

УЛУЧШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК КАСКАДНОГО МНОГОУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Шавѐлкин А.А., к.т.н., доц.,
Донецкий национальный технический университет
Украина, 83000, Донецк, ул. Артема 58, ДонНТУ, кафедра "Электротехника"
тел.(062) 304-90-28, E-mail: sha@dgtu.donetsk.ua

Досліджується можливість забезпечення високої якості вихідної напруги і вхідного струму каскадних багаторівневих перетворювачів частоти при мінімумі витрат на комутацію ключів інверторного блоку. Запропоновано вибіркове формування напруги інверторів при мінімумі комутацій ключів та зсуві за основною гармонікою напруг інверторів у фазі перетворювача.

Исследуется возможность обеспечения высокого качества выходного напряжения и входного тока каскадных многоуровневых преобразователей частоты при минимуме потерь на коммутацию ключей инверторного блока. Предложено избирательное формирование напряжения инверторов при минимуме коммутаций ключей и сдвиге по основной гармонике напряжений инверторов в фазе преобразователя.

В последних публикациях совершенствование каскадных многоуровневых преобразователей частоты (МПЧ) обычно связывается с улучшением качества выходного напряжения при снижении потерь в инверторном блоке. Единственный путь снижения потерь в силовых цепях – уменьшение количества переключений ключей. Это достигается при использовании многоуровневой и векторной ШИМ [1], при избирательном управлении с подавлением гармоник [2] и т.п. Большинство алгоритмов можно отнести к амплитудным, когда каждый уровень выходного напряжения фазы МПЧ формируется определенным АИН.

Серьезной проблемой является обеспечение качества входного тока при подавлении высших гармоник. Вопрос усложняется наличием во входном токе выпрямителей субгармоник с частотами кратными выходной частоте, что, как показано в [3] обусловлено использованием однофазных АИН. Эффективное их подавление предполагает определенную структуру звена постоянного тока при использовании многофазных схем выпрямления. Отсутствуют методики расчета гармоник тока с учетом распределения нагрузки в процессе регулирования выходного напряжения.

В выпускаемых серийно преобразователях используется мультиплексорная ШИМ (МШИМ) [1], когда выходное напряжение фазы МПЧ формируется как сумма импульсов напряжений отдельных АИН, сдвинутых по несущей частоте. При этом наряду с основной гармоникой суммируются и высшие (5я, 7я и т.д.), доля их при глубоком регулировании растет. Для эффективного подавления гармоник низкого порядка несущая частота должна быть достаточно высокой. Этим обеспечивается высокое качество выходного напряжения и, за счет симметрии нагрузки, входного тока. Существенный недостаток МШИМ – значительные потери на переключение ключей даже при минимальной несущей частоте 600 Гц.

Уход от "классического" принципа МШИМ к новым принципам управления осуществляется без учета влияния на распределение нагрузки элементов схемы МПЧ и процесс формирования входного тока, что ставит под вопросом целесообразность их применения и эффективность.

Цель работы: исследование возможностей улучшения характеристик каскадного МПЧ в плане снижения потерь в схеме при обеспечении высокого качества выходного напряжения и входного тока.

При этом следует решить следующие задачи:

- выполнить исследование принципов формирования выходного напряжения с учетом количества переключений ключей и загрузки элементов силовой цепи;
- исследовать принципы обеспечения эффективного подавления гармоник входного тока МПЧ;
- обосновать принцип управления, обеспечивающий высокое качество выходного напряжения и входного тока при снижении потерь на переключение ключей

Результаты работы. Фаза каскадного МПЧ состоит из n последовательно соединенных однофазных автономных инверторов напряжения (АИН) с изолированными источниками постоянного тока. Рассмотрим амплитудное регулирование с использованием многоуровневой синусоидальной ШИМ, когда среднее значение выходного напряжения фазы МПЧ на интервале модуляции изменяется по синусоидальному закону. Известно, что активная мощность, передаваемая АИН в нагрузку, определяется первыми гармониками его выходного напряжения $U_{(1)}$ и тока $I_{(1)}$. Таким образом, загрузка в процессе регулирования выходного напряжения МПЧ при постоянном выходном токе однозначно определяется $U_{(1)}$. Относительное значение амплитуды первой гармоники для АИН с номерами $i=1...n$, формирующими соответствующие уровни напряжения (рис. 1) при амплитудном регулировании:

$$U_{mi(1)} = \frac{4}{\pi} \left[\frac{\mu}{2} (\theta_i - \theta_{i-1}) - \frac{1}{2} (\sin 2\theta_i - \sin 2\theta_{i-1}) + \frac{1}{n} (i \cos \theta_i - (i-1) \cos \theta_{i-1}) \right],$$

при $\frac{i-1}{n} < \mu$

при $\frac{n-1}{n} < \mu < 1$

$$U_{mn(1)} = \frac{4}{\pi} \left[\frac{\mu}{2} \left(\frac{\pi}{2} - \theta_{n-1} + \frac{1}{2} \sin 2\theta_{n-1} \right) - \frac{n-1}{n} \cos \theta_{n-1} \right],$$

где: $\theta_i = \sin^{-1} \left[\frac{i}{n\mu} \right]$, μ - коэффициент модуляции результирующего выходного напряжения фазы МПЧ

(относительное значение его первой гармоники к максимальному значению).

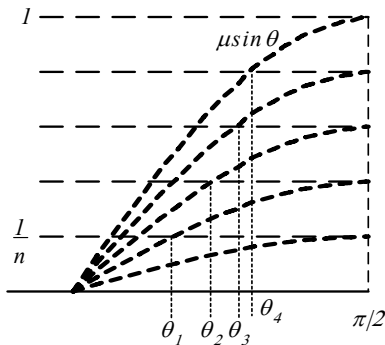


Рис. 1. Определение загрузки АИН

Зависимости на рис. 2 при $n=6$ демонстрируют, что в процессе регулирования нагрузка отдельных АИН существенно различается (при равномерном распределении она не превышает $U_{mi(1)}=1/n=0.167$). Используемое далее значение $U_{(1)}^*=U_{mi(1)}n$.

Рассмотрим влияние загрузки АИН и соответствующих выпрямителей на гармонический состав входного тока МПЧ. Если пренебречь потерями мощности в АИН, получаем равенство мощностей на входе P_d (потребляемой от выпрямителя) и выходе P_H :

$$P_d = U_d I_d = P_H = U_{(1)} I_{(1)} \cos \varphi,$$

где: $U_{(1)}$, $I_{(1)}$ - действующие значения первых гармоник выходного напряжения и тока АИН, U_d , I_d - напряжение и ток на входе АИН.

В соответствии с методикой [4] для расчета используем базисные величины, тогда:

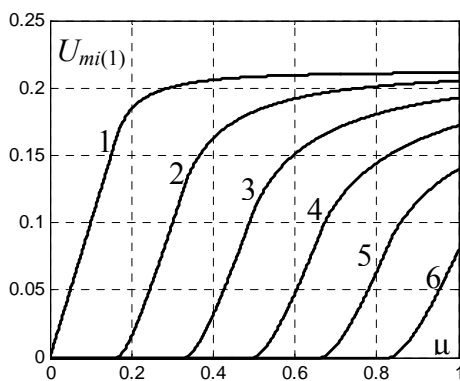


Рис. 2. загрузка АИН при амплитудном регулировании

$$I_d = I_d^* \frac{E_m}{X}, U_d = u_d \sqrt{3} E_m, U_{(1)} = U_{(1)}^* E_m u_d \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}},$$

где: $U_{(1)}^*$ - относительное значение первой гармоники АИН, X - индуктивное сопротивление входной фазы выпрямителя, E_m - амплитуда ЭДС вторичной обмотки трансформатора.

$$\text{Тогда } P_d = I_d^* \frac{E_m^2 u_d \sqrt{3}}{X} = \frac{\sqrt{3} U_{(1)}^* E_m u_d I_{(1)}}{\sqrt{2}} \cos \varphi.$$

$$\text{Отсюда } I_d^* = \frac{X U_{(1)}^* I_{(1)}}{\sqrt{2} E_m} \cos \varphi = U_{(1)}^* I_{dH}^*,$$

где $I_{dH}^* = \frac{X I_{(1)}}{\sqrt{2} E_m} \cos \varphi$ - базисное значение входного тока при $U_{(1)}^*=1$.

Таким образом, каждому значению загрузки $U_{(1)}^*$ АИН можно привести в соответствие значение I_d^* и u_d . В соответствии с [4]:

при $u_d < 0.95$

$$I_d^* = 4.38 \cdot (u_d)^3 - 10.3 \cdot (u_d)^2 + 7.02 \cdot u_d - 1.10,$$

при $u_d \geq 0.95$

$$I_d^* = 0.736 \cdot (u_d)^3 - 2.21 \cdot u_d + 1.47.$$

В соответствии с зависимостями, приведенными на рис. 3, для каждого u_d можно определить значения гармоник входного тока $I_{1(1)}^*$, $I_{1(k)}^*$.

Входной ток фазы трехфазной мостовой схемы выпрямителя:

$$i(\omega t) = \sum_{l=0}^{\infty} I_{m(k)} \cos(k\omega t + \psi_k),$$

где: при $k=6l-1$ $\psi_k = +\pi/6$, при $k=6l+1$ $\psi_k = -\pi/6$.

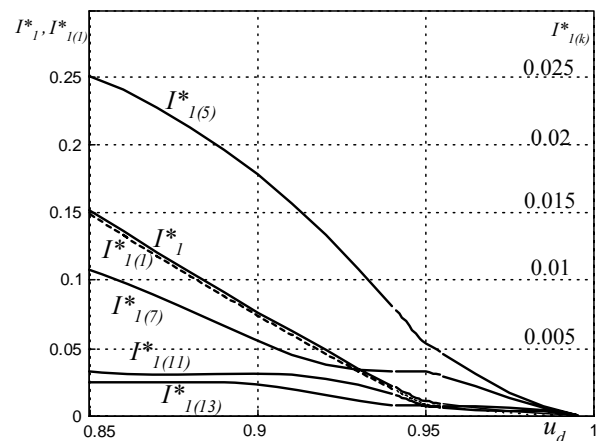


Рис. 3. Универсальные зависимости для гармоник входного тока трехфазного выпрямителя

В звене постоянного тока МПЧ для подавления высших гармоник входного тока используются многофазные (12ти-, 18ти- и т.д.) схемы выпрямления. Рассмотрим влияние загрузки выпрямителей на эффективность подавления гармоник.

Входной ток 12ти- фазной схемы выпрямления (вторичные обмотки трансформатора соединены по схемам "звезда" и "треугольник" с количеством витков w_1 и $w_2 = \sqrt{3}w_1$, при количестве витков первичной обмотки w коэффициент трансформации $n = w/w_1$):

$$i_{1A} = n \left(\sum_{l=0}^{\infty} (I_{m1(k)} + (-1)^l I_{m2(k)}) \cos(k\omega t + \psi_k) \right) = n \sqrt{2} \frac{E_m}{X} \left[\sum_{l=0}^{\infty} (I_{1(k)}^* + (-1)^l I_{2(k)}^*) \cos(k\omega t + \psi_k) \right],$$

где: $k = 6l \pm 1$ - порядок гармоник, индексы 1, 2 относятся к токам первого и второго выпрямителей.

Таким образом, амплитуды гармоник тока зависят от загрузки АИН и полное подавление гармоник с кратностями 5,7,17,19 (l – нечетное число) достигается только при идентичной загрузке АИН. В силу этого данное решение при амплитудном регулировании не целесообразно.

18ти - фазная схема выпрямления включает в себя 3 выпрямителя, которые питаются от трех комплектов обмоток [1] со сдвигом напряжений 20° .

При этом входной ток:

$$i_{1A} = \frac{n\sqrt{2}E_m}{X} \left[\sum_{k=18l \pm 1}^{\infty} (I_{1(k)}^* + I_{2(k)}^* + I_{3(k)}^*) \cos(k\omega t + \psi_k) + \sum_{k \neq 18l \pm 1}^{\infty} A_k \cos(k\omega t + \psi_k + \varphi_k) \right],$$

$$\text{где: } A_k = \sqrt{(I_{1(k)}^* - 0.5(I_{2(k)}^* + I_{3(k)}^*))^2 + 0.75(I_{2(k)}^* - I_{3(k)}^*)^2},$$

$$\varphi_k = \arctg((-1)^{l+1} \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{(I_{2(k)}^* - I_{3(k)}^*)}{I_{1(k)}^* - 0.5(I_{2(k)}^* + I_{3(k)}^*)}).$$

Эффективное подавление высших гармоник с кратностями 5,7,11,13 возможно только, когда выпрямители питают АИН одного уровня напряжения разных фаз МПЧ при одинаковой загрузке.

Следует отметить еще один фактор – наличие во входном токе выпрямителя, работающего на однофазный мостовой АИН [3] субгармоник с частотой $\omega_c = 2\omega_2 - \omega$ (ω_2, ω – частоты соответственно выходного напряжения МПЧ и сети). Субгармоники обусловлены пульсациями входного напряжения АИН с частотой $2\omega_2$.

При конечном значении емкости конденсатора на выходе выпрямителя подавление субгармоник входного тока только за счет снижения коэффициента пульсаций напряжения K_{Π} не реально. Их компенсация возможна при соответствующей организации звена постоянного тока [3]. Практически полное подавление субгармоник во входном токе МПЧ достигается при междуфазовой их компенсации без сдвига напряжений, когда выпрямители АИН одного уровня в разных фазах МПЧ питаются от вторичных обмоток трансформатора с одинаковой фазой напряжений.

Здесь возникает противоречие между компенсацией высших и субгармонических составляющих входного тока, поскольку компенсация высших гармоник эффективна при междуфазовой компенсации со сдвигом напряжений (18ти- фазная схема). При несимметрии загрузки АИН разных уровней при амплитудном регулировании единственным решением является использование междуфазовой компенсации со сдвигом напряжений для подавления высших гармоник и в некоторой степени субгармоник [3].

Наиболее просто решается проблема при симметрии загрузки АИН и использовании междуфазовой компенсации без сдвига напряжений для субгармоник и внутрифазовой компенсации для высших.

Единственным вариантом управления, при котором обеспечивается идентичная загрузка всех выпря-

мителей, является мультиплексорная ШИМ [1]. При этом все АИН в фазе МПЧ формируют одинаковые по фазе и амплитуде первой гармоники импульсы напряжения, которые сдвинуты по несущей частоте. Напряжение фазы МПЧ равно сумме напряжений АИН. Таким образом, наряду с основной гармоникой суммируются и высшие 5-я и 7-я гармоники. Это означает, что для обеспечения удовлетворительного гармонического состава следует использовать ШИМ с достаточно высокой частотой, что обуславливает значительные потери на переключение ключей АИН и необходимость применения соответствующей системы их охлаждения.

Рассмотрим компромиссный вариант избирательного формирования напряжения АИН со сдвигом по основной гармонике напряжений инверторов в фазе каскадного МПЧ.

Минимальное количество переключений достигается при амплитудном регулировании, когда полуволна выходного напряжения формируется в виде 1 импульса. При этом обеспечивается достаточно неплохой гармонический состав - при относительной длительности импульса 5/6: 5-я гармоника составляет - 5.36%, 7-я - 3.87%, 11-я - 9.09%, 13-я - 7.69%. Из условия симметрии следующим шагом является введение двух дополнительных импульсов (рис. 4), положение которых характеризуется углами $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$. При использовании однополярной модуляции добавляется только одно переключение ключей (на рис. 4 - K_1 и K_2 – коммутационные функции ключей двух плеч АИН).

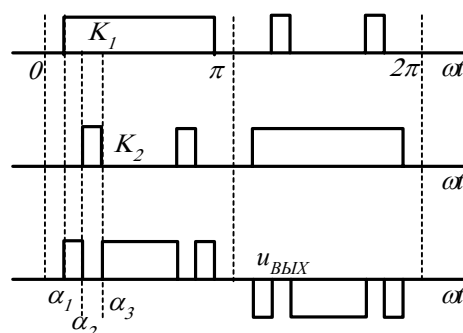


Рис. 4. Коммутационные функции ключей и напряжение АИН

При этом амплитуда k -ой гармоники напряжения:

$$U_{m(k)} = \frac{4}{\pi k} (\cos k\alpha_1 - \cos k\alpha_2 + \cos k\alpha_3),$$

где: $k = 6l \pm 1 (l = 1, 2, 3, \dots)$.

Расчеты подтверждают возможность эффективного подавления 5-ой и 7-ой гармоник практически во всем диапазоне регулирования первой гармоники, для 11-ой и 13-ой только в узком диапазоне регулирования (0.9-1). На рис. 5 приведены значения углов $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ при регулировании первой гармоники и поддержании 5ой- и 7ой гармоник ($u_5 = U_{m(5)}/U_{m(1)}, u_7 = U_{m(7)}/U_{m(1)}$) в диапазоне значений $\pm 0.5\%$.

Вариант зависимостей по результатам выборки значений $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ приведен на рис. 6. На рис. 7 приведены относительные значения гармоник при этом.

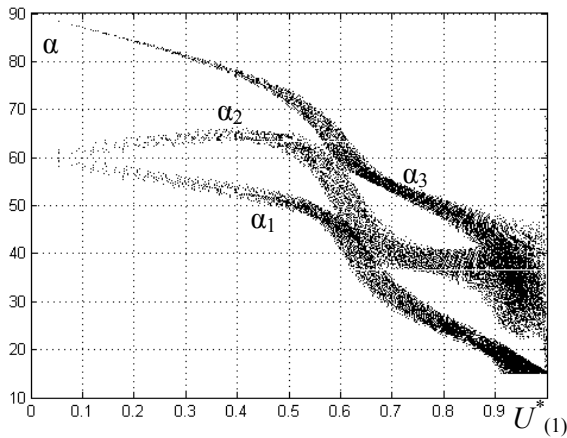


Рис. 5. Диапазон значений $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$

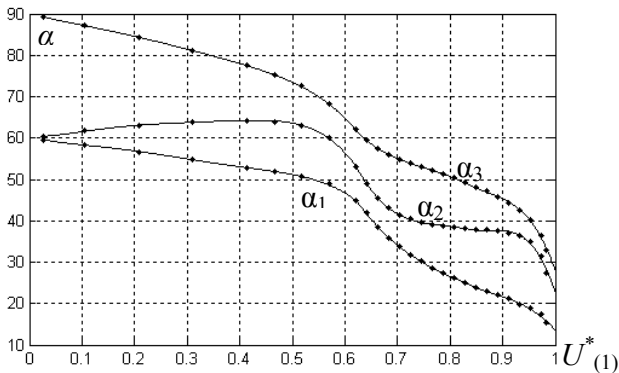


Рис. 6. Зависимости для выбора значений $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$

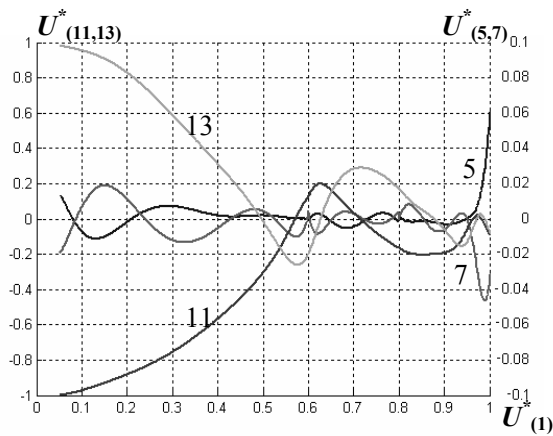


Рис. 7. Гармонический состав напряжения АИН

Для подавления гармоник более высокого порядка (11-ой и выше) целесообразно осуществлять формирование напряжений АИН со сдвигом на угол γ по основной гармонике. Принцип формирования иллюстрирует рис. 8. При этом напряжение i -го из n АИН:

$$u_i = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} [\cos k \alpha_1 - \cos k \alpha_2 + \cos k \alpha_3] \cos k [\theta - (i-1)\gamma],$$

где: $\theta = \omega t$.

Результирующее (суммарное) значение амплитуды k -ой гармоники:

$$U_{Cm(k)} = U_{m(k)} \sum_{i=1}^n (\cos k [\theta - (i-1)\gamma]).$$

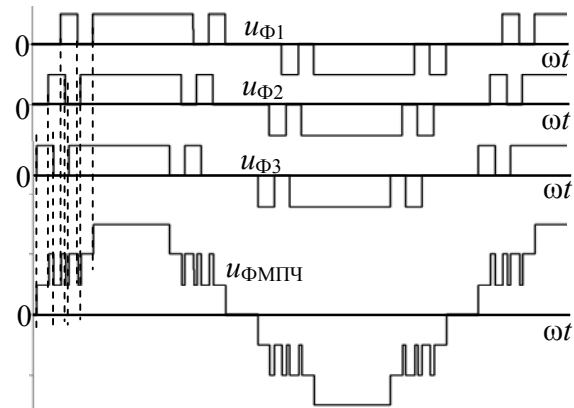


Рис. 8. Формирование напряжения со сдвигом по основной гармонике

Результирующая амплитуда k -ой гармоники при отсутствии сдвига по основной гармонике:

$$U_{Cm(k)}^1 = n U_{m(k)}.$$

Коэффициент ослабления k -ой гармоники:

$$K_{O(k)} = \frac{U_{Cm(k)}^1}{U_{Cm(k)}} = \frac{n}{\sum_{i=1}^n (\cos k [\theta - (i-1)\gamma])}.$$

После преобразования получаем:

$$K_{O(k)} = \frac{n}{\sqrt{[\sum_{i=1}^n \cos(k(i-1)\gamma)]^2 + [\sum_{i=1}^n \sin(k(i-1)\gamma)]^2}}.$$

Зависимость коэффициента ослабления $K_{O(k)}$ от угла γ приведена на рис. 9 при $n=3$ для $k=11, 13, 17, 19$.

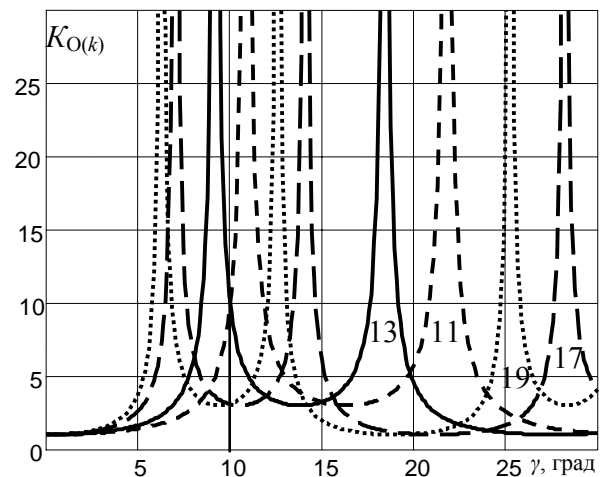


Рис. 9. Зависимость $K_{O(k)}$ от угла γ при $n=3$

Нетрудно заметить, что при определенных γ значение $K_{O(k)} \rightarrow \infty$ и достигается полное подавление k -ой гармоники. Значение соответствующего угла:

$$\gamma_k = \frac{2\pi}{kn} i \quad (i=1, 2, 3, \dots).$$

Очевидно, что следует выбирать промежуточное значение γ из условия одновременного максимального подавления 11-ой 13-ой гармоник. Анализ показывает, что такое условие достигается при $\gamma = \pi/6n$ (на

рис. 9 $\gamma=10^\circ$). Соответствующие значения $K_{O(k)}$ при этом приведены в табл. 1.

Наличие сдвига по основной гармонике обуславливает некоторое снижение основной гармоники – значения $K_{O(1)}$ приведены в табл. 1. Однако это снижение не существенно. При этом следует учитывать, что предельное значение первой гармоники напряжения отдельного АИН при $\alpha_1=\alpha_2=\alpha_3=\pi/12$ соответствует второму уровню пространственного вектора напряжения и составляет в относительных единицах (при единичной амплитуде $U_m=1$) $U_{m(1)}^* = \frac{4}{\pi} \cos \frac{\pi}{12} = 1.23$, что превышает предельное значение при векторной ШИМ ($U_{m(1)}^*=1.15$).

Таблица 1

Коэффициент ослабления гармоник					
n	2	3	4	5	6
$K_{O(1)}$	1.009	1.010	1.011	1.011	1.011
$K_{O(5)}$	1.260	1.313	1.331	1.34	1.344
$K_{O(7)}$	1.643	1.781	1.832	1.855	1.868
$K_{O(11)}$	7.661	9.495	10.19	10.52	10.704
$K_{O(13)}$	7.661	10.51	11.62	12.158	12.456
$K_{O(17)}$	1.6437	3.094	3.714	4.023	4.196
$K_{O(19)}$	1.261	3.094	3.921	4.341	4.58

Принцип подавления можно объяснить исходя из следующих соображений: 11-я и 13-я гармоники являются боковыми для 12 гармоники. В периоде выходной частоты укладывается 12 периодов гармоники, соответственно, ее период составит $2\pi/12$. Полное подавление гармоники достигается при $n=2$, если гармоники напряжений АИН, которые суммируются будут в противофазе, что соответствует $\gamma=\pi/12$. Для $n=3$ сдвиг $\gamma=\pi/18$ соответствует сдвигу 12-ой гармоники напряжений АИН на треть периода, когда они образуют симметричную трехфазную систему и их сумма равна 0.

Осциллограммы напряжений фазы МПЧ u_ϕ и фазы нагрузки $u_{\phi H}$ при избирательном управлении со сдвигом $\gamma=10^\circ$ при $n=3$ и $\mu=0.8$ приведены на рис. 10.

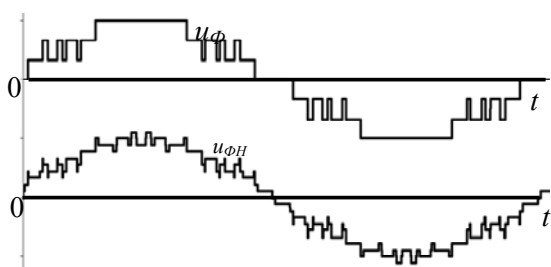


Рис. 10. Осциллограммы напряжений при избирательном управлении со сдвигом $\gamma=10^\circ$ при $n=3$ и $\mu=0,8$

Важным моментом является то, что практически во всем диапазоне регулирования выходного напряжения обеспечивается одинаковая нагрузка АИН. Это способствует подавлению гармоник входного тока МПЧ. Вместе с тем, рассмотренный принцип формирования напряжения отдельного АИН при эффективном подавлении 5-ой и 7-ой гармоник имеет ограниченный диапазон регулирования. Это обусловлено существенным возрастанием доли 11-ой и 13-ой гар-

моник в процессе регулирования (рис. 7). Поэтому чтобы ограничить значение этих гармоник на уровне 5-10% с учетом значения K_O диапазон регулирования первой гармоники напряжения АИН должен не превышать $U_{m(1)}^*=0.2-1$.

Это предполагает особый алгоритм работы и структуру звена постоянного тока с внутрифазовой компенсацией высших гармоник за счет использования многофазных схем выпрямления. Выпрямители АИН в разных фазах МПЧ питаются от обмоток с одинаковым сдвигом по фазе, что обеспечивает полную междуфазовую компенсацию субгармоник.

Рассмотрим вариант для $n=5$. При этом в каждой фазе МПЧ выпрямители 3 АИН образуют 18ти-фазную схему, два других 12ти-фазную. Регулирование осуществляется в двух зонах: при относительном значении результирующего напряжения $\mu \geq 0.4$ используются все 5 АИН в фазе при $U_{m(1)}^* \geq 0.4$, при $\mu < 0.4$ используются только 2 АИН, выпрямители которых образуют 12ти- фазную схему выпрямления при регулировании $U_{m(1)}^* < 1$. Это достигается соответствующей перестройкой канала задания и позволяет осуществить регулирование напряжения при относительно высоком относительном значении $U_{m(1)}^*$ и, соответственно, при наилучшем гармоническом составе выходного напряжения. При той же структуре возможен другой вариант: при $\mu \geq 0.4$ работают все 5 АИН, при $0.4 \geq \mu \geq 0.24$ работают 3 АИН с 18ти- фазной схемой выпрямления в звене постоянного тока, при $0.24 \geq \mu$ работают 2 АИН с 12ти-фазной схемой выпрямления. Таким образом, за счет одинаковой загрузки всех 5 или 3 или 2 АИН в процессе регулирования выходного напряжения обеспечивается эффективное подавление гармоник входного тока.

ВЫВОДЫ

Предложенный принцип избирательного управления со сдвигом напряжений АИН в фазе каскадного МПЧ по основной гармонике позволяет обеспечить высокое качество выходного напряжения и входного тока преобразователя при минимуме коммутаций ключей.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Перетворювальна техніка.. Навчальний посібник / О.О. Шавьолкін, О.М. Наливайко. – Краматорськ, ДДМА, 2008.- 326 с.
- [2] Li Li, Dariusz Czarkowski, Yaguang Liu, Pragasen Pillay. Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM Technique in Series-Connected Voltage Inverters. IEEE Transactions on Industrial Applications, VOL. 36, № 1, January/February 2000.
- [3] Шавьолкін А.А. Особенности формирования входного тока каскадного многоуровневого преобразователя частоты//Технічна електродинаміка. Тем. випуск. Силова електроніка і енергоефективність. - Київ, 2007, Ч5 С. 29-32.
- [4] Шавьолкін О.О., Уланов Р.В. Особливості розрахунку характеристик випрямляча при роботі на активно – ємнісне навантаження//Наук. праці ДонНТУ. Серія: "Електротехніка і енергетика", випуск 7(128).- Донецьк: ДВНЗ "ДонНТУ", 2007. - С. 85-90.

Поступила 20.06.2008