

А.А. Шавёлкин, канд. техн. наук

(Украина, Донецк, Донецкий национальный технический университет)

ВЫХОДНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ И ВХОДНОЙ ТОК МНОГОУРОВНЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

В настоящее время для высоковольтных электроприводов переменного тока находят широкое применение многоуровневые преобразователи частоты (МПЧ). Топология схемных решений МПЧ разнообразна [1] и постоянно развивается в плане минимизации [2] и улучшения энергетических характеристик. Ужесточаются и требования стандартов к качеству напряжения и тока. Причем с ростом напряжения повышаются и требования. Так, для сетей общего назначения ГОСТ 13109-97 устанавливает коэффициент гармоник напряжения (ТНД) при напряжениях 0,4 кВ – 8 % (предельный 12 %), при 6 кВ – 5 % (предельный 8 %). Для примера в табл. 1 приведены данные международного стандарта IEEE-519-1992 по рекомендованному гармоническому составу тока, потребляемого из сети.

Таблица 1

Состав гармоник входного тока

Номер гармоники k	$k < 11$	$11 < k < 17$	$17 < k < 23$	$23 < k < 35$
Максимальное значение, %	4	2	1,5	0,6

МПЧ имеют сложную схему и высокую стоимость. Поэтому логично, чтобы их показатели соответствовали стандартам при минимальных фильтрах на входе и выходе. В то же время практически отсутствуют доступные методики для оценки гармонического состава выходного напряжения и входного тока при различных принципах формирования.

Для высоковольтных ключей характерны значительные потери энергии, особенно на переключение, их снижение связано с использованием амплитудного регулирования при исключении или сведению к минимуму ШИМ.

Цель работы. Разработать комплекс методов для оценки гармонического состава выходного напряжения и входного тока МПЧ и оценить возможности приведения их к стандартам. При этом необходимо решить следующие задачи:

- разработать методы анализа гармонического состава напряжения при разных принципах его формирования;
- исследовать возможность улучшения гармонического состава выходного напряжения при использовании квантования по уровню;
- разработать методы гармонического анализа входного тока МПЧ при использовании многофазных схем выпрямления.

Основные результаты работы. При анализе и сопоставлении различных принципов формирования выходного напряжения МПЧ основным критерием

является интегральный показатель – коэффициент гармоник (ТНД). При формировании выходного напряжения используются разные варианты управления, базирующиеся на использовании ШИМ. Один из них – синусоидальная многоуровневая ШИМ (МШИМ). Выходное напряжение фазы МПЧ u_ϕ при МШИМ имеет ступенчатую форму (рис. 1) с обработкой огибающей методом ШИМ по закону $u_{зАд} = A \sin \theta$ ($\theta = \omega t$). Амплитуда первой гармоники определяется значением A (относительная амплитуда u_ϕ – по отношению к напряжению одного уровня). Представим напряжение u_ϕ как сумму напряжений u_1 и u_2 (рис. 1). Напряжение u_1 двухполярное и получено методом ШИМ при амплитуде U_{1m} , равной половине напряжения одного уровня (в относительных единицах $U_{1m} = 0,5$). Напряжение u_2 имеет ступенчатую форму с уровнями $i-0,5$ (где $i = 1, 2, \dots (n-1)$, $n = \text{floor}(A)$ – количество уровней u_ϕ), переход на очередной уровень соответствует углам $q_i = \arcsin(\frac{i}{A})$. При данном разложении u_ϕ на составляющие действующее значение u_1 независимо от частоты модуляции и коэффициента заполнения, $U_1 = 0,5$. Достаточно просто определяется и действующее значение u_2 .

Действующее значение u_ϕ

$$U = \sqrt{\frac{p}{p} \int_0^{\frac{p}{2}} (u_1 + u_2)^2 dq} = \sqrt{\frac{p}{p} \int_0^{\frac{p}{2}} u_1^2 dq + \frac{2}{p} \int_0^{\frac{p}{2}} 2u_1 u_2 dq + \frac{p}{p} \int_0^{\frac{p}{2}} u_2^2 dq}. \quad (1)$$

Первое и третье слагаемые в уравнении (1) соответствуют квадрату действующих значений напряжений u_1 и u_2 . Для первого слагаемого получаем, что $(U_1)^2 = (0,5)^2$, третье с учетом рис. 1

$$\int_0^{\frac{p}{2}} u_2^2 dq = \int_0^{q_1} (0,5)^2 dq + \int_{q_1}^{q_2} (1,5)^2 dq + \int_{q_2}^{q_3} (2,5)^2 dq + \dots + \int_{q_{n-1}}^{\frac{p}{2}} (n-0,5)^2 dq. \quad (2)$$

Тогда для второго слагаемого

$$\int_0^{\frac{p}{2}} 2u_1 u_2 dq = \int_0^{q_1} u_1 dq + \int_{q_1}^{q_2} 3u_1 dq + \int_{q_2}^{q_3} 5u_1 dq + \dots + \int_{q_{n-1}}^{\frac{p}{2}} (2n-1)u_1 dq. \quad (3)$$

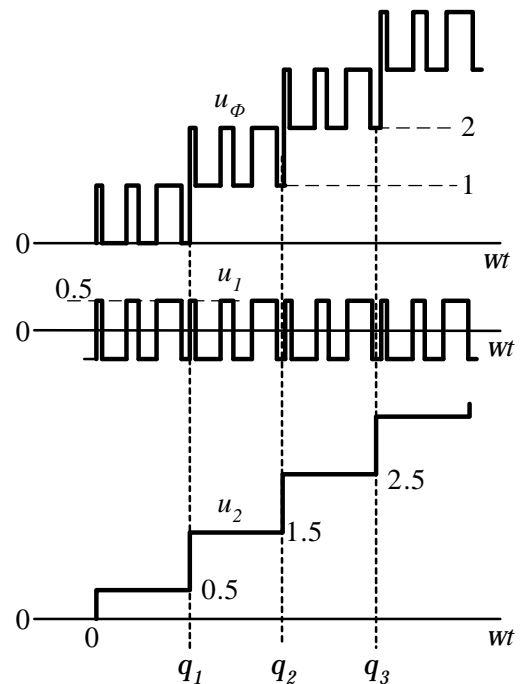


Рис. 1. Анализ выходного напряжения МПЧ

Слагаемые в уравнении (3) определяют среднее значение u_l на соответствующем интервале, которое при синусоидальной ШИМ может быть определено через напряжение задания $u_{3АД} = A \sin \theta$, с учетом чего выражение (3) преобразуем к виду

$$\int_0^{\frac{p}{2}} 2u_1 u_2 dq = \int_0^{q_1} (A \sin q - 0,5) dq + \int_{q_1}^{q_2} 3(A \sin q - 1,5) dq + \dots + \int_{q_{n-1}}^{\frac{p}{2}} (2n-1)(A \sin q - n + 0,5) dq. \quad (4)$$

После преобразования запишем

$$U = \sqrt{\frac{2}{p} \left[A(1 + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \cos q_i) + 2 \sum_{i=1}^{n-1} i q_i - (n-0,5)^2 \frac{p}{2} \right]} + 0,25. \quad (5)$$

$$\text{Коэффициент гармоник (ТНД)} \quad K_{ГН} = \frac{\sqrt{U^2 - U_{(1)}^2}}{U_{(1)}} = \frac{\sqrt{U^2 - \left(\frac{A}{\sqrt{2}}\right)^2}}{\frac{A}{\sqrt{2}}}.$$

Выражение (5) получено для u_ϕ МПЧ. Вместе с тем в трехфазной системе без нулевого провода в u_ϕ нагрузки отсутствует ряд модуляционных гармоник и реальный ТНД u_ϕ нагрузки меньше, чем u_ϕ МПЧ. В выражении (5) действующее значение напряжения высших гармоник определено слагаемым за скобками. Это позволяет внести соответствующую корректировку:

$$U = \sqrt{\frac{2}{p} \left[A(1 + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \cos q_i) + 2 \sum_{i=1}^{n-1} i q_i - (n-0,5)^2 \frac{p}{2} \right]} + \zeta 0,25, \quad (6)$$

где $\zeta = 0,85$ при многоуровневой ШИМ со сдвигом модулирующих напряжений по уровню и $\zeta = 0,8$ при многоуровневой ШИМ со сдвигом модулирующих напряжений по фазе [1].

Данные зависимости $K_{ГН}(A)$ (ТНД) приведены в табл. 2. Для сопоставления в этой же таблице приведены и значения ТНД_М, полученные по результатам моделирования.

Таблица 2

Значения коэффициентов гармоник напряжения при МШИМ

A	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,5	6	6,5	7
ТНД, %	35,9	23,2	21,3	15,7	15,1	11,9	11,7	9,61	9,54	8,05	8,05	6,9
ТНД _М , %	37,5	21,5	22,1	15,1	15,4	11,7	11,7	9,52	9,5	8,05	8,07	6,8
A	7,5	8	8,5	9	9,5	10	10,5	11	11,5	12	12,5	13
ТНД, %	6,96	6,08	6,13	5,4	5,48	4,89	4,95	4,45	4,52	4,09	4,15	3,78
ТНД _М , %	7	6	6,2	5,3	5,6	4,8	5	4,4	4,5	4,05	4,18	3,73

Таким образом, значение $\text{THD} \leq 8\%$ достигается только при $A > 6$.

Как метод, исключаящий ШИМ, рассмотрим квантование по уровню. При этом переход на очередной уровень осуществляется по достижению u_{3AD} определенного значения. Возможно несколько вариантов [1].

Квантование по среднему уровню (рис. 2). Действующее значение гармоник напряжения с кратностью k

$$U_{(k)} = \frac{4}{\sqrt{2pk}} \sum_{i=1}^n \cos(kq_i) \quad \text{или}$$

$$U_{(k)} = \frac{4}{\sqrt{2pk}} \sum_{i=1}^n \cos k \left[\sin^{-1} \left(\frac{i-0,5}{A} \right) \right], \quad (7)$$

где θ_i – угол, соответствующий переходу на i -й уровень, $i = 1, 2, \dots, n$ – номер уровня ($n \leq A$).

Исходим из того, что гармонический состав u_ϕ МПЧ и фазы нагрузки отличается наличием гармоник, кратных 3.

Действующее значение u_ϕ МПЧ

$$U = \sqrt{\frac{4}{2p} \int_0^{\frac{p}{2}} u^2 dq} = \sqrt{\frac{4}{2p} \left[\int_{q_i}^{q_{i+1}} i^2 dq + \dots + \int_{q_n}^{\frac{p}{2}} n^2 dq \right]} = \sqrt{\frac{4}{2p} \left[\sum_{i=1}^{n-1} i^2 (q_{i+1} - q_i) + n^2 \left(\frac{p}{2} - q_n \right) \right]}$$

$$\text{или } U = \sqrt{\frac{4}{2p} \left[\sum_{i=1}^{n-1} i^2 \left(\sin^{-1} \frac{i+0,5}{A} - \sin^{-1} \frac{i-0,5}{A} \right) + n^2 \left(\frac{p}{2} - q_n \right) \right]}.$$

Действующее значение u_ϕ нагрузки $U_H = \sqrt{U^2 - U_{(3)}^2 - U_{(9)}^2 - U_{(15)}^2}$.

Коэффициент гармоник (THD) $K_{ГН} = \frac{\sqrt{U_H^2 - U_{(1)}^2}}{U_{(1)}}$.

Относительная погрешность квантования $\Delta = \frac{|U_{m(1)} - A|}{A} 100\%$.

Зависимость $K_{ГН}(A)$ при $k \leq 103$ и относительных амплитуд гармоник низкого порядка (по отношению к первой гармонике) приведены в табл. 3.

Таблица 3

Гармонический состав напряжения при квантовании по среднему уровню

A	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,5	6	7	8	9
THD, %	30,6	17,8	15,6	10,8	9,6	8,1	7,2	6,7	6,5	5,8	5,1	3,7	3,8	3,4
U_5 , %	20	2,72	1,87	5,2	0,13	4	0,44	3	0,46	2,37	0,43	0,38	0,33	0,29
U_7 , %	14,3	11	6,5	0,37	2,0	1,6	0,62	1,8	0,13	1,7	0,06	0,13	0,16	0,17
Δ , %	10,3	20	3,75	9,4	2,06	5,7	1,35	3,9	0,97	2,9	0,74	0,59	0,48	0,4

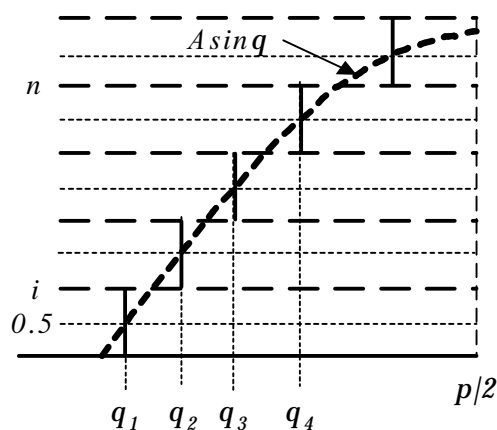


Рис. 2. Кривая квантования по среднему уровню

Усреднение с усреднением по площади. Переключение на очередной i -й уровень ($i = 1, 2, \dots, n$) осуществляется из условия равенства площадей участка синусоиды, соответствующей данному уровню, и прямоугольника, ограниченного углом γ_i (рис. 3). Относительная амплитуда гармоник выходного напряжения

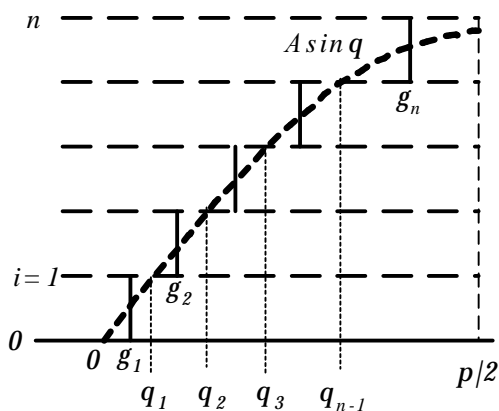


Рис. 3. Кривая квантования с усреднением по площади

$$U_{m(k)} = \frac{4}{pk} \sum_{i=1}^n \cos(kg_i),$$

где $g_i = A(\cos q_i - \cos q_{i-1}) + iq_i - (i-1)q_{i-1}$, для последнего уровня

$$g_n = n \frac{p}{2} - (n-1)q_{n-1} - A \cos q_{n-1}.$$

Коэффициент гармоник $K_{ГН} = \frac{\sqrt{\sum_{k=5}^n U_{m(k)}^2}}{U_{(1)}}$.

$k \leq 103$.

Данные расчета приведены в табл. 4 при

Таблица 4

Гармонический состав напряжения при квантовании с усреднением по площади

A	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,5	6	7	8	9
ТНД, %	29,9	27,4	15,1	12,9	9,2	9,5	7,8	8,14	6,9	6	4,9	3,9	4,0	3,3
U_5 , %	22,8	13,4	0,12	4,1	1,3	2,05	1,1	1,26	0,86	0,86	0,67	0,53	0,43	0,4
U_7 , %	11,2	20	7,0	7,2	1,2	3,2	0,13	1,83	0,44	1,2	0,48	0,45	0,4	0,4
Δ , %	7,1	3	1,9	1,1	0,8	0,6	0,48	0,37	0,31	0,25	0,22	0,16	0,12	0,1

Более простое в реализации усреднение по уровню обеспечивает незначительное ухудшение ТНД, однако характеризуется большой погрешностью квантования, особенно при малых A и A , соответствующих половине уровня квантования. Общий недостаток – большое значение гармоник низкого порядка.

Как метод улучшения гармонического состава выходного напряжения при квантовании по уровню рассмотрим модуляцию задания гармониками, кратными трем. Для достоверной оценки лучше использовать удельный коэффициент гармоник с учетом порядка гармоник

$$\text{ТНД}_{\text{уд}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(k)}}{k}\right)^2}}{U_{(1)}}.$$

Для исследований была разработана математическая модель фазы МПЧ, которая выполнена с учетом следующих допущений. Ограничимся $A = 6$ при предельном количестве уровней $N = 13$. Уровень квантования $u_{KBi} = i - 0,5$. Одному уровню может соответствовать несколько значений углов θ_{ij} (i – номер уровня, при использовании модуляции 9-й гармоникой, $j \leq 5$ – номер угла на

интервале $0, \pi/2$), где формируется переход на следующий (предыдущий) уровень. При наличии на интервале $(0, \pi/2)$ участков $u_{3AD} < 0$ проверяется условие $|u_{3AD}| \geq u_{КВi}$, и соответствующие значения углов обозначим как $\theta = \alpha_{ij}$. При известных A, A_3, A_9 значения углов, соответствующих i -му уровню, можно найти решением уравнения

$$i - 0,5 = |A \sin q + A_3 \sin 3q + A_9 \sin 9q|. \quad (8)$$

Решение уравнения (8) находим поочередной подстановкой в него значений θ из интервала $(0, \pi/2)$ с минимальным шагом. При этом для каждого значения θ_i определяется, какому участку u_{3AD} соответствует решение (возрастание $\theta_{ij}, j=1, 3, 5$, и убывание $\theta_{ij}, j=2, 4$). При $u_{3AD} < 0$ решениям соответствует $\theta = \alpha_{ij}$ (возрастание $\alpha_{ij}, j=2, 4$, и убывание $\alpha_{ij}, j=1, 3$). Накладываем ограничение, что при изменении полярности u_{3AD} по отношению к напряжению основной гармоники амплитуда не превышает второго уровня ($-2 < u_{3AD} < 6$). В соответствии со значениями θ_{ij} и α_{ij} можно определить относительную амплитуду гармоники напряжения фазы МПЧ с кратностью $k = 6n \pm 1$:

$$U_{m(k)} = \frac{4}{p} \left[\sum_{i=1}^6 \left(\sum_{g=0}^2 \cos q_{i(2g+1)} - \sum_{g=1}^2 \cos q_{i(2g)} \right) - \sum_{i=1}^2 \left(\sum_{g=0}^1 \cos a_{i(2g+1)} - \sum_{g=1}^2 \cos a_{i(2g)} \right) \right]. \quad (9)$$

Методика расчета состоит в том, что для каждого значения A перебираются возможные комбинации A_3 и A_9 и определяются значения $THD, THD_{уд}$. При этом выбираются решения, соответствующие минимальному значению $THD_{уд}$ (при $k \leq 103$). Для того, чтобы ограничить количество решений, рассматривались два варианта. Первый при $A_9 = 0$ и $A_3 = 0,15 A$ (из условия получения максимального значения выходного напряжения). Второй вариант при $A_3 = 0,15 A$ и изменении A_9 с шагом $0,1$.

В табл. 5 приведены значения THD_M (при $k \leq \infty$), полученные по результатам моделирования. Итак, при использовании модуляции гармонический состав улучшается во всем диапазоне ($THD_{уд}$). Уменьшается и погрешность квантования ($\Delta = \frac{A - U_{m(1)}}{A} < 3\%$).

Таблица 5

Коэффициенты гармоник выходного напряжения при модуляции гармониками, кратными трем

A	7	6,6	6	5,6	5	4,6	4	3,6	3	2,6	2	1,6	1,0	0,8
A_9	0	0,6	0,8	1,1	1,5	1,8	2,2	2	1,8	1,4	1,4	1,2	1,8	1,4
$THD_{уд}, \%$	0,12	0,14	0,21	0,2	0,2	0,12	0,2	0,12	0,35	0,26	0,32	0,58	0,62	0,76
$THD, \%$	3,35	3,89	5,18	5,7	6,2	6,01	7,9	7,72	9,74	12,2	15,2	21,6	31,4	39,4
$\Delta A, \%$	0,15	0,9	0,82	1,1	1,3	0,28	0,7	0,38	1,36	0,12	0,23	2,39	0,36	2,82
$THD_M, \%$	3,58	4,2	5,51	6,2	6,8	6,97	9	8,83	10,9	13,2	16,6	23,2	34,5	43,2

Следует также отметить, что квантование с модуляцией задания гармониками, кратными 3, обеспечивает такой же эффект по значениям $THD_{уд}$, что и использование МШИМ при $f_{mod} = 3$ кГц при уменьшении THD (табл. 6).

Таблица 6

Коэффициенты гармоник выходного напряжения

A	7	6,6	6	5,6	5	4,6	4	3,6	3	2,6	2	1,6	1
THD,%	3,58	4,2	5,51	6,2	6,77	6,97	9	8,83	10,9	13,2	16,6	23,2	40
THD _{уд} ,%	0,12	0,14	0,21	0,21	0,22	0,12	0,21	0,12	0,35	0,26	0,32	0,58	0,44
МШИМ с частотой модуляции $f_{mod} = 3$ кГц (результаты моделирования)													
THD,%	6,83	8,09	8,05	9,6	9,61	11,8	11,8	15,4	15	21,6	21,5	35,7	34,5
THD _{уд} ,%	0,11	0,13	0,12	0,15	0,14	0,18	0,16	0,23	0,2	0,32	0,27	0,53	0,62

Во входной цепи МПЧ (при отсутствии режимов рекуперации энергии) используются многофазные схемы выпрямления. Базовый их элемент – трехфазный мостовой выпрямитель (ТМВ) на диодах с емкостным фильтром, который питается от изолированного комплекта вторичных обмоток входного трансформатора. Для расчета гармонического состава тока ТМВ в работе [1] предложено использовать базисные функции. Так, для тока $i_\phi = \frac{E_m}{\omega L_\phi} f(u_d) = \frac{E_m}{X_\phi} i_\phi^*$ (E_m – амплитуда ЭДС фазы источника, X_ϕ – индуктивное сопротивление фазы

входной цепи ТМВ; $u_d = \frac{nU_d}{\sqrt{3}E_m}$ – относительное значение выпрямленного на-

пряжения; n – коэффициент трансформации). Аналогично для тока на выходе выпрямителя I_d , действующие значения входного тока и его k гармоник соответственно: $I_\phi = \frac{E_m}{X_\phi} I_\phi^*$, $I_{\phi(k)} = \frac{E_m}{X_\phi} I_{\phi(k)}^*$. Базисные функции I_d^* , I_ϕ^* , $I_{\phi(1)}^*$, $I_{\phi(k)}^*$,

полученные по результатам расчетов, задаются графически или после аппроксимации аналитически (табл. 7). При анализе гармонического состава и THD удобнее использовать относительное значение гармоники $I_{(k)}^1 = \frac{I_{(k)}^*}{I_{(1)}^*}$.

Аппроксимация зависимостей в функции u_d выполнена полиномом $f = p_3 u_d^3 + p_2 u_d^2 + p_1 u_d^1 + p_0 u_d$ (коэффициенты полинома приведены в табл. 7).

Таблица 7

Коэффициенты полинома

u_d	(0,845-0,95)				(0,95-0,99)			
	p_2	p_1	p_0	p_3	p_2	p_1	p_0	
I_d^*	2,7408	-6,6776	3,8788	2,0018	-2,05	-1,8994	1,9477	
I_ϕ^*	1,8177	-4,6169	2,7541	12,304	-32,897	28,866	-8,2722	
$I_{\phi(1)}^*$	1,9795	-4,9004	2,8762	-7,6898	25,497	-27,939	10,131	

u_d	(0,845-0,92)				(0,92-0,95)			
	p_3	p_2	p_1	p_0	p_3	p_2	p_1	p_0
$I_{(5)}^1$	214,06	-556,96	484,41	-140,64	18076	-50265	46596	-14399
$I_{(7)}^1$	84,474	-223,9	197,83	-58,195	22124	-61578	57131	-17669

$I'_{(11)}$	21,748	-49,432	36,87	-8,9584	-489,64	1369,1	-1275	395,49
$I'_{(13)}$	-65,548	174,14	-153,88	45,247	6813,2	-19002	17666	-5474,2

u_d	(0,95-0,99)			
p_i	p_3	p_2	p_1	p_0
$I'_{(5)}$	144,3	-402,99	381,74	-122,05
$I'_{(7)}$	716,13	-1994,2	1858,6	-579,52
$I'_{(11)}$	2311,9	-6368,8	5842,4	-1784,5
$I'_{(13)}$	10095	-28898	27576	-8771

u_d	(0,845-0,92)				(0,92-0,95)			
p_i	p_3	p_2	p_1	p_0	p_3	p_2	p_1	p_0
$I'_{(17)}$	4,3183	-11,111	9,5723	-2,756	1225,1	-3432,9	3206,8	-998,53
$I'_{(19)}$	-25,567	68,281	-60,698	17,967	-1192,2	3349	-3135,6	978,31
$I'_{(23)}$	61,054	-159,51	138,92	-40,322	2600,6	-7273,5	6781	-2107,2
$I'_{(25)}$	96,509	-255,01	224,62	-65,934	-868,9	2434	-2271,8	706,57

u_d	(0,95-0,98)				(0,98-0,99)			
p_i	p_3	p_2	p_1	p_0	p_3	p_2	p_1	p_0
$I'_{(17)}$	-979,06	2790,9	-2649,4	837,54	0,00017975	-356,18	704,97	-348,75
$I'_{(19)}$	-5447,3	15802	-15278	4922,7	-0,0000662	131,22	-255,21	124,15
$I'_{(23)}$	6184,9	-17849	17170	-5505,5		1874,6	-3679,8	1805,9
$I'_{(25)}$	1888,5	-5452,7	5248,4	-1684,1		1574,7	-3081,5	1507,7

В случае 12-фазной составной схемы выпрямления два ТМВ питаются от двух комплектов вторичных обмоток трансформатора, соединенных по схемам «Y» и «Δ». В соответствии с работой [1] входной ток фазы

$$i_A = \left[\sum_{l=0}^{\infty} I_{m1(k)} \cos(k\omega t + y_k) + \sum_{l=0}^{\infty} I_{m2(k)} \cos k(\omega t - p/6) \right] / n,$$

где индексы 1, 2 относятся к токам первого и второго выпрямителей.

При переходе к базисным значениям

$$i_{iA} = \sqrt{2} \frac{E_m}{nX} \left[\sum_{l=0}^{\infty} (I_{1(k)}^* + (-1)^l I_{2(k)}^*) \cos(k\omega t + y_k) \right]. \quad (10)$$

В случае 18-фазной схемы три ТМВ питаются от трех комплектов вторичных обмоток трансформатора, которые обеспечивают взаимный сдвиг напряжений на угол 20° [1]. Ток фазы первичной обмотки трансформатора [1]

$$i_A = \frac{1}{n} \left[\sum_{l=0}^{\infty} I_{m1(k)} \cos k\omega t + \sum_{l=0}^{\infty} I_{m2(k)} (0,742 \cos k(\omega t + 20^\circ) - 0,395 \cos k(\omega t + 140^\circ)) + \sum_{l=0}^{\infty} I_{m3(k)} (0,395 \cos k(\omega t + 40^\circ) - 0,742 \cos k(\omega t + 160^\circ)) \right]. \quad (11)$$

Для $l = 0$ и $l = 3n$ ($n = 1, 2, \dots$), что соответствует $k = 18l \pm 1$ вторая, третья, четвертая и пятая составляющие уравнения (11) при сложении попарно дают значения $\cos \omega t$, т.е. гармоники складываются: $I_{m(1)} = I_{m1(1)} + I_{m2(1)} + I_{m3(1)}$. Для $l = 1$ и значений l , не кратных трем ($k \neq 18l \pm 1$), гармоники в уравнении (11) образуют симметричную трехфазную систему. Загрузка ТМВ может быть различной, амплитуду результирующего вектора найдем по проекциям векторов I_{m2} и I_{m3} на оси действительных и мнимых чисел, т.е.

$$I_m^1 = I_{m1} - \sin \frac{P}{6} (I_{m2} + I_{m3}), \quad I_m^{11} = \cos \frac{P}{6} (I_{m2} - I_{m3});$$

$$A_k = \sqrt{(I_{m1(k)}^* - 0,5(I_{m2(k)}^* + I_{m3(k)}^*))^2 + 0,75(I_{m2(k)}^* - I_{m3(k)}^*)^2}.$$

Фаза результирующего вектора соответственно $j = \arctg(\frac{I_m^{11}}{I_m^1})$. При нечетных и четных l вектора токов второго и третьего выпрямителей меняются местами и $j = \arctg(-\frac{I_m^{11}}{I_m^1})$. С учетом этого $j_k = \arctg((-1)^{l+1} \frac{I_m^{11}}{I_m^1})$.

При использовании базисных значений токов

$$i_{1A} = \frac{\sqrt{2}E_m}{nX} \left[\sum_{k=18l \pm 1}^{\infty} (I_{m1(k)}^* + I_{m2(k)}^* + I_{m3(k)}^*) \cos k\omega t + \sum_{k \neq 18l \pm 1}^{\infty} A_k \cos(k\omega t + j_k) \right]. \quad (12)$$

Подавление высших гармоник возможно при $l = 1$ и четных значениях l . Аналогичные выражения для 12- и 18-фазных схем приведены в работе [2] для абсолютных значений токов.

Двадцатичетырехфазная схема выпрямления включает в себя четыре ТМВ, которые питаются от четырех комплектов обмоток со сдвигом напряжений на угол в 15° . Ее можно рассматривать как две 12-фазные схемы со сдвигом на угол в 15° . Первый и четвертый комплекты обмоток имеют схемы соединения «Y» и «Δ» с количеством витков w_1 и $w_2 = \sqrt{3}w_1$. При количестве витков первичной обмотки w коэффициент трансформации $n = w/w_1$). Два других комплекта имеют составные схемы. При этом эквивалентный ток фазы трансформатора

$$i_A = \frac{1}{n} \left[\begin{aligned} & I_{m1(k)} \cos k\omega t + I_{m4(k)} \cos[k(\omega t + \frac{P}{6}) + y_k] + \\ & + I_{m2(k)} [0,816 \cos k(\omega t + 15^\circ) - 0,299 \cos k(\omega t + 135^\circ)] + \\ & + I_{m3(k)} [0,299 \cos k(\omega t + 45^\circ) - 0,816 \cos k(\omega t + 165^\circ)] \end{aligned} \right]. \quad (13)$$

Выражение (13) можно свести к следующему виду:

$$i_{1A} = \frac{\sqrt{2}E_m}{nX} \left[\sum_{l=0}^{\infty} (I_{m1(k)}^* + (-1)^l I_{m4(k)}^*) \cos k\omega t + \sum_{l=0}^{\infty} (I_{m2(k)}^* + (-1)^l I_{m3(k)}^*) \cos(k\omega t + \frac{p}{2}) \right]$$

Таким образом, 24-фазная схема выпрямления обеспечивает полное подавление высших гармоник тока, потребляемого из сети переменного тока при симметрии нагрузки всех четырех выпрямителей для всех l за исключением значений, кратных четырем.

Двенадцатифазная схема выпрямления. При идентичной загрузке ТМВ

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{(k)}^2}}{I_{(1)}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (0.5I_{(1)}I_{(k)1}^1 + 0.5I_{(1)}I_{(k)2}^1)^2}}{I_{(1)}} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (I_{(k)}^1)^2},$$

где $I_{(k)}^1 = \frac{I_{(k)}}{I_{(1)}}$ – относительное значение гармоники входного тока ТМВ.

Значения коэффициента $K_{ГТ} = THD_i = f(u_d)$ при учете 40 гармоник приведены в табл. 8.

Таблица 8

Зависимость $THD_i = f(u_d)$

u_d	0,85	0,86	0,87	0,88	0,89	0,9	0,91	0,92	0,93	0,94	0,95	0,96
$K_{ГТ}, \%$	2,84	2,98	3,2	3,68	4,27	5,04	5,83	6,78	7,73	9,03	12,64	15,6

Приемлемое в соответствии с табл. 1 значение $K_{ГТ} < 6,8\%$ обеспечивается только при $u_d < 0,92$, что достигается при определенной загрузке и соответствующих параметрах схемы, в первую очередь, это касается индуктивности входной цепи. Рекомендуемое значение $I_{(11)}^1$ и $I_{(13)}^1$ до 2% не выполняется.

Восемнадцатифазная схема выпрямления. Зависимость коэффициента гармоник входного тока от u_d при учете 40 гармоник приведена в табл. 9.

Таблица 9

Зависимость $THD_i = f(u_d)$

u_d	0,85	0,86	0,87	0,88	0,89	0,9	0,91	0,92	0,93	0,94	0,95
$K_{ГТ}, \%$	1,43	1,6	1,69	1,72	1,73	1,87	2,2	2,7	3,42	4,29	5,66

Рекомендуемое значение $I_{(17)}^1$ и $I_{(19)}^1$ до 1,5% выполняется при $u_d < 0,91$.

Двадцатичетырехфазная схема выпрямления. Зависимость коэффициента гармоник входного тока от u_d при учете 40 гармоник приведена в табл. 10.

Таблица 10

Зависимость $THD_i = f(u_d)$

u_d	0,85	0,86	0,87	0,88	0,89	0,9	0,91	0,92	0,93	0,94	0,95
$K_{ГТ}, \%$	0,74	0,75	0,77	0,9	1,02	1,12	1,17	1,24	1,67	2,3	3,02

Рекомендуемое значение $I_{(23)}^I$ и $I_{(25)}^I$ до 0,6% выполняется при $u_d < 0,88$.

Выводы

1. Модуляция задания гармониками, кратными трем, позволяет улучшить гармонический состав выходного напряжения МПЧ при использовании квантования по среднему уровню и исключении ШИМ, чем достигается уменьшение количества переключений ключей и потерь энергии в них. Этот метод представляется эффективным для несимметричных МПЧ, где достигается наилучшее соотношение показателей качества выходного напряжения (максимальное количество уровней) на ключ и используются ключи на разное напряжение.

2. Эффективное подавление высших гармоник тока, потребляемого из сети переменного тока, в многофазной схеме выпрямления достигается только при одинаковой нагрузке выпрямителей. При этом удовлетворительные показатели качества во всем диапазоне изменения нагрузки обеспечивают только 18- и 24-фазные схемы. Использование 12-фазной схемы предполагает завышение индуктивного сопротивления входной цепи выпрямителя (трансформатора с повышенным u_k) из условия $u_d \leq 0,92$.

Список литературы

1. Шавьолкін О.О. Перетворювальна техніка: навч. посібник / О.О. Шавьолкін, О.М. Наливайко. – Краматорськ: ДДМА, 2008. – 326 с.
2. Song-Manguelle J. Multilevel Inverter for Power System Applications : Highlighting Asymmetric Design Effects From a Supply Network Point of View / J. Song-Manguelle, A. Rufer // CCECE 2003 - CCGEI 2003. - Montreal, May/mai 2003. – P. 435–440.