

Обобщенный анализ выходной энергии многофазных многоуровневых инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией¹

БАХОВЦЕВ И.А., ЗИНОВЬЕВ Г.С.

В электроприводах и системах генерирования электроэнергии широко применяются инверторы напряжения различной топологии. Важным критерием при оценке эффективности их работы является качество выходной энергии, анализ которого традиционно проводится спектральными методами с использованием средств вычислительной техники и моделирования. В статье приведены обобщенные аналитические выражения для действующего значения и коэффициента гармоник линейного напряжения многофазных многоуровневых инверторов напряжения. Данные характеристики зависят только от глубины модуляции и числа уровней инвертора. Число фаз инвертора и способы управления определяют линейный диапазон регулирования первой гармоники выходного напряжения. Другими характеристиками, позволяющими выявить особенности способов управления, являются приведенные интегральные коэффициенты гармоник выходного напряжения. Представлены аналитические зависимости для этих коэффициентов, полученные численным путем. Приведены графики полученных зависимостей, даны рекомендации по практическому применению полученных в статье результатов.

Ключевые слова: многофазный многоуровневый инвертор напряжения, качество выходной энергии, способы широтно-импульсной модуляции, глубина модуляции, коэффициент гармоник, приведенные интегральные коэффициенты гармоник

В электроприводах и системах генерирования электроэнергии широкое распространение получили многоуровневые автономные инверторы напряжения (МУ-АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Они обеспечивают шадящие (по напряжению) условия работы силовых ключей, что актуально в высоковольтных применениях, и улучшенное качество выходной энергии [1, 2]. Посвященные им публикации рассматривают широкий круг вопросов реализации и анализа, в частности анализа выходных спектральных [3] и энергетических характеристик [4]. Однако последние чаще всего анализируются с использованием компьютерного моделирования и численных методов. Работ, посвященных аналитическому анализу выходных характеристик с выводом выражений в замкнутом виде, заметно меньше. Целью настоящей статьи является получение обобщенных аналитических соотношений для выходных энергетических характеристик m -фазного L -уровневого АИН с ШИМ.

К выходным энергетическим характеристикам АИН относятся действующее значение и коэффициент гармоник выходного напряжения. Ранее одним из авторов статьи были выведены в общем виде аналитические выражения для этих параметров применительно к многофазным двух-, трех- и четырехуровневым АИН, в которых каждая фаза

реализована соответствующей полумостовой ячейкой [5–7]. При выводе был сделан ряд допущений.

Во-первых, источник питания и ключи инвертора приняты идеальными, напряжения на емкостном делителе в звене постоянного тока сбалансированы, кратность K_p (отношение) частот опорного и модулирующего сигналов стремится к бесконечности, регулирование 1-й гармоники выходного напряжения происходит в линейной области. Во-вторых, в качестве конкретного объекта анализировалось имеющее более простую и однородную форму линейное напряжение многоуровневого АИН с фиксированной нейтральной точкой (neutral point clamped – NPC), построенного, как было сказано выше, на основе фазных полумостовых ячеек. И, в-третьих, среди традиционных способов ШИМ, имеющих применительно к МУ-АИН различные варианты, были выбраны те, в которых опорные сигналы сдвинуты по уровню и находятся в фазе по отношению друг к другу (phase disposition – PD), так как они обеспечивают лучшее качество выходного напряжения [8].

Методика анализа. Применяемую методику рассмотрим на примере 4-уровневого АИН (4У-АИН) [7]. На рис. 1 для ряда значений амплитуды модулирующего сигнала представлено его линейное напряжение U_{ab} . Оно выражено в относительных единицах – в долях напряжения источника питания. Это позволило совместить кривые напряже-

¹ Исследования выполнены по программе гранта 8.1327.2014К.

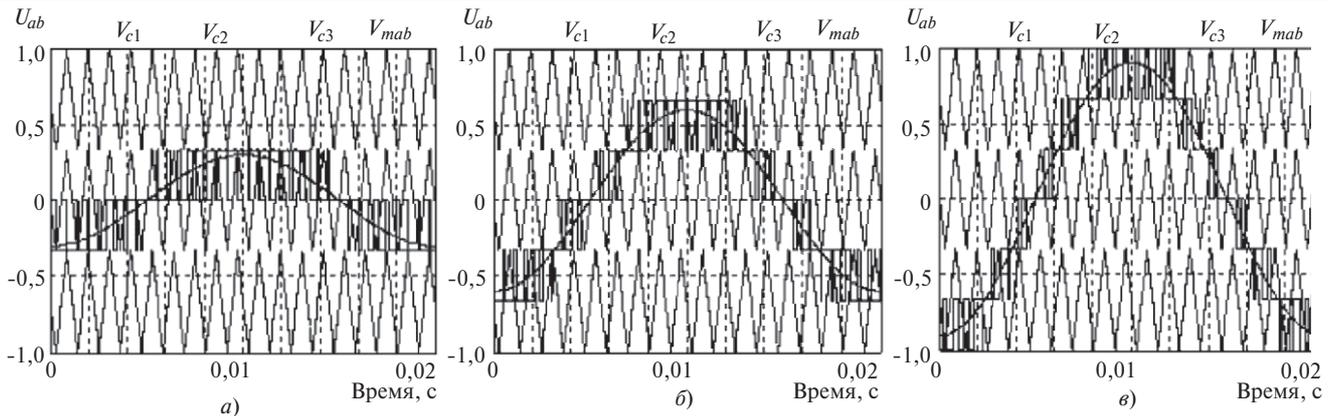


Рис. 1. Линейное напряжение 4У-АИН и сигналы системы управления: а – $M=0,3$; б – $M=0,6$; в – $M=0,9$

ния с эпюрами опорных сигналов V_{c1} , V_{c2} , V_{c3} , амплитуда которых равна $1/3$, а суммарная амплитуда (в рамках одной полярности) равна единице.

Как видно из рисунка, кривая линейного напряжения представляет собой последовательность однополярных широтно-модулированных импульсов амплитудой $1/3$, расположенных в зависимости от глубины модуляции и положения на полупериоде на «пьедесталах» с амплитудой, равной 0 , $1/3$ или $2/3$.

Высокая кратность частот и однополярная форма позволяют представить закон модуляции длительностей этих импульсов в виде непрерывной функции, равной на каждом такте среднему значению текущей длительности. Как показано при анализе линейного напряжения двух- и трехуровневых АИН [5, 6], в этом случае удобно использовать понятие виртуальный *линейный модулирующий сигнал* (ЛМС). Он задает закон изменения длительностей, однополярных на полуволне импульсов линейного напряжения, и определяется как полуразность фазных модулирующих сигналов (ФМС) соседних стоек инвертора.

Так как закон изменения длительностей импульсов, их амплитуда и значения пьедесталов известны, можно аналитически записать выражение для мгновенного значения линейного напряжения 4У-АИН и путем интегрирования его квадрата (под знаком корня) получить выражение для действующего значения. Зная зависимость 1-й гармоники линейного напряжения от глубины модуляции, можно вывести соотношение для коэффициента гармоник.

Также при выводе удобно воспользоваться принципом подобия способов управления (ППС) [5], из которого следует, что при упомянутом анализе выходного напряжения АИН достаточно вывести соотношения для одного способа ШИМ. Выражения для других способов определяются подстановкой в полученные соотношения перед символом глубины модуляции соответствующих коэф-

фициентов. Поэтому вывод формул для линейного напряжения МУ-АИН целесообразно проводить для простейшего случая – синусоидальной ШИМ (СШИМ).

Обобщенные формулы для линейного напряжения многофазного МУ-АИН. На основании анализа формул, полученных в [5–7], и выявления закономерностей появления в них новых компонентов по мере увеличении числа уровней, можно записать уравнения для действующего значения (в относительных единицах) и коэффициента гармоник линейного напряжения в общем виде для m -фазного L -уровневого МУ-АИН. Они представлены в табл. 1. Там же представлено выражение для регуляционной характеристики преобразователя. В уравнениях используются следующие переменные: $K=0, \dots, (L-2)$ – номер диапазона по глубине модуляции, $i=1, \dots, K$ – число слагаемых в конечных рядах под знаком корня, равное числу точек переходов между уровнями напряжений. Причем подразумевается, что при $K=0$ число членов рядов равно нулю и $L \geq 2$. Поскольку для каждого диапазона глубины модуляции K существует своя форма линейного напряжения (число уровней), то для каждого диапазона выражения для выходных параметров имеют свой вид, что в табл. 1 отражено одноименным индексом (U_K , $U_{гK}$). Кроме того, в таблице приведены параметры, описывающие i -е точки перехода с одного уровня на другой. Причем J_i – момент перехода с $(i+1)$ -го уровня на $(i+2)$ -й (начало отсчета – в положительном экстремуме ЛМС); m_i – число фаз, меньше которого возможно появление $(i+2)$ -го уровня; M_i – глубина модуляции, начиная с которой в кривой линейного напряжения появляется $(i+2)$ -й уровень (при выполнении выражения для m_i).

Формулы в табл. 1 соответствуют способу СШИМ. Как показано ранее в [5–7], они будут справедливы и для способов управления СШИМ с вводом в модулирующий сигнал гармоник нулевой последовательности. Для того чтобы отразить осо-

бенности этих способов, необходимо учесть соответствующие коэффициенты расширения K_m диапазона регулирования 1-й гармоники по глубине модуляции DM , приведенные для разного числа фаз преобразователя в [9] и в общем виде имеющие следующий вид:

$$K_m = \frac{1}{\cos(\rho / 2m)}. \tag{1}$$

Таким образом, для способов СШИМ с гармониками нулевой последовательности меняется лишь линейный диапазон, который будет равен $DM = 0 \text{ } \ddot{\text{e}} \text{ } K_m$ (см. табл. 1)

Все сочетания числа фаз и способов управления согласно ППС аналитически можно представить в виде одного набора формул и изобразить на плоскости в виде одного семейства кривых, зависящих только от M . Формально эти выражения и кривые соответствуют базовому случаю – двухфазному МУ-АИН с СШИМ. В связи с этим формулы упрощаются, так как $\sin(\rho / 2) = 1$. Глубину модуляции, которая для двухфазного МУ-АИН меняется от 0 до 1, нужно рассматривать как обобщенную глубину модуляции [5] – отношение амплитуды 1-й гармоники выходного напряжения m -фазного МУ-АИН к напряжению источника питания (M^*).

Другие сочетания фаз и способов управления отличаются от базового варианта только значением линейного диапазона изменения глубины модуляции DM , которая в общем случае определяется произведением $K_m \sin(\rho / m)$. В табл. 2 для $m = 2, 3, 5, 7$ и рассматриваемых способов управления представлена такая интерпретация в виде формул, а на рис. 2 – в виде графиков.

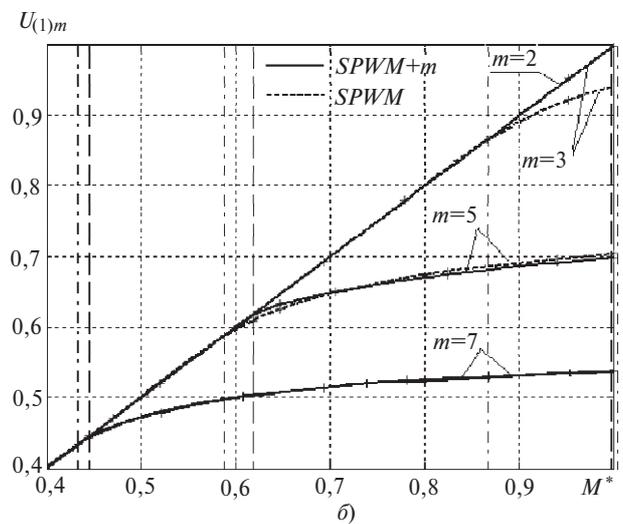
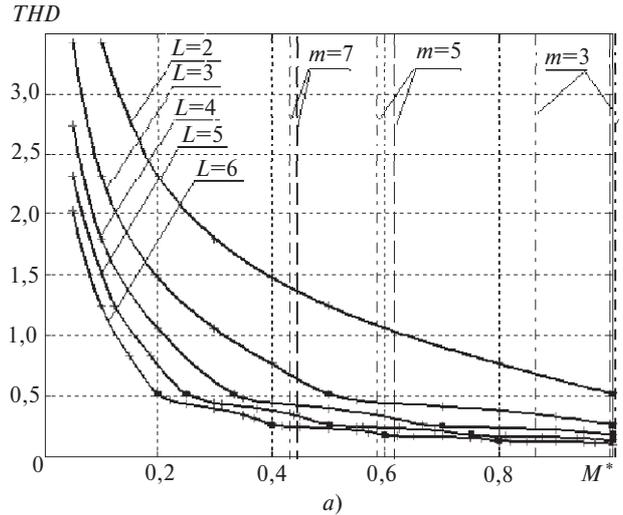


Рис. 2. Обобщенные графики характеристик выходного напряжения МУ-АИН: а – коэффициент гармоник; б – амплитуда 1-й гармоники (вторая половина диапазона глубины модуляции)

Таблица 1

Параметр	Выражение
DM	$0 \text{ } \ddot{\text{e}} \text{ } 1,0(K_m)$
$U_{(1)m}$	$M \sin(\rho / m)$
U_K	$\sqrt{\frac{2 \sin(\rho / m) M^{\frac{K}{3}}}{\rho(L-1)} + 2 \sum_{i=1}^K e^{\sin J_i} \frac{\rho}{\omega} - \frac{4}{\rho(L-1)^2} \sum_{i=1}^K e^{iJ_i}}$
$K_{гК}$	$\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^K e^{\sin J_i} \frac{\rho}{\omega} + 2 \sum_{i=1}^K e^{iJ_i}}{\rho(L-1) \sin(\rho / m) M} - \frac{\sum_{i=1}^K e^{iJ_i}}{\rho(L-1)^2 [\sin(\rho / m) M]^2}}^{-1}$
J_i	$\arccos\{i / [(L-1) \sin(\rho / m) M]\}$
M_i	$i / [(L-1) \sin(\rho / m)]$
m_i	$m_i < \rho / \arcsin\{i / (L-1)\}$

Таблица 2

Параметр	Число фаз преобразователя m						
	2	3		5		7	
$\sin(p / m)$	1	0,866		0,588		0,434	
K_m			1,15		1,0515		1,026
DM	0÷1,0, СШИМ	0÷0,866 СШИМ	0÷1,0 СШИМ+3	0÷0,588 СШИМ	0÷0,618 СШИМ+5	0÷0,434 СШИМ	0÷0,445 СШИМ+7
$U_{(1)m}$	M						
U_K	$\sqrt{\frac{2 M^*}{p(L-1)} \sum_{i=1}^m \frac{J_i^2}{M^*} + 2 \sum_{i=1}^m \frac{K}{M^*} \sin J_i \frac{U_{1m}}{M^*} \frac{4}{p(L-1)^2} \sum_{i=1}^m \frac{K}{M^*} e^{iJ_i}}$						
$K_{гК}$	$\sqrt{\frac{4}{p(L-1)M^*} \sum_{i=1}^m \frac{J_i^2}{M^*} + 2 \sum_{i=1}^m \frac{K}{M^*} \sin J_i \frac{U_{1m}}{M^*} \frac{8}{p(L-1)^2 M^*} \sum_{i=1}^m \frac{K}{M^*} e^{iJ_i} - 1}$						
J_i	$\arccos\{i / [(L-1)M^*]\}$						
M_i^*	$i / (L-1)$						

Линейные области существования данных зависимостей для МУ-АИН с разным числом фаз и способов управления ограничиваются вертикальными линиями. Штрихпунктирная линия соответствует способам СШИМ, штриховая линия – способам СШИМ с гармониками нулевой последовательности. При больших значениях глубины модуляции будут уже зоны перемодуляции, в которых кривые имеют другой вид. Для иллюстрации этого факта на рис. 2,б для области больших модуляций изображены регулировочные характеристики МУ-АИН.

Можно также отметить следующее. Для трехфазного инвертора $\sin(p / 3) = \sqrt{3} / 2$ коэффициент расширения для СШИМ с добавлением 3-й гармоники (СШИМ+3), а также для векторной ШИМ (и ее модификаций) $K_m = 2\sqrt{3}$. В результате взаимного исключения коэффициентов получаем те же формулы, что и для базового двухфазного МУ-АИН. На рис. 2 это отражено совмещением штриховой линии для $m=3$ с штрихпунктирной линией для $m=2$.

Полученные соотношения были проверены в среде моделирования PSIM-9.1 для 5-уровневого АИН с СШИМ и получили подтверждение.

Интегральные коэффициенты гармоник выходного напряжения АИН. Из приведенного выше анализа следует вывод: в общем случае $K_{г}$ не может быть критерием сравнительной оценки качества выходного напряжения АИН, управляемого тем или иным способом ШИМ. Он показывает только число, «вес» высших гармоник по отношению к основной и не говорит о распределении гармоник в частотном диапазоне спектра напряжения, в част-

ности, об их близости к основной составляющей, что важно при разработке АИН и учете его влияния на нагрузку. Критериями, учитывающими как «вес» высокочастотных гармоник, так и их положение в спектре, являются интегральные коэффициенты гармоник (ИКГН) n -го порядка [10]. В общем виде они выражаются формулой

$$K_{г}^{(n)} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n e^{(U_{km} / k^n)^2}}}{U_{1m}}, \quad (2)$$

где U_{1m}, U_{km} – амплитуды 1-й и k -й гармоник.

Физически ИКГН n -го порядка можно представить в виде традиционного коэффициента гармоник сигнала, полученного после прохождения анализируемой кривой через идеальный низкочастотный фильтр n -го порядка (при этом подразумевается, что 1-я гармоника остается без изменения). Использование таких коэффициентов, как показали исследования, сразу «разводит» способы ШИМ [5]. Однако эти коэффициенты существенно зависят от кратности частот опорного и модулирующего сигналов. Для того, чтобы обойти эту зависимость, было предложено [10] использовать приведенные ИКГН, выражение для которых имеет вид

$$K_{г-пр}^{(n)} = (K_{к.ф})^n \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n e^{(U_{km} / k^n)^2}}}{U_{1m}}, \quad (3)$$

где $K_{к.ф}$ – число коммутаций в фазе АИН, которое пропорционально кратности. Другими словами, данные коэффициенты говорят не только о качест-

ве выходного напряжения АИН, но косвенно и о цене (коммутационных потерях), которой это качество обеспечивается. Как показали исследования, приведенные ИКГН не зависят от величины кратности только при ее больших значениях. Поэтому в этих условиях уже можно говорить об одной кривой, зависящей лишь от M и однозначно характеризующей тот или иной способ ШИМ. Понятие «большая кратность» для ИКГН разного порядка имеет разное числовое выражение. Если для ИКГН-1 можно ограничиться значением 25–30, то для ИКГН-3 оно может достигать порядка 100. Современные силовые транзисторы вполне могут работать на таких и больших кратностях (частотах коммутации), поэтому аналитические выражения для приведенных ИКГН будут справедливы для практических условий применения.

В силу сложности реализации задача вывода в замкнутом виде соотношений для указанных коэффициентов еще не решена. Но знание этих зависимостей необходимо, например, в таких случаях, как приблизительная оценка качества тока в активно-индуктивной нагрузке, оценка качества напряжения после того или иного выходного фильтра, определение частоты коммутации и потерь по заданному коэффициенту гармоник тока нагрузки и т.д. Знание ИКГН n -го порядка необходимо также при анализе входных и выходных цепей полупроводниковых преобразователей прямыми методами расчета [11]. В силу большой значимости этих коэффициентов была поставлена задача получить для них аналитические зависимости численно, путем использования известных выражений для спектров выходного напряжения АИН [12, 13].

Полученные результаты приведены в табл. 3 и 4 и, соответственно, для двух- и трехуровневых АИН на рис. 3. Поскольку порядок анализируемых типовых электрических цепей не превышает трех, представлены зависимости приведенных ИКГН 1, 2 и 3-го порядка. Зависимости охватывают наиболее популярные способы управления и топологии АИН с ШИМ. Отметим, что первые строчки в таблицах соответствуют однофазным мостовым (или двухфазным – 2ф) топологиям, а остальные – трехфазным. В приведенных выражениях m – глубина модуляции M . Кривые же на рис. 3 представлены относительно обобщенной глубины модуляции M^* и получены в программе Excel с использованием возможности аппроксимации кривой по точкам. В большинстве случаев для аппроксимации кривых достаточно было использовать полиномы 2- и 3-й степени. Исключение составляет способ СШИМ (2ф) для 3У-АИН. В полученных графиках присутствуют два ярко выраженных поддиапазона ($0,577M$ и $0,577M$). Для того чтобы не использовать полиномы высокой степени, было предложено (по аналогии с K_r) для каждого поддиапазона применить свою аппроксимацию, что и отражено в табл. 4. В строке «1:» приведено выражение для диапазона малых модуляций, в строке «2:» – для больших.

В табл. 4 отсутствуют формулы, соответствующие способам СШИМ+3 и векторной ШИМ (ВШИМ). Это объясняется отсутствием в литературе замкнутых выражений для спектров выходного напряжения 3У-АИН, управляемого данными способами, из-за их громоздкости. В этом случае эти

Таблица 3

Способ ШИМ	Интегральный коэффициент гармоник		
	$K_{г_пр}^{(1)}$	$K_{г_пр}^{(2)}$	$K_{г_пр}^{(3)}$
СШИМ (2ф)	$0,2m^2 - 1,6m + 1,8$	$1,28m^3 - 2,31m^2 - 0,04m + 1,47$	$1,36m^3 - 2,53m^2 + 0,13m + 1,42$
СШИМ	$0,63m^2 - 1,49m + 1,81$	$0,65m^2 - 0,31m + 1,49$	$- 2,30m^3 + 4,11m^2 + 0,40m + 1,40$
СШИМ+3	$0,56m^2 - 1,56m + 1,82$	$0,34m^3 - 0,05m^2 - 0,34m + 1,49$	$- 1,14m^3 + 2,54m^2 + 0,002m + 1,42$
ВШИМ	$0,54m^2 - 1,55m + 1,81$	$0,39m^3 - 0,15m^2 - 0,33m + 1,49$	$- 1,06m^3 + 2,41m^2 - 0,04m + 1,43$

Таблица 4

Способ ШИМ	Интегральный коэффициент гармоник		
	$K_{г_пр}^{(1)}$	$K_{г_пр}^{(2)}$	$K_{г_пр}^{(3)}$
СШИМ (2ф)	1: $6,23m^3 - 3,95m^2 - 2,27m + 1,77$	1: $10,96m^3 - 9,78m^2 + 0,02m + 1,47$	1: $11,73m^3 - 10,76m^2 + 0,43m + 1,41$
	2: $- 0,97m^2 + 1,22m - 0,03$	2: $- 1,02m^2 + 1,31m - 0,08$	2: $- 1,02m^2 + 1,32m - 0,09$
СШИМ	$1,60m^3 - 0,22m^2 - 3,16m + 2,28$	$6,22m^3 - 7,88m^2 - 0,37m + 2,90$	$13,17m^3 - 18,17m^2 + 1,65m + 5,03$

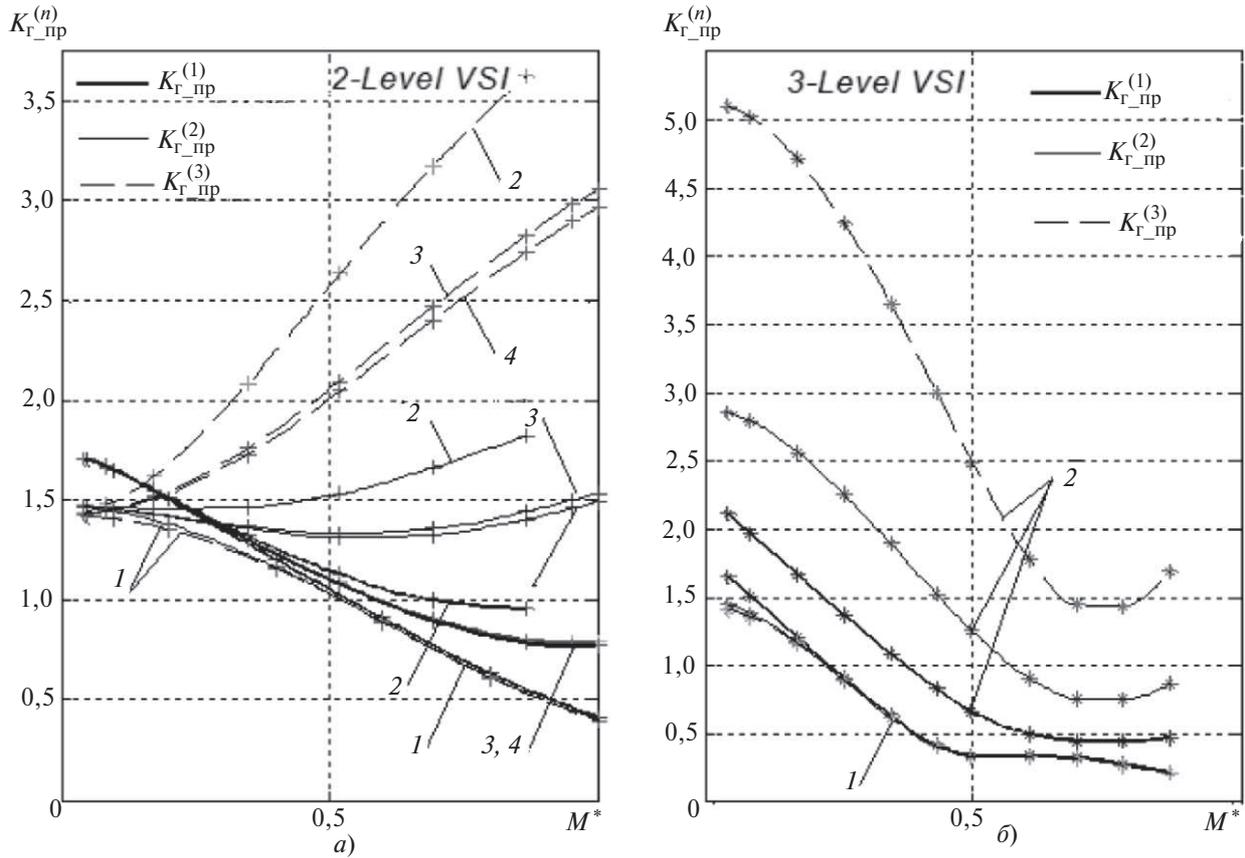


Рис. 3. Приведенные ИКГН: а – двухуровневый АИН; б и в – трехуровневый АИН; 1 – СШИМ (2ф); 2 – СШИМ; 3 – СШИМ+3; 4 – ВШИМ

зависимости можно, конечно, получить численными способами, например в MathCad, как это было сделано в [4]. Однако при этом возможны существенные погрешности в расчете ИКГН, которые возрастают с увеличением их порядка [13].

На основе полученных результатов уже можно сделать однозначные выводы об использовании способов ШИМ, а также о целесообразности той или иной степени фильтрации выходного напряжения АИН. Например, из полученных графиков следует:

в 2У-АИН кривые одного порядка у разных способов управления выходят из одной точки: ИКГН-1 – из точки 1,7, ИКГН-2, -3 – из точки 1,4 (рис. 3,а); в 3У-АИН кривые одного порядка у разных способов управления выходят из разных точек (рис. 3,б);

за исключением СШИМ (2ф) значения ИКГН 2-го и 3-го порядков в 2У-АИН с увеличением М возрастают (рис. 3,а), в 3У-АИН кривые для всех ИКГН у разных способов управления носят в основном падающий характер (рис. 3,б);

по качеству выходного напряжения способы управления от худшего к лучшему распределяются следующим образом: СШИМ, СШИМ+3, ВШИМ, СШИМ (2ф), причем

кривые для СШИМ+3 и ВШИМ близки с небольшим преимуществом у ВШИМ;

способ СШИМ при малых модуляциях (< 0,5, т.е. когда форма линейного напряжения двухуровневая) обеспечивает лучшее качество энергии в двухуровневом варианте, а при больших модуляциях – в трехуровневом;

кривые ИКГН носят индивидуальный характер для каждого способа управления и топологии АИН, поэтому обобщению (за исключением кратности) не подлежат.

Обобщенный анализ типовых электрических цепей на выходе АИН. Рассмотрим примеры практического применения ИКГН. На рис. 4 приведены типовые топологии выходных цепей АИН: а – RL-нагрузка; б – LC-фильтр плюс R-нагрузка; в – LC-фильтр плюс RL-нагрузка. Оценить качество выходной энергии можно с помощью коэффициента гармоник тока и напряжения на нагрузке, со-

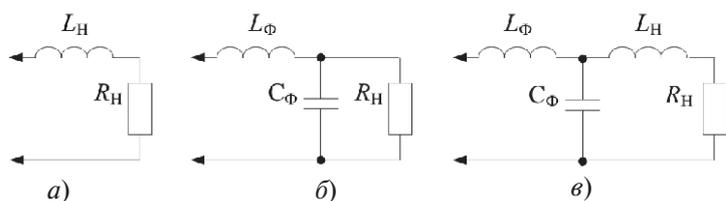


Рис. 4. Типовые топологии на выходе АИН

Таблица 5

Коэффициент	Нагрузка	Схема а	Схема б	Схема в
$K_{ГТ_Н}$	$R_H \gg \omega L_H$	$\bar{K}_\Gamma^{(1)} \sqrt{\frac{\kappa R_H \zeta^2}{\omega L_H \psi} + 1}$	$a^2 \bar{K}_\Gamma^{(2)} \sqrt{\frac{\kappa \omega L_\Phi \zeta^2}{R_H \psi} + 1}$	$a^2 \bar{K}_\Gamma^{(3)} \sqrt{\frac{\kappa L_\Phi + L_H \zeta^2}{L_H \psi} + \frac{\kappa R_\Phi \zeta^2}{3 \omega L_H \psi}}$
	$R_H \ll \omega L_H$	$\bar{K}_\Gamma^{(1)}$	$a^2 \bar{K}_\Gamma^{(2)}$	$a^2 \bar{K}_\Gamma^{(3)} (L_\Phi^* + 1)$
$K_{ГН_Н}$	$R_H \gg \omega L_H$	$K_{ГН_АИН}$	$a^2 \bar{K}_\Gamma^{(2)} \sqrt{\frac{\kappa \omega L_\Phi \zeta^2}{R_H \psi} + 1}$	$a^2 \bar{K}_\Gamma^{(2)} \frac{\sqrt{(L_\Phi + L_H)^2 \omega^2 + R_H^2}}{\sqrt{(L_H \omega)^2 + R_H^2}}$
	$R_H \ll \omega L_H$	$K_{ГН_АИН}$	$a^2 \bar{K}_\Gamma^{(2)}$	$a^2 \bar{K}_\Gamma^{(2)} (L_\Phi^* + 1)$

Примечание. В формулах $a = \omega_\Phi / \omega$, $\omega_\Phi = 1 / \sqrt{L_\Phi C_\Phi}$; $L_\Phi^* = L_\Phi / L_H$

ответственно $K_{ГТ_Н}$ и $K_{ГН_Н}$. По методике прямых методов расчета [4, 10] данные схемы были проанализированы, полученные коэффициенты приведены в табл. 5. Как видно, в выражениях для $K_{ГТ_Н}$ и $K_{ГН_Н}$ присутствуют ИКГН от 1- до 3-го порядков. При условии $R_H \ll \omega L_H$ выражения существенно упрощаются. Используя зависимости из табл. 3 и 4, а также данные фильтра и нагрузки, можно получить значения или зависимости искомых параметров.

Необходимо отметить следующее. Для получения реальных зависимостей или численных значений гармоник тока и напряжения на нагрузке на основе выражений из табл. 3 и 4 из них нужно исключить число коммутаций в фазе АИН согласно (3). Отметим, что для всех рассмотренных способов управления $K_{к,ф}$ равен удвоенной кратности.

Полученные обобщенные формулы, включая и выражения для приведенных ИКГН, справедливы не только для МУ-АИН с конфигурацией типа NPC. Их следует рассматривать, скорее, как результат анализа формы кривой напряжения безотносительно варианта ее реализации. Формулы будут справедливы и для других типов МУ-АИН (каскадных, с плавающими конденсаторами) с такой же формой напряжения, для которых можно сформировать соответствующий виртуальный линейный модулирующий сигнал. Также в силу дуальности АИН и автономных инверторов тока (АИТ) все вышесказанное будет справедливо и для соответствующих кривых выходных токов многоуровневых АИТ.

Таким образом, приведенные в статье соотношения позволяют сделать инженерный расчет и оценить качество выходной энергии автономных инверторов. Охватывая широкий класс топологий преобразователей и способов их управления, они исключают необходимость компьютерного моделирования и/или численного определения действующего значения и коэффициента гармоник выход-

ного напряжения во многих случаях использования автономных инверторов. Кроме того, аналитические зависимости ИКГН 1, 2 и 3-го порядков от глубины модуляции могут стать руководством при выборе числа уровней схемы, способа управления и выходного фильтра автономного инвертора для конкретных условий эксплуатации без дополнительного использования персонального компьютера или аналитических исследований.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Донской Н., Иванов А., Матисон В., Ушаков И. Многоуровневые автономные инверторы для электропривода и электроэнергетики. – Силовая электроника, 2008, № 1, с. 43–46.
2. Kouro S., Malinowski M., Gopakumar K., Pou J., Franquelo L.G., Wu B., Rodriguez J., Perez M.A., Leon J.I. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. – IEEE Trans. Ind. Electron, 2010, vol. 57, No. 8, pp. 2553–2580.
3. McGrath B.P., Holmes D.G. An analytical technique for the determination of spectral components of multilevel carrier-based PWM methods. – IEEE Trans. Ind. Electron, 2002, vol. 49, No.4, pp. 847–857.
4. Дыбко М.А., Брованов С.В. Анализ энергетических показателей четырехуровневого инвертора напряжения. Технічна електродинаміка. Тематический выпуск, Київ, 2009, ч. 3, с. 27–32.
5. Баховцев И.А. Сравнительный анализ способов управления двухуровневым АИН с ШИМ. Труды IX Международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП-2008)», т. 7. Силовая электроника и механотроника. Устройства автоматики и системы управления. – Новосибирский государственный технический университет, 2008, с. 30–34.
6. Баховцев И.А. Анализ выходных характеристик трехуровневого инвертора напряжения с ШИМ. – Радиопромышленность, 2012, вып. 1, с. 124–133.
7. Баховцев И.А. Анализ выходного напряжения четырехуровневых инверторов напряжения с ШИМ. – Доклады Томского университета систем управления и радиоэлектроники, 2014, № 3 (29), с. 175–180.
8. McGrath B.P., Holmes D.G. Multilevel PWM strategies for multilevel inverters. – IEEE Trans. Ind. Electron, 2002, vol. 49, No. 4, pp. 858–867.
9. Iqbal A., Levi E., Jones M., Vukosavic S.N. Generalised sinusoidal PWM with harmonic injection for multi-phase VSIs. – Proc. IEEE Power Elec. Spec. Conf. (PESC), Jeju (Korea), 2006, pp. 2871–2877.

10. Баховцев И.А., Зиновьев Г.С. Анализ качества преобразования энергии в АИН с ШИМ.— Силовые тиристорные преобразователи: Межвузовский сборник научных трудов. — Новосибирский электротехнический институт, 1987, с. 3–12.

11. Зиновьев Г.С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентиляционных преобразователей. — Новосибирск: Изд-во Новосибирского университета, 1990, 220 с.

12. Баховцев И.А., Зиновьев Г.С., Попов В.И., Петров Э.Я., Шищенко А.В. Способы широтно-импульсной модуляции в автономных инверторах для частотного электропривода. — Электротехника, 1990, № 3, с. 46–50.

13. Holmes D.G., Thomas A. Lipo. Pulse width modulation for power converter—principles and practice. — IEEE Press, 2003, 669 p.

[03.08.15]

Авторы: Баховцев Игорь Анатольевич окончил в 1977 г. факультет электронной техники Ново-

Elektrichestvo (Electricity), 2016, No. 4, pp. 26–33.

A Generalized Analysis of the Output Power of Multiphase Multilevel Voltage Inverters with Pulse-Width Modulation

BAKHOVTSEV Igor' Anatol'yevich (Novosibirsk State Technical University — NSTU, Novosibirsk, Russia) — Associate Professor, Cand. Sci. (Eng.)

ZINOV'YEV Gennadii Stepanovich (NSTU, Novosibirsk, Russia) — Professor, Dr. Sci. (Eng.)

Voltage inverters constructed according to different topologies are widely used in electric drives and in power-generating systems. The power output quality serves as an important criterion in estimating their performance efficiency. Traditionally, the power output quality is analyzed using spectral methods by means of computation facilities and simulation techniques. The article presents generalized analytical expressions for the effective value and harmonic distortion factor of the line-to-line voltage generated by multiphase multilevel voltage inverters. These indicators depend only on the modulation depth and on the number of inverter levels. The number of inverter phases and the control methods determine the linear adjustment range of the output voltage fundamental harmonic component. The output voltage reduced integral harmonic distortion factors serve as other parameters through which the specific features of control methods can be revealed. Analytic dependences obtained numerically for these factors are presented. Graphs of the obtained dependences are given, and recommendations on using the obtained results for practical applications are suggested.

Key words: *multiphase multilevel voltage inverter, output power quality, pulse-width modulation methods, modulation depth, harmonic distortion factor, reduced integral harmonic distortion factors*

REFERENCES

- Donskoi N., Ivanov A., Matison V., Ushakov I. *Silovaya elektronika — in Russ. (Power electronics)*, 2008, No. 1, pp. 43–46.
- Kouro S., Malinowski M., Gopakumar K., Pou J., Franquelo L.G., Wu B., Rodriguez J., Perez M.A., Leon J.I. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. — *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2010, vol. 57, No. 8, pp. 2553–2580.
- McGrath B.P., Holmes D.G. An analytical technique for the determination of spectral components of multilevel carrier-based PWM methods. — *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2002, vol. 49, No.4, pp. 847–857.
- Dybko M.A., Brovanov S.V. *Tekhnichna elektrodinamika. Tematskii vypusk — in Ukrainian (Technical electrodynamic. Thematic issue)*. Kiev, 2009, part. 3, pp. 27–32.
- Bakhovtsev I.A. Trudy IX Mezhdunarodnoi nauchno-tekhnicheskoi konferentsii «Aktual'nye problemy elektronnoho priborostroeniya». Tom 7 — in Russ. (Proc. of the IX Intern. Scientific and Technical Conf. «Actual problems of the electronic instrument-making». Vol. 7). Novosibirsk State Technical University, 2008, pp. 30–34.
- Bakhovtsev I.A. *Radiopromyshlennost' — in Russ. (Radioindustry)*, 2012, iss. 1, pp. 124–133.
- Bakhovtsev I.A. *Doklady Tomskogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki — in Russ. (Proc. of the Tomsk University of the Control and Radioelectronics)*, 2014, No. 3 (29), pp. 175–180.
- McGrath B.P., Holmes D.G. Multilevel PWM strategies for multilevel inverters. — *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2002, vol. 49, No. 4, pp. 858–867.
- Iqbal A., Levi E., Jones M., S.N. Vukosavic. Generalised sinusoidal PWM with harmonic injection for multi-phase VSIs. — *Proc. IEEE Power Elec. Spec. Conf. (PESC)*, Jeju (Korea), 2006, pp. 2871–2877.
- Bakhovtsev I.A., Zinov'yev G.S. *Mezhvuzovskii sbornik nauchnykh trudov — in Russ. (Scientific Proceedings)*. Novosibirsk Electrotechnical Institute, 1987, pp. 3–12.
- Zinov'yev G.S. *Pryamye metody rascheta energeticheskikh pokazatelei ventil'nykh preobrazovatelei* (Calculation straight methods of energy indexes of valve converters). Novosibirsk, Publ. Novosibirsk University, 1990, 220 p.
- Bakhovtsev I.A., Zinov'yev G.S., Popov V.I., Petrov E.Ya., Shishchenko A.V. *Elektrotekhnika — in Russ. (Electrical Engineering)*, 1990, No. 3, с. 46–50.
- Holmes D.G., Thomas A. Lipo. Pulse width modulation for power converter—principles and practice. — IEEE Press, 2003, 669 p.

сибирского электротехнического института (НЭИ — ныне — Новосибирский государственный технический университет — НГТУ). В 1998 г. защитил кандидатскую диссертацию «Разработка энергооптимальных способов управления автономными инверторами напряжения и их микропроцессорная реализация». Доцент кафедры электроники и электротехники НГТУ.

Зиновьев Геннадий Степанович окончил в 1961 г. радиотехнический факультет НЭИ. В 1987 г. защитил докторскую диссертацию «Преобразователи частоты на базе инвертора напряжения для частотного асинхронного электропривода». Профессор кафедры электроники и электротехники НГТУ.

