

АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ДЛЯ ДАТЧИКОВ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ

GAIN-PHASE MEASUREMENT MOVEMENT TRANSDUCERS FOR USING WITH MOTION PARAMETERS SENSOR

Чигвинцев С.В., Чигвинцев И.С.

ФГБОУ ВПО Уфимский
государственный нефтяной
технический университет

S.V.Chigvintsev, I.S.Chigvintsev
FSBEI Ufa state petroleum technical
university

В статье представлена математическая модель амплитудно-фазовых измерительных преобразователей перемещения, реализующих способ преобразования перемещения в фазу с амплитудно-фазовой модуляцией напряжения в функции перемещения. Данная математическая модель позволяет исследовать условия реализуемости и линейности преобразования амплитудно-фазовых измерительных преобразователей перемещения в качестве датчиков параметров движения.

The paper presents a mathematical model of the amplitude and phase displacement transducers that implement a way to convert move in phase with the amplitude and phase modulation of the voltage as a function of displacement. This mathematical model allows us to study the feasibility and terms of linear transformations of the amplitude-phase displacement transducers as sensors of motion parameters.

Ключевые слова: системы управления, амплитудно-фазовая модуляция, синхронный электродвигатель, датчики параметров движения ротора, синхронный электродвигатель, вентильный электропривод.

Keywords: control Systems, amplitude and phase modulation, sensor motion parameters of the rotor, synchronous motor, valve electric drive.

Для систем управления (СУ) частотно-регулируемыми электроприводами технологических установок необходимы датчики параметров движения ротора (ДПДР) электродвигателя, а именно – датчики угла положения ротора и частоты его вращения. Наиболее актуально использование ДПДР в векторных системах управления приводами на основе синхронных электродвигателей (СД), поскольку позволит осуществить их работу в режимах вентильных электродвигателей (ВД). Угол между векторами вращающегося магнитного поля статора и ротора у СД составляет около 30° , тогда как у ВД – 90° . При этом у СД номинальный момент примерно в два раза меньше максимального, а у ВД – близок к максимальному. Векторное управление СД позволяет увеличить номинальный момент почти до максимального, поскольку необходим некоторый запас по углу качания ротора.

К наиболее эффективным ДПДР относятся амплитудно-фазовые измерительные преобразователи перемещения (АФИПП) [1], реализующие способ преобразования перемещения в фазу с амплитудно-фазовой модуляцией напряжения [2]. Фазовый выходной сигнал этих преобразователей пропорционален перемещению, а частотный – частоте вращения, что позволяет использовать только один датчик для измерения угла положения ротора и частоты его вращения.

Важнейшим этапом в исследовании АФИПП является разработка принципа построения подкласса этих преобразователей, составными частями которой являются определение условий линейности преобразования и реализуемости амплитудно-фазового способа перемещения в фазу, а также выявление наиболее эффективного типа АФИПП. Вне зависимости от физической природы изменяемых в функции перемещения параметров АФИПП, все они могут быть представлены одной схемой замещения с модулятором в виде делителя напряжения. Исследованию делителей напряжения, как составной части мостовых цепей, посвящены работы К. Б. Карандеева, В. Ю. Кнеллера, А. А. Кольцова, Г. А. Штамбергера. Однако в этих работах делители напряжения и, образуемые ими мостовые цепи, анализировались с точки зрения уравнивающего метода измерения составляющих комплексного сопротивления, построения фазовращателей и компенсаторов переменного тока и напряжения. Эти исследования не охватывают ряда особенностей, присущих делителям напряжения, используемым в качестве модулятора АФИПП. К таким особенностям относятся следующие неисследованные свойства делителей напряжения, которые связаны, во-первых, с одновременным изменением двух параметров делителя напряжения для получения выходного модулированного напряжения, годограф которого имеет вид окружности, находящейся в области модулированного напряжения, во-вторых, с определением напряжений смещения и выходного по ограничениям на изменяемые параметры, и, в третьих, с выбором оптимального варианта изменяемых параметров для наиболее эффективного осуществления амплитудно-фазового СППФ.

Общеизвестно, что годографами выходных напряжений делителей при изменении одного из его элементов будут дуги окружностей.

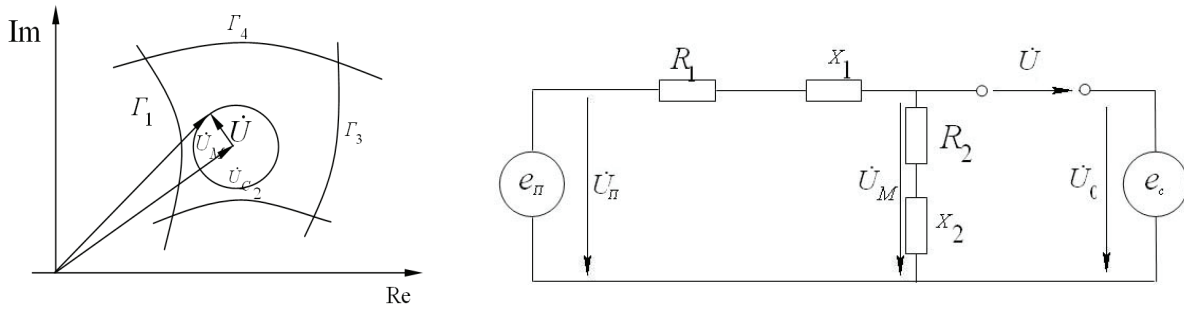


Рисунок 1. Векторная диаграмма и схема замещения АФИПП

Поэтому целесообразно для исследования АФИШ применить, хорошо зарекомендовавший, себя при анализе мостовых схем, метод круговых диаграмм. В первом приближении можно считать элементы схем замещения АФИПП линейными, что справедливо для большинства преобразователей, а входное сопротивление сумматора бесконечно большим.

В условия линейности входят, во-первых, законы изменения амплитуды и фазы модулированного напряжения для получения выходного сигнала с неизменной амплитудой и фазой, пропорциональной перемещению, во-вторых, зависимости, по которым следует изменять переменные параметры делителя в функции перемещения для реализации требуемых законов изменения амплитуды и фазы модулированного напряжения.

В простейшем случае линейное преобразование с неизменной амплитудой выходного сигнала будет, если годограф модулированного напряжения представляет собой окружность, смещённую относительно начала координат (рисунок 1). При этом, если фаза φ пропорциональна перемещению x

$$\varphi = x \quad (1)$$

то

$$\dot{U} = U e^{j\varphi} = U \cos x + jU \sin x. \quad (2)$$

Из векторной диаграммы и схемы замещения (рисунок 1) следует, что

$$\dot{U}_{МП} = \dot{U} (R_2 + jX_2) / (R_1 + jX_1 + R_2 + jX_2); \quad (3)$$

$$U e^{j\varphi} = \dot{U}_M - U_C = \dot{U}_M - (U_C \cos \alpha_C + jU_C \sin \alpha_C), \quad (4)$$

где U_{π} – напряжение питания;

R_1, R_2 и X_1, X_2 – активные и реактивные сопротивления делителя напряжения модулятора;

U_C, U и α_C, φ – амплитуды и фазы напряжений смещения и выходного.

Подставив (3) в (4), после несложных преобразований

получим функцию преобразования

$$\varphi = \arctg \frac{U_i \frac{R_1 X_2 - R_2 X_1}{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2} - U_C \sin \alpha_C}{U_i \frac{(R_1 + R_2) R_2 + (X_1 + X_2) X_2}{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2} - U_C \cos \alpha_C}. \quad (5)$$

Преобразование (4) с учетом (2), дает формулу

$$\dot{U}_M = (U_C \cos \alpha_C + U \cos x) + j(U_C \sin \alpha_C + U \sin x), \quad (6)$$

из которой следуют законы модуляции амплитуды и фазы выходного напряжения модулятора

$$U_M = U [m^2 + 1 + 2m \cdot \cos(x - \alpha_C)]^{1/2}; \quad (7)$$

$$\varphi_M = \text{Arctg}[(m \cdot \sin \alpha_C + \sin x) / (m \cdot \cos \alpha_C + \cos x)], \quad (8)$$

где $m = U_C / U$.

При $m = 5$ отклонение законов модуляции от синусоидальных составляет около 10 %.

Приравняв (3) и (6), получим формулу

$$U_{\Pi} \frac{R_2 + jX_2}{R_1 + R_2 + j(X_1 + X_2)} = (U_C \cos \alpha_C + U \cos x) + j(U_C \sin \alpha_C + U \sin x), \quad (9)$$

которая после введения обозначений $\dot{U}_{MO} = \dot{U}_{МП} / \dot{U}$; $K = U_{\Pi} / U$; $A = K(m \cdot \cos \alpha_C + \cos x)$;

$$B = K(m \cdot \sin \alpha_C + \sin x); \quad U_{MO}^2 = A^2 + B^2, \quad (10)$$

преобразуется к виду

$$R_2 + jX_2 = [A(R_1 + R_2) - B(X_1 + X_2)] + j[B(R_1 + R_2) + A(X_1 + X_2)]. \quad (11)$$

После разделения (11) на вещественную и мнимую части посредством несложных преобразований получим систему уравнений

$$\begin{cases} -AR_1 + (1-A)R_2 + BX_1 + BX_2 = 0; \\ BR_1 + BR_2 + AX_1 + (A-1)X_2 = 0. \end{cases} \quad (12)$$

Решив (12) относительно R_1 и R_2 получим зависимости, по которым следует изменять переменные параметры, делителей напряжения резистивных (фото-резисторных, магниторезисторных, потенциометрических) преобразователей.

$$\begin{cases} R_1 = [(U_{MO}^2 - A)X_1 + (U_{MO}^2 - 2A + 1)X_2] / B; \\ R_2 = [-U_{MO}^2 X_1 - (U_{MO}^2 - A)X_2] / B. \end{cases} \quad (13)$$

У индуктивных, емкостных и индуктивно-емкостных АФИПП изменяемыми в функции перемещения параметрами будут X_1 и X_2 . В результате решения (12) относительно этих параметров получим

$$\begin{cases} X_1 = [(A - U_{MO}^2)R_1 - (U_{MO}^2 - 2A + 1)R_2] / B; \\ X_2 = [U_{MO}^2 R_1 + (U_{MO}^2 - A)R_2] / B. \end{cases} \quad (14)$$

$$\dot{U}_i = \frac{U_i \frac{R_2 + jX_2}{R_2 + j(X_1 + X_2)}}{1 + \frac{R_1^*}{\sqrt{R_2^2 + (X_1 + X_2)^2}} e^{-j \arctg \frac{X_1 + X_2}{R_2}}};$$

$$\dot{U}_i = U_i \frac{1 - \frac{R_1 + jX_1}{R_1 + j(X_1 + X_2)}}{1 + \frac{R_2^*}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2)^2}} e^{-j \arctg \frac{X_1 + X_2}{R_1}}}; \quad (23, 24)$$

$$\dot{U}_i = \frac{U_i \frac{R_2 + jX_2}{R_1 + R_2 + jX_2}}{1 + \frac{X_1^*}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 + X_2^2}} e^{j \left(\frac{\pi}{2} - \arctg \frac{X_2}{R_1 + R_2} \right)}};$$

$$\dot{U}_i = U_i \frac{1 - \frac{R_1 + jX_1}{R_1 + R_2 + jX_1}}{1 + \frac{X_2^*}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 + X_1^2}} e^{j \left(\frac{\pi}{2} - \arctg \frac{X_1}{R_1 + R_2} \right)}}. \quad (25, 26)$$

Подставив в (20) выражения для хорд и аргументов переменных параметров из уравнений (23)...(26), после преобразований получим зависимости, связывающие положение центров дуг годографов с параметрами делителя напряжения:

$$\dot{\theta}_{1,3} = \frac{U_i (X_2 - jR_2)}{2(X_1 + X_2)} = \frac{U_i}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}}{X_1 + X_2} e^{j \arctg \frac{R_2}{X_2}} \right) = \frac{U}{2(X_1 + X_2)} e^{-j \arctg \frac{R_2}{X_2}}; \quad (27)$$

$$\dot{\theta}_{2,4} = \frac{U_i (X_1 + 2X_2 + jR_1)}{2(X_1 + X_2)} = \frac{U_i}{2} \left(2 + \frac{\sqrt{R_1^2 + X_1^2}}{X_1 + X_2} e^{-j \arctg \frac{R_1}{X_1}} \right) = \frac{U_i}{2} \left(1 + \frac{\sqrt{R_1^2 + X_1^2}}{X_1 + X_2} e^{j \arctg \frac{R_1}{X_1}} \right); \quad (28)$$

$$\dot{\theta}_{5,7} = \frac{U_i (R_2 + jX_2)}{2(R_1 + R_2)} = \frac{U_i}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{R_1^2 + X_2^2}}{R_1 + R_2} e^{-j \arctg \frac{X_2}{R_1}} \right) = \frac{U}{2(R_1 + R_2)} e^{j \arctg \frac{X_2}{R_2}}; \quad (29)$$

$$\dot{\theta}_{6,8} = \frac{U_i (R_1 + 2R_2 - jX_1)}{2(R_1 + R_2)} = \frac{U_i}{2} \left(2 - \frac{\sqrt{R_1^2 + X_1^2}}{R_1 + R_2} e^{j \arctg \frac{X_1}{R_1}} \right) = \frac{U_i}{2} \left(1 + \frac{\sqrt{R_2^2 + X_1^2}}{R_1 + R_2} e^{-j \arctg \frac{X_1}{R_2}} \right). \quad (30)$$

Анализ (27)...(30) показывает, что они являются уравнениями прямых при изменении одного из входящих в них параметров.

Центры годографов будут с индексами 1, 4, 5, 8, если в формулах для их нахождения второй изменяемый параметр имеет минимальное значение (помечен индексом «l» по первой букве английского слова low - малый, низкий), и с индексами 2, 3, 6, 7, если второй изменяемый параметр делителя напряжения имеет максимальное значение (помечен индексом «h» по первой букве слова high - высокий). Например, для преобразователя с изменяемыми сопротивлениями R_1 и R_2 координаты центров определяются по формулам:

$$\dot{\theta}_1 = \frac{U_i (X_2 - jR_{2l})}{2(X_1 + X_2)}; \quad \dot{\theta}_2 = \frac{U_i (X_1 + X_2 + jR_{1h})}{2(X_1 + X_2)};$$

$$\dot{\theta}_3 = \frac{U_i (X_2 - jR_{2h})}{2(X_1 + X_2)}; \quad \dot{\theta}_4 = \frac{U_i (X_1 + X_2 + jR_{1l})}{2(X_1 + X_2)}, \quad (31)$$

где $\dot{\theta}_1$ - центр годографа Γ_1 при $R_1 = \text{var}$ и R_{2l} ;
 $\dot{\theta}_2$ - центр годографа Γ_2 при $R_2 = \text{var}$ и R_{1h} ;
 $\dot{\theta}_3$ - центр годографа Γ_3 при $R_1 = \text{var}$ и R_{2h} ;
 $\dot{\theta}_4$ - центр годографа Γ_4 при $R_2 = \text{var}$ и R_{1l} .

При изменении параметров R_1 и X_1 годографы проходят через начало вектора напряжения питания, а при переменных R_2 и X_2 через конец этого вектора.

Топографическая диаграмма резистивного АФИПП типа $R_1 X_1 - R_2 X_1$ при $U_{II} = 1$ В, $R_1 = 1 - 3$ кОм, $R_2 = 1 - 3$ кОм, $X_1 = 3$ кОм и $X_2 = 1$ кОм построена на рисунке 3 в соответствии с (31). Точки пересечения годографов E, F, G и H соответствуют модулированным напряжениям при экстремальных значениях изменяемых параметров.

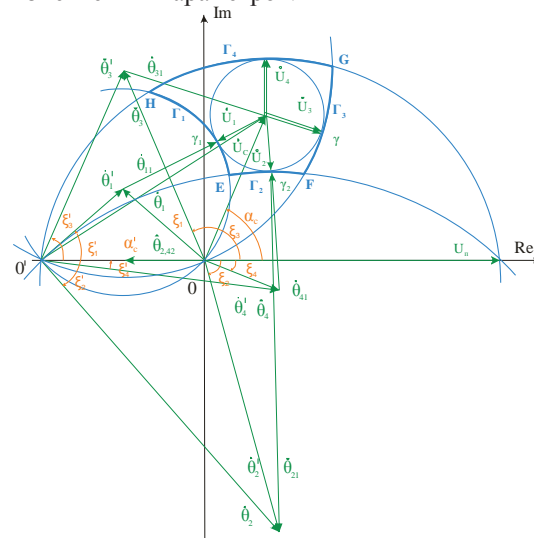


Рисунок 3. Векторные диаграммы резистивных АФИПП

Для реализации амплитудно-фазового преобразования необходимо, чтобы годограф модулированного напряжения (ГМН) в виде окружности принадлежал ОМН, а для повышения уровня выходного напряжения имел максимально возможный диаметр. При этом он, естественно, будет касаться границ ОМН (рисунок 3).

Для определения параметров ГМН запишем систему, из четырех уравнений для случая касания ГМН четырех границ ОМН (рисунок 3) по теореме косинусов:

$$\begin{cases} 2U_c \theta_1 \cos(\alpha_c - \xi_1) = U_c^2 + \theta_1^2 + (\theta_1 + U)^2; \\ 2U_c \theta_2 \cos(\alpha_c - \xi_2) = U_c^2 + \theta_2^2 + (\theta_{21} + U)^2; \\ 2U_c \theta_3 \cos(\alpha_c - \xi_3) = U_c^2 + \theta_3^2 + (\theta_3 - U)^2; \\ 2U_c \theta_4 \cos(\alpha_c - \xi_4) = U_c^2 + \theta_4^2 + (\theta_{41} - U)^2. \end{cases} \quad (32)$$

После подстановки в полученную систему радиусов годографов Γ_2 и Γ_4 из (28)

$$\dot{\theta}_{E1} = U \frac{\sqrt{R_{1h}^2 + X_1^2}}{2(X_1 + X_2)} \quad \text{и} \quad \dot{\theta}_{H1} = U \frac{\sqrt{R_{1l}^2 + X_1^2}}{2(X_1 + X_2)}$$

получим

$$\begin{cases} 2U_c\theta_1 \cos(\alpha_c - \xi_1) = U_c^2 - U^2 - 2U\theta_1; \\ 2U_c\theta_2 \cos(\alpha_c - \xi_2) = U_c^2 - U^2 - 2U\theta_2 + \frac{U_1^2 X_2}{X_1 + X_2}; \\ 2U_c\theta_3 \cos(\alpha_c - \xi_3) = U_c^2 - U^2 + 2U\theta_3; \\ 2U_c\theta_4 \cos(\alpha_c - \xi_4) = U_c^2 - U^2 - 2U\theta_4 + \frac{U_1^2 X_2}{X_1 + X_2}. \end{cases}$$

Данная система уравнений предполагает, однако, неоднозначность решений вследствие наличия неизвестных во второй степени. Анализ полученных уравнений выявил, что однозначному решению пре-

пятствует слагаемое $\frac{U_1^2 X_2}{X_1 + X_2}$. При $X_2 = 0$ это слагаемое равно нулю и искомые величины имеют вид формул:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \alpha_c &= \frac{\theta_2 \sin \xi_2 - \frac{\theta_4 \sin \xi_4 (\theta_2 + \theta_3)}{(\theta_3 - \theta_4)}}{(\theta_3 + \theta_2 \cos \xi_2) - (\theta_3 + \theta_4 \cos \xi_4) \frac{(\theta_2 + \theta_3)}{(\theta_3 - \theta_4)}}; \\ U_{c3} &= \frac{2\theta_2\theta_3(\theta_2 + \theta_3) [\sin \alpha_c + \sin(\xi_2 - \alpha_c)]}{(\theta_2 + \theta_3)^2 - [\theta_3 \sin \alpha_c - \theta_2 \sin(\xi_2 - \alpha_c)]^2}; \\ U_{c3} &= \frac{2\theta_2\theta_3 [\sin \alpha_c + \sin(\xi_2 - \alpha_c)] [\theta_3 \sin \alpha_c - \theta_2 \sin(\xi_2 - \alpha_c)]}{(\theta_2 + \theta_3)^2 - [\theta_3 \sin \alpha_c - \theta_2 \sin(\xi_2 - \alpha_c)]^2}, \\ \xi_2 &= \operatorname{arctg} \frac{X_1}{R_{1h}}; \quad \xi_4 = \operatorname{arctg} \frac{X_1}{R_{1l}}; \\ \text{где} \\ \theta_2 &= \frac{U_1 \sqrt{R_{1h}^2 + X_1^2}}{2X_1}; \quad \theta_3 = \frac{U_1 R_{2h}}{2X_1}; \\ \theta_4 &= \frac{U_1 \sqrt{R_{1l}^2 + X_1^2}}{2X_1}. \end{aligned}$$

Исследование этого случая показывает, что граничные годографы имеют общую точку в начале координат при $R_1 = 0$ или $R_2 = \infty$. Отсюда следует важный вывод, что для получения аналитических формул необходимо записать уравнения в новой системе координат с центром в общей точке окружностей, которым принадлежат граничные годографы.

При переменных параметрах R_1 и X_1 годографы проходят через начало вектора питания, а при переменных R_2 и X_2 через его конец. Следовательно, в первом случае координаты центра новой системы

координат совпадут с центром старой, а во втором - переместятся на конец вектора \dot{U}_1

В других случаях сочетания переменных параметров координаты нового центра получим подстановкой в (21) или (22) нулевых значений переменных параметров. В таблице 1 приведены координаты центра O' для всех типов АФИПП.

В новой системе координат запишем уравнения, аналогичные (32)

$$\begin{cases} 2U_c'\theta_1' \cos(\alpha_c' - \xi_1') = U_c'^2 + \theta_1'^2 - (\theta_1' + U)^2; \\ 2U_c'\theta_2' \cos(\alpha_c' - \xi_2') = U_c'^2 + \theta_2'^2 - (\theta_2' + U)^2; \\ 2U_c'\theta_3' \cos(\alpha_c' - \xi_3') = U_c'^2 + \theta_3'^2 - (\theta_3' - U)^2; \\ 2U_c'\theta_4' \cos(\alpha_c' - \xi_4') = U_c'^2 + \theta_4'^2 - (\theta_4' - U)^2. \end{cases}$$

Полученные уравнения после преобразований представим в виде:

$$2U_c'A_1' = U_c'^2 - U^2 - 2U\theta_1'; \quad (33)$$

$$2U_c'A_2' = U_c'^2 - U^2 - 2U\theta_2'; \quad (34)$$

$$2U_c'A_3' = U_c'^2 - U^2 + 2U\theta_3'; \quad (35)$$

$$2U_c'A_4' = U_c'^2 - U^2 + 2U\theta_4'; \quad (36)$$

$$A_1' = \theta_1' \cos(\alpha_c' - \xi_1'); \quad \text{где}$$

$$A_2' = \theta_2' \cos(\alpha_c' - \xi_2'); \quad A_3' = \theta_3' \cos(\alpha_c' - \xi_3');$$

$$A_4' = \theta_4' \cos(\alpha_c' - \xi_4');$$

$$\dot{\theta}_1' = \dot{\theta}_1' e^{j\xi_1'} = -\frac{U_1 (X_2 + jR_{2l})}{2(X_1 + X_2)} = -\frac{U_1 \sqrt{R_{2l}^2 + X_2^2}}{2(X_1 + X_2)} e^{j \operatorname{arctg} \frac{R_{2l}}{X_2}};$$

$$\dot{\theta}_2' = \dot{\theta}_2' e^{j\xi_2'} = \frac{U_1 (X_1 + jR_{1h})}{2(X_1 + X_2)} = \frac{U_1 \sqrt{X_1^2 + R_{1h}^2}}{2(X_1 + X_2)} e^{j \operatorname{arctg} \frac{R_{1h}}{X_1}};$$

$$\dot{\theta}_3' = \dot{\theta}_3' e^{j\xi_3'} = -\frac{U_1 (X_2 + jR_{2h})}{2(X_1 + X_2)} = -\frac{U_1 \sqrt{R_{2h}^2 + X_2^2}}{2(X_1 + X_2)} e^{j \operatorname{arctg} \frac{R_{2h}}{X_2}};$$

$$\dot{\theta}_4' = \dot{\theta}_4' e^{j\xi_4'} = \frac{U_1 (X_1 + jR_{1l})}{2(X_1 + X_2)} = \frac{U_1 \sqrt{X_1^2 + R_{1l}^2}}{2(X_1 + X_2)} e^{j \operatorname{arctg} \frac{R_{1l}}{X_1}}. \quad (37)$$

Таблица 1. Координаты центра O' новой системы координат

Тип преобразователя	$R_1^* X_1 - R_2^* X_2$	$R_1 X_1^* - R_2 X_2^*$	$R_1^* X_1^* - R_2 X_2$	$R_1 X_1 - R_2^* X_2^*$	$R_1^* X_1 - R_2 X_2^*$	$R_1 X_1^* - R_2^* X_2$
Координаты нового центра O'	$\frac{\dot{U}_1 X_2}{X_1 + X_2}$	$\frac{\dot{U}_1 R_2}{R_1 + R_2}$	0	\dot{U}_1	$\frac{\dot{U}_1 R_2}{R_2 + jX_1}$	$\frac{j\dot{U}_1 X_2}{R_2 + jX_2}$

Результаты решения четырех систем из трех уравнений относительно U , U'_C и $\text{tg}\alpha_C$ составленных на основе (33)...(34), приведены в таблице 2.

В формулах (20)...(23) радиусы годографов θ_i в новой системе координат и проекции этих радиусов A_{ij} на вектор напряжения смещения имеют основной индекс i , означающий принадлежность соответствующей границе ОМН. Их дополнительный индекс j указывает на среднюю границу касания ГМН области модулированного напряжения.

Переход от новой системы координат к исходной осуществляется посредством формул:

$$\alpha_C = \arctg \frac{U'_C \sin \alpha'_C}{U'_C \cos \alpha'_C + \frac{U_1 X_2}{X_1 + X_2}}; U'_C = U'_C \frac{\sin \alpha'_C}{\sin \alpha_C} = \frac{\frac{U_1 X_2}{X_1 + X_2} + U'_C \cos \alpha'_C}{\cos \alpha_C}, \quad (38)$$

полученных из уравнения

$$\dot{U}'_C = \frac{\dot{U}'_1 X_2}{X_1 + X_2} + \dot{U}'_C$$

для треугольника О'О_W (рисунок 2) путем деления его мнимой части на вещественную.

Таблица 2. Напряжения выходное и смещения в новой системе координат

Вариант	U_i	U'_{Ci}
$\Gamma_4, \Gamma_1, \Gamma_2$	$2 \frac{(A'_{11}\theta_4 + A'_{41}\theta_1)(A'_{11} - A'_{41})}{-(\theta_1 + \theta_4)^2 + (A'_{11} - A'_{41})^2}$	$2 \frac{(A'_{11}\theta_4 + A'_{41}\theta_1)(\theta_1 + \theta_4)}{(\theta_1 + \theta_4)^2 - (A'_{11} - A'_{41})^2}$
$\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$	$2 \frac{(A'_{22}\theta_3 + A'_{32}\theta_2)(A'_{22} - A'_{32})}{-(\theta_2 + \theta_3)^2 + (A'_{22} - A'_{32})^2}$	$2 \frac{(A'_{22}\theta_3 + A'_{32}\theta_2)(\theta_2 + \theta_3)}{(\theta_2 + \theta_3)^2 - (A'_{22} - A'_{32})^2}$
$\Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4$	$2 \frac{(A'_{33}\theta_2 + A'_{23}\theta_3)(A'_{33} - A'_{23})}{(\theta_2 + \theta_3)^2 - (A'_{33} - A'_{23})^2}$	$2 \frac{(A'_{33}\theta_2 + A'_{23}\theta_3)(\theta_2 + \theta_3)}{(\theta_2 + \theta_3)^2 - (A'_{33} - A'_{23})^2}$
$\Gamma_3, \Gamma_4, \Gamma_1$	$2 \frac{(A'_{44}\theta_1 + A'_{14}\theta_4)(A'_{44} - A'_{14})}{(\theta_1 + \theta_4)^2 - (A'_{44} - A'_{14})^2}$	$2 \frac{(A'_{44}\theta_1 + A'_{14}\theta_4)(\theta_1 + \theta_4)}{(\theta_1 + \theta_4)^2 - (A'_{44} - A'_{14})^2}$

Вариант	$\text{tg}\alpha_{Ci}$	P_i
$\Gamma_4, \Gamma_1, \Gamma_2$	$\frac{(X_1 + X_2)(P_1 - 1)}{R_{21}(1 - P_1) + R_{1h} - R_{11}P_1}$	$\frac{\sqrt{R_{21}^2 + X_2^2} - \sqrt{R_{1h}^2 + X_1^2}}{\sqrt{R_{21}^2 + X_2^2} + \sqrt{R_{1h}^2 + X_1^2}}$
$\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$	$\frac{(X_1 + X_2)(P_2 - 1)}{R_{1h}(1 - P_2) + R_{21} - R_{2h}P_2}$	$\frac{\sqrt{R_{1h}^2 + X_1^2} - \sqrt{R_{21}^2 + X_2^2}}{\sqrt{R_{1h}^2 + X_1^2} + \sqrt{R_{21}^2 + X_2^2}}$
$\Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4$	$\frac{(X_1 + X_2)(P_3 - 1)}{R_{2h}(1 - P_3) + R_{11} - R_{1h}P_3}$	$\frac{\sqrt{R_{2h}^2 + X_2^2} - \sqrt{R_{11}^2 + X_1^2}}{\sqrt{R_{2h}^2 + X_2^2} + \sqrt{R_{11}^2 + X_1^2}}$
$\Gamma_3, \Gamma_4, \Gamma_1$	$\frac{(X_1 + X_2)(P_4 - 1)}{R_{11}(1 - P_4) + R_{2h} - R_{21}P_4}$	$\frac{\sqrt{R_{11}^2 + X_1^2} - \sqrt{R_{2h}^2 + X_2^2}}{\sqrt{R_{11}^2 + X_1^2} + \sqrt{R_{2h}^2 + X_2^2}}$

Если границами касания являются Γ_2 и Γ_4 , то можно записать следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} \dot{U}'_C + \dot{U} - j\theta_2 = \dot{\theta}_2; \\ \dot{U}'_C - \dot{U} - j\theta_4 = \dot{\theta}_4. \end{cases}$$

Аналогичная система уравнений может быть записана и для случая касания ГМН границ Γ_1 и Γ_3

$$\begin{cases} \dot{U}'_C - \dot{U} - j\theta_1 = \dot{\theta}_1; \\ \dot{U}'_C + \dot{U} - j\theta_3 = \dot{\theta}_3. \end{cases}$$

Выводы. Таким образом, на примере резистивного АФИПП установлено, что получение аналитических формул возможно для любого режима работы преобразователя. Аналитические соотношения, полученные для резистивного АФИПП, могут быть установлены аналогичным путем и для других типов преобразователей.

При подготовке статьи использованы результаты исследований, выполненных при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ по программе «Разработка и организация серийного производства мощных высоковольтных частотно-регулируемых приводов (ВЧРП)» (шифр 2010-218-02-051, договор №13.G25.31.0060)

ЛИТЕРАТУРА

1. Чигвинцев С.В. Фазовращающие датчики параметров движения для систем управления штанговыми глубинными насосными установками // Нефтегазовое дело. 2005. № 3. С. 139 - 152.
2. А.С. 1273734 СССР. МКИ G01B 24/00. Способ преобразования «перемещение-фаза» и устройство для его осуществления / С.В. Чигвинцев // Открытия и изобретения. 1986. № 41. С. 47.

3. Чигвинцев С.В., Чигвинцев И.С., Магасумова А.С. Условия линейности преобразования параметров движения амплитудно-фазовыми измерительными преобразователями перемещения. // Инновационные направления развития электропривода, электротехнологий и электрооборудования. Уфа, изд-во УГНТУ, - 2012. С.260-265

Чигвинцев С.В., канд. техн. наук, доцент кафедры «Электротехника и электрообо-

рудование предприятий», ФГБОУ ВПО УГНТУ

S.V.Chigvintsev, cand.tech.sci., associate professor of chair «Electrical Engineering and Electrical Industries», FSBEI USPTU Чигвинцев И.С., аспирант кафедры «Электротехника и электрооборудование предприятий», ФГБОУ ВПО УГНТУ I.S.Chigvintsev, postgraduate student of chair «Electrical Engineering and Electrical Industries», FSBEI USPTU e-mail: Chigvintsev@yandex.ru