

## КАЧЕСТВО ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

### Применение алгоритмов управления с целью повышения эффективности и обеспечения электромагнитной совместимости автономных инверторов напряжения

Васильев Б. Ю., Добуш В. С., кандидаты техн. наук

Национальный минерально-сырьевой университет “Горный”, Санкт-Петербург

Рассмотрены алгоритмы широтно-импульсной и пространственно-векторной модуляции для управления ключами силовых полупроводниковых преобразователей. Описаны структура этих алгоритмов и принцип функционирования. Проанализированы электромагнитная совместимость и эффективность полупроводниковых автономных инверторов при различных алгоритмах модуляции. Показаны зависимости коэффициента искажения синусоидальности кривых токов и напряжений от параметров модуляторов.

**Ключевые слова:** полупроводниковый преобразователь, широтно-импульсная модуляция, предмодуляция, пространственно-векторная модуляция, перемодуляция, электромагнитная совместимость.

Силовые полупроводниковые преобразователи (СПП) находят широкое применение в современных электроприводах переменного тока [1, 2]. Но активные выпрямители и автономные инверторы, используемые для управления режимами приводных двигателей, являются источниками высших гармоник тока и напряжения, обуславливающих снижение электромагнитной совместимости и энергетической эффективности СПП [3 – 6]. Введение в последние годы международных и государственных стандартов, жестко ограничивающих эмиссию высших гармоник тока и напряжения, делает весьма актуальной проблему обеспечения высокого уровня электромагнитной совместимости СПП с нагрузкой.

Для управления ключами СПП в современных электроприводах могут использоваться алгоритмы широтно-импульсной (ШИМ) и пространственно-векторной (ПВМ) модуляции и их модификации. Из-за применения разных алгоритмов управления различаются не только уровни электромагнитной совместимости СПП с нагрузкой, но и их энергетические характеристики. Это повышает значимость исследования режимов работы и алгоритмов управления СПП.

**Структура, режимы работы и алгоритмы управления полупроводниковыми преобразовательными устройствами.** На рис. 1 представлена структурная схема СПП — автономного инвертора (АИ) с ШИМ и ПВМ, выполнен-

ного по трехфазной мостовой схеме на полностью управляемых биполярных транзисторах с изолированным затвором IGBT (insulated gate bipolar transistor)  $T_{A+}$ ,  $T_{A-}$ ,  $T_{B+}$ ,  $T_{B-}$ ,  $T_{C+}$ ,  $T_{C-}$ . В обратном направлении параллельно транзисторам включены диоды. На стороне постоянного тока установлен фильтр, состоящий из двух конденсаторов  $C$ , между которыми равномерно распределяется напряжение  $U_{dc}$ . На выходе автономного инвертора подключена активно-индуктивная нагрузка  $Z_A$ ,  $Z_B$ ,  $Z_C$  ( $R_A$ ,  $L_A$ ,  $R_B$ ,  $L_B$ ,  $R_C$ ,  $L_C$ ).

В процессе работы АИ могут быть использованы различные комбинации полупроводниковых ключей. При одновременном включении трех из них образуются основные векторы, при одновременном включении двух — промежуточные. Основные векторы  $U_0 - U_7$  и образуемый ими годограф представлены на рис. 2, где показано секторное разбиение координатной плоскости  $\alpha - \beta$ .

Для формирования переменного напряжения на выходе АИ используются различные методы ШИМ [7 – 10]. На рис. 1 в блоке “Алгоритм ШИМ” представлена структурная схема управления АИ с синусоидальной ШИМ (СШИМ), принцип которой основан на сравнении управляющих сигналов  $U_{Aa}$ ,  $U_{Bb}$ ,  $U_{Cc}$  и сигнала развертки  $U_f$ . При их сравнении формируются коммутационные функции  $S_A$ ,  $S_B$ ,  $S_C$  управления транзисторами АИ.

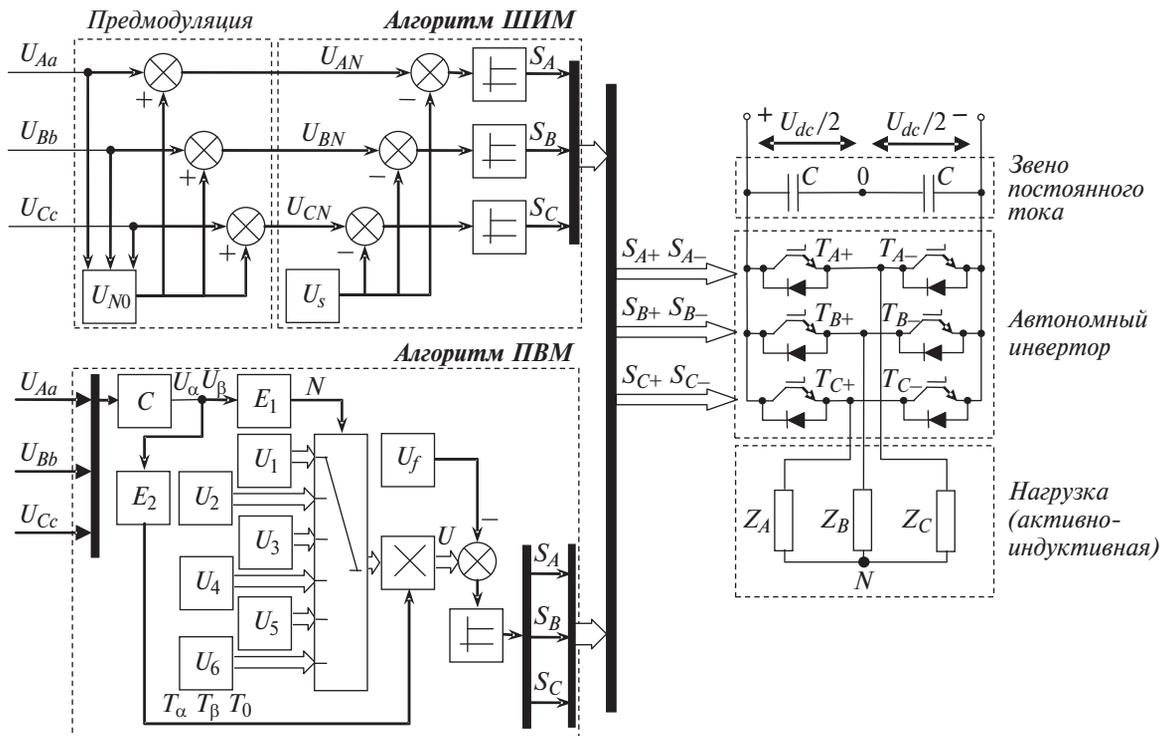


Рис. 1

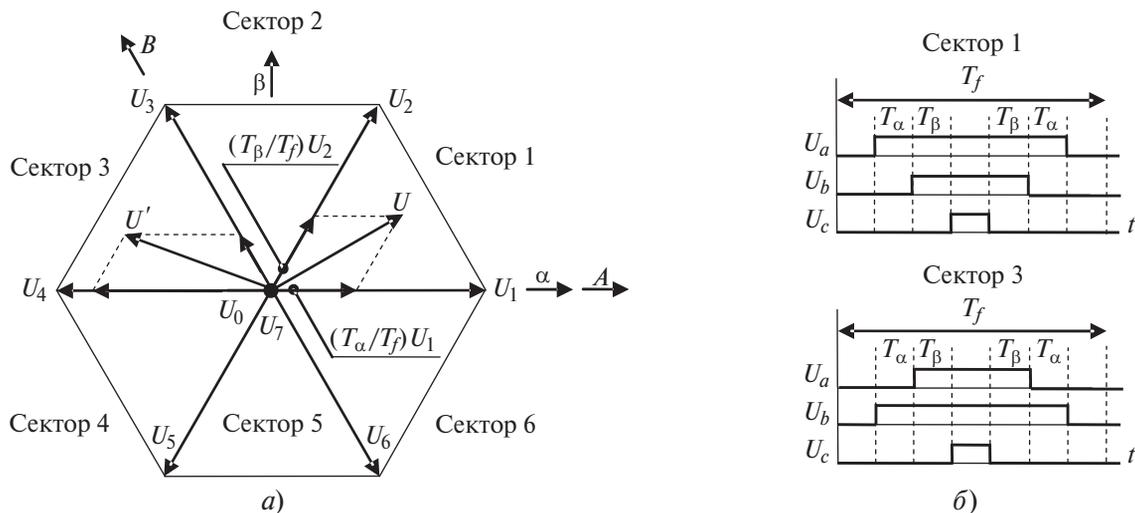


Рис. 2

В современных электроприводах для управления транзисторами АИ используется алгоритм ПВМ, принцип которого основан на том, что вектор выходного напряжения АИ формируется на одном модуляционном периоде за счет последовательного переключения основных векторов. Алгоритм вычисления управляющих сигналов АИ, а затем формирования коммутационных функций включает в себя следующие этапы расчета (см. рис. 1): вычисление модуля и фазы эталонного вектора напряжения (блок  $C$  — converter) [9]; определение сектора, в котором находится

эталонный вектор напряжения (блок  $E1$  — estimator 1); нахождение временных интервалов включения основных векторов напряжения  $T_\alpha$ ,  $T_\beta$ ,  $T_0$  (блок  $E2$  — estimator 2). Интервалы последовательности включения основных векторов можно определять из выражений в таблице, где приведен алгоритм пространственно-векторной модуляции.

Если эталонный вектор находится в секторе 1 (как это показано на рис. 2, а), то для формирования такого же результирующего вектора напряжения на выходе автономного

Номер сектора	Диапазон сектора	$T_\alpha$	$T_\beta$	Время включения	Последовательность
1	$0 < \theta \leq 60^\circ$	$\frac{3U_\alpha - \sqrt{3}U_\beta}{4}$	$0U_\alpha + \frac{\sqrt{3}U_\beta}{2}$	$S_{A+} = T_\alpha + T_\beta + \frac{T_0}{2};$ $S_{B+} = T_\beta + \frac{T_0}{2}; S_{C+} = \frac{T_0}{2}$	$U_0 - U_1 - U_2 - U_7 -$ $U_2 - U_1 - U_0$
2	$60 < \theta \leq 120^\circ$	$\frac{3U_\alpha + \sqrt{3}U_\beta}{4}$	$-\frac{3U_\alpha + \sqrt{3}U_\beta}{4}$	$S_{A+} = T_\alpha + \frac{T_0}{2}; S_{C+} = \frac{T_0}{2};$ $S_{B+} = T_\alpha + T_\beta + \frac{T_0}{2}$	$U_0 - U_2 - U_3 - U_7 -$ $U_3 - U_2 - U_0$
3	$120 < \theta \leq 180^\circ$	$0U_\alpha + \frac{\sqrt{3}U_\beta}{2}$	$-\frac{3U_\alpha - \sqrt{3}U_\beta}{4}$	$S_{A+} = \frac{T_0}{2}; S_{C+} = T_\beta + \frac{T_0}{2};$ $S_{B+} = T_\alpha + T_\beta + \frac{T_0}{2}$	$U_0 - U_3 - U_4 - U_7 -$ $U_4 - U_3 - U_0$
4	$180 < \theta \leq 240^\circ$	$-\frac{3U_\alpha + \sqrt{3}U_\beta}{4}$	$0U_\alpha - \frac{\sqrt{3}U_\beta}{2}$	$S_{A+} = \frac{T_0}{2}; S_{B+} = T_\alpha + \frac{T_0}{2};$ $S_{C+} = T_\alpha + T_\beta + \frac{T_0}{2}$	$U_0 - U_4 - U_5 - U_7 -$ $U_5 - U_4 - U_0$
5	$240 < \theta \leq 300^\circ$	$-\frac{3U_\alpha - \sqrt{3}U_\beta}{4}$	$\frac{3U_\alpha - \sqrt{3}U_\beta}{4}$	$S_{A+} = T_\beta + \frac{T_0}{2}; S_{B+} = \frac{T_0}{2};$ $S_{C+} = T_\alpha + T_\beta + \frac{T_0}{2}$	$U_0 - U_5 - U_6 - U_7 -$ $U_6 - U_5 - U_0$
6	$300 < \theta \leq 360^\circ$	$0U_\alpha - \frac{\sqrt{3}U_\beta}{2}$	$\frac{3U_\alpha + \sqrt{3}U_\beta}{4}$	$S_{A+} = T_\alpha + T_\beta + \frac{T_0}{2};$ $S_{B+} = \frac{T_0}{2}; S_{C+} = T_\alpha + \frac{T_0}{2}$	$U_0 - U_1 - U_6 - U_7 -$ $U_6 - U_1 - U_0$

инвертора на одном модуляционном периоде должны последовательно включаться транзисторы, обеспечивающие работу векторов  $U_0 - U_1 - U_2 - U_7 - U_2 - U_1 - U_0$  в течение времени  $T_\alpha$ ,  $T_\beta$  и  $T_0$ . Временная диаграмма работы инвертора показана на рис. 2, б. Аналогичная диаграмма приведена и для сектора 3.

**Методы повышения эффективности управления автономными инверторами.** В качестве критериев эффективности управления АИ рассмотрим следующие параметры: амплитуду основной гармоники выходного напряжения; частоту коммутации; коэффициенты синусоидальных искажений выходного тока и напряжения.

1. *Повышение эффективности управления автономным инвертором с помощью алгоритма ШИМ.* Для повышения амплитуды вектора выходного напряжения АИ с ШИМ можно использовать метод предмодуляции управляющего сигнала. Для этого к управляющим сиг-

налам  $U_{Aa}$ ,  $U_{Bb}$ ,  $U_{Cc}$  добавляют сигнал нулевой последовательности (СНП)  $U_{N0}$  специальной формы. Схема ШИМ с предмодуляцией показана на рис. 1 в блоке “Алгоритм ШИМ” с учетом блока “Предмодуляция”, в котором рассчитываются необходимые частота и амплитуда сигнала предмодуляции  $U_{N0}$  в зависимости от частоты и амплитуды управляющих сигналов.

В качестве сигнала предмодуляции, как правило, используется третья гармоника управляющего сигнала. Сигнал такого вида можно вычислить следующим образом:

$$U_{N0} = 0,15A \sin(3\omega t),$$

где  $A$  — амплитуда управляющего сигнала,  $\omega t$  — частота управляющего сигнала.

Этот алгоритм можно назвать “ШИМ с синусоидальной предмодуляцией третьей гармоникой” (ШИМ СП).

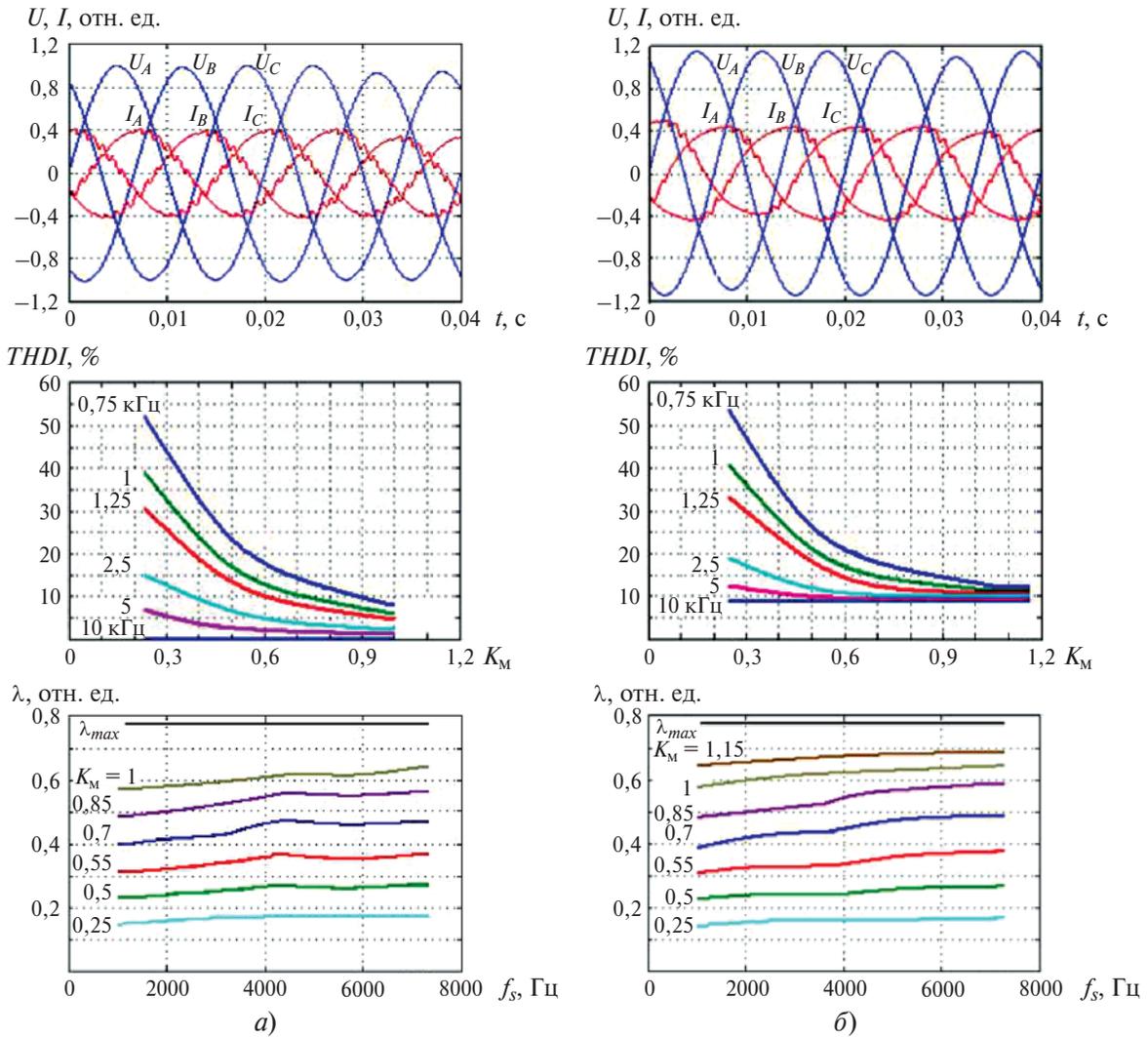


Рис. 3

При использовании СШИМ и ШИМ СП обеспечиваются различные уровни электромагнитной совместимости и эффективности использования АИ. На рис. 3, а и б представлены зависимости коэффициента искажения синусоидальности кривой тока (*Total Harmonic Distortion of input current* — *THDI*) от коэффициента модуляции  $K_M$  при разных частотах сигнала развертки и зависимости коэффициента мощности  $\lambda$  от частоты развертки при различных коэффициентах модуляции и разных алгоритмах ШИМ.

В случае реализации алгоритма СШИМ (рис. 3, а) при частоте сигнала развертки  $f_s = 10$  кГц практически обеспечивается отсутствие искажения кривой тока во всем диапазоне изменения коэффициента модуляции. При частоте сигнала развертки  $f_s = 1$  кГц и коэффициенте модуляции  $K_M = 1$  коэффициент искажения синусоидальности тока *THDI* = 5,5 %. В случае использования ШИМ

СП (рис. 3, б) на частоте сигнала развертки  $f_s = 10$  кГц коэффициент искажения синусоидальности тока составляет около 7,5 %, а при несущей частоте  $f_s = 1$  кГц и коэффициенте модуляции  $K_M = 1$  он повышается до 9,5 %.

Амплитуда первой гармоники выходного напряжения АИ при синусоидальной ШИМ равна 78,55 % от значения напряжения в звене постоянного тока  $U_{dc}$ . При использовании ШИМ СП первая гармоника выходного напряжения равна 100 %  $U_{dc}$ , что обеспечивается за счет возможности увеличения коэффициента модуляции до 1,15.

Из рис. 3 видно, что повышение коэффициента мощности при увеличении частоты сигнала развертки характерно для обоих способов управления ключами. При ШИМ с предмодуляцией и коэффициенте модуляции  $K_M = 1,15$  обеспечивается коэффициент мощности на уровне  $\lambda = 0,7$  на высоких несущих

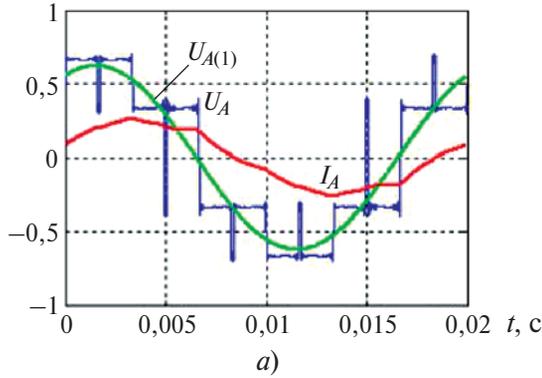
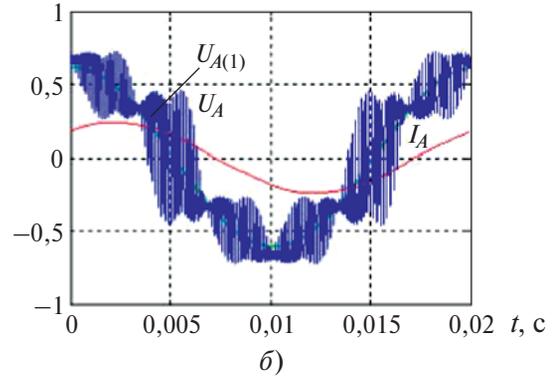
$U_A, U_{A(1)}, I_A$ , отн. ед.

 $U_A, U_{A(1)}, I_A$ , отн. ед.


Рис. 4

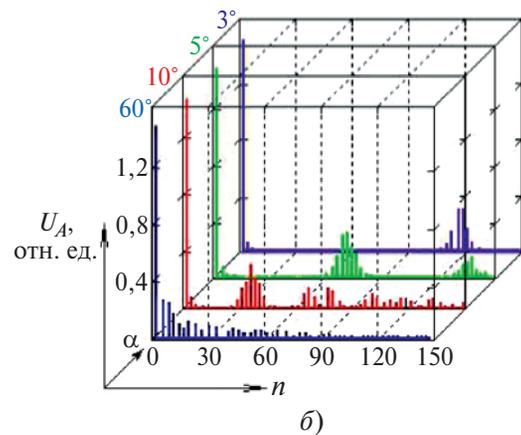
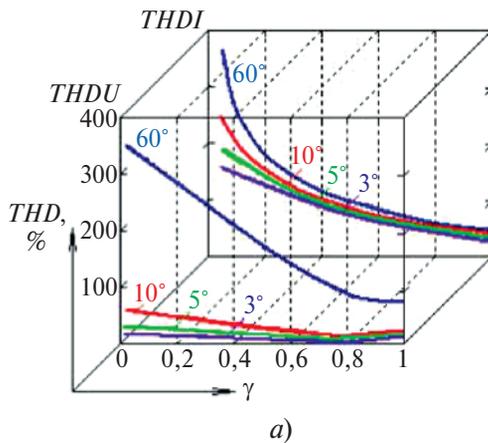


Рис. 5

частотах. Максимально возможный коэффициент мощности  $\lambda_{max} = 0,7864$ .

2. *Повышение эффективности управления автономным инвертором при использовании алгоритма ПВМ* возможно путем увеличения количества секторов координатной плоскости. Это позволит улучшить форму кривой тока (снизить коэффициент искажения синусоидальности выходного тока) и увеличить амплитуду основной гармоники выходного напряжения. Целесообразно использовать разбиение на 36, 72 и 120 секторов, при этом их углы будут равны  $10^\circ$ ,  $5^\circ$  и  $3^\circ$  соответственно. На рис. 4 представлены кривые выходного тока АИ  $I_A$ , фазного напряжения  $U_A$  и первой гармоники фазного напряжения  $U_{A(1)}$  при углах секторов  $60^\circ$  (а) и  $3^\circ$  (б).

При угле сектора  $60^\circ$  характер ПВМ соответствует СШИМ. При его уменьшении и увеличении количества секторов возрастает частота коммутации автономного инвертора, за счет чего обеспечивается лучшая форма кривой выходного тока АИ. Максимальное значение выходного фазного напряжения ав-

тономного инвертора равно  $66,7\%$  от значения постоянного напряжения на его входе. Максимальное значение основной гармоники выходного фазного напряжения равно  $61\%$  от постоянного входного напряжения АИ.

На рис. 5, а представлены зависимости, характеризующие изменение коэффициента искажения синусоидальности выходных фазного напряжения и тока при изменении относительной длительности коммутации АИ и угла сектора. Минимальное значение коэффициента искажения синусоидальности выходного тока достигается при угле  $3^\circ$  и относительной длительности коммутации выше  $0,866$ . Минимальное значение коэффициента искажения синусоидальности фазного напряжения достигается при относительной длительности коммутации АИ, равной  $0,866$ , и составляет менее  $3\%$ .

При угле сектора  $60^\circ$  и относительной длительности коммутации ниже  $0,866$  гармонический состав фазного напряжения соответствует гармоническому составу СШИМ, а при относительной длительности коммутации

выше 0,866 — ШИМ СП. Из рис. 5, б видно, как при уменьшении угла сектора гармоник выходного напряжения, имеющие наибольшую амплитуду, смещаются в зоны высоких частот.

В результате проведенных исследований можно сделать вывод, что использование ШИМ с предмодуляцией позволяет увеличить амплитуду выходного напряжения автономного инвертора на 15 %, однако при этом возрастает коэффициент искажения синусоидальности тока. Применение алгоритма ПВМ обеспечивает более высокий по сравнению с алгоритмом ШИМ уровень электромагнитной совместимости АИ с нагрузкой и эффективности преобразования электрической энергии, а именно: снижается коэффициент искажения синусоидальности фазного напряжения и тока; повышается амплитуда основной гармоники выходного фазного напряжения; уменьшается уровень высокочастотных составляющих фазного напряжения.

#### Список литературы

1. **Пронин М. В., Воронцов А. Г.** Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет). — СПб.: Электросила, 2003.
2. **Васильев Б. Ю.** Автоматизированный электропривод объектов минерально-сырьевого комплекса (применение, моделирование, исследование). — СПб.: Национальный минерально-сырьевой университет “Горный”, 2014.
3. **Шрейнер Р. Т.** Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. — Екатеринбург: УРО РАН, 2000.
4. **Усольцев А. А.** Частотное управление асинхронными двигателями / Учеб. пособие. — СПб.: СПбГУ ИТМО, 2006.
5. **Васильев Б. Ю.** Мехатронные перекачивающие комплексы на основе регулируемых электроприводов для подводного компримирования и транспортировки природного газа. — Мехатроника, автоматизация, управление, 2013, № 3.
6. **Васильев Б. Ю., Добуш В. С.** Эффективные алгоритмы управления полупроводниковыми преобразователями в асинхронных электроприводах. — Электричество, 2014, № 4.
7. **Hariram B., Marimuthu N. S.** Space vector switching patterns for different applications a comparative analysis. — Proc. IEEE International Conference on Industrial Technology, Hong Kong, 2005.
8. **Holmes D. G., Lipo T. A.** Pulse width modulation for power converters: principles and practice. — IEEE Press, New Jersey, 2003.
9. **Васильев Б. Ю., Козярук А. Е.** Повышение эффективности асинхронных электроприводов с прямым управлением моментом. — Вестник ЮУрГУ. Сер. “Энергетика”. Т. 13, 2013, № 2.
10. **Yu Z., Mohammed A., Panahi I.** A review of three PWM techniques. — Proceedings of the American Control Conference, New Mexico, 1997.

**vasilev.bu@yandex.ru**