

Математическое описание электроприводов переменного тока с вентильным преобразователем в установившемся режиме¹

ДЕМЕНТЬЕВ Ю.Н.

Приведены расчетные выражения для определения значений основных величин на стороне переменного тока электроприводов с вентильным преобразователем. Полученные аналитические выражения позволяют относительно просто и с достаточной точностью определить временные функции основных величин в установившемся режиме, значения основной и высших гармоник, построить статические характеристики, определить добавочные потери и значения основных исходных величин для выбора силовых элементов вентильного преобразователя.

Ключевые слова: электропривод переменного тока, вентильный преобразователь, математическое описание

Одним из важнейших и перспективных направлений в области автоматизированного электропривода является создание регулируемых электроприводов на базе двигателей переменного тока, имеющих лучшие эксплуатационные показатели и требующих меньших затрат материалов при изготовлении по сравнению с двигателями постоянного тока. Управление электроприводом с вентильными регулировочными устройствами (трехфазные электрические машины с выпрямителями, инверторами тока, напряжения и т.д.) усложняется из-за многократной нелинейности системы и большого числа инерционных звеньев. Однако исследование таких систем важно, так как применение вентилях изменяет их характеристики при работе в статических и динамических режимах.

В статье даны математические выражения, описывающие установившееся состояние электропривода переменного тока с симметрично управляемым вентильным преобразователем и использованием при математическом описании обобщенного вектора (Парк-вектора) [1–3, 5] в соответствии со схемой рис. 1.

На зажимы a, b, c трехфазного мостового вентильного преобразователя в случае синхронной машины (СМ) с симметричным ротором обычно присоединяется обмотка статора, а в асинхронном вентильном каскаде – обмотка ротора асинхронной машины (АМ). Упрощающие допущения:

This article presents algorithms of parameters calculation for AC drives with converters. Obtained analytical expressions allow to define easily and accurately time functions of main variables in the steady state, values of fundamental harmonics and higher order harmonics, plot static characteristics, define additional losses and main input values for accurate selection of electronic converter's components.

Key words: electric drive, alternating current, semiconductor converter, mathematical

в цепи постоянного тока $L_d = \infty, i_d = I_d = \text{const}$; напряжения u_ϕ, u_ϕ, u_ϕ за коммутирующей индуктивностью L_ϕ образуют симметричную трехфазную систему, и полученный обобщенный вектор напряжения

$$\bar{u}_\phi = u_\phi + ju_\phi = \bar{U}_\phi e^{j\omega t} \quad (1)$$

вращается с частотой основной гармоники $\omega = 2\pi f$; момент времени $t = 0$ берется от точки естественной коммутации вентилях PB и PC (см. рис. 2), поэтому вектор напряжения в момент времени $t = 0$ имеет только действительную часть, т.е. $\bar{U}_\phi = U_\phi$

Как известно, поведение вышеупомянутых электроприводов с естественной коммутацией вентильного преобразователя в основном определяется первыми гармониками. В данной статье, в отличие от имеющихся публикаций, где основное внимание уделяется расчетным выражениям для электромагнитных величин на стороне постоянного тока [4], главным образом представлены выражения для расчета этих величин на стороне переменного тока [5–7].

Коммутационная цепь с учетом полного сопротивления. Коммутация в этом случае обуславливается полным сопротивлением, состоящим из коммутирующей индуктивности L_ϕ и последовательно включенного коммутирующего сопротивления R_ϕ . Коммутирующая индуктивность для СМ представляет собой приведенную к статорной обмотке индуктивность при замыкании накоротко обмотки ротора, для АМ – приведенную к роторной обмотке

¹ Работа выполнена в рамках государственного задания «Наука».

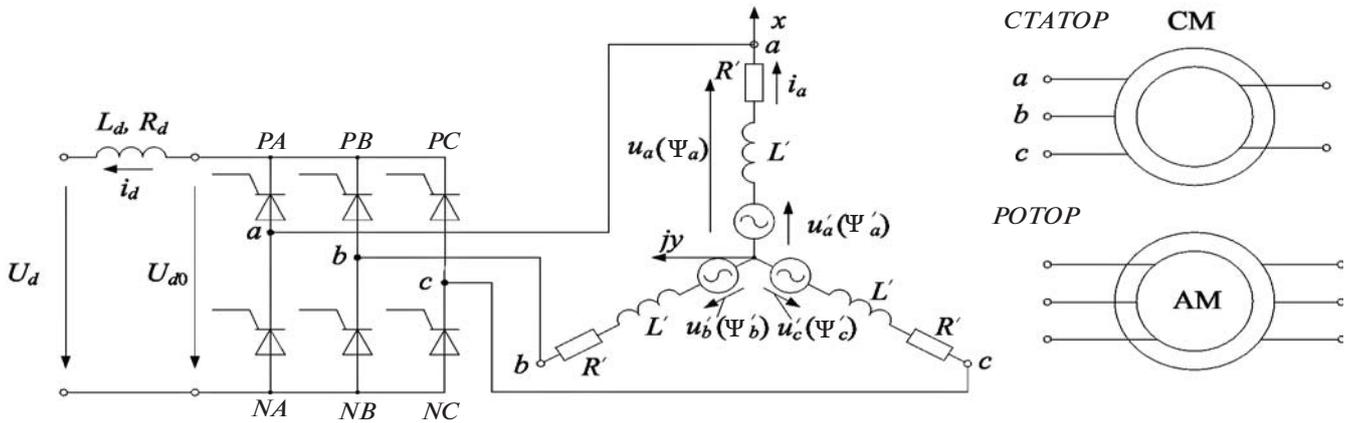


Рис. 1. Схема трехфазного мостового симметрично управляемого вентильного преобразователя, работающего с синхронной (СМ) или асинхронной (АМ) машинами

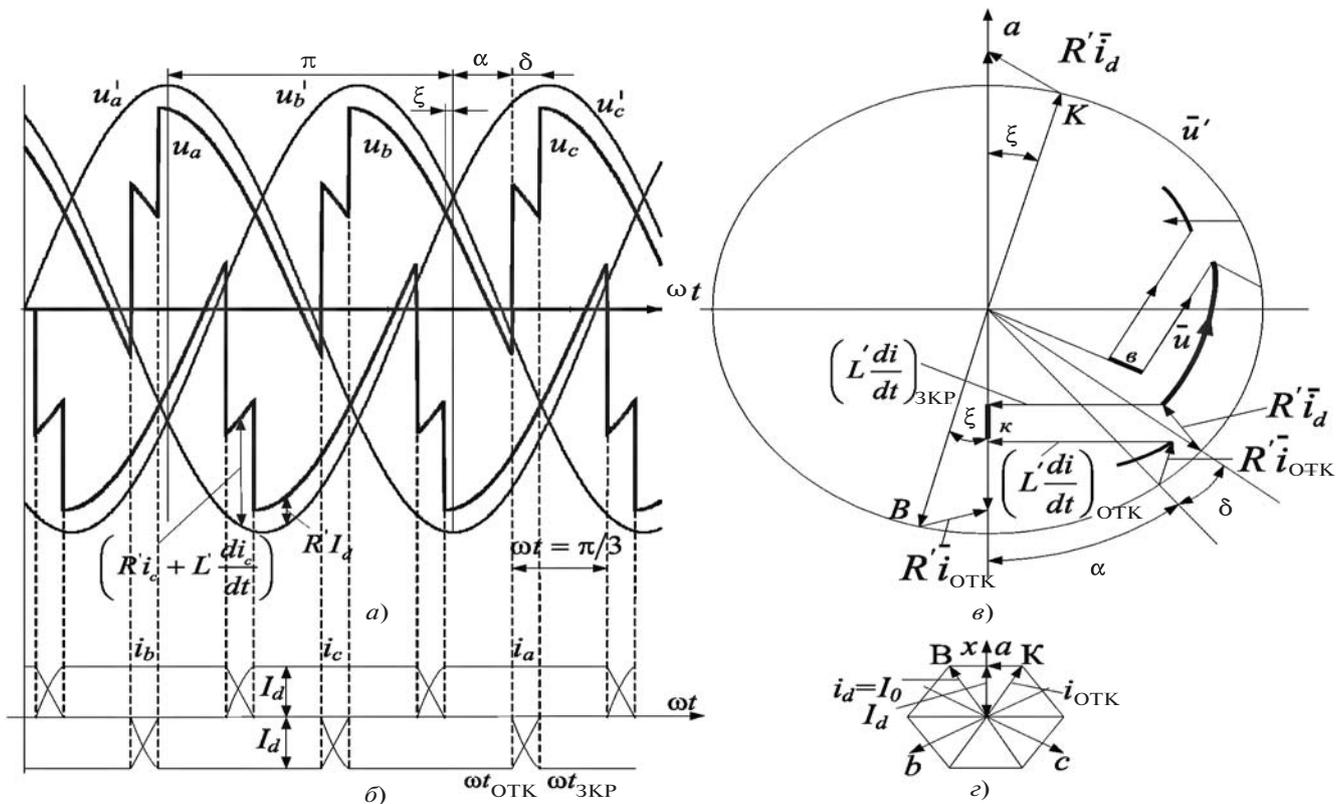


Рис. 2. Диаграммы для вентильного преобразователя, работающего на СМ или АМ: а – фазных напряжений; б – фазных токов; в – обобщенного вектора фазных напряжений; г – обобщенного вектора фазных токов

ке индуктивность при замыкании накоротко обмотки статора. Тогда можно записать уравнение равновесия напряжений:

$$\bar{u} = R\bar{i} + L\frac{d\bar{i}}{dt} + \bar{u}\varphi \quad (2)$$

За положительное направление токов, напряжений и потокосцеплений принято направление (см. рис. 1) от нулевой точки к зажимам *a*, *b*, *c*. На рис. 2 представлены временные диаграммы и обобщенные векторы токов и напряжений (годографы векторов тока и напряжения) при работе вентиль-

ного преобразователя в первом режиме с углом коммутации $d < 60^\circ$.

Рассмотрим режим работы вентильного преобразователя с момента открывания тиристора *NC*. Ввиду симметрии годографов векторов достаточно рассмотреть и получить расчетные выражения только для 1/6 части периода. Режим коммутации (*K*-состояние) происходит в интервале времени

$$t_{отк} = \frac{(p+a)}{w} \xi t \quad t_{зкр} = \frac{(p+a+d)}{w}$$

где из двух составляющих тока (первая $i_x = i_a = I_d = \text{const}$) вторая i_y из-за короткого замыкания обмоток b и c через тиристоры NB и NC будет состоять из периодической составляющей трехфазного тока короткого замыкания и соответствующей составляющей свободного тока:

$$i_y = I_m [(U\phi / Z) e^{j(\omega t - j)}] + C_i e^{-(t - t_f) / T\phi}, \quad (3)$$

где $\bar{Z} = Ze^{j\omega} = R\phi + j\omega L\phi$ – полное коммутирующее сопротивление; $T\phi = L\phi / R\phi = (\text{tg } j) / \omega$ – постоянная времени коммутирующей цепи (переходная постоянная времени); j – фазный угол коммутирующего сопротивления; C_i – начальное значение составляющей постоянного тока.

Учитывая граничные условия

$$i_y(t_{\text{отк}}) = -I_d / \sqrt{3}, \quad i_y(t_{\text{зкр}}) = I_d / \sqrt{3}, \quad (4)$$

можно определить значения C_i и тока в цепи постоянного тока:

$$C_i = -I_d / \sqrt{3} - I_{\text{кз}} \sin j \sin(a - j);$$

$$I_d = \sqrt{3} I_{\text{кз}} \frac{\sin j}{1 + d} [\sin(a + d - j) - d \sin(a - j)], \quad (5)$$

где $I_{\text{кз}} = U\phi / (\omega L\phi)$ – идеальный ток короткого замыкания при $R\phi = 0$; $d = e^{-d / (\omega T\phi)} = e^{-d \text{ctg } j}$ – коэффициент затухания в режиме коммутации.

Подставив C_i в (3), получим

$$i_y = I_{\text{кз}} [-\sin j \sin(\omega t - j) - F e^{-[\omega t - (p+a)\text{ctg } j]}], \quad (6)$$

где $F = -C_i / I_{\text{кз}}$.

У вектора напряжения из-за короткого замыкания обмоток b и c составляющая $u_y = 0$, а

$$u_x = u\phi + R\phi_x = U\phi \cos(\omega t) + R\phi_d, \quad (7)$$

так как при $i_x = I_d$ производная по току $L\phi di / dt = 0$.

Во вне коммутационном интервале (B -состояние) $t_{\text{зкр}} \leq t \leq t_{\text{отк}} + t = (p + a + p/3) / \omega$, где $t = p / (3\omega)$, вектор тока $i = \text{const}$, а его производная $d\bar{i} / dt = 0$, поэтому вектор тока

$$\bar{i} = (2 / \sqrt{3}) I_d e^{j(p/6)} = I_0 e^{j(p/6)} = I_0; \quad (8)$$

$$\bar{u} = \bar{u}\phi + R\phi = U\phi e^{j\omega t} + R\phi_0.$$

По напряжению и току (рис. 1) можно рассчитать потокосцепление:

$$\bar{Y} = \bar{Y}\phi + L\phi = \bar{Y}\phi e^{j\omega t} + L\phi, \quad (9)$$

где $\bar{Y}\phi = U\phi / \omega$.

Ток идеального короткого замыкания можно определить через потокосцепление: $I_{\text{кз}} = \bar{Y}\phi / L\phi$

Среднее значение выпрямленного напряжения преобразователя u_d , учитывая, что вентили PA и NC весь период открыты, равно:

$$u_d = \frac{1}{t} \int_{t_{\text{отк}}}^{t_{\text{отк}} + t} (u_c - u_a) dt. \quad (10)$$

Решая этот определенный интеграл, получаем:

$$U_d = U_{d0} - R_{ds} I_d;$$

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{3}}{2p} \omega Y\phi \cos a + \cos(a + d); \quad (11)$$

$$R_{ds} = [2 - d / (2p/3)] R\phi \quad (12)$$

где R_{ds} – сопротивление промежуточной цепи постоянного тока, равное активному сопротивлению фазы обмотки статора СМ или ротора АМ в режиме коммутации K и вне коммутации B вентильного преобразователя.

Годографы трехфазных векторов напряжения \bar{u} , тока \bar{i} , потокосцепления $\bar{Y}\phi$ в соответствии с симметричным управлением вентилями преобразователя обладают шестисторонней симметрией, поэтому векторы содержат высшие гармоники только порядка $n = 1 + 6K$, где $K = \pm 1, \pm 2, \dots$, т.е. $n = 1, 5, 7, 11, 13, \dots$

Определим основные (первые) гармоники напряжения, тока, потокосцепления. В связи с тем, что самую простейшую временную зависимость имеет напряжение, вначале целесообразно рассчитать его основную гармонику:

$$\bar{U}_1 = \frac{1}{t} \int_{t_{\text{отк}}}^{t_{\text{отк}} + t} \bar{u} e^{-j\omega t} dt = \frac{3}{p(p/3)} \int \bar{u}^* d\omega t, \quad (13)$$

где \bar{u}^* – вектор напряжения в системе координат, вращающейся с синхронной скоростью ω .

После интегрирования и упрощений получим

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_{10} - \frac{2\sqrt{3}}{p} R\phi_d \cos \frac{\omega d}{2\phi} e^{-j(a+d/2)}, \quad (14)$$

$$\text{где } \bar{U}_{10} = \frac{3}{2p} U \frac{e^{2p}}{e^3} - d + (\sin d) e^{-j(2a+d)} \frac{\dot{U}}{\dot{U}}$$

Из (14) с учетом (2) можно рассчитать основную гармонику тока:

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{U}_1 - U\phi}{R\phi + j\omega L\phi} = I_{\text{кз}} \frac{\bar{U}_1}{U\phi} - \frac{\dot{\phi} \text{ctg } j - j}{\dot{\phi} \text{ctg}^2 j + 1};$$

$$\bar{I}_1 = j I_{\text{кз}} \frac{e}{e} d - (\sin d) + \frac{4}{\sqrt{3}} (\text{ctg } j) \frac{I_d}{I_{\text{кз}}} \frac{\cos \frac{\omega d}{2\phi}}{e} e^{-j(a+d/2)} \frac{\dot{U}}{\dot{U}} \quad (15)$$

$$\bar{A} = [3 / (4p)] (1 - e^{-j2j}).$$

Подставив в (15) вместо тока I_d его значение из (5), получим:

$$\bar{I}_1 = I_{K3} [\bar{C}(j, d) + \bar{R}(j, d)e^{-j2a}], \quad (16)$$

где $\bar{C} = \bar{A}\{jd + B[e^{-j(d/2-j)} - de^{-j(d/2-j)}]\}$ – центр окружности; $\bar{R} = \bar{A}\{-j(\sin d)e^{-jd} + B[e^{-j(3d/2-j)} + de^{-j(d/2-j)}]\}$ – радиус окружности; $B = 2 \cos j \cos(d/2)/(1+d)$.

Как можно видеть из (16), вектор тока \bar{I}_1 в функции угла d при $I_{K3} = \text{const}$ ($Y \neq \text{const}$) и ($j = \text{const}$) представляет окружность с центром \bar{C} и радиусом \bar{R} . С учетом вышеназванных условий согласно (14) годограф вектора напряжения также будет окружностью.

На рис. 3 для $\text{ctg} j = 1$ приведены в относительных единицах кривые вектора $\bar{I}_1 \neq \bar{I}_1 / I_{K3}$ при $d = \text{const}$ и $a = \text{const}$. Здесь току основной гармоники I_H соответствует окружность радиусом $I \neq I_H L \neq Y \neq$. При этом следует заметить, что в относительных единицах при потокоцеплении $Y \neq 1$ ток I_1 равен индуктивности $L \neq$ для АМ и СМ пере-

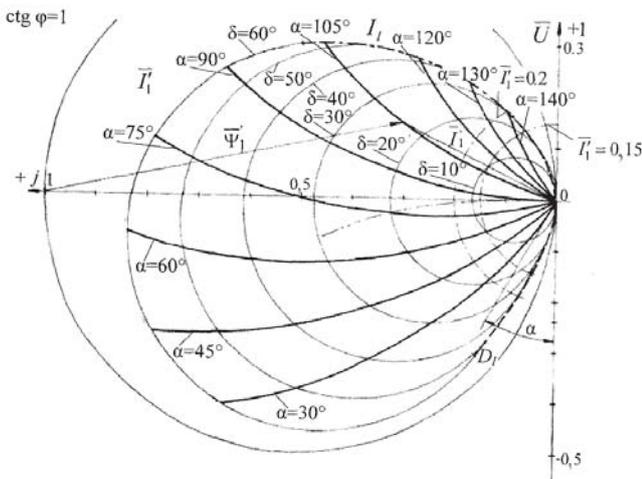


Рис. 3. Диаграммы изменения обобщенного вектора первой гармоники тока при различных значениях углов коммутации d и управления a

ходная индуктивность $L \neq$ равна 0,15, 0,2.

Штрихпунктирная линия на рис. 3 показывает центры окружностей обобщенного вектора тока при различных $d = \text{const}$. Как видно из рис. 3, вектор напряжения $\bar{U} \neq$ имеет только действительную часть, а вектор $\bar{Y} \neq$ располагается в направлении мнимой отрицательной оси комплексной координатной плоскости.

На основе (9) выражение для вектора основной гармоники потокоцепления можно представить в виде

$$\bar{Y}_1 = \bar{Y} \neq + L \bar{a}_1; \bar{Y} \neq = \bar{Y}_1 / Y \neq = -j + \bar{I} \neq \quad (17)$$

Годограф вектора $\bar{I} \neq$ при $d = 0$ по отношению к вектору напряжения $\bar{U} \neq$ движется по касательной под углом ρ – а к началу координат. При возрастании угла коммутации конечная точка вектора $\bar{I} \neq$ отклоняется от касательной, так как фазовый угол вектора $\bar{I} \neq$ относительно вектора $\bar{U} \neq$ изменяется по зависимости ρ – ($a + cd$), где c – функция a и d ($0 < c < 1$).

Зная функциональную зависимость тока от времени, можно определить квадрат его эффективного значения:

$$I_{\text{эфф}}^2 = \frac{1}{t} \int_{t_{\text{отк}}}^{t_{\text{отк}}+t} |\dot{i}|^2 dt = \frac{1}{t} \int_{t_{\text{отк}}}^{t_{\text{отк}}+t} (\dot{i}_x^2 + \dot{i}_y^2) dt. \quad (18)$$

Вычисляя интегральное выражение (18) для режимов K и B , получаем:

$$I_{\text{эфф}}^2 = I_{\text{эфф}}^2 \frac{\partial^4}{\partial \delta^3} - \frac{d \ddot{\delta}}{\rho \delta} + I_{K3}^2 (J + D + E), \quad (19)$$

где $J = (\sin^2(j/2))\{d - (\sin d) \cos[2(a-j) + d]\}$;

$$D = 2F \sin^2 j [d \sin(a+d) - \sin j];$$

$$E = F^2 (1 - d^2) / (2 \text{ctg} j).$$

По квадрату эффективного значения тока можно рассчитать полные потери, выделяющиеся на активном сопротивлении $R \neq$

$$P_n = \frac{3}{2} I_{\text{эфф}}^2 R \neq \quad (20)$$

а также потери от высших гармоник тока:

$$DP_n = P_n - P_{n1} = 1,5(I_{\text{эфф}}^2 - I_1^2)R \neq + 1,5DI_{\text{эфф}}^2 R \neq$$

где P_{n1} – потери от основной гармоники тока, выделяющиеся на активном сопротивлении $R \neq$ $DI_{\text{эфф}}^2$ – эффективное значение тока от высших гармоник и $I_{\text{эфф}}^2 = \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2$.

Определение границ открывания и закрывания вентиляей. Вентиль NC переводится в открытое состояние в момент времени $t_{\text{отк}}$ и начинает проводить ток при наличии положительного напряжения на аноде. На вентиле NC напряжение становится положительным, начиная со времени, соответствующего точке B (см. рис. 2), где $(di/dt)_{\text{отк}} = 0$, $U_T = 0$. Этой точке соответствует отрицательный угол открывания α , равный углу опережения χ , который определяется из формулы:

$$\sin \chi = (1/\sqrt{3})R \neq d / U \neq = (1/\sqrt{3})(\text{ctg} j) I_d / I_{K3}; \quad (21)$$

$$a + \chi = 0. \quad (22)$$

Следует заметить, что обычно на границе открывания работает диодный мост.

Коммутация тиристора *NB* должна закончиться к моменту времени, при котором

$$a + d + \alpha = 180^\circ, \tag{23}$$

в противном случае в граничной точке *K* (см. рис. 2) $di/dt = 0$, и ток через тиристор *NB* уже не сможет уменьшиться до нуля, что приведет к короткому замыканию в вентильном преобразователе.

Если в (21) подставить соотношение $I_d / I_{кз}$ из (5), то на границе открывания и закрывания зависимость по углу α – тригонометрическая, а по углу d – трансцендентная. По этим зависимостям можно получить выражения для минимального и максимального граничных углов открывания:

$$\begin{aligned} \text{tga}_{\min} &= \frac{-\sin d + \text{tg}((\cos d) - d)}{\cos d + \text{tg} \sin d - d + G}, \\ \text{tga}_{\max} &= \frac{-\sin d + \text{tg}((\cos d) - d) + G \sin d}{\cos d + \text{tg} \sin d - d + G \cos d}, \end{aligned}$$

где $G = (1 + d)(1 + \text{tg}^2 j)$.

На рис. 3 на плоскости показаны штриховой утолщенной линией границы открывания D_I и закрывания I_I вентиля преобразователя.

Определение нагрузочной способности вентиля преобразователя по напряжению. Для удобства определения нагрузочной способности вентиля преобразователя преобразуем схему рис. 1 к схеме, представленной на рис. 4.

Из мгновенных значений напряжений вентиля, присоединенных к положительной *P* и отрицательной *N* шинам вентильного преобразователя, составим векторы напряжений \bar{u}_{1P} и \bar{u}_{1N} . В этом случае необходимо учесть нулевые составляющие u_{0P} и u_{0N} и выбрать их такими, чтобы напряжение на проводящих вентилях было равно нулю. При симметричном управлении Парк-векторы не содержат нулевых составляющих, поэтому обобщенный

вектор напряжения на вентиле должен быть равен обобщенному вектору напряжения на зажимах:

$$\bar{u} = \bar{u}_{1P} = \bar{u}_{1N}. \tag{25}$$

Так как тиристоры *PA* и *NC* для рассматриваемого в статье интервала времени весь период открыты, то для мгновенных значений напряжений вентиля, присоединенных к положительной *P* и отрицательной *N* шинам вентильного преобразователя, можно записать:

$$\begin{aligned} u_{PA} &= u_a + u_{0P} = 0; \\ u_{PB} &= u_b + u_{0P} = u_b - u_a = -u_{ab}; \\ u_{PC} &= u_c + u_{0P} = u_c - u_a = u_{ca}; \\ u_{NC} &= 0; \quad u_{NA} = -u_{ca}; \quad u_{NB} = -u_{bc}. \end{aligned} \tag{26}$$

Мгновенные значения линейных напряжений (26) можно получить проектированием вектора напряжения ($\sqrt{3}\bar{u}$) на соответствующие оси.

Максимальная нагрузка вентиля по напряжению приходится на внекоммутационное *B*-состояние, когда проводят ток два вентиля. В этом случае, используя зависимости (26) и вектора напряжения на зажимах (8), можно определить напряжение вентиля в точке, условно обозначенной P_u (рис. 5).

Начальная точка вне коммутационного *B*-состояния, которая определяется углом $60^\circ - d$, находится на годографе вектора напряжения $\bar{u}\psi$ с координатным углом $\rho + \alpha + d$. Максимальное напряжение возникает на тиристоре *PB*, если точка P_i попадает еще и в *B*-состояние (это возможно при $\alpha \geq 90^\circ$ в инверторном режиме для $\alpha + d \leq 150^\circ$). Из рис. 5 можно определить абсолютное значение этого максимального напряжения:

$$U_{i \max} = \sqrt{3}U_\phi + R\phi_d = (\sqrt{3} + (\text{ctg} j) I_d / I_{кз}) \omega Y \phi \tag{27}$$

Определение нагрузочной способности вентиля преобразователя по току. Если проводящий вентиль заменить источником напряжения U_t , равным

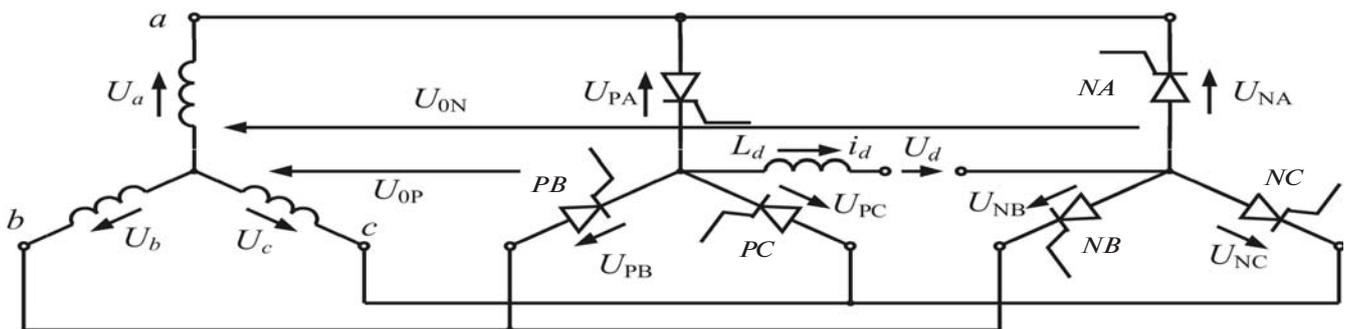


Рис. 4. Схема вентильного преобразователя, работающего с СМ или АМ, для определения нагрузочной способности вентиля по напряжению

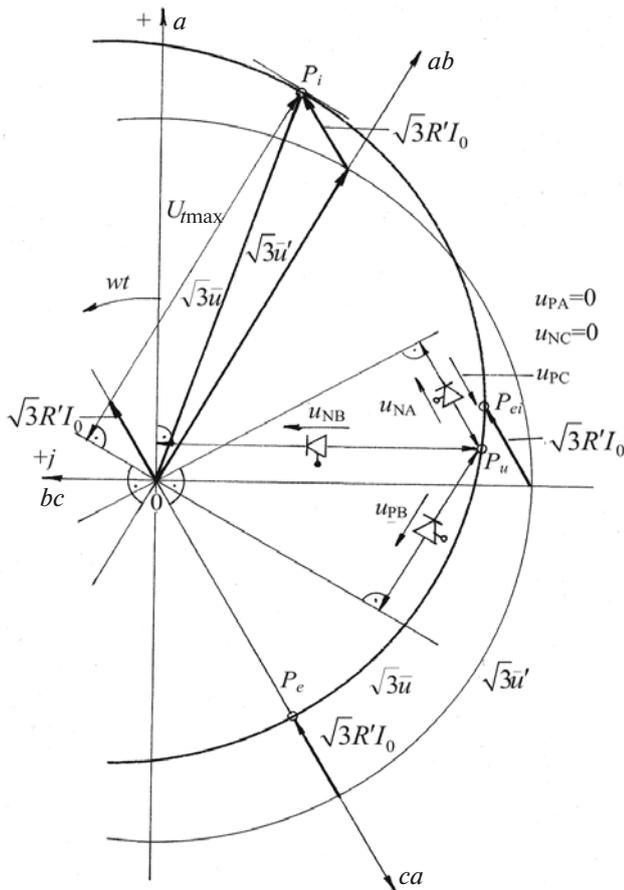


Рис. 5. Диаграмма, поясняющая определение максимального напряжения на вентилях преобразователя

1–2 В, и сопротивлением R_t , то в периодическом режиме среднее значение потерь, обусловленных падением напряжения при протекании прямого тока,

$$P_t = U_t I_{tk} + R_t I_{тэфф}^2 = U_t I_{tk} + R_t I_{tk}^2 k_t^2, \quad (28)$$

где I_{tk} и $I_{тэфф}$ – среднее и эффективное значения тока вентиля; k_t – коэффициент, характеризующий форму тока,

$$k_t = I_{тэфф} / I_{tk}. \quad (29)$$

В номинальном режиме

$$I_{tk} = I_{тн}; \quad I_{тэфф} = (\rho / 2) I_{тн}; \quad k_t = k_{тн} = \rho / 2;$$

$$P_t = P_{тн},$$

где $I_{тн}$ – среднее значение полусинусоиды тока.

В трехфазной мостовой схеме

$$I_{tk} = I_d / 3; \quad I_{тэфф} = I_{фэфф} / \sqrt{2}; \quad (30)$$

$$k_t = (3/2)(I_{фэфф} / I_d),$$

где $I_{фэфф}$ – эффективное значение тока фазы, которое получается делением эффективного значения тока $I_{эфф}$ на $\sqrt{2}$.

Вентиль правильно выбран по току, если $P_{t\max} \leq P_{тн}$. Так как $k_t \gg k_{тн}$, то предварительно выбирать вентили можно по максимальному среднему значению тока. Все вышесказанное действительно для режима с частотой, близкой к 50 Гц. Следует заметить, что при малых частотах из-за большого времени периода нельзя вести расчет токов вентиля по средним значениям потерь, а на больших частотах при выборе вентиля по току необходимо учесть коммутационные потери.

Определение режима работы вентильного преобразователя. В инверторном режиме работы вентильного преобразователя происходит передача средней мощности со стороны постоянного тока в сторону переменного тока, а в выпрямительном режиме наоборот:

$$P_{d0} = - U_d I_d = - U_{d0} I_d + I_d^2 R_{ds}. \quad (31)$$

Так как выпрямленный ток I_d всегда одного направления, то полярность напряжения U_d определяет рабочий режим вентильного преобразователя. Из (11) следует, что при изменении угла открывания в интервале $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ напряжение $U_d < 0$, и поэтому в этом случае возможен только инверторный режим. На границе инверторного и выпрямительного режимов напряжение U_d должно быть равно нулю, так как только так можно обеспечить равенство нулю среднего значения мощности преобразователя. Полная полученная или отдаваемая мощность отличается от средней мощности P_{d0} потерями в цепи постоянного тока P_{rd} :

$$P_d = - U_d I_d = P_{d0} + P_{rd}. \quad (32)$$

Выводы: 1. Математическое описание установившегося режима электропривода переменного тока с симметрично управляемым вентильным преобразователем и использованием обобщенного вектора (Парк-вектора) позволяет получить компактную запись уравнений и построить высокоэффективные системы управления электроприводами переменного тока, базирующиеся на векторных понятиях.

2. Учет режимов коммутации вентильного преобразователя (короткое замыкание фаз обмотки ротора) и внекоммутационного состояния (обрыв одной из фаз) позволяет при расчетах среднего значения выпрямленного напряжения учитывать активное сопротивление промежуточной цепи постоянного тока вентильного преобразователя введением активного сопротивления фазы статора или

ротора соответственно синхронной или асинхронной машин.

3. Полученные аналитические выражения позволяют относительно просто и с достаточной точностью провести анализ временных функций, первых и высших гармоник электромагнитных величин в установившемся режиме, облегчить переход к разным системам координат, определить добавочные потери и максимальные значения величин для правильного выбора силовых элементов вентильного преобразователя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. — М.: Госэнергоиздат, 1963.
2. Csorgits F. Die Kennlinien der untersynchroner Stromrichteraskade. — Period. Politechn. El. Eng, 1970, № 14.
3. Schmidt I. Szinkronmotor frekvenciavaltos uzeme edyszeru aramiranyitokkal. — Elektrotechnika, 1974, № 10–11.
4. Онищенко Г.Б., Локтева И.Л. Вентильные каскады и двигатели двойного питания. — М.: Энергия, 1979.
5. Dementyev Yu.N. Felvezetos szinkron feletti aszinkron motoros kaszkad hajtas statikus es dinamikus vizsgalata: Kandidatusi ertekezes, Budapest, 1984.
6. Дементьев Ю.Н., Расстригин А.А. Зависимое управление роторным преобразователем в надсинхронном вентильном каскаде. — Изв. Томского политехнического университета, 2005, т. 308, № 7.
7. Дементьев Ю.Н. Математическое описание статики и динамики электропривода переменного тока с вентильными преобразователями. — Электричество, 2009, № 12.

Автор: Дементьев Юрий Николаевич окончил факультет автоматизации и электромеханики ТПИ в 1975 г. В 1984 г. защитил диссертацию «Исследование надсинхронного каскадного электропривода в статическом и динамическом режимах» в Техническом университете г. Будапешт (Венгрия) и получил степень Ph.D. В 1985 г. получил степень кандидата технических наук. Доцент, заведующий кафедрой электропривода и электрооборудования ТПУ.