

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИНЦИПОВ ФОРМИРОВАНИЯ ВХОДНОГО ТОКА МНОГОУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Шавёлкин А. А.

Донецкий национальный технический университет

Sha@dgtu.donetsk.ua

In paper some results of researches of principles of formation of an input current of the multilevel converter of frequency (MC) are submitted. The simplified technique for an estimation of harmonious structure of an input current of the multiphase circuit of rectifying with active - capacitor loading is offered. Principles of the organization of power circuits MC from a condition of the maximal suppression of subharmonics are considered.

В настоящее время для мощных приводов переменного тока среднего напряжения находят применение многоуровневые преобразователи частоты (МПЧ). Выходное напряжение МПЧ имеет ступенчатую форму, аппроксимирующую синусоиду и практически соответствует принятым стандартам. Вместе с тем, при больших мощностях, первостепенное значение имеет ток, потребляемый МПЧ из сети переменного тока. Форма тока должна максимально приближаться к синусоидальной при коэффициенте мощности близком к единице.

Традиционно большинство работ по МПЧ посвящено совершенствованию алгоритмов управления с целью улучшения качества выходного напряжения, минимизации силовых цепей [1]. Улучшение формы входного тока МПЧ обычно связывают с использованием на входе многообмоточного трансформатора в качестве многофазного источника для питания цепи постоянного тока. Вместе с тем здесь есть вопросы, связанные с работой выпрямителя на емкостную нагрузку, когда входной ток его имеет импульсный характер. Кроме того, в схеме каскадного МПЧ, где используются однофазные инверторы напряжения во входном токе наряду с высшими гармониками возможно появление субгармоник. Определенные особенности формирования тока имеют место и при различных алгоритмах формирования выходного напряжения, особенно для несимметричных МПЧ [1].

Регулируемый электропривод переменного тока является неотъемлемым элементом системы энергосбережения. В этом плане совершенствование характеристик преобразователей среднего напряжения является актуальной задачей.

Цель работы: исследование основных принципов формирования входного тока каскадных МПЧ из условия максимального подавления высокочастотных и субгармонических составляющих.

Для этого необходимо решить следующие задачи:

- Исследовать основные закономерности формирования входного тока выпрямителя с активно-емкостной нагрузкой в многофазной схеме выпрямления;
- Разработать методику оценки гармонического состава входного тока для многофазной схемы выпрямления;
- Исследовать принципы организации силовых цепей МПЧ для максимального подавления субгармоник.

Результаты работы. Каждая фаза каскадного МПЧ состоит из n последовательно соединенных однофазных автономных инверторов напряжения (АИН) с изолированными источниками постоянного тока, каждый из которых включает в себя трехфазный мостовой выпрямитель с конденсатором на выходе.

Анализ входного тока выпрямителя при активно-емкостной нагрузке с учетом всех параметров реальной схемы достаточно сложен. Непосредственное решение уравнений позволяет определить мгновенное значение тока в каждом конкретном случае, но получение аналитических зависимостей для анализа затруднительно. Поэтому обычно используются следующие допущения: выходное напряжение выпрямителя идеально сглаженное ($U_{CP}=U_C$), учитывается только активное сопротивление входной цепи R (трансформатора и диодов). Ток из сети (рис.1) потребляется на интервалах заряда конденсатора, когда $u_2 > U_C$ (открыты диоды выпрямителя):

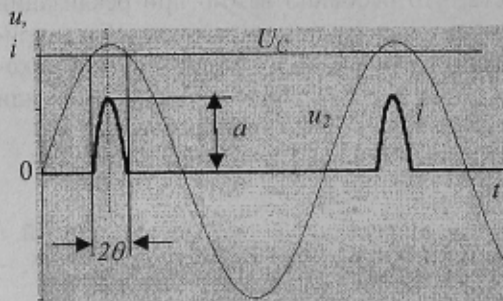


Рисунок 1- Входной ток однофазного однополупериодного выпрямителя

$$i = (u_2 - U_C) / R = U_{2M}(\cos \omega t - \cos \theta) / R, \quad (1)$$

где: $u_2 = U_{2M} \cos \omega t$ и $U_C = U_{2M} \cos \theta$. Угол отсечки θ - половина интервала времени, когда через диоды протекает ток.

Пульсирующий входной ток распределится по параллельным ветвям, образуемым нагрузкой (R_H) и конденсатором, следующим образом: переменная составляющая пройдет через конденсатор, а постоянная составляющая - через R_H . Таким образом, ток в нагрузке $I_H = U_{CP} / R_H$ постоянный и равен для m -фазного выпрямителя (при $\theta < 90^\circ$) среднему значению тока i :

$$I_H = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i dt = \frac{m}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{U_{2M}}{R} (\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t = \frac{m U_{2M}}{\pi R} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (2)$$

Выразив значение амплитуды напряжения сети как $U_{2M} = U_{CP} / \cos \theta$ получаем:

$$I_H = \frac{mU_{CP} (\sin \theta - \theta \cos \theta)}{\pi R \cos \theta} = \frac{mU_{CP}}{\pi R} (\operatorname{tg} \theta - \theta) = A(\theta) \frac{mU_{CP}}{\pi R}, \quad (3)$$

где: $A(\theta) = \operatorname{tg} \theta - \theta$ - является функцией угла отсечки. Отсюда:

$$A(\theta) = \pi R I_H / (m U_{CP}) = \pi R / (m R_H). \quad (4)$$

Таким образом, каждому значению R_H соответствует определенное значение угла θ . Для однополупериодного выпрямителя ток (рис.1) описывается выражением (при $f > 0$):

$$f(\omega t) = a \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta}, \quad f > 0. \quad (5)$$

Данная функция может быть преобразована к виду:

$$f(\omega t) = a(\alpha_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k \cos k\omega t), \quad (6)$$

где:

$$\alpha_0 = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}, \quad \alpha_k = \frac{1}{n\pi(1 - \cos \theta)} \left[\frac{\sin(n-1)\theta}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta}{n+1} \right],$$

$n = k + 1$, $a = I_M$ - амплитуда входного тока (рис.1) определяется из (1) в соответствии с значением θ .

Для мостовой схемы за период имеем два импульса разной полярности, с учетом чего получаем:

$$f_2(\omega t) = f(\omega t) - f(\omega t - \pi). \quad (7)$$

Подставив (6) в (7) получаем:

$$f_2(\omega t) = 2a \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k \cos k\omega t, \quad (8)$$

где: $k=1, 3, 5, \dots$. Нулевая и четные гармоники слагаемых (7) взаимно компенсировались, нечетные изменяются в противофазе и при вычитании суммируются.

В трехфазной мостовой схеме за половину периода напряжения сети имеем два импульса тока (по линейным напряжениям сети - $U_{2M} = U_{2L/M}$) со сдвигом $\pi/3$. Соответствующая функция:

$$f_3(\omega t) = f_2(\omega t) + f_2(\omega t - \pi/3). \quad (9)$$

При схеме соединения вторичной обмотки трансформатора «Y» линейный ток (ток через диоды выпрямителя) и фазный ток во вторичной обмотке одинаковы и определяются (9). Для гармоник кратных 3 имеем сдвиг кратный π , т.е. они изменяются в противофазе и сумма равна 0. Оставшиеся гармоники имеют кратность $k=6l \pm 1$ ($l=0, 1, 2, \dots$) и сдвиг кратный $\pi/3$, при их суммировании получаем амплитуду в $\sqrt{3}$ больше и начальную фазу $\Psi_k = \pm \pi/6$. В результате получаем выражение:

$$f_3(\omega t) = 2\sqrt{3}a \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_k \cos(k\omega t + \Psi_k), \quad (10)$$

где: Ψ_k для основной гармоники $\Psi_1 = -\pi/6$ (совпадает по фазе с фазным напряжением $u_{2\phi}$), для высших гармоник ($l=1, 2, \dots$) при $k=6l-1$ фаза $\Psi_k = +\pi/6$, при $k=6l+1$ фаза $\Psi_k = -\pi/6$. Значения относительных амплитуд гармоник входного тока выпрямителя в соответствии с (10 и 6) приведены в табл.1.

Таблица 1 - Гармонический состав входного тока многофазного выпрямителя при $\theta=20^\circ$

№ гармоники	Относит. амплитуда гармоники, %					
	5	7	11	13	17	19
3х-ф мост (R-L)	20	14.3	9.1	7.7	5.9	5.26
3х-ф мост (C)	66	42	5.5	4.9	7.9	4.4
12-ти фазная (C)	0	0	5.5	4.9	0	0
18-ти фазная (C)	0	0	0	0	7.9	4.4

цепях имеет отрицательный эффект из-за фазового сдвига по первой гармонике $\varphi_{(1)}$, поскольку коэффициент мощности $\chi = v \cos \varphi_{(1)}$ (v - коэффициент искажения формы тока) и улучшение формы тока приводит к увеличению $\varphi_{(1)}$. Применение активных выпрямителей при отсутствии генераторных режимов работы не оправдано.

Очевидно значительное ухудшение гармонического состава тока в сравнении с работой на активно-индуктивную (R-L) нагрузку в области низких частот (5-я и 7-я гармоники).

Для схем выпрямителей средней и большой мощности это приводит к существенному влиянию на питающую сеть и недопустимо. Установка пассивных L и LC - фильтров на входе выпрямителя также мало эффективна. Более того наличие индуктивности во входных

Поэтому реальным решением для улучшения гармонического состава тока, потребляемого от сети, является использование многофазных схем выпрямления.

В случае 12-ти фазной системы выпрямители питаются от двух комплектов вторичных обмоток трансформатора, соединенных по схеме «Y» и «Δ». Этим обеспечивается сдвиг линейных напряжений, в соответствии с которыми осуществляется формирование выпрямленных напряжений, в 30° (при совпадении фазных напряжений). Ток потребляется на интервалах, когда $u_{2л} > U_C$ (открыты диоды выпрямителя). Для обеспечения равенства $u_{2л}$ напряжение обмотки по схеме «Δ» должно быть в $\sqrt{3}$ раза больше.

При схеме «Δ» имеют место некоторые особенности. Так ток при $u_{2л} > U_C$ и отпирании пары диодов моста протекает одновременно во всех трех фазах вторичной обмотки. При этом две из них соединяются между собой последовательно и параллельно третьей, напряжение которой в данный момент времени максимально. При этом ток выпрямителя делится на две параллельных ветви в соотношении 1:2. Поскольку токи в линейных проводах (на входе выпрямителя) для обеих схем соединения вторичных обмоток трансформатора (при одинаковой нагрузке) одинаковы (рис.2) и составляют I , то токи в фазах

«Δ» будут составлять $\frac{1}{3}I$ и $\frac{2}{3}I$. Максимальное значение импульса тока соответствует максимуму напряжения данной фазы, остальные импульсы тока соответствуют максимумам напряжения в двух других фазах и в соответствии с напряжениями сдвинуты на угол $\pi/3$.

Ток фазы первичной обмотки (потребляемый из сети переменного тока) определяется совместным действием обоих комплектов вторичных обмоток. Если пренебречь током холостого хода значение тока фазы можно определить из условия равенства МДС (магнитодвижущая сила):

$$i_A w = i_{A1} w_1 + i_{A2} w_2 \text{ или } i_A = i_{A1}/n + \sqrt{3} i_{A2}/n, \quad (11)$$

где: i_{A1} , i_{A2} – токи вторичной обмотки соответственно для схем «Y» и «Δ», w , w_1 , w_2 – количество витков первичной и вторичных обмоток, $n = w/w_1$.

Значение тока i_{A1} определяется (10). Ток i_{A2} определим как сумму трех одиночных импульсов ($f_2(\omega t)$ - для однофазной мостовой схемы) соответствующей амплитуды и фазового сдвига:

$$i_{A2} = 2/3 [f_2(\omega t) + 0.5f_2(\omega t + \pi/3) + 0.5f_2(\omega t - \pi/3)]. \quad (12)$$

Значение $f_2(\omega t)$ определяется в соответствии с (8) при $k=1,3,5,\dots$. Второе и третье слагаемые (12) для $k=3,9,\dots$ имеют сдвиг фазы кратный π - сумма их равна первому слагаемому, но со знаком минус $-f_2(\omega t)$, что приводит к взаимной компенсации гармоник кратных трем. Для $k=1,5,\dots$ с учетом сдвига фаз между вторым и третьим слагаемыми (12) $2\pi/3$ сумма равна $0.5f_2(\omega t)$. Таким образом, $i_{A2} = 2/3 [f_2(\omega t) + 0.5f_2(\omega t)] = f_2(\omega t)$ и для второго слагаемого (11) получаем выражение $f_3^1(\omega t) = \sqrt{3} i_{A2} = \sqrt{3} f_2(\omega t)$ определяемое относительно фазного напряжения. Поскольку выражение (10) для i_{A1} составлено относительно линейного напряжения, которое опережает фазное на $\pi/6$, тогда $f_3^1(\omega t)$ для приведения к линейному напряжению запишем как:

$$f_3^1(\omega t) = 2\sqrt{3}a \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_k \cos k(\omega t - \pi/6).$$

Таким образом, выражение (11) принимает вид:

$$i_A = 2\sqrt{3}a \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_k [\cos(k\omega t + \varphi_k) + \cos k(\omega t - \pi/6)]/n. \quad (13)$$

В соответствии с (13) для основной гармоники ($k=1$) $\Psi_1 = -\pi/6$, получаем удвоенную амплитуду $I_{M(1)} = 4a(\sqrt{3})a_1$. Для высших гармоник ($l=1,2,\dots$) при $k=6l-1$ фаза первого слагаемого (13) $\Psi_k = +\pi/6$, при $k=6l+1$ фаза $\Psi_k = -\pi/6$, для второго слагаемого начальная фаза $-k\pi/6$. При $k=6l-1=5$ для первого и второго слагаемого начальные фазы имеют значения $\pi/6$ и $-5\pi/6$, т.е. гармоники изменяются в противофазе, их сумма равна 0. Для

$k=6l+1=7$ фазы $-\pi/6$ и $-7\pi/6$ и значение соответствующей гармоники также равно 0. Аналогичные результаты имеем для $k=17$ и $k=19$. Для остальных гармоник начальные фазы совпадают, результирующая амплитуда в два раза больше. Таким образом, подавление гармоник осуществляется при $l=1,3,5,\dots$, относительное значение остальных гармоник сохраняется таким же, как и для 6-ти фазной схемы выпрямления (табл.1).

В случае 18-ти фазной системы три выпрямителя питаются от трех комплектов вторичных обмоток обеспечивающих взаимный сдвиг напряжений 20° . Рассмотрим традиционный вариант с использованием в качестве базовой схемы «Δ» (рис.3). Первый комплект обмоток соединен по схеме «Δ», при этом u_{ij} (рис.4) равны фазным u_ϕ . Напряжение u_{ij} на зажимах второго комплекта $\underline{U}_{AB2}=\underline{U}_{A2}$ (между зажимами $a_{22}-b_{22}$ на рис.3) определяется суммой u_{ij} для схемы «Δ» \underline{U}_{AB1} (между зажимами $a_{21}-b_{21}$) и \underline{U}_{A22} и \underline{U}_{B22} на последовательно соединенных с «Δ» катушках a_{21}, a_{22} и b_{21}, b_{22} , соответственно. Напряжения \underline{U}_{AB1} и \underline{U}_{A22} имеют ту же фазу, что и \underline{U}_A , их значения суммируются $\underline{U}_{AB1}+\underline{U}_{A22}=\kappa_1\underline{U}_A$, если $\underline{U}_{A2}=\kappa_2\underline{U}_A$, то $\underline{U}_{AB1}=(\kappa_1-\kappa_2)\underline{U}_A$. Напряжение \underline{U}_{B22} при сложении (в соответствии с направлением обхода контура по 2-му закону Кирхгофа) имеет знак минус, т.е. направлено противоположно фазному напряжению \underline{U}_B ($\underline{U}_{B22}=\kappa_2(-\underline{U}_B)$). Результирующее напряжение $\underline{U}_{AB2}=\underline{U}_{A2}$ (рис.4) опережает \underline{U}_A на угол 20° и имеет то же значение при условии, что $\kappa_1=0.742$ и $\kappa_2=0.395$. Разница $(\kappa_1-\kappa_2)=0.347$. Коэффициенты определяются количеством витков в соответствующих обмотках.

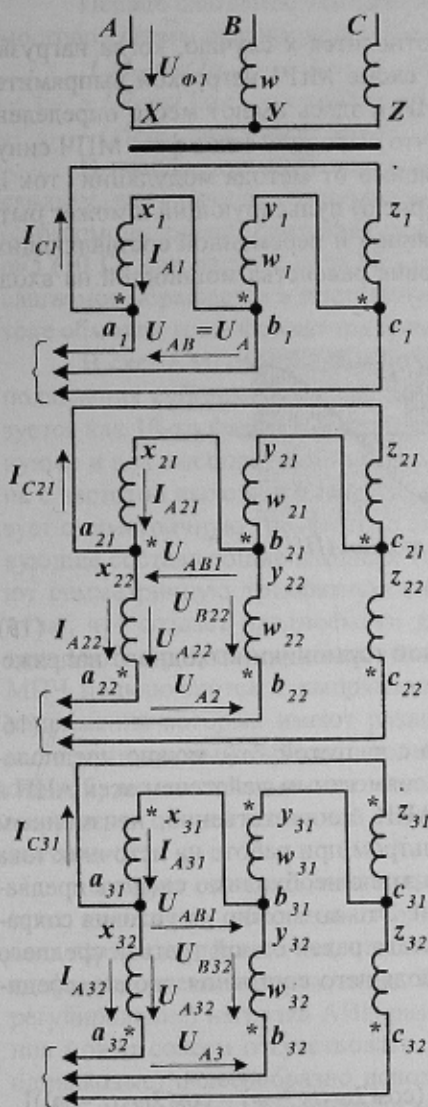


Рисунок 3- Схема соединения обмоток трансформатора

Третий комплект обмоток отличается встречным включением обмоток, соединенных в «Δ» $\underline{U}_{AB1}=-\kappa_2\underline{U}_A$ (на рис.3 одноименные выводы обмоток обозначены) и соотношением напряжений обмоток: $\underline{U}_{A32}=\kappa_1\underline{U}_A$, $\underline{U}_{B32}=\kappa_1(-\underline{U}_B)$. Результирующее напряжение $\underline{U}_{AB3}=\underline{U}_{A3}$ (рис.4) опережает \underline{U}_A на угол 40° .

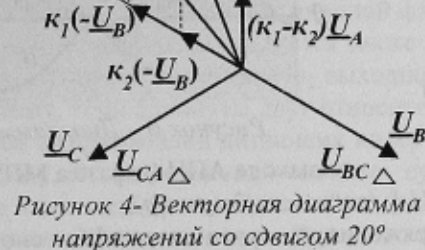


Рисунок 4- Векторная диаграмма напряжений со сдвигом 20°

Результирующий ток фазы включает три слагаемых от каждого из комплектов обмоток. Для первого комплекта имеем ту же картину, что и для 12-ти фазной системы (рис.5), ток i_{A1} описывается выражением (10) при $\Psi_k=0$ (рассматриваем относительно напряжения \underline{U}_A).

$$i_{A1} = f_3^*(\omega t) = 2\sqrt{3}a \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_k \cos k\omega t.$$

Для второго и третьего комплектов, исходим из МДС обмоток размещенных на общем стержне трансформатора (w_{21}, w_{22} и w_{31}, w_{32}). Отсюда можно определить эквивалентный ток фазы, учитывая, что ток в линейном проводе i_{A22} и i_{A32} (катушки w_{22}, w_{32}) равен разности фазных для схемы «Δ»:

$$i_A = i_{A1} + i_{A2} + i_{A3},$$

$$i_{A2} = 0.347i_{A21} + 0.395(i_{A21} - i_{C21}) = 0.742i_{A21} - 0.395i_{C21},$$

$$i_{A3} = 0.347(-i_{A31}) + 0.742(i_{A31} - i_{C31}) = 0.395i_{A31} - 0.742i_{C31}.$$

Соответствующие составляющие эквивалентного тока фазы приведены на рис.5.

Линейные токи второго и третьего комплекта обмоток (токи на входе соответствующих выпрямителей) при одинаковой нагрузке определяются так же, как и для первого комплекта. Поскольку результирующие u_{ij} имеют сдвиг 20° и 40° , такой же сдвиг будут иметь и токи в фазах, т.е.:

$$i_{A21} = f_3^*(\omega t + 20^\circ), \quad i_{C21} = f_3^*(\omega t + 20^\circ + 120^\circ),$$

$$i_{A31} = f_3^*(\omega t + 40^\circ), \quad i_{C31} = f_3^*(\omega t + 40^\circ + 120^\circ).$$

Таким образом, эквивалентный ток фазы трансформатора:

$$i_A = 2\sqrt{3}a \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_k \left[\cos k\omega t + 0.742 \cos k(\omega t + 20^\circ) - 0.395 \cos k(\omega t + 140^\circ) + 0.395 \cos k(\omega t + 40^\circ) - 0.742 \cos k(\omega t + 160^\circ) \right]. \quad (14)$$

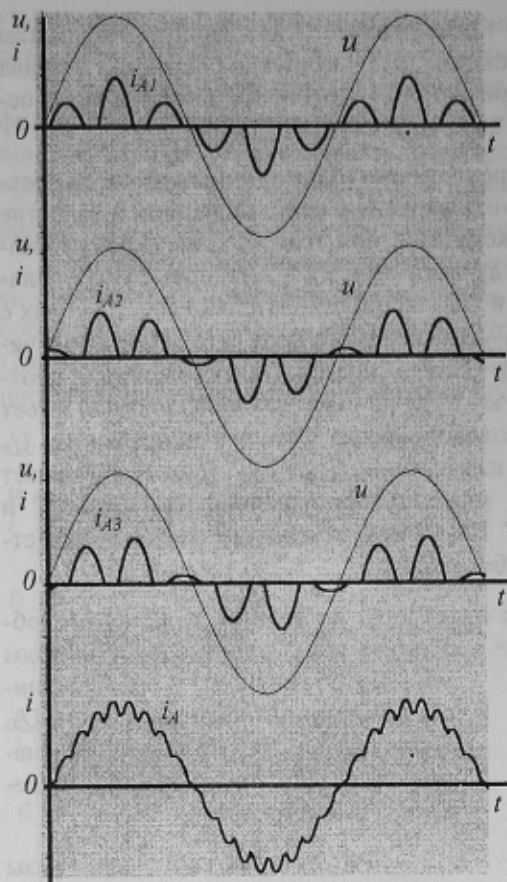


Рисунок 5 - Диаграммы токов для 18-ти фазной схемы выпрямления

Кратность гармоник $k=6/\pm l$. Для основной гармоники ($k=1$) и при нечетных значениях l второе, третье и четвертое, пятое слагаемые (14) при сложении попарно дают значение $\cos \omega t$, т.е. амплитуда тока утраивается (относительная амплитуда гармоник остается такой же, как и для трехфазной мостовой схемы – табл.1). Для $l=1$ и четных значений l гармоники в выражении (10) образуют симметричную трехфазную систему, сумма их равна 0. В реальности из-за наличия индуктивности во входных цепях схемы форма тока будет еще лучше, но появляется сдвиг фазы тока по отношению к фазному напряжению сети (так при индуктивности $L=1\text{мГн}$ на фазу одного выпрямителя $\varphi_{(1)} \approx 13^\circ$ и $\cos \varphi_{(1)} \approx 0.973$), что необходимо учитывать при проектировании трансформатора

Рассмотренное выше, относится к случаю, когда нагрузка выпрямителей постоянная. В схеме МПЧ нагрузкой выпрямителей являются однофазные АИН и здесь имеют место определенные особенности. Полагаем, что выходной ток в фазе МПЧ синусоидальный. При этом независимо от метода модуляции ток i_d , потребляемый каждым АИН (рис.6) пульсирующий и может быть представлен как сумма постоянной и переменной составляющих. Последние определим из условия равенства мощностей на входе

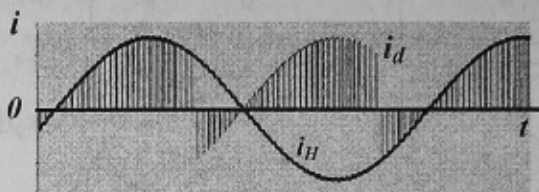


Рисунок 6 - Диаграмма токов АИН

и выходе АИН (в фазе а МПЧ):

$$U_d i_d = U_{2M} \sin \omega_2 t \cdot I_{HM} \sin(\omega_2 t - \varphi) = U_2 I_H (\cos \varphi - \cos(2\omega_2 t - \varphi)), \quad (15)$$

где: ω_2 – частота выходного напряжения, φ – угол сдвига фаз основной гармоники выходного напряжения АИН (U_2) и выходного тока i_H . Ток на входе выпрямителя:

$$i_d = U_2 I_H (\cos \varphi - \cos(2\omega_2 t - \varphi)) / U_d = I_M \cos \varphi + I_M \cos(2\omega_2 t - \varphi). \quad (16)$$

Исходя из того, что ток i_d содержит низкочастотную составляющую с частотой $2\omega_2$, можно предположить, что входной ток будет ею модулироваться. При этом ток i_H создается совместным действием всех АИН в фазе, является синусоидальным, не зависит от параметров конкретного АИН, соответственно, неизменным можно считать и ток i_d . Расчет входного тока выпрямителя с емкостным фильтром при работе на источник тока и его гармонический анализ достаточно сложная задача. Поэтому на первом этапе необходимо сделать предварительный (качественный) анализ для выявления основных закономерностей. Это возможно из условия сохранения заряда. При этом средний ток, проходящий по каждой ветви выпрямителя равен одной третьей среднего значения выходного тока. В трехфазной мостовой схеме длительность проводящего состояния диодов, соединенных с одной фазой сети переменного тока составляет $2/3$ периода (рис.7).

Среднее на интервале проводимости ($t_2 - t_1$) значение тока:

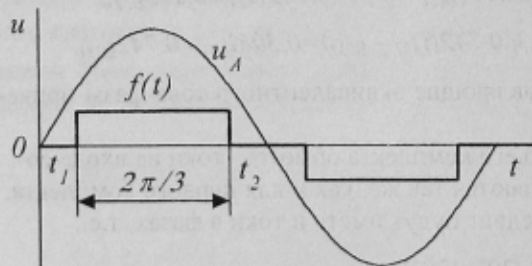


Рисунок 7 - К расчету входного тока выпрямителя

$$I_{CP} = \frac{3}{T_1} [\cos \varphi \cdot (t_2 - t_1) - \frac{1}{2\omega_2} (\cos(2\omega_2 t_2 - \varphi) - \cos(2\omega_2 t_1 - \varphi))].$$

Диаграмма средних значений тока входной фазы выпрямителя при $f_2=30 \text{ Гц}$ и $\varphi=\pi/6$ приведена на рис.8. Из рис.8 нетрудно заметить наличие в токе низкочастотной составляющей, период которой $T_2=5T_1$ (период повторяемости), а частота $f_2=10 \text{ Гц}$. Это же подтверждает и гармонический анализ полученной функции, произведенный графоаналитическим путем

Как показали исследования, качественный анализ (без расчета амплитуд) можно произвести, используя единичную переключающую функцию $f(t)$ на рис.7):

$$f(t) = 4/\pi [\sin(\pi/3)\cos \omega t + 1/3\sin(3\pi/3)\cos 3\omega t + 1/5\sin(5\pi/3)\cos 5\omega t + \dots] = 1.1 [\cos \omega t - 1/5\cos 5\omega t + 1/7\cos 7\omega + \dots], \quad (17)$$

где: ω – частота напряжения сети переменного тока.

С учетом этого можно рассчитать значение входного тока как:

$$i_\phi = i_d f(t) = I_0 f(t) + I_M \cos(2\omega_2 t - \varphi) f(t), \quad (18)$$

где: $I_0 = I_M \cos \varphi$ – постоянная составляющая выпрямленного тока.

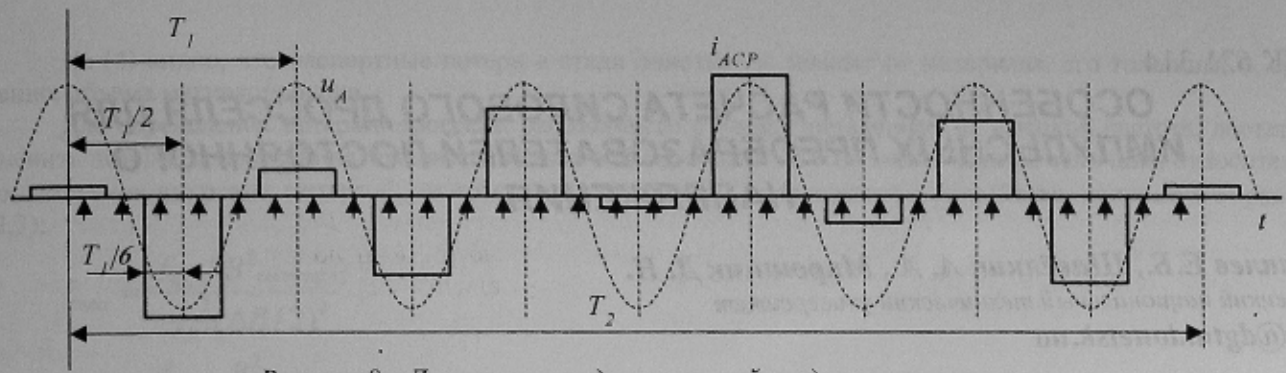


Рисунок 8 – Диаграмма средних значений входного тока выпрямителя

Первое слагаемое выражения (18) определяет основную и высшие гармоники входного тока трехфазной мостовой схемы выпрямления. Рассмотрим второе слагаемое:

$$1. I_M \cos(2\omega_2 t - \varphi) [\cos\omega t - 1/5 \cos 5\omega t + 1/7 \cos 7\omega t + \dots] = 1. I_M [\cos(2\omega_2 t - \varphi) \cos\omega t - 1/5 \cos(2\omega_2 t - \varphi) \cos 5\omega t + 1/7 \cos(2\omega_2 t - \varphi) \cos 7\omega t + \dots] = (1/2) I_M [\cos(2\omega_2 t - \omega t - \varphi) + \cos(2\omega_2 t + \omega t - \varphi) - 1/5 \cos(2\omega_2 t - 5\omega t - \varphi) - 1/5 \cos(2\omega_2 t + 5\omega t - \varphi) + 1/7 \cos(2\omega_2 t - 7\omega t - \varphi) + 1/7 \cos(2\omega_2 t + 7\omega t - \varphi) + \dots]. \quad (19)$$

В разложении (19) наиболее существенны первые два слагаемых $\cos(2\omega_2 t - \omega t - \varphi) + \cos(2\omega_2 t + \omega t - \varphi)$. Поскольку, как правило, выходная частота ниже частоты сети $\omega_2 < \omega$ это обуславливает наличие низкочастотной (субгармонической) составляющей тока (рис.8). Так, например, при $\omega_2 = 3\omega/5$ первое слагаемое имеет частоту $\omega/5$ (10 Гц при частоте сети 50 Гц), второе слагаемое – 110 Гц. Еще хуже случай, когда $\omega_2 = 0.5\omega$ тогда первое слагаемое обращается в постоянную составляющую. Наличие субгармонических и постоянной составляющих в токе обмотки трансформатора приводит к ухудшению его использования и недопустимо.

В схеме МПЧ несколько АИН и соответственно источников постоянного тока. Рассмотрим возможность подавления субгармонических составляющих в результирующем токе фазы трансформатора, который используется как 18-ти фазный источник. Выше показано, что ток входной фазы выпрямителя включает в себя основную ω и ряд высших гармоник, при работе на АИН добавляется также набор гармоник, частота которых связана с частотой выходного напряжения. Основная гармоника ω_2 выходного напряжения АИН в фазах МПЧ образует симметричную трехфазную систему, токи сдвинуты друг относительно друга на треть периода. Соответствующие составляющие входных токов выпрямителей питающих инвертора в разных фазах МПЧ также образуют симметричную трехфазную систему. В симметричной системе сумма мгновенных значений токов равна нулю, что создает предпосылки для компенсации гармоник обусловленных основной гармоникой выходного тока МПЧ в результирующих токах потребляемых от сети. Для этого инвертора одного уровня в разных фазах МПЧ подключаются к выпрямителям, питающимся от разных комплектов обмоток трансформатора, фазные напряжения которых имеют различную фазу. Однако в силу того, что ток в фазах отдельных выпрямителей имеет импульсный характер, полной компенсации гармоник тока не достигается. Практически полная компенсация будет достигаться при «гладкой» форме тока. Для этого в фазе МПЧ должно быть несколько АИН, формирующих общий выходной ток фазы, питание их осуществляется по многофазной 12-ти или 18-ти фазной системе.

Следует отметить, что только при мультиплексорной ШИМ, инвертора всех уровней в фазе МПЧ работают идентично, обеспечивая одинаковую загрузку выпрямителей. При этом для эффективного подавления всех гармоник достаточно, чтобы выпрямители выходных фаз МПЧ образовывали многофазные 12-ти или 18-ти фазные схемы выпрямления. Во всех других случаях (поуровневая ШИМ, векторная ШИМ, амплитудное регулирование) нагрузка АИН разных уровней различная и при регулировании амплитуды выходного напряжения может совсем отсутствовать. Для симметричных МПЧ (напряжения источников в звене постоянного тока одинаковые) целесообразно использовать «выравнивающие» алгоритмы, когда нагрузка АИН разных уровней перераспределяется равномерно (с нижних уровней на верхние). В несимметричных МПЧ (напряжения источников различные и кратные минимальному напряжению) следует использовать несимметричную структуру и в звене постоянного тока. Так, например, при соотношении напряжений АИН фазы МПЧ $U_1; U_2; U_3 = 1:2:3$ (1:3:6) используются не три, а шесть выпрямителей с одинаковыми напряжениями U_1 , причем, два из них соединяются последовательно, образуя 12-ти фазную схему выпрямления ($U_2 = 2U_1$), три также последовательно, образуя 18-ти фазную схему выпрямления ($U_3 = 3U_1$).

Выводы. 1) предложена упрощенная методика для оценки гармонического состава тока, потребляемого из сети переменного тока для многофазных схем выпрямления при активно-емкостной нагрузке; 2) обоснована возможность появления субгармонических составляющих входного тока выпрямителя в схеме МПЧ; 3) показано, что для формирования входного тока каскадных МПЧ существенное значение имеет как алгоритм формирования выходного напряжения, так и структура силовых цепей звена постоянного тока и звена инвертирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. José Rodríguez, Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, August 2002, pp.724-738.

Рекомендовано проф., д.т.н. Ковалевым Е.Б.