

See discussions, stats, and author profiles for this publication at: <https://www.researchgate.net/publication/332876010>

ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ В ТРЕХФАЗНЫХ ИНВЕРТОРАХ НАПРЯЖЕНИЯ

Preprint · May 2019

DOI: 10.13140/RG.2.2.12081.43368

CITATIONS

0

READS

7,705

3 authors, including:



Dmitry Ramensky

Moscow Power Engineering Institute

2 PUBLICATIONS 1 CITATION

[SEE PROFILE](#)

ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ В ТРЕХФАЗНЫХ ИНВЕРТОРАХ НАПРЯЖЕНИЯ

Обухов С.Г., Чаплыгин Е.Е., Кондратьев Д.Е.

Постановка вопроса. Для питания установок электропривода переменного тока и в системах гарантированного электроснабжения потребителей переменным током стабильной частоты широко используют трехфазные инверторы напряжения. Для обеспечения высокого качества электрической энергии на выходе инверторов применяют различные виды широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Анализ известных разновидностей широтно-импульсной модуляции посвящены многочисленные исследования, выполненные различными способами при различных допущениях, что не позволяет воспользоваться их результатами для объективного сопоставления качества выходного напряжения инверторов с ШИМ. Задачей данной работы является корректное сопоставление способов формирования ШИМ, выполненное при одинаковых допущениях на основе единого математического аппарата.

Следует отметить, что МЭК определяет широтно-импульсную модуляцию как импульсное управление, при котором ширина или частота импульсов или и та, и другая модулируются в пределах каждого периода основной частоты для того, чтобы создать определенную форму кривой выходного параметра. В отечественной литературе понятие ШИМ, как правило, относится только к способам формирования с постоянной частотой коммутации.

Известны две основные бестрансформаторные схемы трехфазных инверторов (рис. 1) [1]. Трехфазный мостовой инвертор рис. 1.а применяется при питании симметричной нагрузки, не имеющей вывода нулевой точки. Схема «три однофазных полумоста» рис. 1,б может быть применена при работе на нагрузку, имеющую вывод нулевой точки, в том числе на несимметричную нагрузку.

Анализ проводим для идеализированного инвертора, полагая напряжение питания E постоянным и лишенным пульсации, а ключи – идеальными. Такая идеализация оправдана тем, что реальные параметры схемы влияют на показатели качества выходного напряжения инвертора вне зависимости от того, какая разновидность ШИМ в нем используется [2- 3].

Для анализа схем рис. 1 могут применяться известные пакеты прикладных программ Pspice, Matlab simulink и т.п. Однако расчет процессов в преобразователях, у которых на периоде повторения содержится несколько сот и более межкоммутационных интервалов, требует значительных затрат времени на модельный эксперимент и затрудняет накопление данных,

необходимых для обобщения результатов. При выполнении данной работы использован спектральный метод моделирования – модифицированный метод переключающих функций [4], что позволяет повысить быстродействие модели в десятки раз. Сопоставление результатов спектрального моделирования и моделирования в базисе Pspice, проведенное в ряде режимов, показывает идентичность результатов.

Критерии оценки качества выходного напряжения инвертора с ШИМ. Для сравнения различных видов ШИМ необходимо иметь эффективные критерии оценки качества выходного напряжения. Оценка с помощью коэффициента гармоник выходного напряжения содержит недостаточно информации, поскольку не учитывает различное влияние на нагрузку гармоник низкой и высокой частоты. Коэффициент гармоник для выходного тока зависит и от параметров нагрузки, т.е. характеризует не столько параметры инвертора с ШИМ, сколько параметры системы «инвертор-нагрузка». Поставим задачу определения более совершенных критериев оценки.

В схеме инвертора рис. 1,б в каждой фазе независимо формируется двухполярная однофазная ШИМ-последовательность, взаимный сдвиг основных гармоник на 120° осуществляется системой управления. На рис. 2,а приведен спектр ШИМ-последовательности при модуляции фронта (или среза) импульса, на рис. 2,б – при двухсторонней модуляции и фронта, и среза (где k – номер гармоники; C_k – амплитуда k -й гармоники). В приведенном примере частота коммутации $f_k = A f_{\text{вых}} = 48f_{\text{вых}}$, коэффициент модуляции – отношение наибольшей длительности импульса выходного напряжения к межкоммутационному интервалу – $K_m = 0,5$.

Подобный характер спектра характерен для ШИМ по синусоидальному закону. В низкочастотной части спектр содержит только основную гармонику с частотой $f_{\text{вых}}$ ($k = 1$), а также группы комбинационных гармоник, расположенные вблизи частот, кратных частоте коммутации f_k . Амплитуда основной гармоники при двухполярной ШИМ равна $\frac{1}{2}EK_m$, где E – напряжение источника питания.

Для большинства потребителей наиболее существенны гармоники с более низкой частотой, среди комбинационных гармоник это гармоники вблизи частоты коммутации. Как показывает модельный эксперимент при $A > A_{\text{кр}} = 20 \div 30$ амплитуда комбинационной гармоники с номером $A+n$, где n – целое положительное или отрицательное число, не зависит от значения A . Совокупность комбинационных гармоник, расположенных вблизи частоты коммутации, может быть заменена эквивалентной комбинационной гармоникой с частотой $f = f_k$, амплитуда которой

$$C_{\text{эKB}} = \sqrt{\sum_{k=A-w}^{A+w} C_k^2},$$

где w – постоянное число, ограничивающее область спектра вблизи частоты коммутации, содержащую существенные гармонические составляющие. В рассматриваемых видах ШИМ $w = 7 \div 9$. В правильности выбора w легко убедиться: при увеличении w величина $C_{\text{ЭКВ}}$ практически не меняется.

При $A > A_{\text{кр}}$ амплитуда эквивалентной гармоники $C_{\text{ЭКВ}}$ не зависит от способа модуляции фронтов, как и от того, какой способ модуляции выбран: ШИМ-1 либо ШИМ-2.

Интенсивность высших гармонических составляющих в спектре ШИМ-последовательности характеризует коэффициент гармоник

$$k_{\text{г.к}} = \frac{C_{\text{ЭКВ}}}{C_1} = \frac{\sqrt{\sum_{k=A-w}^{A+w} C_k^2}}{C_1}, \quad (1)$$

где C_1 – амплитуда основной гармоники выходного напряжения. При известных параметрах нагрузки коэффициент $k_{\text{г.к}}$ позволяет определить коэффициент гармоник для выходного тока инвертора

$$k_{\text{г.т}} = k_{\text{г.к}} \frac{Z(f_{\text{ВЫХ}})}{Z(f_{\text{к}})}, \quad (2)$$

где $Z(f_{\text{ВЫХ}})$ и $Z(f_{\text{к}})$ – модуль сопротивления нагрузки на выходной частоте и на частоте коммутации. Точность расчета по выражению (2) возрастает при увеличении частоты коммутации.

Широтно-импульсная модуляция в схеме рис. 1,а имеет значительные отличия от рассмотренной выше модуляции. При формировании в каждой фазе схемы рис. 1,а ШИМ-последовательности фазные напряжения при симметрии нагрузки определяются

$$\begin{aligned} u_A &= \varphi_A - \varphi_0 = \frac{2\varphi_A - \varphi_B - \varphi_C}{3}; \\ u_B &= \varphi_B - \varphi_0 = \frac{2\varphi_B - \varphi_A - \varphi_C}{3}; \\ u_C &= \varphi_C - \varphi_0 = \frac{2\varphi_C - \varphi_A - \varphi_B}{3}; \\ \varphi_0 &= \frac{\varphi_A + \varphi_B + \varphi_C}{3}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C$ – потенциалы фаз A, B и C относительно отрицательного полюса источника питания $0'$, φ_0 – потенциал средней точки нагрузки 0 относительно $0'$. Таким образом, в схеме рис. 1,а происходит взаимовлияние ШИМ-последовательности одной фазы на другую фазу, поэтому речь идет о формировании *трехфазной широтно-импульсной модуляции*, при этом значительно изменяется спектр выходных напряжений. Спектры выходных напряжений в схеме рис. 1,а приведены на рис. 2,в (модуляция фронта или

среза импульса) и γ (двухсторонняя модуляция). Частота коммутации $f_k = 48f_{\text{вых}}$, коэффициент модуляции $K_M = 0,5$. Спектр линейного напряжения такой же, как и спектр фазного, только амплитуды всех гармоник больше в $\sqrt{3}$ раз.

Отличия однофазной и трехфазной ШИМ рассматриваются ниже. Но вначале обратим внимание на то, что при двухсторонней модуляции фронтов в спектре трехфазной ШИМ уменьшаются гармонические составляющие вблизи частоты коммутации, но значительно растут гармоники в области второй гармоники частоты коммутации. Эти гармоники, несмотря на вдвое большую частоту, могут заметно влиять на ток нагрузки, имеющей индуктивную реакцию для высших гармоник. Это влияние можно учесть введением дополнительного коэффициента гармоник

$$k_{\gamma,2k} = \frac{\sqrt{\sum_{k=A-w}^{A+w} C_k^2 + \sum_{k=2A-w}^{2A+w} \left(\frac{C_k}{2}\right)^2}}{C_1}. \quad (4)$$

Подстановка значения $k_{\gamma,2k}$ вместо $k_{\gamma,k}$ в выражение (2) позволяет уточнить коэффициент гармоник для выходного тока инвертора.

Таким образом, введенные выше коэффициенты $k_{\gamma,k}$ и $k_{\gamma,2k}$, позволяют осуществлять сравнение качества выходного напряжения при различных видах ШИМ. При $A > A_{\text{кр}}$ эти коэффициенты не зависят от выбора частоты коммутации, не различаются для ШИМ-1 либо ШИМ-2, а определяются лишь выбором разновидности ШИМ, способом модуляции фронтов (модуляция фронта/среза импульса либо двухсторонняя модуляция) и текущим коэффициентом модуляции.

«Классическая» трехфазная ШИМ [5]. При реализации данной разновидности ШИМ подаваемый на входы трехфазного ШИМ-модулятора управляющий сигнал каждой фазы имеет вид:

$$\begin{aligned} u_{yA} &= K_M U_m \sin(\theta) \\ u_{yB} &= K_M U_m \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{yC} &= K_M U_m \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right), \end{aligned}$$

где $\theta = 2\pi f_{\text{вых}} t$; U_m – максимально допустимая амплитуда управляющего сигнала, не вызывающего перемодуляцию. При реализации вертикального способа управления U_m – амплитуда сигнала развертки. Заметим, что такая же форма управляющего сигнала используется и при реализации ШИМ в схеме рис. 1,б.

Определим причины различия спектров однофазной и трехфазной ШИМ. В трехфазной ШИМ-последовательности потенциалов $\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C$ чередуются гармоники прямой, обратной и нулевой последовательности. Из

выражения (3) следует, что гармоники прямой и обратной последовательностей в потенциале φ_A и напряжении u_A равны, а гармоники нулевой последовательности в напряжениях $u_{A,B,C}$ отсутствуют (ср. рис. 2,а и 2,в либо рис. 2,б и 2,г). Поэтому гармонический состав выходного напряжения трехфазной ШИМ лучше, чем при однофазной. При однофазной ШИМ с двухсторонней модуляцией наиболее интенсивные гармоники в окрестности частоты коммутации являются гармониками нулевой последовательности, это приводит к радикальной очистке спектра вблизи частоты коммутации при формировании трехфазной ШИМ-последовательности (ср. рис. 2,б и 2,г).

Рассмотрим, как изменяется гармонический состав напряжений при изменении кратности частот A . Расчёты на модели показали, что если кратность частот A является целым числом, то характер спектров при изменении $A > A_{кр}$ не меняется: массивы комбинационных гармоник просто перемещаются по оси частот. Если A не является целым числом, то характер спектров меняется: в спектрах фазных напряжений появляются дополнительные гармоники, массивы комбинационных гармоник расширяются и медленнее затухают при отдалении от частоты коммутации. При нецелом A частота повторения кривой выходного напряжения меньше частоты модуляции, поэтому в спектре присутствуют гармоники в дробными номерами, однако коэффициенты гармоник $k_{г.к}$ и $k_{г.2к}$ не меняются. Объясняется это тем, что происходит как бы перераспределение энергии: взамен небольшого количества гармоник со значительными амплитудами при целом A , при дробном A возникает большее число гармоник, но с меньшими амплитудами. Следует заметить, что среди этого большого числа гармоник есть также и субгармоники, частоты которых меньше частоты модуляции, но их амплитуды ничтожно малы по сравнению с амплитудой основной гармоники.

В табл. 1 приведены полученные в результате модельного эксперимента значения коэффициентов гармоник $k_{г.к}$ и $k_{г.2к}$ (в %) для двухполярной однофазной ШИМ, реализуемой в схеме рис. 1,б, и «классической» трехфазной ШИМ.

Табл. 1

		Значения коэффициентов гармоник при K_m , равном									
		1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
Однофазная ШИМ по фронту/срезу	$k_{Г.к}$	0.75	0.90	1.09	1.36	1.70	2.17	2.88	3.99	6.30	12.16
	$k_{Г.2к}$	0.78	0.93	1.13	1.41	1.75	2.23	2.93	4.04	6.33	12.18
Двухсторонняя однофазная ШИМ	$k_{Г.к}$	0.75	0.90	1.09	1.36	1.70	2.17	2.88	3.99	6.30	12.16
	$k_{Г.2к}$	0.78	0.93	1.13	1.41	1.75	2.23	2.93	4.04	6.33	12.18
Трехфазная «классическая» ШИМ по фронту/срезу	$k_{Г.к}$	0.53	0.64	0.76	0.88	1.00	1.11	1.22	1.30	1.37	14.0
	$k_{Г.2к}$	0.55	0.65	0.77	0.90	1.02	1.15	1.28	1.39	1.49	1.56
Двухсторонняя трехфазная «классическая» ШИМ	$k_{Г.к}$	0.45	0.42	0.39	0.35	0.31	0.26	0.21	0.16	1,14	8,6
	$k_{Г.2к}$	0.47	0.47	0.48	0.50	0.54	0.57	0.61	0.65	0.68	7.0

Данные таблицы 1 подтверждают, что при реализации однофазной ШИМ качество выходного напряжения одинаково как при выборе ШИМ по фронту (срезу) импульса, так и при двухсторонней модуляции. При трехфазной ШИМ качество выходного напряжения значительно лучше, чем при однофазной, причем двухсторонняя модуляция дает значительные преимущества в гармоническом составе выходного напряжения. Данные таблицы показывают, что учет гармоник, расположенных в окрестности частоты $2f_k$, является необходимым только при анализе трехфазной ШИМ с двухсторонней модуляцией, во всех остальных случаях уточнение коэффициента гармоник при замене $k_{Г.к}$ на $k_{Г.2к}$ незначительно.

Проведенный анализ позволяет сделать вывод, что повышение качества выходного напряжения при формировании трехфазной ШИМ достигается только при синхронности моментов переключения силовых транзисторов во всех фазах инвертора. Поэтому при использовании для формирования ШИМ следящего принципа управления (например, дельта-модуляции) и реализации ШИМ с модулированной во времени частотой коммутации [1] качество выходного напряжения в трехфазном инверторе будет такое же, как при формировании однофазной ШИМ (см. табл.1). В этом заключается отличие трехфазных и однофазных инверторов: в последних показатели качества

выходного напряжения одинаковы как при постоянной, так и при переменной частоте коммутации [6].

Способы повышения амплитуды основной гармоники выходного напряжения. Наибольшее значение отношение действующего значения основной гармоники фазного выходного напряжения АИН к напряжению источника питания в рассмотренных выше разновидностях ШИМ равно 0,354. При этом в бестрансформаторном преобразователе частоты, состоящем из неуправляемого мостового выпрямителя и инвертора по схеме рис. 1,а, выходное напряжение не превышает 0,827 напряжения сети. В реальных преобразователях это соотношение еще ниже, поскольку коэффициент модуляции из-за необходимости выполнения условий коммутации не достигает 1, имеются потери напряжения в преобразователе. Поэтому задача повышения отношения основной гармоники выходного напряжения инвертора к напряжению источника питания является весьма актуальной.

Существует только один способ выполнения поставленной задачи – это использование несинусоидального закона модуляции длительности импульсов потенциалов фаз φ_A , φ_B и φ_C , причем выбор закона модуляции должен обеспечивать увеличение амплитуды основной гармоники. Среди законов модуляции, обеспечивающих повышение основной гармоники можно назвать модуляцию по прямоугольному и трапециидальным законам. Однако при их использовании гармонический состав фазного и линейного выходных напряжений инвертора ухудшается: в низкочастотной области спектра появляются гармоники искажения, прежде всего 5-я, 7-я, 11-я и 13-я гармоники выходной частоты, которые содержатся в ШИМ-последовательностях φ_A , φ_B и φ_C . Содержащиеся в тех же последовательностях гармоники, кратные трем, являются гармониками нулевой последовательности и при симметричной нагрузке, согласно выражению (2), не содержатся в фазных и линейных напряжениях нагрузки.

Отсюда вытекает идея *предмодуляции*: применение несинусоидального закона для модуляции длительности импульсов потенциалов фаз φ_A , φ_B и φ_C , который обеспечивает увеличение амплитуды основной гармоники, при этом в спектре ШИМ-последовательностей φ_A , φ_B и φ_C помимо основной гармоники содержатся только гармоники нулевой последовательности, т.е. гармоники, кратные трем. Таким образом обеспечивается отсутствие в низкочастотной части спектра фазных и линейных напряжений инвертора гармоник искажения.

Принцип предмодуляции лежит в основе широко известных способов широтно-импульсного управления трехфазными инверторами с симметричной нагрузкой:

- ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой [2];

- «векторной» («симплексной») ШИМ [1, 7, 8].

ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой. При реализации данной разновидности ШИМ в подаваемый на входы трехфазного ШИМ-модулятора управляющий сигнал каждой фазы добавляется нулевая последовательность, содержащая третью гармонику основной частоты в указанной ниже пропорции:

$$u_{yA} = \frac{K_m U_m}{\cos(\frac{\pi}{6})} \{ \sin(\theta) + [1 - \cos(\frac{\pi}{6})] \cdot \sin(3\theta) \};$$

$$u_{yB} = \frac{K_m U_m}{\cos(\frac{\pi}{6})} \{ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + [1 - \cos(\frac{\pi}{6})] \cdot \sin(3\theta) \};$$

$$u_{yC} = \frac{K_m U_m}{\cos(\frac{\pi}{6})} \{ \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) + [1 - \cos(\frac{\pi}{6})] \cdot \sin(3\theta) \}.$$

На рис. 3,а приведена временная диаграмма управляющих сигналов инвертора. Нетрудно видеть, что форма управляющего сигнала весьма близка трапециидальной. На рис. 3,б – временная диаграмма выходного фазного напряжения при $A = 48$, коэффициенте модуляции $K_m = 0,5$ и двухсторонней модуляции. На рис. 3,в приведен спектр фазного выходного напряжения в этом режиме. Сравнение спектров рис. 2,г и 3,в показывает, что при осуществлении предмодуляции третьей гармоникой характер спектра не меняется, в низкочастотной его части по-прежнему присутствует только основная гармоника. На основании модельного эксперимента рассчитаны коэффициенты гармоник. В табл. 2 приведены значения коэффициентов гармоник $k_{Г.к}$ и $k_{Г.2к}$ (в %) ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой при модуляции фронта (среза) импульса и двухсторонней модуляции.

Табл.2

		Значения коэффициентов гармоник при K_m , равном									
		1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
Трехфазная ШИМ по фронту/срезу с предмодуляцией	$k_{Г.к}$	0.40	0.49	0.61	0.74	0.89	1.03	1.16	1.26	1.35	1.40
	$k_{Г.2к}$	0.41	0.50	0.63	0.76	0.90	1.05	1.20	1.34	1.46	1.55
Двухсторонняя трехфазная ШИМ с предмодуляцией	$k_{Г.к}$	39	38	34	31	28	23	19	15	10,4	7,3
	$k_{Г.2к}$	41	40	41	43	48	53	58	63	67	7.0

Данные таблицы и другие результаты модельного эксперимента позволяют сделать следующие выводы:

- применение предмодуляции третьей гармоникой не только увеличивает максимально достижимое отношение амплитуды первой гармоники к напряжению источника питания E на 15,47%, но и приводит к заметному снижению коэффициентов гармоник $k_{г.к}$ и $k_{г.2к}$. Это явление объясняется тем, что при равном коэффициенте модуляции K_m в ШИМ с предмодуляцией амплитуда основной гармоники на 15,47% выше, чем в инверторе с классической трехфазной ШИМ, в то же время амплитуда комбинационных гармоник изменяется мало.

- Как и при реализации классической ШИМ, при осуществлении ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой двухсторонняя модуляция обеспечивает значительные преимущества в качестве выходного напряжения инвертора.

- Величины $A_{кр}$ и w сохраняют те же значения, что и при классической ШИМ.

«Векторная» («симплексная») ШИМ. При реализации этой разновидности ШИМ также осуществляется предмодуляция управляющих сигналов фаз дополнительным сигналом нулевой последовательности $u_{пм}$, содержащем только нечетные гармоники, кратные трем [8]:

$$\begin{aligned}
 u_{yA} &= \frac{K_m U_m}{\cos(\frac{\pi}{6})} \sin(\theta) + u_{пм} = u_{этA} + u_{пм}; \\
 u_{yB} &= \frac{K_m U_m}{\cos(\frac{\pi}{6})} \left\{ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + u_{пм} \right\} = u_{этB} + u_{пм}; \\
 u_{yC} &= \frac{K_m U_m}{\cos(\frac{\pi}{6})} \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + u_{пм} = u_{этC} + u_{пм}.
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

Найдем этот сигнал. Дважды за период выходной частоты каждая фаза инвертора становится пассивной, т.е. коммутация силовых ключей в ней не происходит. Для этого в пассивной фазе управляющий сигнал должен принимать значение U_m , если сигнал, задающий основную гармонику выходного напряжения данной фазы $u_{эт}$ в данный момент времени максимален, либо $-U_m$, если сигнал, задающий основную гармонику выходного напряжения данной фазы $u_{эт}$ минимален. Как следует из (5), для пассивной фазы $u_{пм}$ – это разность между значением $\pm U_m$ и $u_{эт}$. Найденное для пассивной фазы значение $u_{пм}$ должно быть добавлено также в управляющие сигналы активных фаз.

Получим расчетное выражение для сигнала предмодуляции. Для этого выделим значение эталонного сигнала, в те моменты, когда фаза пассивна (это максимальные по модулю значения эталонного сигнала) (кривая при $K_m = 1$ приведена на рис. 4,а)

$$u_{\text{эт.пасс}} = if[u_{\text{эт.А}}^2 > u_{\text{эт.В}}^2, if(u_{\text{эт.А}}^2 > u_{\text{эт.С}}^2, u_{\text{эт.А}}, u_{\text{эт.С}}), if(u_{\text{эт.В}}^2 > u_{\text{эт.С}}^2, u_{\text{эт.В}}, u_{\text{эт.С}})]. \quad (6)$$

Управляющий сигнал пассивных фаз, кривая которого также приведена на рис. 4,а, определяется

$$u_{\text{у.пасс}} = U_m \cdot if[\sin(3\theta) > 0, 1, -1]. \quad (7)$$

Кривая сигнала предмодуляции $u_{\text{пм}} = u_{\text{у.пасс}} - u_{\text{эт.пасс}}$ и управляющее напряжение фазы А $u_{\text{уА}}$ приведены на рис. 4,б. Кривая управляющего напряжения близка в трапециидальной форме и весьма близка к управляющему сигнал в ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой.

На рис. 4,в-г те же кривые представлены при $K_m = 0,5$. Кривая управляющего напряжения содержит разрывы.

На рис. 5,а показана временная диаграмма выходного фазового напряжения при $A = 48$, коэффициенте модуляции $K_m = 0,5$ и двухсторонней модуляции. На рис. 5,б приведен спектр фазного выходного напряжения в этом режиме. Сравнение спектров рис. 3,в и 5,б показывает, что при осуществлении «векторной» ШИМ в низкочастотной части по-прежнему присутствует только основная гармоника, отношение амплитуды первой гармоники к напряжению источника питания E на 15,47% выше, чем в инверторах с «классической» трехфазной ШИМ, однако характер спектра заметно изменился. Область комбинационных гармоник вблизи частоты коммутации значительно расширилась, поэтому при расчетах коэффициентов гармоник необходимо значительно увеличить значение w .

На основании модельного эксперимента рассчитаны коэффициенты гармоник. В табл. 3 приведены значения коэффициентов гармоник $k_{г.к}$ и $k_{г.2к}$ (в %) «векторной» ШИМ при модуляции фронта (среза) импульса и двухсторонней модуляции.

Табл.3

		Значения коэффициентов гармоник при K_m , равном									
		1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
Трехфазная «векторная» ШИМ по фронту/срезу	$k_{Г.к}$	41	49	61	74	88	102	115	126	135	141
	$k_{Г.2к}$	43	51	63	76	89	103	117	133	147	157
Двухсторонняя трехфазная «векторная» ШИМ	$k_{Г.к}$	38	44	54	67	82	96	111	122	133	141
	$k_{Г.2к}$	40	46	57	69	84	97	114	128	144	155

Отличие спектров при ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой и «векторной» ШИМ обусловлено в первую очередь различием формы и гармонического состава управляющих напряжений u_{yA} , u_{yB} , u_{yC} . В табл. 4 представлены коэффициенты гармоник управляющего напряжения – отношения высшей и первой гармоник (данные в %). Из приведенных данных следует, что при снижении коэффициента модуляции происходит увеличение высших гармоник в кривой управляющего напряжения, причем высшие гармоники могут превышать основную гармонику на порядок. При формировании ШИМ-последовательностей фазовых потенциалов φ_A , φ_B и φ_C эти гармоники создают дополнительные комбинационные (разностные и суммарные частоты) в области частоты коммутации и частот, кратных частоте коммутации. Поскольку высшие гармоники управляющего напряжения имеют частоты выше основной частоты, обусловленные ими дополнительные комбинационные гармоники расположены от частоты коммутации дальше, чем комбинационные гармоники, вызванные ШИМ-модуляцией основной гармоникой, амплитуда их велика. Появление дополнительных комбинационных гармоник является причиной расширения области комбинационных гармоник вблизи частоты коммутации и частот, кратных частоте коммутации.

Таблица 4

K_m	1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
C_3/C_1	14	1,5	13,8	33,5	59,7	96	151,6	243	427	979
C_9/C_1	0,5	3,6	9,7	15,3	24	36	54,7	85	147	330
C_{15}/C_1	0	2,4	5,4	9,3	14,6	22	33	51	88	198
C_{21}/C_1	0	1,7	3,9	6,7	10,7	15,7	23,6	36,7	63	142

Поскольку область комбинационных гармоник расширяется в сторону основной гармоники, при малых A эти гармоники оказываются в непосредственной близости к основной частоте. В наибольшей степени это происходит при малых коэффициентах модуляции ($K_m < 0,3$). Поэтому величина $A_{кр}$ в инверторах с «векторной» ШИМ значительно больше, чем при рассмотренных выше разновидностях модуляции. При «векторной» ШИМ $A_{кр} = 90-110$, а при малых коэффициентах ($K_m < 0,2$) $A_{кр} = 150-200$. При выборе $A < A_{кр}$ низкочастотная часть спектра содержит заметные гармоники искажения (см. рис. 5.б). Только при выборе частоты коммутации выше $f_k = A_{кр}f_{вых}$ наблюдается независимость коэффициентов гармоник $k_{г.к}$ и $k_{г.2к}$ от выбора частоты коммутации и область основной гармоники освобождается от существенных по величине комбинационных гармоник.

При реализации «векторной» ШИМ различие между ШИМ по фронту (срезу) и двухсторонней модуляцией в значительной степени нивелируется (см. табл. 3). Уменьшение гармоник лежащих вблизи частоты коммутации в ШИМ с двухсторонней модуляцией при снижении коэффициента модуляции не отмечается. Это обусловлено меньшей ролью в спектрах потенциалов φ_A , φ_B и φ_C составляющих нулевой последовательности. Вследствие этого численное различие между коэффициентами $k_{г.к}$ и $k_{г.2к}$ невелико.

Сравним наилучшие показатели по коэффициентам гармоник «векторной» ШИМ и ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой, для этого найдем отношение коэффициентов гармоник $k_{г.2к}$ при названных видах ШИМ при реализации двухсторонней модуляции. Полученные отношения приведены в табл. 5.

Табл.5

K_m	1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
$\frac{k_{г.2к}''\text{вект}''}{k_{г.2к}''\text{предмод}''}$	0,97	1,15	1,39	1,6	1,75	1,83	1,97	2	2,15	2,2

Приведенные данные свидетельствуют о том, что ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой обеспечивает лучший гармонический

состав выходного напряжения по сравнению с «векторной» ШИМ, причем это преимущество возрастает при уменьшении коэффициента модуляции. Однако этот вывод не вполне однозначен.

При реализации «векторной» ШИМ каждая из фаз является пассивной в течение $1/3$ периода выходной частоты и коммутации в пассивной фазе не осуществляются. Поэтому средняя частота коммутации каждого из силовых ключей при «векторной» ШИМ оказывается в 1,5 раза ниже, чем в других видах ШИМ при том же числе импульсов на периоде выходной частоты. Если при использовании «векторной» ШИМ в 1,5 раза увеличить параметр A , то в инверторе будут те же коммутационные потери, что и в инверторе с другими видами ШИМ с прежней частотой коммутации, а коэффициент гармоник тока (при индуктивной реакции нагрузки для высших гармонических составляющих) уменьшится в 1,5 раза. В соответствии с данными табл. 5 «векторная» ШИМ обеспечит лучший гармонический состав тока нагрузки при $k_{г,2к"вект"}/k_{г,2к"предмод"} < 1.5$, т.е. при $K_M > 0.75$. При сохранении средней частоты коммутации приборов не изменится и воздействие коммутационных процессов в реальных полупроводниковых приборах на гармонический состав выходного напряжения инвертора [3].

Однако в этих рассуждениях скрыт некоторый изъян. Реальные процессы коммутации в силовых ключах ограничивают минимальное и максимальное значение коэффициента модуляции. Ограничение связано с минимально допустимой длительностью импульса (или паузы) в выходном напряжении инвертора и зависит от свойств применяемых силовых ключей. Повышение частоты коммутации не изменит этой минимально допустимой длительности, поэтому, если при исходной частоте коммутации максимальное значение коэффициента модуляции равно 0,9, то при повышении частоты коммутации в 1,5 раза максимальный коэффициент модуляции снизится до 0,85. При этом уменьшается отношение максимальной амплитуды основной гармоники выходного напряжения к напряжению питания E на 6 %, и в силу этого увеличение частоты коммутации может оказаться неоправданным.

Таким образом, выбор между «векторной» ШИМ и ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой не является однозначным и требует детального сопоставления параметров преобразователя и системы «источник энергии – преобразователь – нагрузка», для проведения которого можно воспользоваться приведенными в данной работе результатами.

ВЫВОДЫ.

1. Для оценки качества выходного напряжения инверторов с широтно-импульсной модуляцией предложено использовать коэффициенты гармоник, учитывающие комбинационные составляющие спектра, расположенные вблизи частоты коммутации и удвоенной частоты коммутации. Указанные коэффициенты гармоник при известных параметрах нагрузки позволяют с

высокой точностью рассчитать коэффициент гармоник для выходного тока инвертора.

2. Выявлена общность процессов при формировании ШИМ с увеличенной амплитудой основной гармоники в спектре выходного напряжения. При реализации ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой и «векторной» («симплексной») ШИМ используется принцип предмодуляции управляющего сигнала гармониками нулевой последовательности, различается лишь форма сигнала предмодуляции.

3. Проведено сопоставление спектров и коэффициентов гармоник выходного напряжения инвертора при формировании «классической» ШИМ, ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой и «векторной» («симплексной») ШИМ. Выявлены факторы, обуславливающие различие спектров и коэффициентов гармоник.

4. Показано, что наилучший спектральный состав выходного напряжения обеспечивается при формировании двухсторонней ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой. Определены условия, при которых «векторная» («симплексная») ШИМ обладает конкурентоспособностью по гармоническому составу выходного напряжения.

Литература

1. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники, учебное пособие, изд. 3-е. – Новосибирск: изд. НГТУ, 2004, 672 с.
2. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование приводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – УРО Екатеринбург, 2000, 654 с.
3. Чаплыгин Е.Е., Калугин Н.Г. Влияние снабберов на работу автономных инверторов с ШИМ // Электричество, № 1, 2003.
4. Чаплыгин Е.Е., Малышев Д.В. Спектральные модели автономных инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией // Электричество, №8, 1999.
5. Сандлер А.С., Гусяцкий Ю.М. Тиристорные инверторы с широтно-импульсной модуляцией для управления асинхронными двигателями. – М.: Энергия, 1968. 98 с.
6. Чаплыгин Е.Е., Нгуен Хоанг Ан Спектральные модели импульсных преобразователей с переменной частотой коммутации // Электричество, № 4, 2006.
7. Изосимов Д.Б., Рывкин С.Е., Шевцов С.В. Симплексные алгоритмы управления трёхфазным автономным инвертором напряжения с ШИМ // Электротехника, 1993, №12.
8. Коровин В.В. Обухов С.Г. Модуляционные методы построения импульсных преобразователей// Практическая силовая электроника. – 2005. - №19. - С.38-43.

Аннотация

Проведено сопоставление спектров и показателей качества выходного напряжения трехфазных инверторов напряжения при формировании различных видов широтно-импульсной модуляции по синусоидальному закону: однофазной двухполярной ШИМ, «классической» трехфазной ШИМ, ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой, «векторной» («симплексной») ШИМ. Предложены критерии оценки качества выходного напряжения инверторов с ШИМ, определены способы формирования ШИМ, обеспечивающие наилучшее качество выходного напряжения.

The comparison of three-phase inverter's output voltage harmonic spectrum and quality when using various PWM techniques, such as "classical" three-phase PWM, PWM with third harmonic injection, space vector PWM (simplex PWM) is carried out. Performance criteria of output voltage of PWM inverters are

proposed. PWM techniques, providing the best quality of output voltage, are obtained.

Сведения об авторах

Обухов Станислав Григорьевич окончил факультет электровакуумной техники и специального приборостроения Московского энергетического института (МЭИ) в 1956 г. В 1965 г. защитил в МЭИ кандидатскую диссертацию по тиристорным стабилизаторам переменного напряжения. Профессор кафедры промышленной электроники МЭИ.

Чаплыгин Евгений Евгеньевич окончил радиотехнический факультет Московского энергетического института (МЭИ). В 1974 г. защитил кандидатскую диссертацию «Исследование непосредственных преобразователей частоты с замкнутым контуром управления». Доцент кафедры Промышленной электроники МЭИ.

Кондратьев Дмитрий Евгеньевич окончил факультет электронной техники Московского энергетического института в 2005 г. Аспирант кафедры промышленной электроники МЭИ.

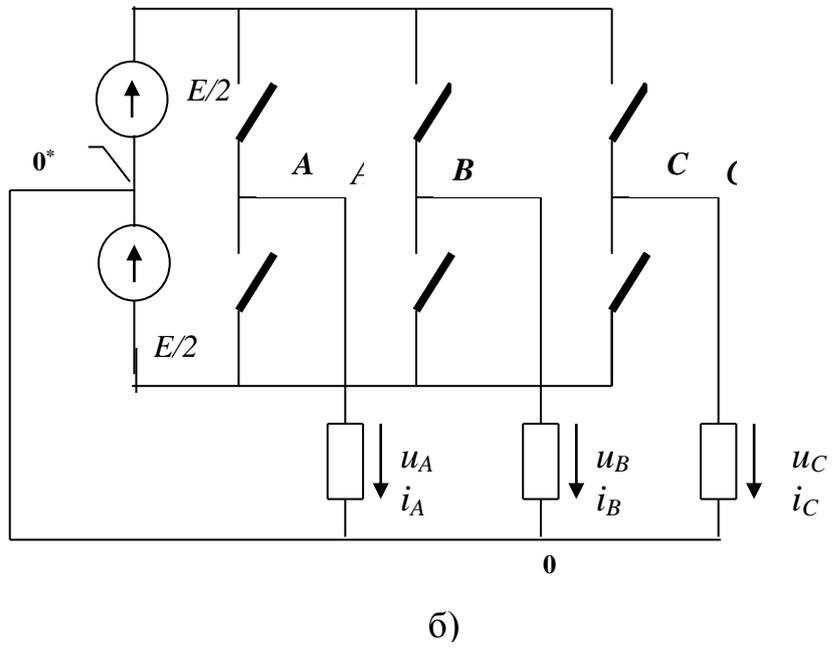
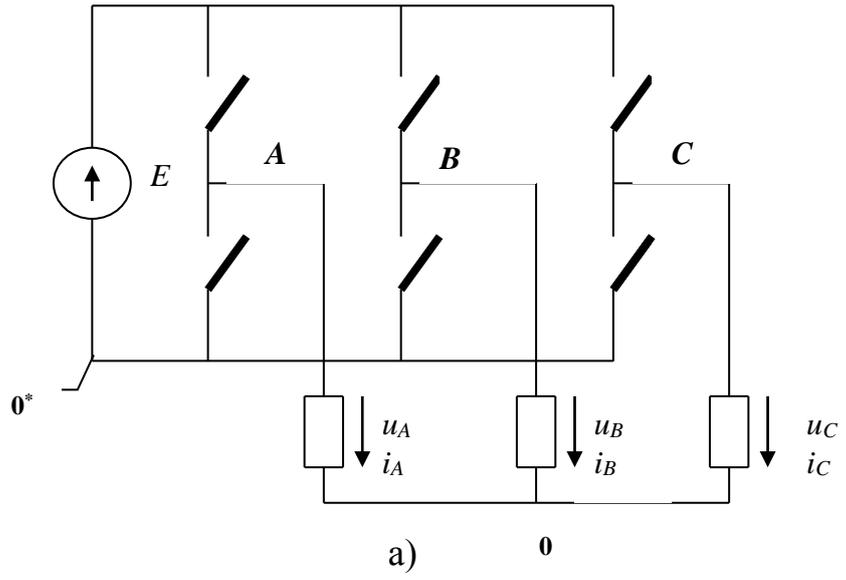
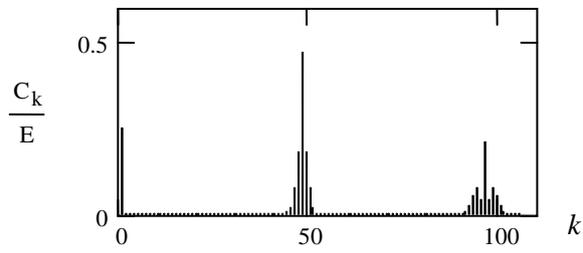
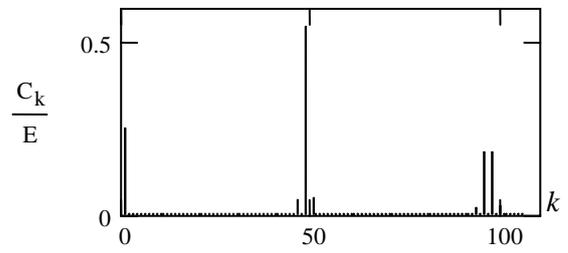


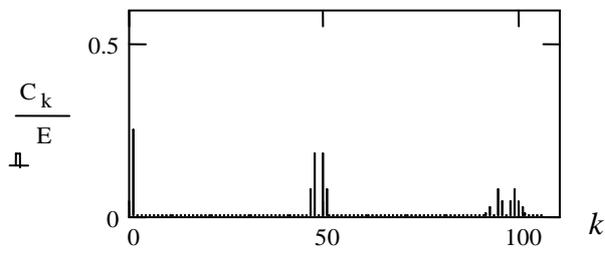
Рис. 1



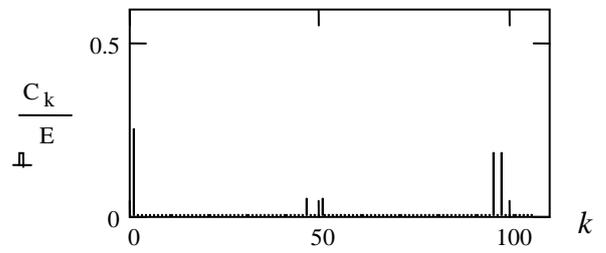
a)



б)



в)



г)

Рис. 2

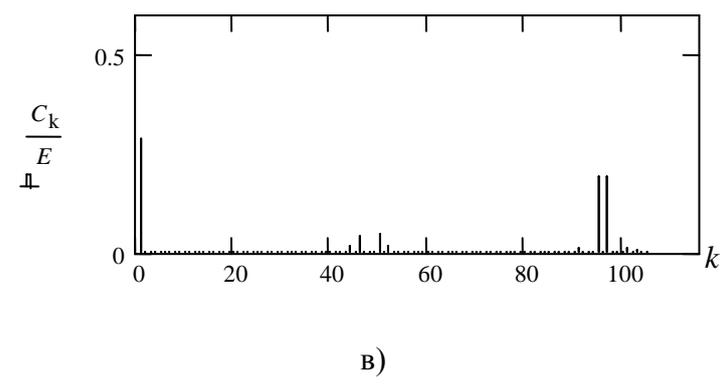
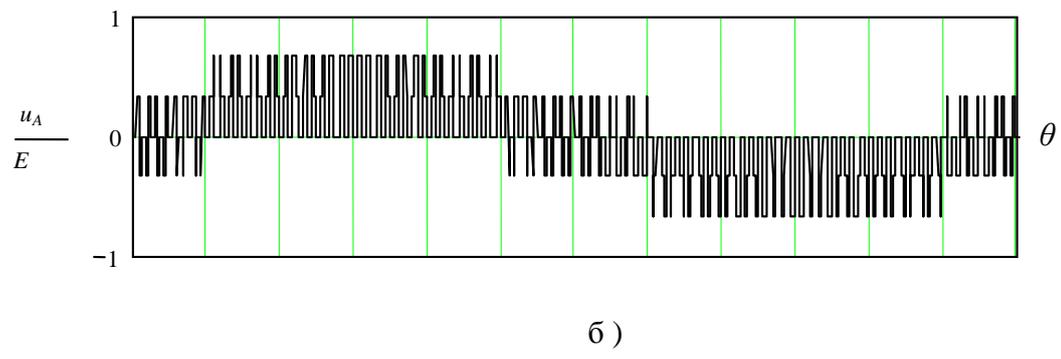
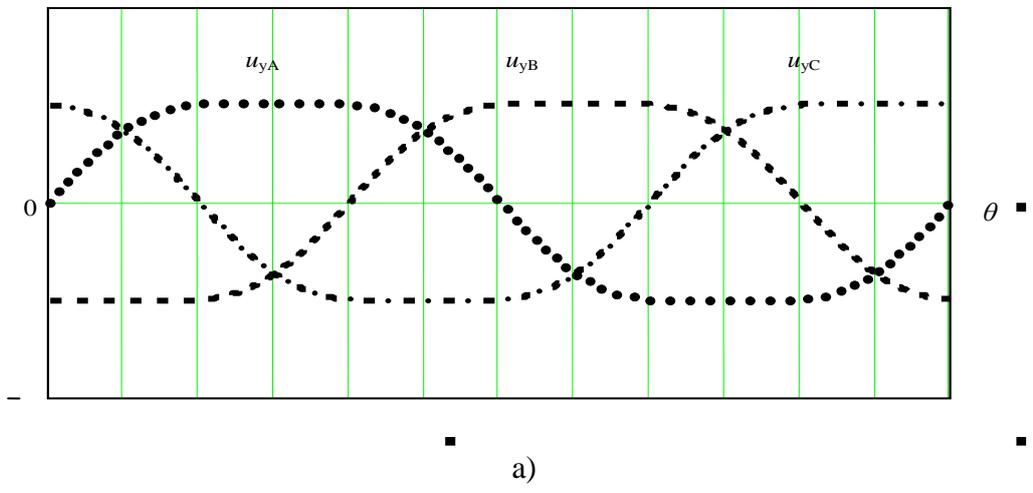
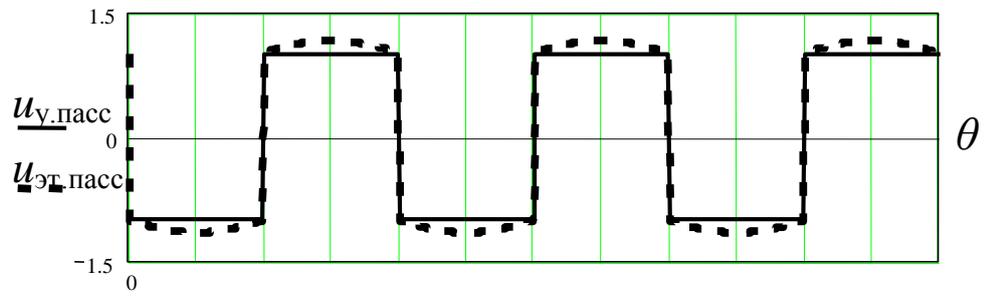
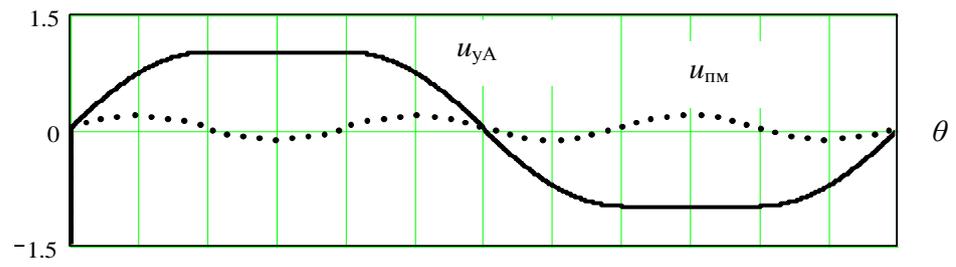


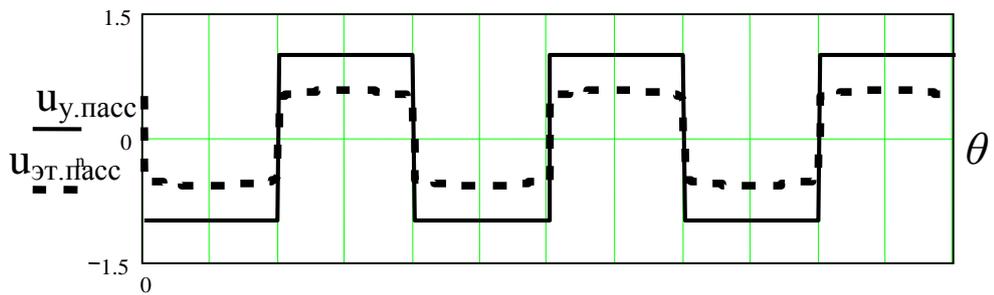
Рис. 3



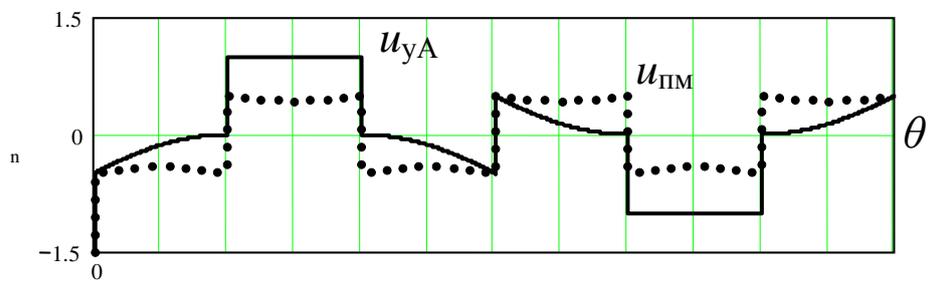
а)



б)



в)



г)

Рис. 4

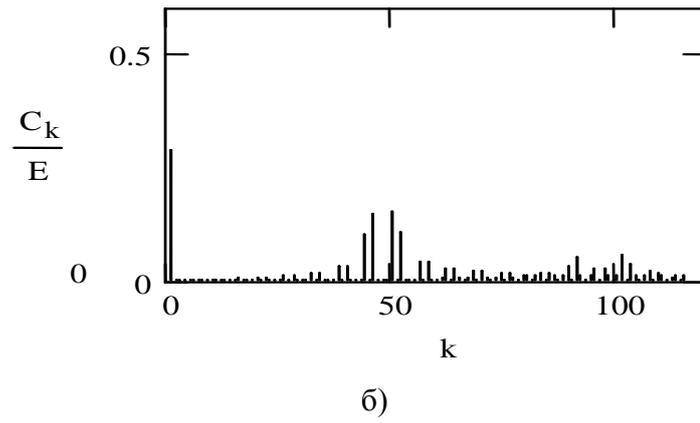
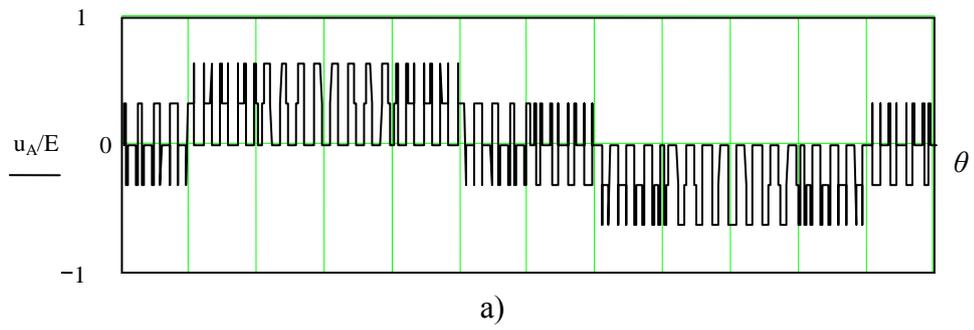


Рис. 5