

УДК 621.311.001.51:621.3.018.783.3

**УНИВЕРСАЛЬНЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ m -ПУЛЬСНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ
СО СМЕШАННОЙ RLC -НАГРУЗКОЙ В ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА**

И.В.Волков, член-корреспондент НАН Украины, **Д.П.Каршенев**,
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина.

Аналитическим методом получена универсальная расчетная формула, связывающая выход и вход произвольного m -пульсного нерегулируемого вентильного преобразователя, представляющая собой расчетную модель схемы замещения преобразователя источниками тока основной и высших гармоник. Библ. 6, табл. 2, рис.4.

Ключевые слова: источники тока, высшие гармоники, нелинейный элемент, вентильный преобразователь.

Введение. Возможность и точность моделирования режимов работы электрической сети во многом определяется моделью электрической нагрузки. Нелинейные нагрузки, в том числе устройства преобразовательной техники, являются источниками высших гармоник в системах электроснабжения, и их моделирование представляет известные трудности. В частности, используемые в настоящее время модели полупроводниковых выпрямителей позволяют численно исследовать электромагнитные процессы, протекающие в их силовых цепях, лишь при конкретно заданной топологии цепи и фиксированном сопротивлении нагрузки [1,3,4]. Чаще всего используются модели шестипульсных выпрямителей (трехфазный мост Ларионова), причем гармонический анализ входных токов, представляющий особый интерес в связи со стандартизацией требований к качеству электроэнергии, приходится производить для целого массива значений мощности нагрузки и емкостей фильтрующего конденсатора. Трудоемкость такого анализа резко возрастает при расчетах 12-пульсных и более сложных выпрямителей (а для нагрузок мегаваттного диапазона мощностей в настоящее время используют даже 36-пульсные выпрямители), особенно при учете индуктивной составляющей выпрямленного тока [4].

Целью настоящей работы является построение универсальной математической модели m -пульсного выпрямителя произвольной топологии, работающего на смешанную RLC -нагрузку и доказательство возможности ее реализации в виде совокупности источников тока основной частоты и рассчитанных токов высших гармоник.

Схематичное изображение исследуемой системы показано на рис.1. В квадрат « m -пульсный вентильный преобразователь» входит произвольное число трансформаторов с произвольным видом соединений обмоток, обеспечивающих нужный сдвиг фаз вторичных напряжений, подаваемых на выпрямительные мосты, которые, в свою очередь, могут быть соединены параллельно и (или) последовательно.

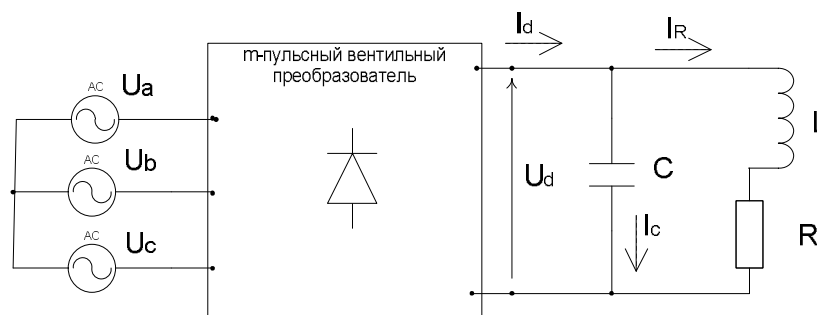


Рис.1

При исследовании приняты следующие допущения: питающая сеть имеет бесконечную мощность; вентили – идеальны; коммутация вентилей – мгновенная; угол управления $\alpha = 0$; система питающих напряжений – синусоидальная и симметричная:

$$u_A(t) = U_{\max} \sin(\omega t); \quad u_B(t) = U_{\max} \sin(\omega t - 2\pi/3); \quad u_C(t) = U_{\max} \sin(\omega t + 2\pi/3).$$

Исследование целесообразно разделить на два этапа: сначала найти напряжение и ток в цепи выпрямленного тока, а затем определить фазные токи в цепи переменного тока.

Функции тока и напряжения в цепи выпрямленного тока. Функция выпрямленного напряжения $u_d(t)$ в интервале повторяемости его формы, который зависит от числа пульсов m , имеет вид

$u_d(t) = \sqrt{3}U_{\max\phi} \cos\omega t = \sqrt{6}U_{\phi} \cos\omega t$, где $U_{\max\phi}$ и U_{ϕ} – соответственно амплитуда и действующее значение фазного напряжения. Разложим эту функцию в ряд Фурье. Поскольку $u_d(t)$ – функция четная,

то синусные составляющие ряда Фурье будут равны нулю и следовательно $u_d(t) = E_d + \sum_{k=1}^{\infty} E_{km} \cos kmv$,

где E_d – постоянная составляющая выпрямленного напряжения; E_{km} – амплитуда k -ой гармоники переменной составляющей этого напряжения; m – количество пульсов в периоде интегрирования $T = 2\pi/m$, $v = \omega t$.

Найдем постоянную и переменную составляющие выпрямленного напряжения для указанной функции.

$$E_d = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} u_d dv = \frac{2m}{2\pi} \sqrt{3}U_{\max\phi} \int_0^{\pi/m} \cos v dv = \frac{m\sqrt{3}U_{\max\phi}}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}. \quad (1)$$

$$E_{km} = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} u_d \cos(kmv) dv = \frac{2m}{\pi} \sqrt{3}U_{\max\phi} \int_0^{\pi/m} \cos v \cos(kmv) dv = \\ = \frac{m\sqrt{3}}{\pi} U_{\max\phi} \left[\frac{\sin \pi k \cos(\pi/m) - \sin(\pi/m) \cos \pi k}{km-1} + \frac{\sin \pi k \cos(\pi/m) + \sin(\pi/m) \cos \pi k}{km+1} \right].$$

Поскольку для любых целых значений $k > 0$ справедливы соотношения $\sin \pi k = 0$, $\cos \pi k = (-1)^k$, то E_{km} равно

$$E_{km} = -\frac{2m\sqrt{3}}{\pi} U_{\max\phi} \frac{(-1)^k}{(km-1)(km+1)} \sin \frac{\pi}{m}. \quad (2)$$

Тогда общая формула выпрямленного напряжения для m -пульсного выпрямителя такова

$$U_d = \frac{m\sqrt{3}U_{\max\phi}}{\pi} \left(1 - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k \cos(kmv)}{(km-1)(km+1)} \right) \sin \frac{\pi}{m}. \quad (3)$$

Если в цепи выпрямленного тока подключена смешанная нагрузка, состоящая из R , L потребителя и емкости фильтрующего конденсатора C согласно схемы (рис. 1), то в соответствии с законом Кирхгофа $i_d(t) = i_R(t) + i_C(t)$, где ток в конденсаторе

$$i_C(t) = C \frac{dU_d(t)}{dt} = 2C \frac{\omega m^2 \sqrt{3}U_{\max\phi}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k k \sin(km\omega t)}{(km-1)(km+1)} \sin \frac{\pi}{m}, \quad (4)$$

а ток $i_R(t)$ определяется решением дифференциального уравнения $i_R(t)R - L di_R(t)/dt = U_d(t)$:

$$i_R(t) = e^{-\int (R/L) dt} \left(\int U_d(t) L^{-1} e^{\int (R/L) dt} dt \right) = \\ = e^{-(R/L)t} \frac{m\sqrt{3}U_{\max\phi}}{L\pi} \left(\int \frac{dt}{e^{-(R/L)t}} - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(km-1)(km+1)} \int e^{(R/L)t} \cos(km\omega t) dt \right) \sin \frac{\pi}{m}.$$

Выполнив операции интегрирования, получаем

$$i_R(t) = \frac{m\sqrt{3}U_{\max\phi}}{\pi} \left(\frac{1}{R} - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(km-1)(km+1)} \frac{(R \cdot \cos(km\omega t) + km\omega L \cdot \sin(km\omega t))}{R^2 + (km\omega L)^2} \right) \sin \frac{\pi}{m}. \quad (5)$$

Суммирование токов (4) и (5) дает выражение для выпрямленного тока

$$i_d(t) = \frac{m\sqrt{3}U_{\max\phi}}{\pi} \left(\frac{1}{R} - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(km-1)(km+1)} \frac{(R \cos(km\omega t) + km\omega L \sin(km\omega t)) - km\omega C \sin(km\omega t)}{R^2 + (km\omega L)^2} \right) \sin \frac{\pi}{m} \quad (6)$$

Другие возможные записи этого выражения, удобные в некоторых случаях использования, таковы

$$i_d(t) = \frac{m\sqrt{3}U_{\max\phi}}{\pi} \left(\frac{1}{R} - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(km-1)(km+1)} \left(\frac{R}{z_{km}^2} \cos(km\omega t) + \left(\frac{x_{Lkm}}{z_{km}^2} - \frac{1}{x_{Ckm}} \right) \sin(km\omega t) \right) \right) \sin \frac{\pi}{m}, \quad (6,a)$$

$$i_d(t) = \frac{m\sqrt{3}U_{\max\phi}}{\pi} \left(\frac{1}{R_n} - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(km-1)(km+1)} z_{\text{э}km} \cos(km\omega t - \varphi_{\text{э}km}) \right) \sin \frac{\pi}{m}, \quad (6,b)$$

где $z_{km} = \sqrt{R^2 + (km\omega L)^2}$ – полное сопротивление потребителя для k -ой гармоники при m импульсах, $x_{Lkm} = km\omega L$, $x_{Ckm} = (km\omega C)^{-1}$ – индуктивное и емкостное сопротивления фильтрующего конденсатора,

$$Z_{\text{э}km} = \left[\left(\frac{R}{R^2 + (km\omega L)^2} \right)^2 + \left(\frac{km\omega L}{R^2 + (km\omega L)^2} - km\omega C \right)^2 \right]^{-1/2}, \quad \varphi_{\text{э}km} = \arctg \frac{km\omega[L - C(R^2 + (km\omega L)^2)]}{R} \text{ – соот-}$$

ветственно модуль и фазный угол эквивалентного сопротивления цепи постоянного тока.

Функции токов в цепи питания. Для описания и последующего исследования входных токов питания m -пульсного тиристорного выпрямителя воспользуемся методом коммутационных функций, впервые примененным при анализе трехфазного мостового выпрямителя в работах [2,5], а затем и в других исследованиях [4,5]. Фазные токи, потребляемые из сети, запишем как произведения найденного выше выпрямленного тока $i_d(t)$ на соответствующие коммутационные функции $h_i(t)$ для каждой из фаз:

$$i_A(t) = h_A(t)i_d(t), \quad i_B(t) = h_B(t)i_d(t), \quad i_C(t) = h_C(t)i_d(t). \quad (7)$$

Вначале рассмотрим шестипульсный выпрямитель («схема Ларионова»), коммутационная функция которого представляет собой «квазимеандр с паузой $2\pi/3$ » [5] и принимает значения [+1; 0; -1]. Разложим ее в ряд Фурье вида:

$$h(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t). \quad (8)$$

Поскольку эта коммутационная функция обладает симметрией, коэффициенты разложения принимают значения: $a_0 = a_k = b_k = 0$, $b_{2k+1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} h(\omega t) \cdot \sin(2k+1)d(\omega t)$, поэтому выражение (8)

для искомой коммутационной функции **каждой k -ой гармоники** принимает вид:

$$h_j(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin((2k+1)[\omega t - (j-1)2\pi/3]), \quad (9)$$

где $j=1$ – для фазы «А», $j=2$ – для фазы «В», $j=3$ – для фазы «С».

Из анализа спектров трехфазной системы токов (9) следует, что в них содержатся гармоники прямой и обратной последовательностей, а при $(2k+1)$, кратных трем, присутствуют гармоники, с нулевой фазой, которые можно трактовать как гармоники нулевой последовательности. При отсутствии нулевого провода нет условий для протекания в обмотках питающего выпрямитель трансформатора тока нулевой последовательности. Значит в этом случае из спектра коммутационных функций нужно вычистить гармоники нулевой последовательности

$$h_{A\Sigma 3}(t) = h_{B\Sigma 3}(t) = h_{C\Sigma 3}(t) = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^{\infty} (h_{A,3k}(t) + h_{B,3k}(t) + h_{C,3k}(t)). \quad (10)$$

После вычитания (10) из (9) получим новую коммутационную функцию, имеющую форму «пьедалстал»,

$$h_j(t) = \frac{3}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{6k \mp 1} \sin[(6k \mp 1)(\omega t - (j-1)\frac{2\pi}{3})]. \quad (11)$$

Эта формула применима при соединении источников сетевого напряжения (обмоток трансформатора) по схеме «звезда», когда фазный ток равен линейному. При соединении же обмоток питающего трансформатора по схеме «треугольник», когда фазный ток меньше линейного в $\sqrt{3}$ раз, коммутационная функция для линейного тока будет иметь вид

$$h_{AB}(t) = h_A(t) - h_B(t) = \frac{3}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{6k \mp 1} \sin((6k \mp 1)(\omega t + \frac{\pi}{6})).$$

Алгоритм вектор-верного формирования коммутационных функций. Для формирования m -пульсного выпрямления обычно используются фазосдвигающие узлы, которые выполняются на базе одного или нескольких трансформаторов с отличающимся соединением обмоток [3]. Наиболее полный обзор вариантов таких соединений приведен в работе [5]. Каждая из N систем выходных напряжений фазосдвигающих узлов («каналов») подключается ко входам одного из числа N трехфазных выпрямительных мостов, выходы которых соединяются или параллельно, или последовательно.

Таким образом, для нахождения результирующего вектора тока в фазе трехфазной системы, питающей m -пульсный выпрямитель, необходимо найти геометрическую сумму векторов токов, протекающих в N каналах, подключенных к указанной фазе трехфазной системы. Для этого, используя выражение (11), прежде всего, необходимо найти результирующую коммутационную функцию в фазе этой трехфазной системы.

Для получения результирующей коммутационной функции m -пульсного выпрямителя ниже предлагается **метод вектор-верного формирования**, суть которого заключается в том, что при известном модельном описании коммутационной функции одного (базового) канала, например, с формой «меандр» (или «пьедестал»), результирующую (суммарную) функцию для N каналов получают, используя т.н. коэффициент геометрического суммирования. Для этого коммутационную функцию каждого последующего за базовым каналов сдвигают по фазе на угол $\delta = \pi/m$, а затем их последовательно суммируют, получая результирующую коммутационную функцию

$$h_j(t) = h_1(t) K_{SN(2k+1)}. \quad (12)$$

Задачу решим, используя векторное представление первых гармоник функций с формой «меандр» (или «пьедестал»). Возьмем три вектора AD , DE , EC (соответствующие параметру $N=3$), последовательно сдвинутые между собой на угол δ (рис. 2). Из середины этих векторов восстановим перпендикуляры OP и OF . Точка их пересечения O даст центр окружности, описанной вокруг этих векторов. Начало вектора AD и конец вектора EC соединим прямой AC , которая представляет собой геометрическую сумму трех исходных векторов AD , DE , EC . Результирующий вектор AC меньше арифметической суммы трех исходных векторов. Количественная оценка этого уменьшения характеризуется отношением

$$K_{S3(1)} = \frac{AC}{AD + DE + EC} = \frac{AC}{3AD}, \quad (13)$$

которое назовем коэффициентом геометрического суммирования (K_S) первых гармоник тока по фазам (в данном конкретном случае индексы при $K_{S3(1)}$ означают: 3 – число каналов, 1 –

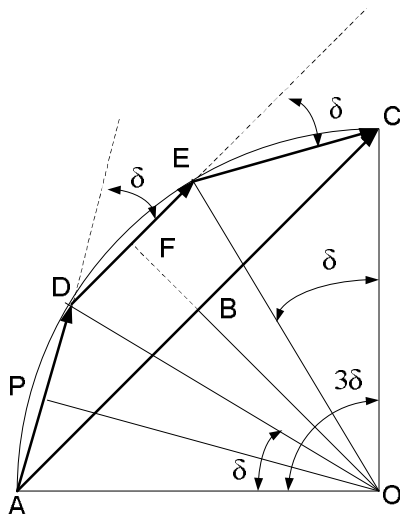


Рис. 2

первая гармоника).

Для заданных трех исходных векторов найдем вектор AC , предварительно найдя стороны AO и AB из треугольников ΔAOP и ΔAOB : $AO = 0,5AD \sin^{-1}(\delta/2)$, $AB = AO \sin(3\delta/2)$, $AC = 2AB$.

Поскольку $AC = 2AB$, то подставив эту величину в (13), получим

$$K_{S3(1)} = \frac{AC}{3AD} = \frac{2AB}{3AD} = \frac{\sin(3\delta/2)}{3 \sin(\delta/2)}. \quad (14)$$

В общем случае для N суммируемых векторов коэффициент геометрического суммирования для $(2k+1)$ -ой гармоники принимает вид

$$K_{SN(2k+1)} = \sin[(2k+1)N\delta/2] \{ N \sin[(2k+1)\delta/2] \}^{-1}. \quad (15)$$

Гармонический анализ. Модельное описание коммутационной функции в виде ряда Фурье может быть получено на основе уравнений (7) путем использования спектра с формой «меандр» (9) совместно с коэффициентом геометрического суммирования (15)

$$h_j(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin[(2k+1)N\delta/2]}{N(2k+1)\sin[(2k+1)\delta/2]} \sin[(2k+1)(\omega t - (j-1)2\pi/3)]. \quad (16)$$

Формула (16) является расчетной для любого количества каналов L и для любого угла δ . Однако если m -пульсная система симметрична, то $m = 2 \cdot 3 \cdot N$, $N = m/6$, $\delta = 2\pi/m = \pi/3N$. Используя эти соотношения, запишем коммутационную функцию (16) через количество пульсов за период

$$h_j(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{6 \sin[(2k+1)\pi/6]}{m(2k+1)\sin[(2k+1)\pi/m]} \sin[(2k+1)(\omega t - (j-1)2\pi/3)]. \quad (17)$$

По формуле (17) на рис.3 построены в качестве иллюстрации графики коммутационных функций токов для 18-пульсного выпрямителя (период питающего напряжения 50 Гц – 0.02сек).

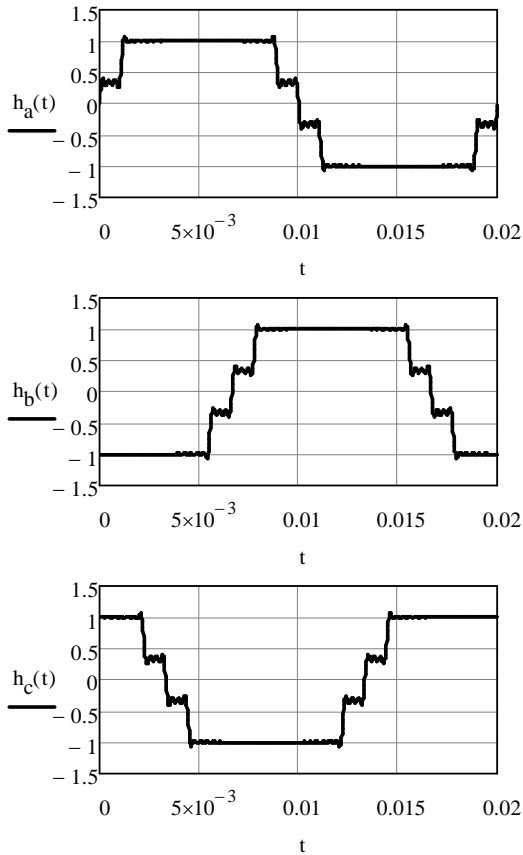


Рис. 3

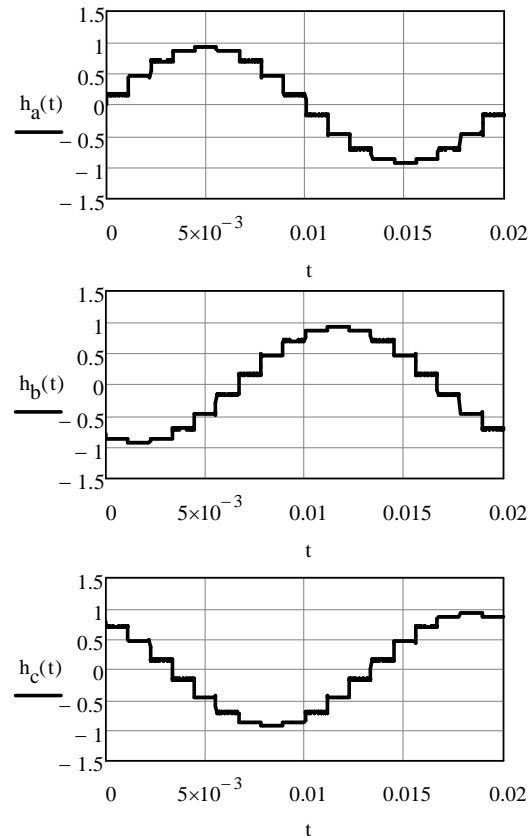


Рис. 4

При отсутствии нулевого провода, когда нет условий для протекания гармоник тока нулевой последовательности, из спектра коммутационных функций (16) нужно эти гармоники вычесть, после чего получаем новую коммутационную функцию, имеющую форму «пьедестал»

$$h_j(t) = \frac{3}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{6 \sin[(mk \mp 1)\pi/6]}{m(mk \mp 1)\sin[(mk \mp 1)\pi/m]} \sin[(mk \mp 1)(\omega t - (j-1)2\pi/3)]. \quad (18)$$

Графики этих функций для 18-пульсного выпрямителя иллюстрирует рис. 4.

С достаточной для инженерных расчетов точностью (порядка 2%) коэффициент геометрического суммирования можно упростить и функцию (18) записать в виде

$$h_j(t) \approx \frac{3}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(mk \mp 1)} \sin[(mk \mp 1)(\omega t - (j-1)2\pi/3)]. \quad (18,a)$$

Аналогично для инженерных расчетов влиянием гармонических составляющих функции выпрямленного тока (6) на спектр входных токов также можно пренебречь. Тогда спектр гармоник коммутационных функций в относительных единицах (17) и спектр гармоник тока в относительных единицах (7) (коэффициенты высших гармоник) будут практически совпадать

$$K_{ij(v)} = I_{j(v)}^* = I_{j(v)} / I_{j(1)} \approx h_{j(v)}^* = h_{j(v)} / h_{j(1)}, \quad (19)$$

$$THD_{ij} = K_{ij} = I_j^* = (I_{j(1)})^{-1} \sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} I_{j(v)}^2} \approx h_{j(v)}^* = (h_{j(1)})^{-1} \sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} h_{j(v)}^2}, \quad (20)$$

где v – номер гармоники; $I_{j(v)}$ – действующее значение тока v -ой гармоники; $K_{ij(v)}$ – коэффициент v -ой гармонической составляющей тока, в о.е.; K_{ij} – коэффициент несинусоидальности кривой тока (Total Harmonic Distortion в западной терминологии), в о.е. В этом случае формулы (16) – (18) упрощаются, и характеризующие спектры коэффициенты принимают вид

– для электрической сети с нейтралью

$$K_{ij(v)} = \frac{2 \sin[(2k+1)\pi/6] \sin(\pi/6)}{(2k+1) \sin[(2k+1)\pi/m]}, \quad THD_{ij} = K_{ij} = 2 \sin(\pi/6) \cdot \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{\sin((2k+1)\pi/6)}{(2k+1) \sin((2k+1)\pi/m)} \right)^2}; \quad (21,22)$$

– для сети без нейтрального провода

$$K_{ij(v)} = \frac{\sin[(mk \mp 1)\pi/6] \sin(\pi/m)}{(m \cdot k \mp 1) \sin[(m \cdot k \mp 1)\pi/m] \sin(\pi/6)} \approx \frac{1}{mk \mp 1}, \quad (23)$$

$$THD_{ij} = K_{ij} = \frac{\sin(\pi/m)}{\sin(\pi/6)} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{\sin((mk \mp 1)\pi/6)}{(mk \mp 1) \sin((mk \mp 1)\pi/m)} \right)^2} \approx \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (mk \mp 1)^{-2}}. \quad (24)$$

Численные значения коэффициентов гармоник (модули) и коэффициентов несинусоидальности по току (THDi), рассчитанные в соответствии с формулами (21) – (24) для сети с нейтралью и без нейтрали приведены соответственно в табл. 1 и 2.

Таблица 1.

Выпрямитель ----- Гармоники		$m=6$	$m=12$	$m=18$	$m=24$	$m=36$
k	$v=2k+1$	$K_{ij(v)}$				
0	1	1	1	1	1	1
1	3	0,333	0,244	0,231	0,227	0,224
2	5	0,200	0,053	0,045	0,042	0,041
3	7	0,142	0,038	0,026	0,023	0,021
4	9	0,111	0,081	0,038	0,031	0,027
5	11	0,090	0,090	0,016	0,011	0,009
6	13	0,076	0,076	0,017	0,010	0,007
7	15	0,066	0,048	0,046	0,018	0,012
8	17	0,058	0,015	0,058	0,009	0,005
9	19	0,052	0,014	0,052	0,011	0,004
10	21	0,047	0,034	0,033	0,032	0,008
11	23	0,043	0,043	0,009	0,043	0,004
12	25	0,040	0,040	0,007	0,040	0,004
13	27	0,037	0,027	0,012	0,025	0,009
14	29	0,034	0,009	0,006	0,007	0,005
15	31	0,032	0,008	0,007	0,005	0,006
16	33	0,030	0,022	0,021	0,008	0,020
17	35	0,028	0,028	0,028	0,003	0,028
18	37	0,027	0,027	0,027	0,003	0,027
19	39	0,025	0,018	0,017	0,007	0,017
20	41	0,024	0,006	0,005	0,004	0,005
21	43	0,023	0,006	0,004	0,004	0,003
22	45	0,022	0,016	0,007	0,015	0,005
23	47	0,021	0,021	0,003	0,021	0,002
24	49	0,020	0,020	0,004	0,020	0,001
K_{ij}		0,472	0,310	0,266	0,249	0,237

Таблица 2.

Выпрямитель ----- Гармоники		$m=6$	$m=12$	$m=18$	$m=24$	$m=36$
k	$v=2k+1$	$K_{ij(v)}$				
0	1	1	1	1	1	1
1	5	0,200	0	0	0	0
1	7	0,144	0	0	0	0
2	11	0,091	0,091	0	0	0
2	13	0,077	0,077	0	0	0
3	17	0,059	0	0,059	0	0
3	19	0,052	0	0,052	0	0
4	23	0,043	0,043	0	0,043	0
4	25	0,040	0,040	0	0,040	0
5	29	0,034	0	0	0	0
5	31	0,032	0	0	0	0
6	35	0,028	0,028	0,028	0	0,028
6	37	0,027	0,027	0,027	0	0,027
7	41	0,024	0	0	0	0
7	43	0,023	0	0	0	0
8	47	0,022	0,021	0	0,021	0
8	49	0,020	0,020	0	0,020	0
K_{ij}		0,300	0,141	0,088	0,066	0,039

Таким образом, аналитическим методом получены универсальные формулы фазного тока в виде гармонического ряда для m -пульсного вентильного преобразователя (выпрямителя). Формулы дают возможность определить токи питания для любого 6...36-пульсного трехфазного неуправляемого вентильного преобразователя (как частный случай) и рассчитать коэффициенты гармонических составляющих и коэффициенты несинусоидальности тока ($THDi$). Определены расчетные модели трехфазного вентильного преобразователя как источника токов высших гармоник. При заданном значении тока (напряжения) RL -нагрузки и емкости конденсатора фильтра C с помощью полученных

значений коэффициентов гармоник можно определить реальные значения генерируемых токов высших гармоник. Этим доказано, что любой трехфазный неуправляемый вентильный преобразователь, являющийся для питающей сети нелинейной нагрузкой, можно эквивалентировать линейной схемой замещения как совокупность источников тока основной и высших гармоник с рассчитанными по полученным формулам амплитудами и фазами токов для любых нагрузочных режимов.

1. Жежеленко И.В., Саенко Ю.Л. Качество электроэнергии на промышленных предприятиях. – М.: Энергоатомиздат, 2005. – 261 с.
2. Мерабишвили П.Ф., Ярошенко Е.М. Нестационарные электромагнитные процессы в системах с вентилями. – Кишинев: Штиинца, 1980. – 208 с.
3. Размадзе Ш.М. преобразовательные схемы и системы. М.: Высшая школа, 1967. – 527 с.
4. Шидловский А.К., Жаркин А.Ф. Высшие гармоники в низковольтных электрических сетях. – К.: Наукова думка, 2005. – 207 с.
5. Derek A. Paice Power electronic converter harmonics. – New York: IEEE Press, 1996.
6. Gyugyi L., Pelly B. Static power frequency changers. – New York: Wiley and Sons, 1976.

УДК 621.311.001.51:621.3.018.783.3

УНІВЕРСАЛЬНІ МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ НЕРЕГУЛЬОВАНИХ m -ПУЛЬСНИХ ВИПРЯМЛЯЧІВ ЗІ ЗМІШАНИМ RLC-НАВАНТАЖЕННЯМ В ЛАНЦЮЗІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

І.В.Волков, член-кореспондент НАН України, **Д.П.Каршенів**,
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна.

Аналітичним методом отримано універсальну розрахункову формулу m -пульсного трифазного нерегульованого вентильного перетворювача що є розрахунковою моделлю схеми заміщення перетворювача джерелами струму основної та вищих гармонік. Бібл. 6, табл. 2, рис. 4.

Ключові слова: джерела струму, вищі гармоніки, нелінійний елемент, вентильний перетворювач.

UNIVERSAL MATHEMATICAL MODELS OF THE m -PULSE RECTIFIERS WITH COMPLEX RLC LOAD IN THE DC CIRCUIT.

I.V.Volkov, D.P.Karsheniv
Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremogy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine.

The analytical method is used for derivation of the universal design formula of the m -pulse three phase rectifier. This formula is proposed as mathematical model of an equivalent circuit with current sources of fundamental frequency and current harmonics. References 6, tables 2, figures 4.

Keywords: current sources, harmonics, nonlinear element, rectifier.

1. Zhezhelenko I.V., Saenko Yu.L. Electrical energy quality in industry enterprises. – Moskva: Energoatomizdat, 2005. – 261 p.
2. Merabishvili P.F., Yaroshenko E.M. Transient electromagnetic processes in diode systems. – Kishinev: Shtiintsa, 1980. – 208 p.
3. Razmadze Sh.M. Converter schemas and systems. – Moskva: Visshaia shkola, 1967. – 527 p.
4. Shidlovsky A.K., Zharkin A.F. Harmonics in low voltage electrical networks – Kyiv: Naukova dumka, 2005. – 207 p.
5. Derek A. Paice Power electronic converter harmonics. – New York: IEEE Press, 1996.
6. Gyugyi L., Pelly B. Static power frequency changers. – New York: Wiley and Sons, 1976.

Надійшла 03.11.2011
Received 03.11.2011