных (0,4 кВ) электроприводов с преобразователями частоты, выполненными на высокочастотных IGBT-модулях и быстродействующих микропроцессорах. С появлением силовых транзисторов на напряжения до 3 – 6 кВ и токи до 600 – 1200 А реализация этих преимуществ становится возможной и в области мощного (до 4 – 6 МВт) высоковольтного (до 6 – 10 кВ) электропривода переменного тока, который используется в электро- и теплоэнергетике, нефтегазовой отрасли, на транспорте и т.п. [1, 2].

В статье излагаются результаты разработки высоковольтного преобразователя частоты для асинхронного привода, включающие анализ существующих схмотехнических и алгоритмических решений, обоснование выбора структуры силовых цепей преобразователя, а также компьютерное и физическое моделирование электромагнитных процессов в нём.

Преобразователи частоты для высоковольтного асинхронного привода должны обладать рядом потребительских свойств, наиболее предпочтительными из которых являются следующие:

- 1) независимое и взаимосвязанное регулирование выходного напряжения по частоте и амплитуде основной гармоники (при незначительном содержании высших гармоник);
- 2) цифровое управление приводом с возможностью обмена информацией (диагностика, индикация и т.п.) по интерфейсу с системами управления более высокого уровня.
- 3) электромагнитная совместимость с питающей сетью, выражающаяся в близком к единице коэффициенте мощности;
- 4) возможность возврата электроэнергии в сеть (рекуперация) при переходе приводного двигателя в генераторный режим (например, при интенсивном торможении инерционного привода);

Отметим, что реализация первых двух функций в высоковольтном преобразователе подразумевает применение микропроцессорной системы (например, с векторным

управлением), а осуществление двух последних свойств предполагает использование управляемого выпрямителя, являющегося обратимым функциональным узлом и способного играть роль корректора коэффициента мощности.

Возможность создания высоковольтного преобразователя частоты (в частности, выбор структуры его силовых цепей) определяется параметрами приводного двигателя и силовых IGBT-модулей. В табл. 1 приведены ориентировочные выходные параметры (мощность и ток) преобразователей, вычисленные по мощности двигателя (при расчётных коэффициенте полезного действия 90% и коэффициенте мощности 0,9) для двух его типоразмеров – на 6 и 10 кВ. Как видно, выходной ток преобразователя в рассматриваемом диапазоне мощностей не превышает 750 и 450 А при выходных напряжениях 6 и 10 кВ соответственно. Важно также отметить и то, например, что уровню выходного тока 200 А соответствует мощность двигателя порядка 1700 кВт (при 6 кВ) и 2800 кВт (при 10 кВ).

Таблица 1

Ориентировочные параметры двигателей и преобразователей

№ п/п	Мощность на валу, кВт	Выходная мощность		Выходной ток, А (действующее значение)	
		кВт	кВА	при 6 кВ	при 10 кВ
1	630	700	778	75	45
2	800	889	988	95	57
3	1000	1111	1235	119	71
4	1250	1389	1543	148	89
5	1600	1778	1975	190	114
6	2000	2222	2469	238	143
7	2500	2778	3086	297	178
8	3200	3556	3951	380	228
9	4000	4444	4938	475	285
10	5000	5556	6173	594	356
11	6300	7000	7778	748	449

В табл. 2 приведен перечень (неполный) высоковольтных силовых IGBT-модулей (FZ – модуль с одним транзистором, FF – модуль с двумя транзисторами, соединёнными последовательно), выпускаемых в настоящее время фирмой EUPEC.

Таблица 2

Высоковольтные IGBT-модули фирмы EUPEC

Номинальный ток, А	Номинальное напряжение, В		
	1700	3300	6500
200		FF200R33KF2C	FZ200R65KF1
400	FF400R17KE3B2	FF400R33KF2C	FZ400R65KF1
600	FF600R17KE3		FZ600R65KF1
800	FF800R17KE3	FZ800R33KL2C	
1200	FF1200R17KE3	FZ1200R33KL2C	
1800	FZ1800R17KE3B2		
2400	FZ2400R17KE3B2		
3600	FZ3600R17KE3		

Как видно, существует обратная зависимость между номинальными значениями напряжения и тока модуля: например, FZ-модули 17 класса выпускаются на токи от

1800 до 3600 А, такие же модули 33 класса – на токи 800 и 1200 А, а модули 65 класса – только на токи от 200 до 600 А. Сопоставляя данные таблиц 1 и 2, можно заключить, что современная элементная база силовой электроники обеспечивает возможность создания высоковольтных преобразователей для приведенного типоряда двигателей.

Переходя к обоснованию структуры высоковольтного преобразователя частоты, заметим, что наибольшее распространение в настоящее время получили следующие три её варианта:

- «низковольтный» преобразователь с двумя трансформаторами (входным и выходным);
- высоковольтный «многоуровневый» преобразователь с входным секционированным трансформатором;
- высоковольтный «каскадный» преобразователь также с входным секционированным трансформатором.

Первая из упомянутых структур, представленная в однолинейном изображении на рис. 1, не имеет ограничений по уровню входного и выходного напряжений. Преобразователь частоты (ПЧ) в этой структуре состоит из неуправляемого выпрямителя с индуктивно-ёмкостным фильтром и трёхфазного мостового инвертора, который может быть реализована на IGBT-модулях, например, 12 или 17 класса. В частности, при использовании модулей на 1700 В и 2400 А (ориентировочно с двойным запасом по напряжению и по току) выходная мощность преобразователя составит порядка 1250 кВА. Одним из недостатков такого преобразователя является ощутимое содержание высших гармоник в спектре выходного напряжения.

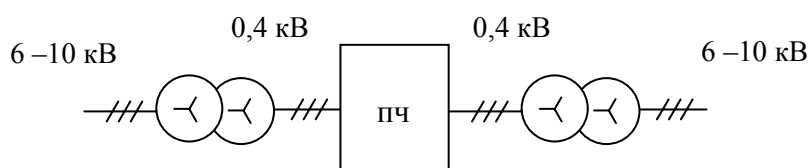


Рис. 1. Структура преобразователя с двумя трансформаторами

Многоуровневый преобразователь, структура которого приведена на рис. 2, содержит входной трансформатор с двумя группами вторичных обмоток, два неуправляемых выпрямителя, выходы которых соединены последовательно, и высоковольтный инвертор, фазы которого реализуются тремя силовыми блоками (СБ).

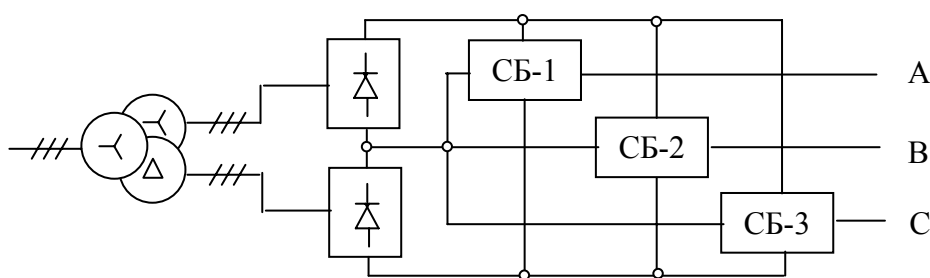


Рис. 2. Структура многоуровневого преобразователя

Силовые блоки инвертора состоят из последовательного соединения транзисторов с сопутствующими средствами, обеспечивающими равномерное распределение напряжения между ними [1]. Простейший из таких инверторов (трёхуровневый) содержит по четыре транзистора в одном СБ, так что напряжение на каждом из транзисторов не превышает половины амплитудного значения выходного линейного напряжения [2].

Следовательно, использование IGBT-модулей на 6500 В и 400 А (также с двойным запасом по напряжению и току) позволяет реализовать в трёхуровневом преобразователе выходную мощность порядка 1300 кВА (при напряжении на выходе до 4,5 кВ).

Каскадный преобразователь, практически не имеющий ограничений по уровню выходного напряжения, заслуживает более подробного описания [1]. Структура силовых цепей такого преобразователя изображена на рис. 3. Как видно, он содержит три фазы (AN, BN и CN), соединённые по схеме «звезда», причём приводной двигатель подключается к фазным выводам А, В и С. Каждая из трёх фаз преобразователя состоит из m силовых блоков, соединённых последовательно. Питание силовых блоков индивидуальное (однофазное или трёхфазное) и осуществляется от вторичных обмоток входного трансформатора (схема соединения блоков и обмоток на рис. 3 не показана).

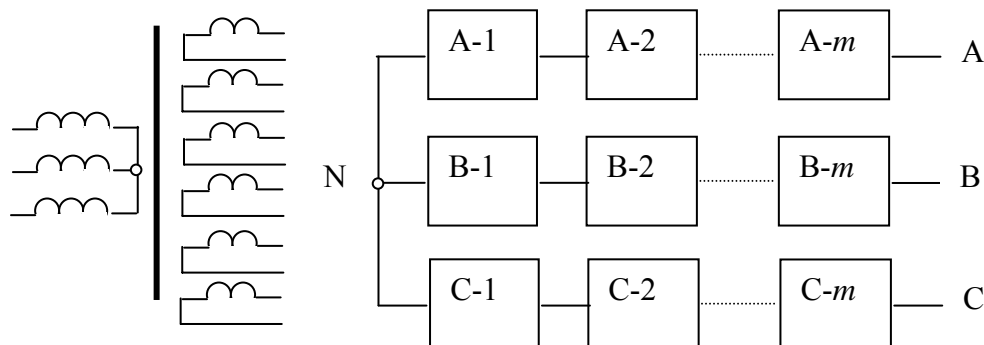


Рис. 3. Структура каскадного преобразователя

Силовой блок каскадного преобразователя представляет собой обратимый четырёхполюсник, электрическая схема которого показана на рис. 4. Как видно, он состоит из двух однофазных инверторов, выполненных на IGBT-модулях (с одним, двумя или четырьмя транзисторами) и соединённых между собой тоже каскадно, причём, вход (ab) первого из них подсоединён к обмотке (обмоткам) трансформатора, а выход (cd) второго – последовательно с выходами других подобных блоков в выходной фазе преобразователя. Следует также отметить наличие в силовом блоке двух накопителей энергии – индуктивного (L) и ёмкостного (C), которые обеспечивают работу первого инвертора в режимах прямой и обратной передачи энергии.

Особенность рассматриваемого силового блока состоит в том, что напряжение на каждом из его транзисторов в m раз меньше амплитуды фазного напряжения на выходе преобразователя. Следовательно, использование IGBT-модулей на 6500 В и 400 А (также с двойным запасом по напряжению и току) позволяет реализовать, например, в двухкаскадном ($m = 2$) преобразователе выходную мощность порядка 2800 кВА (при напряжении до 8 кВ).

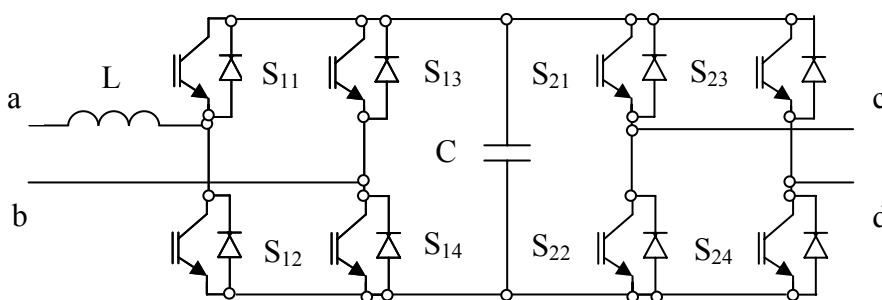


Рис. 4. Электрическая схема силового блока

Дальнейшее повышение выходных параметров (напряжения или мощности) в каскадном преобразователе возможно за счёт применения в них IGBT-модулей на большие токи и меньшие напряжения (с соответствующим увеличением количества силовых блоков в каждой фазе). Например, для реализации преобразователя на мощность порядка 10 МВА при напряжении 10 кВ можно использовать IGBT-модули класса 33 на 1200 А (при тех же запасах), если число блоков в каждой его фазе увеличить до пяти. Приведенные соображения оказались определяющими при выборе структуры высоковольтного преобразователя.

Переключение транзисторов выпрямителя ($S_{11} - S_{14}$) и инвертора ($S_{21} - S_{24}$) в силовом блоке предлагается выполнять по алгоритмам, приведённым в табл. 3. Здесь логические сигналы 1 и 0 означают соответственно проводящее и непроводящее состояние транзисторов, а γ_1 и γ_2 соответствуют относительной ширине импульсов управления (коэффициенту модуляции), вырабатываемой системой управления.

Таблица 3

Алгоритмы переключения транзисторов в силовом блоке

$u_{вх}(t)$	>0		<0	
$i_{вх}(t)$	<0	>0		<0
S_{11}	γ_1	0	0	0
S_{12}	0	$1-\gamma_1$	1	0
S_{13}	0	0	γ_1	0
S_{14}	1	0	0	$1-\gamma_1$

$u_{вых}(t)$	>0		<0	
$i_{вых}(t)$	<0	>0		<0
S_{21}	0	γ_2	0	0
S_{22}	$1-\gamma_2$	0	0	1
S_{23}	0	0	0	γ_2
S_{24}	0	1	$1-\gamma_2$	0

Как видно, стратегия управления транзисторами выпрямителя зависит от полярности входных напряжения $u_{вх}(t)$ и тока $i_{вх}(t)$, а для транзисторов инвертора существенна полярность выходных напряжения $u_{вых}(t)$ и тока $i_{вых}(t)$. По этому признаку периоды основных гармоник выпрямителя и инвертора естественным образом разбиваются на четыре временных интервала. Примечательно также, что как в выпрямителе, так и в инверторе на каждом из этих интервалов широтно-импульсная модуляция (ШИМ) реализуется только одним транзистором, а остальные три находятся в статическом состоянии (проводящем или непроводящем). Это позволяет исключить «мертвые паузы» между импульсами управления и уменьшить динамические потери в транзисторах.

Последующая стадия проектирования, традиционно связанная с выбором силовых элементов и отработкой алгоритмов управления силовыми ключами, предполагает наличие конкретных исходных данных. В их отсутствие, а также с целью накопления опыта разработки преобразователей такого класса представляется оправданным проведение дальнейших исследований на моделях – сперва компьютерной, а затем и физической. При этом в качестве оригинала был принят условный трёхкаскадный преобразователь с выходной мощностью 780 кВА при напряжении 6 кВ (номинальный ток 75 А). Соответствующая физическая модель (макет) должна быть связана с оригиналом посредством коэффициентов подобия, которые следует выбирать, в частности, с учётом реальных возможностей её реализации. Перечень таких коэффициентов применительно к данным условиям приведен в табл. 4, а основные параметры макета – в табл. 5.

Как видно, физическая модель высоковольтного преобразователя может быть выполнена в виде макета, рассчитанного на мощность порядка 12 кВА (при линейном напряжении 400 В). Для реализации указанных выходных параметров в структуре трехкаскадной модели необходимо в каждом из девяти силовых блоков макета обеспечить постоянное напряжение 110 В (при входном переменном напряжении порядка 70 В). Отметим также, что сопротивление и индуктивность в макете меньше соответствующих параметров оригинала в 2,4 раза, а ёмкость в макете, напротив, в 2,4 раза больше, чем ёмкость в оригинале.

Коэффициенты подобия (макет/оригинал)

Наименование	Значение
Основные коэффициенты	
Время	1 : 1
Напряжение	1 : 15
Ток	1 : 6,25
Производные коэффициенты	
Мощность	1 : 93,75
Сопротивление	1 : 2,4
Индуктивность	1 : 2,4
Ёмкость	2,4 : 1

Выходные параметры макета преобразователя

Наименование	Ед. измер.	Значение
Номинальное напряжение (фазное/линейное)	В	230/400
Номинальная частота	Гц	50
Номинальный ток (линейный)	А	12
Предельный ток (50%-ная перегрузка)	А	18
Предельная мощность	кВА	12,4
Коэффициент мощности	-	0,87
Активная мощность	кВт	10,8

Компьютерное моделирование преобразователя осуществлялось при частоте коммутации силовых ключей 2,5 кГц. При этом индуктивности дросселей во всех силовых блоках макета приняты одинаковыми (по 1 мГн), а ёмкости конденсаторов – разные (по 5, 4 и 3 мФ в блоках 1, 2 и 3 – соответственно степени их загрузки). Остановимся на некоторых из полученных результатов.

Итоги моделирования преобразователя с активно-индуктивной нагрузкой (11,3 Ом, 19,1 мГн) представлены на рис. 5 временными диаграммами выходного тока и напряжения (масштабы – 5 мс/кл, 100 В/кл и 10 А/кл). Как видно, фазное напряжение имеет ступенчатую форму с тремя уровнями ШИМ на полуволне основной гармоники,

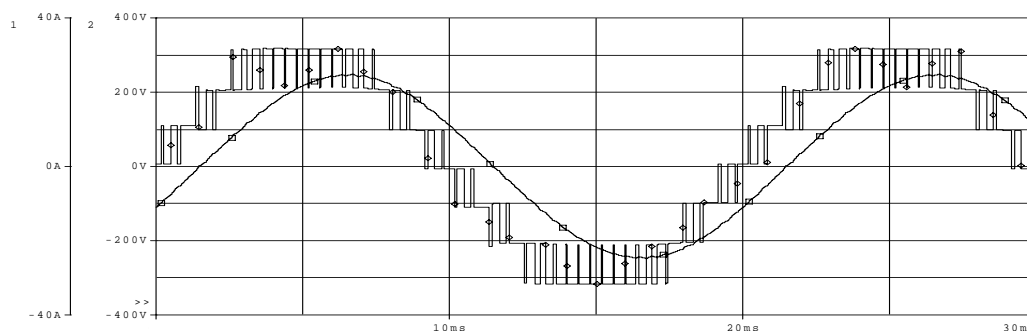


Рис. 5. Выходные фазное напряжение и линейный ток (компьютерная модель)

а линейный ток отстаёт от напряжения на 1/12 её периода. Анализ частотного спектра фазного напряжения показывает, что амплитуда его основной гармоники составляет 313 В, а амплитуды гармоник вблизи частоты коммутации равны по 14 и 24 В. Таким образом подтверждается возможность использования каскадных преобразователей без выходных сглаживающих фильтров.

Моделирование рассматриваемого режима подтвердило, в частности, предположение о неравномерной нагрузке силовых блоков в каждой из фаз макета: при суммарной мощности одной фазы 3574 Вт мощность блока 1 составляет 1510 Вт, мощность блока 2 – 1315 Вт, а в блоке 3 – всего лишь 749 Вт.

Моделирование режима рекуперации преобразователя характеризуется временными диаграммами, представленными на рис. 6. Одна из приведенных кривых соответствует напряжению на входах трёх силовых блоках (1, 2 и 3) в одной фазе (А) преобразователя, а другая есть сумма трёх входных токов соответственно, причём обе кривые изменяются строго в противофазе. Анализ частотного спектра суммарного тока показывает, что амплитуды его гармоник составляют: первая – 80 А, третья – 6 А и пятая – 5 А, а гармоника, соответствующая частоте ШИМ, имеет амплитуду порядка 6 А. При этих условиях эквивалентный коэффициент мощности на входах трёх силовых блоков весьма высок и составляет 0,987.

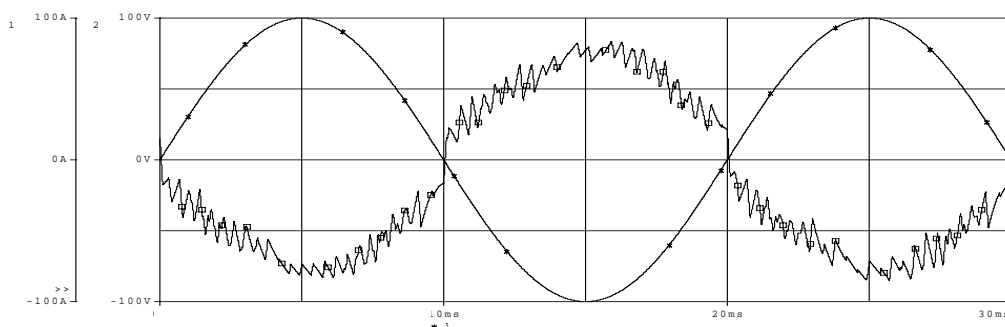


Рис. 6. Входные напряжение и суммарный ток трёх силовых блоков одной фазы (компьютерная модель)

В целом компьютерное моделирование физической модели подтвердило достоверность принятых схмотехнических и алгоритмических решений и позволило перейти к её технической реализации в виде макета.

Внешний вид макета изображён на рис. 7. В нижней части шкафа установлены три однофазных трансформатора, каждый из которых имеет по три изолированных вторичных обмотки. На задней стенке шкафа располагаются разъёмы для подключения к сети и выводы для подсоединения двигателя. На передней стенке устанавливаются автоматический выключатель, индикационная панель и терминал внешнего информационного обмена.

Силовые транзисторы выпрямителей и инверторов размещены на алюминиевых радиаторах, обдуваемых вентиляторами. Для контроля температуры на радиаторах установлены биметаллические датчики. Кроме того, во вторичных обмотках трансформаторов установлены датчики тока, а в силовых блоках – датчики напряжения.

Микропроцессорная система управления состоит из трёх фазных каналов, модуля индикации (с 24-х символьным дисплеем и пленочной клавиатурой) и устройства сопряжения, которое обеспечивает связь с АСУ верхнего уровня. Для передачи сигналов управления к силовым транзисторам используются оптоволоконные драйверы, а обмен информацией между каналами управления реализован на базе протокола CAN.



Рис. 7. Внешний вид макета (физическая модель)

Описываемый макетный образец был подвергнут всесторонним испытаниям, в ходе которых исследованы установившиеся режимы и переходные процессы. Результаты экспериментальных исследований вполне согласуются с итогами компьютерного моделирования. В качестве примера на рис. 8 показана осциллограмма фазного напряжения на нагрузке в номинальном режиме, которую следует сравнить с аналогичной временной диаграммой (см. рис. 5). Как видно, диаграммы напряжения тождественны как по форме, так и по содержанию.

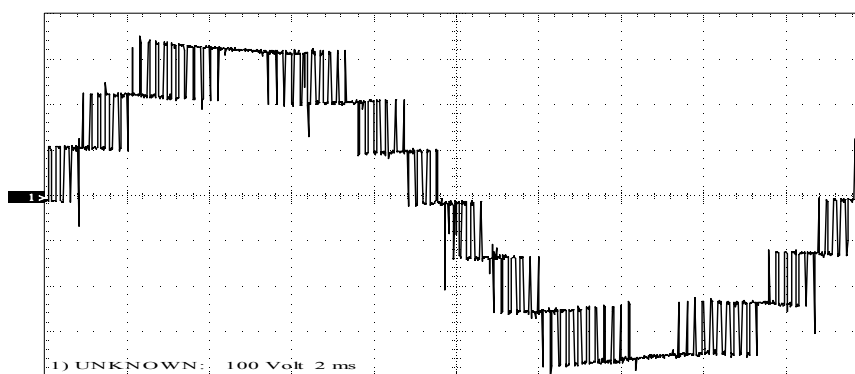


Рис. 8. Выходное фазное напряжение – физическая модель
(масштабы: 2 мс/кл и 100 В/кл)

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы.

1. Современные IGBT-модули обеспечивает возможность создания высоковольтных преобразователей частоты для электропривода мощностью до 10 МВт (при напряжении до 10 кВ).
2. Среди известных структур высоковольтных преобразователей наиболее предпочтительной является так называемая «каскадная» структура, практически не имеющая ограничений по уровню выходного напряжения.

3. Избранные алгоритмы управления выпрямителями и инверторами преобразователя обеспечивают эффективную коммутацию силовых транзисторах, сводя к минимуму статические и динамические потери в них.

4. Компьютерное и физическое моделирование высоковольтного преобразователя подтвердило достоверность принятых схмотехнических и алгоритмических решений.

Список литературы

1. B.P. McGrath, D.G. Holmes, T.A. Lipo “Optimized Space Vector Switching Sequences for Multilevel Inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, pp. 1293 – 1301, Nov. 2003.

2. S.K. Mondal, B.K. Bose, V. Oleschuk, J.O.P. Pinto “Space Vector Pulse Width Modulation of Three-Level Inverter Extending Operation Into Overmodulation Region,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, pp. 604 – 611, Mar. 2003.