УДК 621.313.13-133.3:62-83

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ДИСКРЕТНЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАТРОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Ю.С. Смирнов

EQUIVALENT BLOCK DIAGRAMS OF THE DISCRETE ELECTRO-MECHATRONIC CONVERTERS

Yu.S. Smirnov

Предложены упрощенные эквивалентные структурные схемы разомкнутых электромехатронных преобразователей (ЭМТП) с шаговыми электродвигателями (ШЭД) и локально-замкнутого ЭМТП с вентильными электродвигателями (ВЭД). Упрощение достигнуто принятием ряда корректных допущений.

Ключевые слова: безразмерные параметры, математический маятник, собственное демпфирование, колебательное и апериодическое звенья, идеальный импульсный и релейный элементы.

The simplified equivalent block diagrams opened of electro-mechatronic converters with electric step motors and locally-closed electro-mechatronic converters with brushless DC motors are offered. Simplification is reached by acceptance of some correct to-pushcheny.

Keywords: dimensionless parameters, a mathematical pendulum, own damping, oscillatory and aperiodic links, ideal pulse and relay elements.

Определение областей устойчивости разомкнутого варианта ЭМТП с ШЭД с достаточной для инженерной практики точностью осуществляется моделированием на ЭВМ модифицированной системы нелинейных дифференциальных уравнений Парка–Горева электрического равновесия и движения [1]:

$$\pm 1 = i_1 + \chi \frac{di_1}{d\tau} - \frac{1}{\sqrt{2}} \beta \sin\left(\theta - \frac{\pi}{4}\right) \frac{d\theta}{d\tau};$$

$$\pm 1 = i_2 + \chi \frac{di_2}{d\tau} - \frac{1}{\sqrt{2}} \beta \sin\left(\theta + \frac{\pi}{4}\right) \frac{d\theta}{d\tau}; \qquad (1)$$

$$\frac{d^2\theta}{d\tau^2} + \frac{1}{\sqrt{2}} i_1 \sin\left(\theta - \frac{\pi}{4}\right) + \frac{1}{\sqrt{2}} i_2 \sin\left(\theta + \frac{\pi}{4}\right) = \mu_{\text{Н}},$$

где i_1 и i_2 – относительные мгновенные значения токов фаз; τ – безразмерное время.

Уравнения (1) зависят от трех безразмерных параметров: χ – нормализованной электромагнитной постоянной ШЭД; β – коэффициента внутреннего демпфирования; $\mu_{\text{Н}} = M_{\text{Н}}/M_{\max}$ – относительного момента нагрузки.

Эти параметры определяют свойства ШЭД и связаны с его физическими параметрами следующим образом:

$$\beta = 9{,}81 \cdot 10^5 M_{\max}\, \omega_0 / \overline{p}\, I_{\text{у}}^2 R_{\Phi},$$

где $M_{\max}$ – максимальное значение синхронизирующего момента; $\omega_0 = \sqrt{M_{\max}\, \overline{p}/J}$ – нормализирующая частота; $\overline{p}$ – число пар полюсов; J – момент инерции; $I_{\text{у}}$ – ток управления; R_{Φ} – сопротивление фазы.

Исследования шагового электропривода (ШЭП) с использованием (1) сопровождаются рядом допущений, а их результаты, представленные в относительных единицах, носят частный характер и непригодны для анализа и синтеза замкнутых ЭМТП с ШЭД [2]. Поэтому целесообразно иметь эквивалентную структурную схему комплекса «электронный коммутатор – ШЭД» («ЭК-ШЭД»), который для ряда приводов является основным динамическим звеном.

Актуальность решения этой задачи определяется и тем, что полная динамическая модель ШЭД (рис. 1) [2], где умножению во временной области соответствует интеграл свертки в комплексной области, сложна.

Разрешим первые два уравнения (1) относительно токов:

$$i_1 + \chi \frac{di}{d\tau} = \pm 1 + \frac{1}{\sqrt{2}} \beta \sin\left(\theta - \frac{\pi}{4}\right) \frac{d\theta}{d\tau}.$$

Смирнов Юрий Сергеевич – д-р техн. наук, профессор кафедры «Приборостроение», Южно-Уральский государственный университет; Тел: (351)2679012.

Smirnov Yury Sergeevich – PhD, professor of Instrument making Department of SUSU; Tel: (351)2679012.

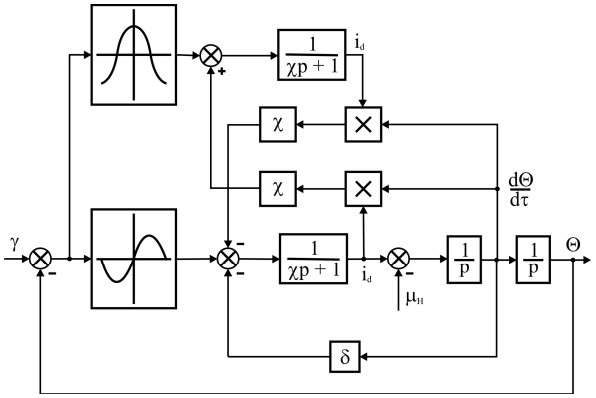


Рис. 1

Представим ток в виде произведения функций времени $U(\tau)$ и $V(\tau)$:

$$i = U(\tau)V(\tau);\ \frac{di}{d\tau} = U\frac{dV}{d\tau} + V\frac{dU}{d\tau};$$

$$UV + \chi U\frac{dV}{d\tau} + \chi V\frac{dU}{d\tau} = \pm 1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\beta\sin\left(\theta - \frac{\pi}{4}\right)\frac{d\theta}{d\tau}.$$

Потребуем, чтобы

$$V + \chi\frac{dV}{d\tau} = 0,\ V(\tau) = e^{-\tau/\chi}, \qquad (2)$$

где время τ отсчитывается с момента подачи импульса напряжения на обмотку управления.

Обозначив $\sin\left(\theta - \frac{\pi}{4}\right)\frac{d\theta}{d\tau} = f(\tau)$, получим:

$$\frac{dU}{d\tau} = \pm\frac{e^{\tau/\chi}}{\chi} + \frac{e^{\tau/\chi}\beta}{\sqrt{2}\cdot\chi}f(\tau);$$

$$U(\tau) = \pm\int\frac{e^{\tau/\chi}}{\chi}d\tau + \frac{e^{\tau/\chi}\beta}{\sqrt{2}\cdot\chi}f(\tau)d(\tau) + C =$$

$$= \pm e^{\tau/\chi} + C\int\frac{e^{\tau/\chi}\beta}{\sqrt{2}\cdot\chi}f(\tau)d(\tau). \qquad (3)$$

С учетом (2) и (3) выражение для тока $i(\tau)$ принимает вид

$$i(\tau) = U(\tau)V(\tau) = \pm 1 + Ce^{-\tau/\chi} +$$

$$+\frac{e^{-\tau/\chi}\beta}{\sqrt{2}}\int\frac{e^{\tau/\chi}}{\chi}f(\tau)d(\tau). \qquad (4)$$

Суммарный ток в обмотке управления, как следует из (4), состоит из двух слагаемых: первое указывает на его экспоненциальное нарастание, обусловленное электромагнитной постоянной времени обмотки, а второе учитывает влияние ЭДС вращения на ток в обмотках управления ШЭД путем введения коэффициента внутреннего демпфирования β.

Постоянная интегрирования C определяется подстановкой в уравнение установившихся значений тока: $i(0) = +1$; $i(\infty) = -1$; $C = -2$, в результате чего

$$i(\tau) = \pm\left(1 - 2e^{-\tau/\chi}\right) + e^{-\tau/\chi}\beta\frac{1}{\sqrt{2}}\int\frac{e^{\tau/\chi}}{\chi}f(\tau)d(\tau).$$

В общем случае, когда ШЭД питается через ЭК от источника напряжения, экспоненциальное нарастание тока ведет к запаздыванию поворота мгновенного центра равновесия математического маятника, зависящему от значения нормализованной электромагнитной постоянной времени χ. Изменение положения центра мгновенного равновесия во времени можно определить при переключении обмоток управления:

$$\theta_{\text{ЦР}}(\tau) = \operatorname{arctg}\frac{1 - 2e^{-\tau/\chi}}{1 - 2e^{-\tau_y/\chi}e^{-\tau/\chi}}.$$

Заменив это выражение экспоненциальной зависимостью с постоянной χ, получим уравнение, описывающее поведение ШЭД:

$$\frac{d^2\theta}{d\tau^2} = \delta\frac{d\theta}{d\tau} + \sin\left[\theta \pm k\frac{\pi}{2}\left(1 - e^{-\frac{\tau - k\tau_y}{\chi}}\right)\right] = \mu_{\text{Н}}, \qquad (5)$$

где $\delta = 0{,}5\beta$; k – номер управляющего импульса ЭК.

Уравнение (5) учитывает влияние электромагнитного переходного процесса в обмотке управления ШЭД. Учет этого влияния на динамику ШЭД особенно важен для индукторных двигателей, работающих от источника напряжения.

Предельной моделью при $\chi = 0$ будет математический маятник, центр мгновенного равновесия $\theta_{\text{ЦР}}(\tau)$ которого с приходом каждого импульса управления осуществляет поворот на угол α, причем этот поворот осуществляется в течение некоторого промежутка времени, определяемого величиной χ. При выводе уравнения было принято допущение о том, что все изменения ЭДС вращения вызывают мгновенные изменения тока, т. е. не учитывается наличие апериодического звена в цепи обратной связи по скорости перемещения.

Исследование уравнения (5) путем математического моделирования не представляет большой сложности и показало, что имеется достаточно точное совпадение с универсальными динамическими характеристиками, полученными путем моделирования полной системы уравнений (1) до частот, равных $f^* = 0{,}75$, где f^* – безразмерная частота на универсальных характеристиках [1].

В том случае, когда ЭМТП питается от источника тока, обеспечивающего форсирование электромагнитных переходных процессов, электромагнитным запаздыванием в обмотках управления ШЭД можно пренебречь и следует учитывать только уравнение движения. Такая предельная модель соответствует движению нагруженного математического маятника, ось равновесных положений которого с поступлением управляющего импульса мгновенно смещается на шаг [2]:

$$\frac{d^2\theta}{d\tau^2} = \delta\frac{d\theta}{d\tau} + \sin\left(\theta \pm k\frac{\pi}{2}\right) = \mu_{\text{Н}}. \qquad (6)$$

Уравнение (6) позволяет вскрыть физический смысл δ, зависящего от ЭДС вращения, напряжения питания и построения ЭК.

Нормализующая частота ω_0 в выражение для коэффициента β входит в качестве сомножителя. Из этого следует, что наибольшее внутреннее демпфирование соответствует ШЭД, отсоединенному от нагрузки. Действительно, при этом нормализующая частота ω_0 зависит только от собственного момента инерции ротора ШЭД и оказывается наибольшей.

Собственное демпфирование ШЭД, определяемое β, пропорционально максимальному статистическому синхронизирующему моменту и обратно пропорционально мощности, рассеиваемой в обмотке управления.

Отсюда следует, что демпфирующие свойства ШЭД тем выше, чем большими выбраны магнитные нагрузки машины и меньшими электрические. Электродвигатель с хорошим демпфированием должен иметь минимальный магнитный зазор, постоянные магниты ротора с высокой остаточной индукцией и относительно небольшую плотность тока в обмотках управления. Этим требованиям удовлетворяют ШЭД с редкоземельными магнитами на роторе.

Не входя в подробное обсуждение этого вопроса, отметим, что обычно в ШЭД устанавливаются высокие электрические нагрузки для обеспечения максимальных статических и динамических добротностей; поэтому коэффициент внутреннего демпфирования β в существующих ШЭД принимает небольшие значения, соответствующие колебательному характеру отработки шага при единичном переключении обмоток [2].

В ЭМТП с релейным управлением частота управляющих импульсов обычно выбирается не выше частоты реверса с установившегося режима. В то же время нормализованная постоянная времени χ для двигателей с активным ротором имеет достаточно малое значение. Например, для двигателя ДШ-0,04А, работающего на холостом ходу, $\chi = 0{,}3$. Как показывают исследования, динамическая погрешность при работе на частотах $f^* = 0{,}1\ldots0{,}5$ не превышает 90°. В этом случае с достаточной для практики точностью условия равновесия по продольной оси можно не учитывать, а синусоидальную зависимость заменить на эквивалентную линейную.

Приняв допущение о линейной зависимости момента от перемещения в диапазоне 90 электрических градусов и перейдя в (5) к реальному времени, для единичного шага α получим

$$\frac{1}{\omega_0^2}\frac{d^2\theta}{dt^2}+\frac{1}{\omega_0}\delta\frac{d\theta}{d\tau}+\theta=\alpha\left(1-e^{-t/T_0}\right). \qquad (7)$$

С учетом того, что запуск ЭК производится сигналами, длительность которых на два-три порядка меньше продолжительности электромеханических переходных процессов единичного шага, можно принять, что это выражение описывает перемещение ротора при подаче на вход ЭК импульса управления, который можно считать единичной импульсной функцией, или дельта-функцией. Реакцией звена на дельта-функцию является его импульсная переходная функция $\omega(t)$, которая связана с его передаточной функцией преобразованием Лапласа, а именно: передаточная функция $W(p)$ есть изображение импульсной переходной функции и связана с ней интегральным преобразованием

$$W(p)=\int_0^\infty \omega(t)e^{-pt}dt\ .$$

С учетом изложенного выше для единичного шага можно записать

$$p^2\theta/\omega_0^2+\delta p\theta/\omega_0+\theta=\alpha/\left(\mathrm{T}_0 p+1\right)p\ ,$$

или в общепринятой форме

$$W_{\mathrm{H}}(p)=\frac{1}{p\left(T_0 p+1\right)\left(T^2p^2+2\zeta Tp+1\right)}=$$

$$=\frac{1}{p}W'_{\mathrm{H}}(p). \qquad (8)$$

Наличие в знаменателе передаточной функции $W_{\mathrm{H}}(p)$ интегрирующего звена отражает способность ШЭД осуществлять запоминание входной величины на неограниченно длительное время. Способность ШЭД отрабатывать один шаг независимо от амплитуды импульса на входе ЭК, начиная с некоторого значения, в эквивалентной схеме учтем введением нелинейного элемента релейного типа с характеристикой

$$\Phi(x)=0{,}5\left[\mathrm{sign}\left(x-\lambda\right)+\mathrm{sign}\left(x+\lambda\right)\right]. \qquad (9)$$

При составлении эквивалентной структурной схемы принят ряд допущений, позволяющих добиться ее предельной простоты.

Поскольку электромагнитная постоянная ШЭД имеет малое значение по сравнению с периодом T_{y} следования управляющих импульсов в режиме пошагового управления, нарастание тока в обмотках можно учесть звеном чистого запаздывания с временем $t_{\mathrm{зап}} = T_0$.

Учет нелинейной зависимости статического синхронизирующего момента приводит к тому, что появляется запаздывание ШЭД, причем постоянная звена запаздывания в переходном режиме изменяется, а в установившемся принимает постоянное значение, которое определяется частотой f_{y} управляющих импульсов. При анализе будем полагать, что запаздывание является постоянной величиной, зависящей лишь от частоты управляющих импульсов. Для упрощения анализа постоянную $T_{\mathrm{зап}}(f_{\mathrm{y}})$ введем в постоянную $t_{\mathrm{зап}}$ звена чистого запаздывания, т. е. $t_{\mathrm{зап}} = T_0 + T_{\mathrm{зап}}(f_{\mathrm{y}})$.

Поскольку частота управляющих импульсов достаточно стабильна ($\Delta f_{\mathrm{y}} \le 0{,}05$), то можно считать, что $f_{\mathrm{y}} = \mathrm{const}$ и, следовательно, $T_{\mathrm{зап}} = \mathrm{const}$ для рассматриваемого типа ШЭД. Эти допущения удобны тем, что импульсная передаточная функция комплекса, являющаяся дискретным преобразованием импульсной переходной функции приведенной непрерывной части, заметно упрощается.

Правомерность предложенных допущений подтверждается определением передаточной функции по экспериментально снятой переходной характеристике единичного шага [2]. При наложении осциллограммы единичного шага на нормированные характеристики колебательного звена расхождение наблюдается лишь на начальном участке, что обусловлено влиянием электромагнитной постоянной времени обмоток и имеющейся нелинейностью момента синхронизации от угла рассогласования.

Поскольку начальный участок будет отрабатываться в то время, когда система разомкнута, то можно с достаточной для инженерной практики точностью звено, учитывающее переходный процесс ротора ШЭД при каждом шаге, описывать передаточной функцией

$$W'_{\text{Н}}(p) = e^{-t_{\text{зап}}p} \Big/ \left(T^2 p^2 + 2\xi T p + 1\right), \qquad (10)$$

где $T = 1/\omega_0$; $t_{\text{зап}} = T_0 + T_{\text{зап}}(f_{\text{у}})$.

Важно отметить, что предложенная динамическая модель разомкнутого ЭМТП позволяет учесть влияние линеаризации, особенности построения ЭК и воспользоваться каталожными данными ШЭД [1]. С учетом специфических особенностей ШЭД эквивалентную структурную схему разомкнутого ЭМТП можно представить в виде, изображенном на рис. 2.

Процесс модуляции входного сигнала мгновенными дельта-импульсами отражен введением в схему идеального импульсного элемента, период работы которого определяется периодом $T_{\text{у}}$ следования управляющих импульсов.

Если зону нечувствительности релейной характеристики выразить в величине приведенного шага, то передаточная функция остальной части будет равна 1. Таким образом, разомкнутый ЭМТП, содержащий ЭК и ШЭД, является нелинейной импульсной системой. То обстоятельство, что некоторые координаты системы представляют собой числовые последовательности, вызывает трудности при анализе его динамических свойств, поскольку числовую последовательность нельзя подвергнуть преобразованию Лапласа, которое широко используется при исследовании САУ непрерывного типа.

Благодаря импульсному управлению и дискретному характеру отработки с фиксацией замкнутый ЭМТП с ШЭД существенно отличается от аналога на непрерывных электродвигателях, что вызывает необходимость специфического исследования его динамики. Это позволяет не только гарантировать устойчивую работу для детерминированных входных воздействий, но и учитывать динамику ЭМТП, являющегося системой с переменной структурой [3] и случайным подбором параметров [4].

Следует отметить, что разомкнутый ЭМТП, с точки зрения динамики, характеризуется двумя существенными недостатками:

1. Движение ротора имеет колебательный характер, что приводит к повышенному износу передаточного механизма.

2. В процессе преобразования унитарного кода в перемещение возможна потеря информации, связанная с помехами и пропаданием питания.

Для ряда применений эти недостатки могут нивелироваться формированием стартстопного управления [1] или использованием локально-замкнутого управления. Последнее отличается от разомкнутого введением контура местной обратной связи (МОС) по положению ротора. Это повышает равномерность и скорость перемещения.

Изменение количественных показателей электродвигателя приводит к качественным изменениям в его динамике, он трансформируется в вентильный электродвигатель (ВЭД), имеющий эквивалентную структурную схему, непрерывная часть которой отличается от структуры ШЭД на рис. 2.

Игнорирование в ВЭД влияния постоянных времени обмоток управления может привести к принципиально неверным результатам, так как при определенных скоростях движения ротора могут не выполняться условия «грубости» системы, а ШЭД, как и любой синхронный двигатель, приобретает свойство к самораскачиванию ротора, которое может иметь место при скоростях вращения, где величина демпфирующего момента падает с увеличением скорости вращения. Такой режим может иметь место, когда скорость вращения ротора становится больше, чем $1/\chi$. Значение демпфирующего момента двигателя в зависимости от скорости вращения ротора в установившемся режиме

$$\mu_{\text{д}} = \frac{\delta\omega}{1+\chi^2\omega^2}. \qquad (11)$$

Из (11) следует, что при $\omega > 1/\chi$ величина $\mu_{\text{д}}$ уменьшается. Используя (11), можно в первом приближении дифференциальное уравнение, описывающее поведение ВЭД, представить в виде

$$\frac{d^2\theta}{d\tau^2} + \frac{\delta}{1+\chi^2\left(\frac{d\theta}{d\tau}\right)^2}\frac{d\theta}{d\tau} + \mu_{\text{Н}} = \sin(\gamma-\theta). \qquad (12)$$

Уравнение (12) качественно может быть проанализировано методом цилиндрической фазовой поверхности [5]. Однако при работе двигателя в режиме самокоммутации период управляющих

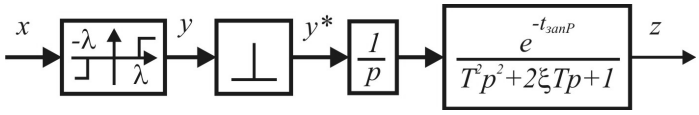


Рис. 2

импульсов становится соизмерим с величиной нормализованной электромагнитной постоянной времени обмоток управления χ.

В этом случае уравнение (12) будет давать существенные ошибки при определении скорости вращения двигателя. Можно показать, что принудительное смещение центра мгновенного равновесия при переключении обмоток управления имеет вид

$$\gamma(t)=\frac{1-2e^{-\tau/\chi}}{1-2e^{-\tau_y/\chi}e^{-\tau/\chi}}. \qquad (13)$$

Сравнение выражения (13) с экспоненциальной зависимостью показывает, что отличаются они незначительно; с учетом этого допущения выражение (13) можно записать в виде

$$\frac{d^2\theta}{d\tau^2}+\frac{\delta}{1+\chi^2\left(\frac{d\theta}{d\tau}\right)^2}\frac{d\theta}{d\tau}+\mu_H=$$

$$=\sin\left(\gamma\left(1-e^{-\frac{\tau-n\tau_y}{\chi}}\right)-\theta\right). \qquad (14)$$

Таким образом, выражение (14) учитывает качественно процессы, происходящие при работе ВЭД, а именно: уменьшение внутреннего демпфирования при увеличении скорости вращения и влияние электромагнитных процессов на скорость смещения центра мгновенного равновесия.

Для качественного исследования на фазовой поверхности выражение (14) удобно преобразовать, полагая, что смещение центра равновесия происходит мгновенно, но не в момент подачи управляющего импульса, а с запаздываем на время χ. В этом случае при исследовании уравнения (14) при парной коммутации обмоток управления двигателя следует движение рассматривать с учетом действия диссипативных факторов, таких как внутреннее демпфирование δ и момент нагрузки μ_H.

$$\frac{d^2\theta}{d\tau^2}+\frac{\delta}{1+\chi^2\left(\frac{d\theta}{d\tau}\right)^2}\frac{d\theta}{d\tau}+\mu_H=\sin(\gamma-\theta), \qquad (15)$$

Для построения фазового портрета воспользуемся модифицированным методом построения изоклин [5], представив уравнение в следующем виде:

$$\omega\frac{d\omega}{d\theta}=-\frac{\delta\omega}{1+\chi^2\omega^2}\frac{d\theta}{d\tau}-\mu_H-\sin(\gamma-\theta). \qquad (16)$$

Для нанесения фазовых траекторий удобно воспользоваться Δ-методом [5], представив выражение (16) в следующем виде:

$$\omega\frac{d\omega}{d\theta}=-\frac{\delta\omega}{1+\chi^2\omega^2}\frac{d\theta}{d\tau}-\mu_H-\sin(\gamma-\theta)=$$

$$=-\theta-F(\omega,\theta), \qquad (17)$$

где

$$F(\omega,\theta)=-\frac{\delta\omega}{1+\chi^2\omega^2}+\mu_H+\sin(\gamma-\theta)-\theta. \qquad (18)$$

Предполагая, что $F(\omega, \theta)$ постоянна в малой окрестности точки (ω_i, θ_i) фазовой поверхности и интегрируя (18), получаем:

$$\omega^2+\left[F(\omega_i,\theta_i)+\theta\right]^2=$$

$$=\omega_i^2+\left[F(\omega_i,\theta_i)+\theta_i\right]^2=R_i^2. \qquad (19)$$

Это уравнение дуги окружности, проведенной через заданную точку (ω_i, θ_i), и центра с координатами $\omega = 0$; $\theta = -F(\omega_i, \theta_i)$. Нанесение временных меток на фазовой траектории при использовании этого метода можно совместить с построением фазовых траекторий, воспользовавшись тем обстоятельством, что для малых центральных углов дуг величина угла приближенно равна времени движения изображающей точки по дуге окружности, $t_\theta = \theta_{\text{центр}}$.

Преимущество предлагаемой методики построения состоит в использовании графических возможностей комплекса «персональный компьютер – плазменная панель», обладающего способностью зренесбережения [6] и позволяющего существенно сократить трудоемкость проведения исследования по сравнению с традиционной методикой [7].

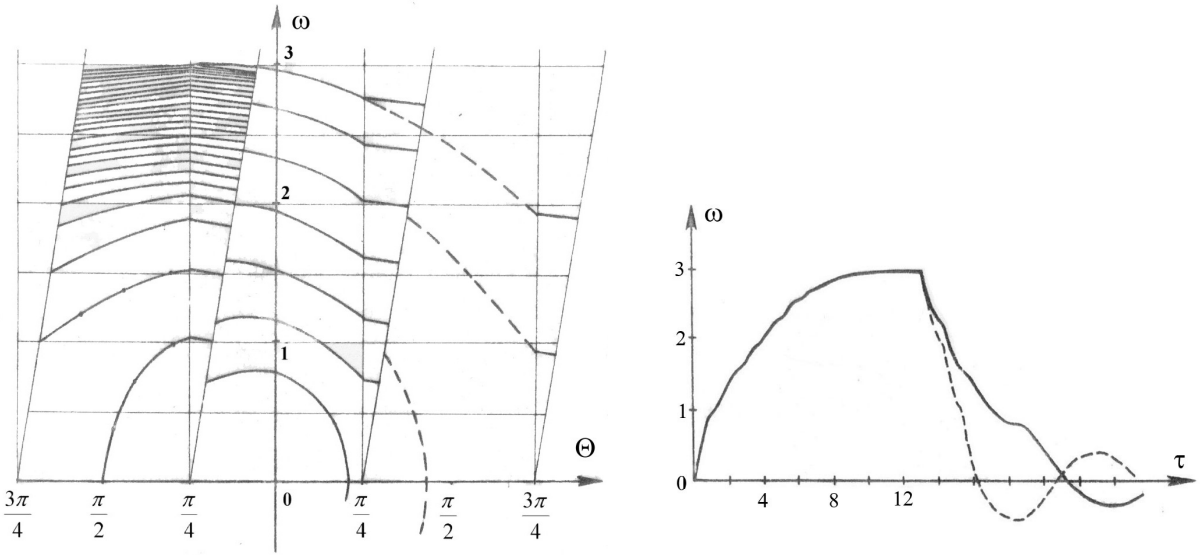
На рис. 3, а показано построение фазовых траекторий движения ротора ВЭД. Опыт построения фазовых портретов показывает, что с достаточной для последующего анализа точностью можно наносить временные метки с шагом $\Delta\tau$ = 0,2…0,4, что позволяет быстро построить движение во временной области (рис. 3, б) при разгоне и торможении. Таким образом можно построить фазовые траектории движения изображающей точки под действием движущего момента и диссипативных факторов в момент переключения обмоток, который задается положением линии переключения на фазовой плоскости.

На время запаздывания, обусловленное электромагнитными постоянными обмоток управления ВЭД, движение ротора описывается выражением (15), фазовые траектории для которого могут быть получены аналогично с использованием Δ-метода. Фазовые траектории движения изображающей точки будем аппроксимировать отрезками дуг окружности с центрами:

$$\omega_ц=0;\ \theta_ц=\frac{\delta\omega_H}{1+\chi^2\omega_H^2}+\mu_H-\theta_H. \qquad (20)$$

Так как величина нормализованной постоянной времени обмоток управления обычно невелика, поскольку при работе двигателя с контуром МОС по положению ротора принимаются меры по формированию электромагнитных процессов, то вполне достаточна для графических построений аппроксимация фазовых траекторий на высокой скорости отрезком дуги. Положение центра окружности будем определять по выражениям:

$$\omega_ц=0;\ \theta_ц=\frac{\delta\omega_H}{1+\chi^2\omega_H^2}+\mu_H-\left(\theta_\psi-\omega_H\frac{\tau_3}{2}\right). \qquad (21)$$



а) б)

Рис. 3

Пренебрегая гармоническими составляющими переходного процесса, нетрудно получить параметры эквивалентного непрерывного звена структурной схемы:

$$W(p)=\frac{K}{p(Tp+1)}, \qquad (22)$$

где K и T являются нелинейными функциями параметров δ, χ и угла коммутации θ_ψ.

Эквивалентная структурная схема ЭМТП с ВЭД представлена на рис. 4.

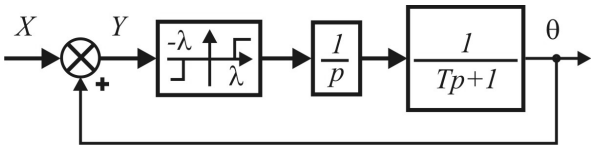


Рис. 4

Выражения (10) и (22), описывающие непрерывные части передаточных функций дискретных ЭМТП с ШЭД и ВЭД, наглядно демонстрируют справедливость постулата академика А.Ю. Ишлинского о том, что реакция динамической системы любой сложности при подяаче на ее вход ступенчатого входного воздействия соответствует реакции колебательного или апериодического звеньев.

Литература

1. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями / под общ. ред. М.Г. Чиликина. – М.: Энергия, 1971.

2. Макаров, В.В. Некоторые особенности анализа замкнутых систем управления шаговыми электродвигателями / В.В. Макаров, Б.Л. Маринин, Ю.С. Смирнов // Электромеханические системы управления. – Л.: Наука, 1971. – С. 3–11.

3. Смирнов, Ю.С. Интеллектуальные электромехатронные преобразователи / Ю.С. Смирнов, А.В. Соколов // Известия ТулГУ. Технические науки. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2011.

4. Макаров, В.В. Об одном подходе к расчету дискретных систем со случайным подбором параметров / В.В. Макаров, Ю.С. Смирнов // Стохастические системы управления: тез. докл. Всесоюз. конф. – Челябинск: УДНТП, 1976. – С. 45–47.

5. Андронов, А.А. Теория колебаний / А.А. Андронов, А.А. Витт, С.Э. Хайкин. – Изд. 2-е. – М.: Физматгиз, 1959.

6. Смирнов, Ю.С. Здоровье- и энергосбережение при визуализации мультимедиа / Ю.С. Смирнов, П.Г. Свечников, А.Д. Пушкарева // Евразийский форум. – 2010. – № 1. – С. 140–142.

7. Смирнов, Ю.С. Особенности динамики шагового электродвигателя, охваченного местной обратной связью / Ю.С. Смирнов // Изв. ВУЗов. Приборостроение. – 1971. – Т. XIV, № 6.

Поступила в редакцию 16 января 2012 г.