

вимикачів АВ-І при експлуатації її в режимі «12 год ввімкнено»/ «12 год вимкнено» забезпечуються наступні економічні параметри:

$K_{0/АКУСТ} = 11,7$  разів;  $T_{ОКУПН} = 0,66$  року;  $E = 68,2$  грн./рік.

При експлуатації такої системи освітлення в цілодобовому режимі економічні параметри подвоюються:  $K_{0/АКУСТ} = 23,4$  раза;  $T_{ОКУПН} = 0,33$  року;  $E = 136,4$  грн./рік.

Таким чином, проведений аналіз способів економії електроенергії, що використовуються для освітлення місць загального користування житлового будинку показав, що оптимальним варіантом з точки зору комфортного та економного освітлення є використання акустичних вимикачів.

Запропоновано пристрої власної розробки: акустичні вимикачі АВ-1 та астрономічний таймер АТ-700. Проведений аналіз способів економії електроенергії, що використовуються для освітлення місць загального користування житлового будинку показав, що оптимальним варіантом з точки зору комфортного та економного освітлення є використання акустичних вимикачів.

Розроблена система освітлення місць загального користування житлового будинку.

Проведені випробовування системи освітлення місць загального користування житлового будинку, які підтвердили її високі техніко-економічні показники.

1.Каталог продукції фірми Orbis – [Catalogo\\_general\\_ingles.pdf](http://www.orbis.es/catalogo_general_ingles.pdf). – Режим доступу до скачування: <http://www.orbis.es/inicio.aspx?inPkyIdi=2>.

2.Каталог продукції фірми Legrand – Electronic Astronomic Time Switch. – Режим доступу до сторінки: <http://www.lightcontrol.net/lighting.htm>.

3.Енергозберігаючий пристрій для освітлювальних систем/ В. Г. Душко, О. А.Росновський, В. Б. Самойлов [та ін.] // Наука та інновації. – 2007. – Т 3, № 2. – С. 20-22.

4.Акустичні вимикачі – Режим доступу до сторінки: [http://www.df-light.com.ua/av/index\\_ua.html](http://www.df-light.com.ua/av/index_ua.html).

*Отримано 19.11.2012*

УДК 621.314.26

А.А.ШАВЇЛКИН, д-р техн. наук

*Донецкий национальный технический университет*

## **ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА**

Представлены принципы реализации каскадного преобразователя частоты, содержащего четыре инвертора напряжения на выходную фазу при кратности напряжений их источников питания 3:3:3:1 и использовании инвертора с минимальным напряжением в качестве последовательного активного фильтра.

Представлені принципи реалізації каскадного перетворювача частоти, що містить чотири інвертори напруги на вихідну фазу при кратності напруги їх джерел живлення 3:3:3:1 і використанні інвертору з мінімальною напругою як послідовного активного фільтра.

Principles of realization of the cascade converter of the frequency containing four inverters of a voltage on an output phase at the rate of voltages of their power supplies 3:3:3:1 and use of the inverter with the minimal voltage as the series active filter are presented.

*Ключевые слова:* автономный инвертор напряжения, многоуровневый преобразователь частоты, многофазная схема выпрямления, коэффициент гармоник, многоуровневая широтно-импульсная модуляция, активный фильтр.

Вопрос энергосбережения для турбомеханизмов (насосы, дымососы, вентиляторы и т.п.) связан с использованием регулируемого электропривода (ЭП), особенно это является актуальным при больших мощностях, когда используются высоковольтные двигатели переменного тока. Для высоковольтного ЭП (6 кВ) эффективным признано применение многоуровневых преобразователей частоты (МПЧ), обеспечивающих наилучшие показатели качества выходного напряжения ( $u_{ВВХ}$ ) и входного тока ( $i_{ВХ}$ ). «Стандартом» признан каскадный МПЧ (КМПЧ) типа «Perfect Harmony», который при  $U_{ВВХ}=6$  кВ имеет на фазу  $n=6$  однофазных автономных инверторов напряжения (АИН) с изолированными источниками постоянного тока (ИПТ). Входная цепь его содержит трансформатор с  $3n=18$  комплектами вторичных обмоток и 18 выпрямителей с выходными емкостными фильтрами. Подобные МПЧ выпускают многие зарубежные фирмы, появились первые работы и в Украине.

Следует отметить, что КМПЧ типа «Perfect Harmony» является разработкой конца прошлого столетия (хотя на данный момент и непревзойденной), его схема ориентирована на использование низковольтных полупроводниковых ключей (IGBT) класса 1.7 кВ. Применение многоуровневой широтно-импульсной модуляции ШИМ (МШИМ) со сдвигом модулирующих напряжений по фазе позволяет обеспечить высокое качество  $u_{ВВХ}$  при частоте модуляции  $f_M=600$  Гц. Загрузка АИН идентичная, что при использовании многофазных схем выпрямления (МСВ) обеспечивает эффективное подавление высших и низкочастотных гармоник  $i_{ВХ}$  МПЧ. Вместе с тем, технологии полупроводниковых приборов совершенствуются, улучшаются характеристики высоковольтных ключей (до 6.5 кВ).

Использование IGBT более высокого класса напряжения позволяет уменьшить количество АИН и ИПТ в схеме МПЧ, однако остается открытым вопрос обеспечения качества  $u_{ВВХ}$  (в соответствии с [1] при 6 кВ коэффициент гармоник напряжения – *total harmonics distortion THD*  $\leq 8\%$ ). В современной практике улучшение гармонического состава напряжения достигается использованием активных фильтров (АФ). В [2]

предложен вариант гибридного МПЧ на базе трехуровневого АИН (ТА-ИН) с АИН в выходных фазах в качестве последовательного АФ напряжения. Возможности его ограничены по напряжению (4.16 кВ), качество  $u_{ВЫХ}$  в сравнении с ТАИН улучшается, но не соответствует стандарту [1]. Вопрос применения АФ для КМПЧ на данный момент времени исследован недостаточно.

*Цель работы* – разработка принципов реализации КМПЧ при уменьшении количества АИН на фазу и сохранении (улучшении) гармонического состава выходного напряжения за счет использования одного из АИН в фазе в качестве последовательного активного фильтра напряжения.

Для обеспечения гармонического состава  $i_{BX}$  КМПЧ на уровне стандарта [3] достаточно иметь на фазу три АИН, ИПТ которых образуют 18-и фазную МСВ [4]. Тогда при  $U_{ВЫХ}=6$  кВ необходимо использовать IGBT транзисторы класса 3.3 кВ (вместо 1.7 кВ). При использовании ШИМ потери энергии на переключение IGBT с увеличением напряжения растут в три и более раз. Таким образом, переход к IGBT на 3.3кВ предполагает снижение частоты модуляции  $f_M$ . При уменьшении количества АИН на фазу и снижении  $f_M$  получить требуемый гармонический состав  $u_{ВЫХ}$  КМПЧ является проблематичным. Это проще решать при использовании высокой  $f_M$  для IGBT класса 1.2 кВ.

В работе предложено использовать в схеме КМПЧ четыре АИН на фазу при кратности напряжений их ИПТ 3:3:3:1 (рис.1). В качестве АФ используется АИН1 с минимальным напряжением  $U$ . Структура силовых цепей КМПЧ (без входного трансформатора и нагрузки) приведена на рис.1. Блоки выпрямитель (В) – АИН3 и активный выпрямитель (АВ) – АИН1 в фазах МПЧ соединены последовательно и питаются от отдельных комплектов обмоток трансформатора. Для эффективного подавления низкочастотных и высокочастотных гармоник входного тока МПЧ [4] предложено использовать для ИПТ АИН3 в фазе МПЧ 18-фазную МСВ. При этом фазы напряжений для МСВ фаз  $a, в, с$  МПЧ одинаковы.

При использовании АИН1 как АФ энергия передается в нагрузку АИН3. Тогда предельное количество уровней в полуолне  $u_{ВЫХ}$  составит  $k=9$  и предельная относительная амплитуда напряжения фазы КМПЧ (относительно значения  $U$ ) с учетом перемодуляции напряжения заданная  $u_{3АД}$  3-й гармоникой  $A_{МАХ} = 1.15k = 10.35$ . При напряжении 6 кВ амплитуда фазного напряжения МПЧ  $U_{\Phi m(1)} = \frac{6\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 4.898$  кВ. Значение  $U = U_{\Phi m(1)}/10.35 = 473$  В,  $3U = 1420$  В.

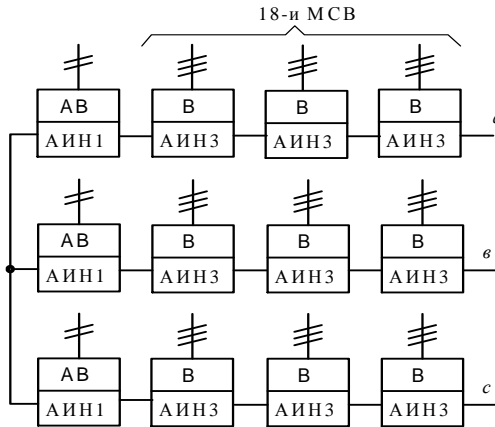


Рис. 1 – Структура силовых цепей КМПЧ

При использовании для АИНЗ МШИМ сдвиг модулирующих напряжений для АИНЗ одной фазы МПЧ составляет  $\theta = \frac{2\pi}{n} = \frac{2\pi}{3}$  ( $n$  – количество АИНЗ в фазе), сдвиг модулирующих напряжений для АИНЗ разных фаз МПЧ составляет  $\gamma = \frac{2\pi}{3n} = \frac{2\pi}{9}$ . Заданное синусоидальное напряжение фазы МПЧ  $u_{з\text{АД}} = A \sin \theta$  обрабатывается тремя АИНЗ (для каждого из них  $u_{з\text{АД}}$  одинаковое  $u^3_{з\text{АД}} = \frac{u_{з\text{АД}}}{3}$ ). Напряжение задания для АИН1 фазы МПЧ определяется как напряжение ошибки  $u^1_{з\text{АД}} = u_{з\text{АД}} - u_{\text{ФПР}}$  ( $u_{\text{ФПР}}$  – прогнозируемое (расчетное) значение напряжения фазы нагрузки, определяемое работой всех АИНЗ схемы МПЧ). При однополярной модуляции напряжение АИНЗ может быть рассчитано как  $u_3 = u_{aN} - u_{bN}$  ( $u_{aN}$ ,  $u_{bN}$  – соответственно, напряжения на выходных зажимах АИНЗ относительно отрицательного зажима ИПТ). В соответствии с импульсами управления ключами АИНЗ, которые формируются путем сравнения заданного  $u^3_{з\text{АД}}$  и модулирующего напряжения треугольной формы  $u_{\text{ТР}}$  (которое симметрично относительно нуля) определяются напряжения:

$$u_{aN} = \begin{cases} 3, & \text{if } u^3_{з\text{АД}} \geq u_{\text{ТР}}, \\ 0, & \text{if } u^3_{з\text{АД}} < u_{\text{ТР}}. \end{cases} \quad u_{bN} = \begin{cases} 3, & \text{if } (-u^3_{з\text{АД}}) \geq u_{\text{ТР}}, \\ 0, & \text{if } (-u^3_{з\text{АД}}) < u_{\text{ТР}}. \end{cases}$$

Напряжения фаз МПЧ определяются как сумма напряжений АИНЗ в фазе  $u_{ФМПЧ} = u_{31} + u_{32} + u_{33}$ . Напряжение фазы нагрузки ( $a$ )

$$u_{ФПРа} = u_{ФМПЧа} - \frac{1}{3}(u_{ФМПЧа} + u_{ФМПЧb} + u_{ФМПЧc}).$$

Напряжения в фазах нагрузки, создаваемые тремя АИН1 фаз МПЧ имеют ступенчатую форму, что исключает отработку  $u'_{ЗAD}$  без ошибки и обуславливает наличие первой гармоники выходного напряжения АИН1  $u_{1(1)}$ . При этом АИН1 участвуют в передаче энергии между МПЧ и нагрузкой. Таким образом, использование АИН1 без ИПТ невозможно, причем фаза  $u_{1(1)}$  и, соответственно, направление передачи энергии может изменяться. Вместе с тем, задача снижения первой гармоники выходного напряжения АИН1 может решаться известными методами при использовании модуляции  $u_{ЗAD}$  гармониками кратными трем [5]. При этом

$$u_{ЗAD} = A \sin \theta + A_3 \sin(3\theta) + A_9 \sin(9\theta)$$

(где  $A, A_3, A_9$  – относительные значения амплитуды 1-й, 3-й и 9-й гармоник), а при расчете напряжения ошибки  $u'_{ЗAD}$  учитывается только 1-я гармоника  $u_{ЗAD}$ .

Исследования предложенной схемы КМПЧ выполнены на активно-индуктивную нагрузку при использовании математической модели в программном пакете MATLAB. Результаты моделирования при  $f_{МЗ}=300$ Гц (АИНЗ) и  $f_{М1}=3000$  Гц (АИН1) приведены в табл.1 (значению коэффициента модуляции напряжения по амплитуде  $\mu=1$  соответствует  $A=9, U_{1m(1)a}, U_{1m(1)b}, U_{1m(1)c}$  – относительные амплитуды первых гармоник выходного напряжения АИН1 в фазах МПЧ).

Таблица 1 – Показатели предложенной схемы КМПЧ

$\mu$	<b>1.15</b>	<b>1.1</b>	<b>1</b>	<b>0.9</b>	<b>0.8</b>	<b>0.7</b>	<b>0.6</b>	<b>0.5</b>	<b>0.4</b>	<b>0.3</b>	<b>0.2</b>	<b>0.1</b>
$U_{1m(1)a}, \%$	2.7	4.36	1.3	7.17	10.3	2.6	3.65	1.5	7.36	3.1	2.5	6.07
$U_{1m(1)b}, \%$	4.8	1.6	0.2	5.16	9.2	2.1	3.82	2.6	6.08	2.86	2.5	5.82
$U_{1m(1)c}, \%$	2.94	2.5	3.2	4.94	8.4	1.3	4.6	2.4	6.03	1.62	2.6	6.16
$THD_{40}, \%$	1.86	2.2	2.8	3.82	4.54	2.9	5.78	8.5	10.5	12.2	20.5	20.3
$THD_{200}, \%$	4.2	4.7	5.5	6.8	7.78	6.6	10.7	13	17	19.8	31.9	36.9

Коэффициент гармоник  $THD$  определялся с учетом порядка гармоник до 40  $THD_{40}$  (в соответствии с [1]) и с учетом порядка гармоник до 200  $THD_{200}$ . Следует отметить, что при использовании ШИМ учет 40 гармоник недостаточен для объективной оценки решений.

На рис. 2 приведены осциллограммы напряжения фазы нагрузки  $u_{ФН}, u_{ФПР}$ , напряжения задания  $u'_{ЗAD}$  и выходного напряжения АИН1  $u_1$  для  $\mu=1.15$  при частоте выходного напряжения 50 Гц.

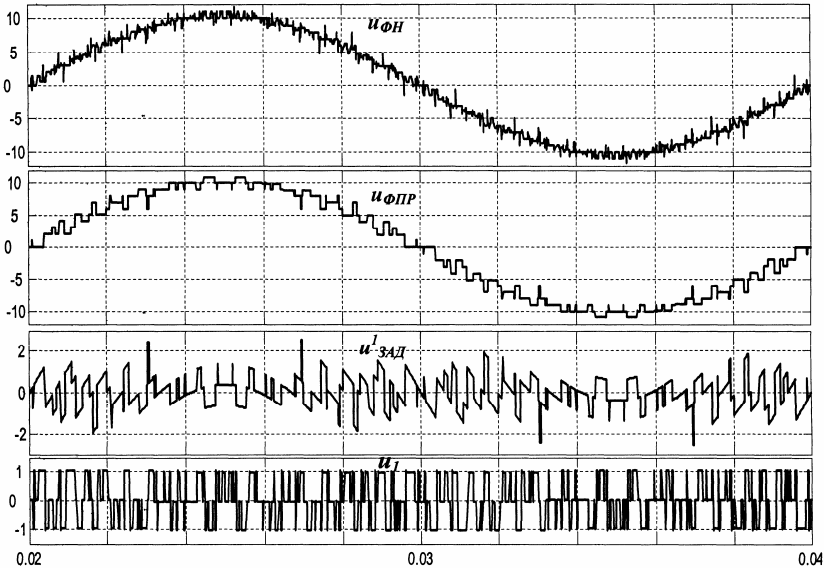


Рис. 2 – Осциллограммы напряжений фазы МПЧ

Исследования подтверждают возможность снижения амплитуды 1-й гармоники АИН1 и  $THD$  при модуляции  $u_{ЗДЛ}$  3-й и 9-й гармониками. Так при  $\mu=0.9$  и модуляции 3-й гармоникой из условия  $A_3=(A-A/1.15)$   $THD_{200}=6.45\%$ ,  $THD_{40}=3.62\%$ , максимальное значение  $U_{1m(1)}=4.4\%$ . При  $\mu=0.8$  и  $A_9=0.23$   $THD_{200}=7.45\%$ ,  $THD_{40}=4.52\%$ ,  $U_{1m(1)}=5.7\%$ .

Для сравнения в табл. 2 приведены результаты моделирования КМПЧ (типа «Perfect Harmony») с шестью АИН на фазу при использовании МШИМ. Как видим, значения коэффициента гармоник для предложенной схемы (табл.1) не хуже, а для ряда значений  $\mu$  лучше.

Таблица 2 – Значения коэффициента гармоник выходного напряжения

$\mu$	1.15	1	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
$THD_{200},\%$	4.29	5.94	6.8	7.33	9.76	9.58	11.7	16.2	24.8	8.79	92.6

Режим работы АИН1 в зависимости от значения  $\mu$  меняется, что предполагает использование ИПТ1 с двусторонней проводимостью. Если значение  $U_{1m(1)}$  ограничить 10%, то при  $A_{MAX}=10.35$  с учетом того, что токи АИН1 и АИН3 одинаковы, мощность ИПТ1 составит  $0.1/10.35=0.0097$  по отношению к мощности МПЧ (менее 1%). При этом в ИПТ можно использовать однофазный активный выпрямитель на IGBT класса 1.2кВ.

При упрощении схемы предложенное решение КМПЧ обеспечивает показатели качества входного тока и выходного напряжения на уровне международных стандартов. Достижимый коэффициент гармоник выходного напряжения ниже, чем у существующих решений КМПЧ.

1.ГОСТ 13109-97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.

2.Cesar Silva, Samir Kouro, Julio Soto, Pablo Lezana. Control of an Hybrid Multilevel Inverter for Current Waveform Improvement. IEEE Cambridge Symposium on Industrial Electronics, p.2329-2335.June/July 2008.

3.IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE Standard 519-1992, Jun. 1992.

4.Шавёлкин А.А. Анализ гармонического состава входного тока многоуровневых преобразователей частоты / А.А. Шавёлкин // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: "Електротехніка і енергетика". – Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ». – 2011. – Вип. 10(180). – С. 211-217.

5.Шавёлкин А.А. Гибридный многоуровневый преобразователь частоты с двумя «реактивными» ячейками на фазу/ А.А. Шавёлкин // Электротехника. – Москва: ЗАО "Знак". – 2010. – №7. – С. 28-36.

*Получено 25.12.2012*

УДК 621.31

**В.А.САПРЫКА**

*Національний технічний університет «Харьковский политехнический институт»*

### **РАЗРАБОТКА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ ИЗМЕРИТЕЛЯ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ И УСТРОЙСТВА ДИСКРЕТИЗАЦИИ НЕПРЕРЫВНЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ**

Рассматриваются вопросы разработки методов и устройств, повышающих точность измерений.

Розглядаються питання розробки методів і пристроїв, що підвищують точність вимірів.

The problems of the development of methods and devices increase the accuracy of measurements.

*Ключевые слова:* качество электрической энергии, измеритель, аналого - цифровой преобразователь.

Проблема точности измерений сегодня очень актуальна, так как потери, возникающие при переходе от непрерывных сигналов к цифровым, неизбежны. Из теорем Котельникова и Шеннона известно, что непрерывный сигнал  $x(t)$  можно представить в виде интерполяционного ряда

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k\Delta) \operatorname{sinc} \left[ \frac{\pi}{\Delta} (t - k\Delta) \right],$$

где  $\operatorname{sinc}(x) = \sin(x)/x$  функция sinc. Интервал дискретизации удовлетворяет ограничениям  $0 < \Delta < 1/(2f_c)$ . Мгновенные значения данного ряда есть