ГЛАВА 3

РЕАКТИВНЫЙ МОМЕНТ В ДВИГАТЕЛЕ ВОЗВРАТНО-ВРАЩАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ

3.1. Магнитоэлектрический двигатель с возвратно-вращательным движением ротора

Существует особый класс исполнительных электромеханических устройств, предназначенных для реализации возвратно-вращательного движения рабочих органов в некоторых типах приборов. Такие исполнительные устройства используются в специальном шлифовальном и полировальном оборудовании, медицинских инструментах для обработки послеоперационных рубцов и швов, а еще в многофункциональных средствах аппаратной косметики для проведения процедур лимфодренажа, дерматонии и микрошлифовки кожи. Привод возвратно-вращательного движения может быть построен на основе электродвигателя с постоянно вращающимся ротором, вал которого кинематически соединен с рабочим органом посредством передаточного механизма, кулисного или кулачкового. У такого технического решения есть, как минимум, два существенных недостатка - невозможность регулирования угла поворота рабочего органа, который жестко задается кинематикой передаточного механизма, и повышенная шумность работы, обусловленная переменными поперечными усилиями между скользящими один относительно другого и движущимися линейно элементами устройства.

Реализовать полную регулируемость возвратно-вращательного движения рабочего органа по частоте и амплитуде и обеспечить бесшумность работы прибора возможно построив двигатель привода по бесконтактной магнитоэлектрической схеме, используя принципы построения БМД, изложенные в главе 1. При таком исполнении двигателя не только исключаются дополнительные механические передачи, но и минимизируются габариты и энергопотребление привода.

Общая схема построения БМД, реализующего возвратно-



Рис. 3.1

вращательное движение ротора, приведена на рис. 3.1. Здесь в корпусе 1 установлен в подшипниках 2 вал 3, расположен котором на двухполюсный постоянный магнит 4. Поток магнита ротора замкнут цилиндрическим магнитопроводом статора 5. С целью снижения потерь на вихревые токи этот магнитопровод может быть выполнен шихтованным. Предполагается, что для возбуждения потока использована высококоэрцитивная интерметаллическая композиция NdFeB, поэтому магнитная система привода выполнена с относительно

59

большим гладким воздушным зазором. На внутренней поверхности магнитопровода 5 установлены две зеркально отраженные и соединенные между собой электрически катушки 6 и 7, составляющие единую электрообмотку. В промежутке между катушками 6 и 7 установлен магнит 8, ось намагничивания которого ортогональна электрической оси обмотки. Магнит 8 выполняет две функции. Взаимодействуя с полем магнита ротора 4, он принудительно ориентирует ротор таким образом, чтобы его полюса располагались против активных частей обмотки статора и одновременно обеспечивает упругую связь между ротором и статором устройства при отклонении ротора. При этом сечение магнитопровода 5 должно быть таким, чтобы при проведении суммарного потока обоих магнитов не быть насыщенным. При необходимости увеличения жесткости упругой связи между катушками 6 и 7 могут быть расположены два диаметрально противоположных магнита, обращенных к ротору полюсами противоположной полярности. На валу 3 установлен рабочий орган устройства 9 (например, абразивная головка).

При обесточенной обмотке благодаря взаимодействию магнитных полей неподвижного магнита 8 и магнита ротора 4 рассматриваемая магнитная система находится в положении устойчивого равновесия, а магнит 4 вместе с валом 3 и рабочим органом 9 занимает положение, соответствующее рис. 3.1, при котором оси намагничивания магнитов ротора и статора расположены в одной плоскости. При подключении обмотки к источнику питания возникает электромагнитный момент, который выводит ротор из положения устойчивого равновесия, и отклоняет его на некоторый угол, при котором

электромагнитный момент обмотки уравновесит момент магнитного взаимодействия ротора с магнитом статора. Таким образом, управляя величиной тока достигается регулирование угла отклонения ротора и связанного с ним рабочего органа. Изменение направления тока в обмотке приводит к отклонению ротора в противоположную сторону. Таким образом, регулирование частоты тока в обмотке приводит к изменению частоты колебаний рабочего органа.

3.2. Модель динамического состояния

Для исследования рассматриваемой электромеханической системы построим ее модель, воспользовавшись фундаментальным интегральным принципом Гамильтона, следствием которого является дифференциальное уравнение Эйлера-Лагранжа, описывающее состояние системы в динамике. Применительно к неконсервативным системам и с учетом рассеяния подводимой к ней энергии уравнение имеет вид

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_k}\right) - \frac{\partial L}{\partial q_k} + \frac{\partial F}{\partial \dot{q}_k} = Q_k.$$
(3.1)

где *L* – энергетическая функция системы;

 q_k и \dot{q}_k – независимые обобщенные координаты и скорости;

Q_k – неконсервативные силы, не зависящие от обобщенных координат и скоростей;

F – функция рассеяния энергии.

Рассмотрим при этом два варианта построения двигателя – с электромагнитным и магнитным способами возбужде-

нием потоков ротора. Расположим в неподвижной прямоугольной системе координат $X_0 Y_0 Z_0$ (рис. 3.2) две обмотки:

обмотку вращения (ОВ) и обмотку электромагнитной пружины (ОП), расположив их соосно координатным осям ОХ и ОZ соответственно. Обмотку возбуждения ротора (ОР) свяжем с подвижной системой координат X₁ Y₁ Z₁, развернутой в некоторый момент времени относительно непод-



вижной системы координат вокруг оси ОҮ на угол γ . Моменты инерции ротора относительно трех взаимно ортогональных осей связанной системы координат обозначим J_X, J_Y, J_Z . Поскольку рассматриваемый двигатель имеет особенности в виде упругой связи между ротором и статором при ограниченных углах поворота ротора, остановимся более подробно на происходящих в нем энергетических процессах. Очевидно, что запасание механической кинетической энергии происходит только во вращающемся роторе, поэтому выражение механической кинетической электромеханической системы будет иметь вид:

$$T_P = \frac{1}{2} \left(J_{\times} \omega_{\times}^2 + J_Y \omega_Y^2 + J_Z \omega_Z^2 \right),$$

где $\omega_X, \omega_Y, \omega_Z$ – проекции абсолютной угловой скорости ротора на оси связанной системы координат OX₁, OY₁, OZ₁.

Поскольку ось вращения ротора всегда нормальна плоскости $X_0 O Z_0$, то $\omega_X = 0$; $\omega_Y = \omega$; $\omega_Z = 0$, тогда выражение для кинетической энергии ротора в динамическом режиме, когда угловая скорость вращения изменяется во времени, примет вид

$$T_P = \frac{1}{2} J_Y \cdot \dot{\gamma}^2.$$

В электрической части машины происходит запасание энергии в виде энергии магнитного поля в индуктивностях обмоток. При этом энергию, запасаемую в электрическом поле в рассматриваемом случае можно не принимать во внимание ввиду незначительности плотности этой энергии ($\varepsilon E^2/2$) по сравнению с плотностью энергии магнитного поля.

Принимая допущения об электрической линейности системы, магнитной однородности среды и постоянстве собственных индуктивностей обмоток, выражение для энергии электромагнитного поля можно записать в виде

$$W = \frac{1}{2} \sum_{i,j}^{3} L_{ij} \cdot i_i \cdot i_j,$$

где L_{ij} – собственные и взаимные индуктивности обмоток; i_i, i_j – токи в обмотках.

Поскольку по условию физической модели электрические оси обмоток управления и пружины взаимно ортогональны, а ввиду отсутствия ферромагнитных сердечников в обмотках статора $\mu = \mu_0$, то взаимные индуктивности обмоток управления можно считать равными нулю. В то же время взаимные индуктивности роторной обмотки с обмотками статора изменяются при изменении положения ротора, поскольку меняются коэффициенты электромагнитных связей между ними. В соответствии с рис. 3.2 запишем

$$M_{PX} = M_{XP} = M_X \cdot \sin \gamma;$$

$$M_{PZ} = M_{ZP} = M_Z \cdot \cos \gamma,$$

где M_x , M_z – взаимные индуктивности роторной обмотки с соответствующей обмоткой статора при соосном их расположении.

С учетом изложенного выражение для энергии электромагнитного поля рассматриваемой беспазовой машины примет вид

$$W_M = \frac{1}{2} (L_X \cdot i_X^2 + L_Z \cdot i_Z^2 + L_P \cdot i_P^2 + 2M_X \cdot \sin \gamma \cdot i_X \cdot i_P + 2M_Z \cdot \cos \gamma \cdot i_Z \cdot i_P)$$

Тогда полная силовая функция Лагранжа будет такой

$$L = T_{P} + W_{M} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} J_{Y} \cdot \dot{\gamma}^{2} + L_{X} \cdot i_{X}^{2} + L_{Z} \cdot i_{Z}^{2} + L_{P} \cdot i_{P}^{2} + \\ + 2M_{X} \cdot \sin \gamma \cdot i_{X} \cdot i_{P} + 2M_{Z} \cdot \cos \gamma \cdot i_{Z} \cdot i_{P} \end{pmatrix} (3.2)$$

Для учета сил рассеяния в двигателе воспользуемся диссипативной функцией Релея. В механической части системы рассеяние подводимой энергии происходит только за счет вязкого трения, которое зависит от скорости ротора. Функция рассеяния для механической части имеет вид

$$F_M = \frac{1}{2} (\dot{\gamma} \cdot v_Y),$$

где *v_y* – коэффициент вязкого трения, возникающего при движении ротора вокруг оси ОҮ.

В электрической части системы рассеяние энергии происходит на активных сопротивлениях обмоток R_{OB} , $R_{O\Pi}$, R_P , и определяется токами в обмотках i_X , i_Z , i_P , которые являются электрическими аналогами коэффициентов вязкого трения

$$F_E = \frac{1}{2} \left(i_X^2 \cdot R_{OB} + i_Z^2 \cdot R_{O\Pi} + i_P^2 \cdot R_P \right)$$

В результате диссипативная функция Релея для рассматриваемого случая принимает вид

$$F = F_M + F_E = \frac{1}{2} \left[\dot{\gamma} \cdot v_Y + \left(i_X^2 \cdot R_{OB} + i_Z^2 \cdot R_{OII} + i_P^2 \cdot R_P \right) \right].$$
(3.3)

Далее, для построения модели состояния двигателя, необходимо выполнить операции дифференцирования силовой функции Лагранжа и диссипативной функции Релея по выбранным обобщенным координатам, скоростям и времени и подставить результаты в уравнения Лагранжа (3.1)

Дифференцирование силовой и диссипативной функций (3.2) и (3.3) по обобщенным координатам, скоростям и времени дает

$$\frac{\partial L}{\partial \gamma} = M_X \cdot i_X \cdot i_P \cdot \cos \gamma - M_Z \cdot i_Z \cdot i_P \cdot \sin \gamma;$$
$$\frac{\partial L}{\partial \dot{\gamma}} = J_Y \cdot \dot{\gamma};$$

$$\begin{split} \frac{\partial L}{\partial i_X} &= L_X \cdot i_X + M_X \cdot i_P \cdot \sin\gamma; \\ \frac{\partial L}{\partial i_Z} &= L_Z \cdot i_Z + M_Z \cdot i_P \cdot \cos\gamma; \\ \frac{\partial L}{\partial i_P} &= L_P \cdot i_P + M_X \cdot i_X \cdot \sin\gamma + M_Z \cdot i_Z \cdot \cos\gamma; \\ \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\gamma}} \right) &= J_Y \cdot \ddot{\gamma}; \\ \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial i_X} \right) &= L_X \cdot \frac{di_X}{dt} + M_X \left(i_P \cdot \dot{\gamma} \cdot \cos\gamma + \frac{di_P}{dt} \sin\gamma \right); \\ \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial i_Z} \right) &= L_Z \cdot \frac{di_Z}{dt} + M_Z \left(-i_P \cdot \dot{\gamma} \cdot \sin\gamma + \frac{di_P}{dt} \cos\gamma \right); \\ \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial i_P} \right) &= L_P \cdot \frac{di_P}{dt} + M_X \left(i_X \cdot \dot{\gamma} \cdot \cos\gamma + \frac{di_X}{dt} \sin\gamma \right) - \\ -M_Z \left(i_Z \cdot \dot{\gamma} \cdot \sin\gamma + \frac{di_Z}{dt} \cos\gamma \right); \\ \frac{\partial F}{\partial \dot{\gamma}} &= \dot{\gamma} \cdot v_Y; \quad \frac{\partial F}{\partial i_X} &= i_X \cdot R_X; \quad \frac{\partial F}{\partial i_Z} = i_Z \cdot R_Z; \quad \frac{\partial F}{\partial i_R} = i_P \cdot R_P. \end{split}$$

Поскольку обмотка электромагнитной пружины возбуждена постоянным током, то все члены при di_Z/dt обращаются в нуль. Подставляя результаты дифференцирования в (3.2), записав в правых частях уравнений внешние обобщенные силы, которые соответствуют обобщенным координатам и скоростям каждого из уравнений, получаем систему нелинейных дифференциальных уравнений динамического состояния беспазового электродвигателя при принятых условиях и ограничениях

$$J_Y \cdot \ddot{\gamma} - M_X \cdot i_X \cdot i_P \cdot \cos \gamma + + M_Z \cdot i_Z \cdot i_P \cdot \sin \gamma + \dot{\gamma} \cdot v_Y = m_Y;$$
(3.4)

$$L_X \cdot \frac{di_X}{dt} + M_X \left(i_P \cdot \dot{\gamma} \cdot \cos \gamma + \frac{di_P}{dt} \sin \gamma \right) + i_X \cdot R_X = U_X; \qquad (3.5)$$

$$M_Z \left(-i_P \cdot \dot{\gamma} \cdot \sin \gamma + \frac{di_P}{dt} \cos \gamma \right) + i_Z \cdot R_Z = U_Z; \qquad (3.6)$$

$$L \frac{L_P \cdot \frac{di_P}{dt} + M_X \left(i_X \cdot \dot{\gamma} \cdot \cos \gamma + \frac{di_X}{dt} \sin \gamma \right) - M_Z \cdot i_Z \cdot \dot{\gamma} \cdot \sin \gamma + i_P \cdot R_P = U_P.$$
(3.7)

Для перехода к модели состояния двигателя с магнитным возбуждением потока представим постоянный магнит ротора в виде токового слоя с поверхностным током I_p [14], выразив взаимную энергию магнита ротора и обмотки вращения через их взаимную проводимость. Для полной энергии системы «магнит ротора – обмотка» имеем [15]:

$$W = \frac{L_X \cdot i_X^2}{2} + G_{XP} \cdot w_{OB} \cdot i_X \cdot I_P - \left(\frac{G_P}{tg\chi} + G_P - G_{Mu}\right) \cdot \frac{I_P^2}{2} + \frac{G_P \cdot I_{P0}^2}{2tg\chi}, \quad (3.8)$$

где G_{XP} – взаимная проводимость магнита ротора и обмотки; G_P – собственная проводимость магнита ротора;

67

G_{MU} – проводимость всей магнитной цепи, включая зазор; *w_{OB}* – число витков обмотки вращения;

 i_X – ток в обмотке вращения;

 I_P – полный поверхностный ток магнита ротора;

*I*_{Po} – поверхностный ток магнита ротора при обесточенной обмотке;

$$tg\,\chi = \left(\frac{\rho}{\mu_o}\right) - 1,$$

χ – коэффициент магнитной твердости (угол наклона прямой намагниченности);

ho – коэффициент возврата.

Выражение (3.8) является наиболее универсальным для описания состояния системы «магнит-обмотка», поскольку учитывает независимо два фактора, влияющих на ее состояние: наличие внешнего источника поля, и естественное размагничивание под действием воздушного зазора. Это выражение может быть использовано для более глубокого исследования динамики электромеханических систем с учетом изменения состояния магнитной среды. Для некоторых же практических случаев построения электромеханических преобразователей процесс получения соотношений динамики взаимовлияния магнита и обмотки с током может быть существенно упрощен. В частности, такое упрощение возможно при использовании для возбуждения потока высококоэрцитивных интерметаллических композиций SmCo5 или NdFeB, которые в рабочем диапазоне на линии возврата практически не поддаются внешнему воздействию взаимодействующей с ними обмотки. Это означает, что полный поверхностный ток магнита, который должен быть принят в качестве независимой обобщенной электрической скорости при составлении энергетической функции, можно считать неизменным и равным поверхностному току магнита при обесточенной обмотке.

В соответствии с изложенным после дифференцирования (3.8) по обобщенной скорости (I_{P0}) останется лишь один член $G_{XP} \cdot w_{OB} \cdot I_{P0}$, который представляет собой взаимное потокосцепление Ψ_X , создаваемое магнитом ротора в обмотке вращения. Опытным путем было установлено, что взаимное потокосцепление цилиндрического ротора и обмотки, расположенной в гладком концентричном магниту зазоре изменяется в зависимости от угла поворота γ по гармоническому закону, т.е. $\Psi_X = \Psi_0 \cdot \sin \gamma$. Это означает, что и взаимная энергия магнита и обмотки в БМД в зависимости от их взаимного углового положения при постоянной величине I_{P0} изменяется по такому же гармоническому закону $W = \Psi_0 \cdot i_X \cdot \sin \gamma$, где Ψ_0 – потокосцепление при соосном расположении магнита ротора и обмотки вращения.

Введем обозначения:

 $i_P \cdot M_X = I_{P0} \cdot w_{OB} \cdot w_P \cdot G_{XP} = \Psi_X,$ $i_P \cdot M_Z = I_{P0} \cdot w_{O\Pi} \cdot w_P \cdot G_{ZP} = \Psi_Z.$

Применительно к постоянному магниту понятие «число витков» не имеет физического смысла, поэтому мы вправе выбрать любое удобное их значение, в частности $w_{\rm P} = 1$.

Перед тем, как произвести соответствующие замены в (3.4 – 3.7) учтем следующие обстоятельства:

– постоянный магнит ротора для поддержания своего состояния не потребляет электроэнергию, т.е $U_{\rm P}=0$.

– поверхностный ток магнита ротора постоянен во времени и все члены при $dI_{\rm P0}/dt$ обращаются в 0;

 – поле обмоток не оказывает влияния на состояние постоянного магнита и не может возбудить в нем никаких ЭДС, поэтому уравнение электрического равновесия для ротора не имеет смысла.

В результате такой замены уравнения состояния БМД с единственной обмоткой управления, высококоэрцитивным постоянным магнитом ротора и дополнительной обмоткой статора с постоянным током будут иметь вид

$$J_Y \cdot \ddot{\gamma} - \Psi_X \cdot i_X \cdot \cos \gamma + \Psi_Z \cdot i_Z \cdot \sin \gamma + \dot{\gamma} \cdot v_Y = m_Y; \quad (3.9)$$

$$L_X \cdot \frac{di_X}{dt} + \Psi_X \cdot \dot{\gamma} \cdot \cos \gamma + i_X \cdot R_X = U_X; \qquad (3.10)$$

$$-\Psi_Z \cdot \dot{\gamma} \cdot \sin \gamma + i_Z \cdot R_Z = U_Z; \qquad (3.11)$$

Упростим систему уравнений (3.9–3.11), приняв условие отсутствия внешней нагрузки ротора ($m_Y = 0$) и малую величину угла отклонения ротора ($\sin \gamma = \gamma$; $\cos \gamma = 1$). В результате получаем

$$J_Y \cdot \ddot{\gamma} + v_Y \cdot \dot{\gamma} + \Psi_Z \cdot i_Z \cdot \gamma = \Psi_X \cdot i_X; \qquad (3.12)$$

$$L_X \frac{di_X}{dt} + \Psi_X \cdot \dot{\gamma} + i_X \cdot R_X = U_X; \qquad (3.13)$$

$$-\Psi_Z \cdot \dot{\gamma} \cdot \gamma + i_Z \cdot R_Z = U_Z. \tag{3.14}$$

3.3. Реализация возвратно-вращательного движения ротора

Для реализации принудительного возвратно-вращательного движения ротора в обмотке должен быть возбужден переменный ток, изменяющийся по периодическому закону. При гармоническом законе изменения тока $X = i_X^0 \cdot \cos 2\pi f t$, уравнение (3.12) по форме соответствует классическому уравнению вынужденных колебаний твердого тела [16], где

 $F(t) = \Psi_X \cdot i_X^0 \cdot \cos 2\pi f t$ – периодическая возмущающая сила, сопряженная с координатой γ ;

 $\Psi_Z \cdot i_Z \cdot \gamma = C \cdot \gamma$ – момент упругости магнитной пружины;

С – коэффициент упругости.

При нулевом значении возмущающей силы уравнение (3.12) преобразуется в уравнение затухающих колебаний. Разделив все его члены на *J*_Y, получим

$$\ddot{\gamma} + 2\delta \cdot \dot{\gamma} + f_0^2 \cdot \gamma = 0,$$

где
$$\delta = \frac{V_Y}{2J_Y}$$
 – коэффициент затухания колебаний ротора;
 $f_0 = \sqrt{\frac{C}{J_Y}} = \sqrt{\frac{\Psi_Z \cdot i_Z}{J_Y}}$ – частота собственных колебаний

системы при отсутствии трения.

В соответствии с общей теорией колебательных систем в случае $\delta < f_0$ ротор будет совершать затухающие колебания, амплитуда которых уменьшается по закону

$$\gamma = \gamma_0 \cdot e^{-\frac{v_Y \cdot t}{2J_Y}} \cdot \sin 2\pi f t ,$$

71

где γ_0 – начальный угол отклонения ротора.

Реакцией ротора на переменное воздействие обмотки должны быть установившиеся вынужденные колебания той же частоты $\gamma = \gamma^* \cdot \cos 2\pi ft$, где γ^* – амплитуда вынужденных колебаний ротора.

$$\gamma^* = \frac{\Psi_X \cdot i_X^0}{2I_Y \cdot \delta \cdot f} \, .$$

Чтобы решить систему уравнений (3.12-3.14) относительно переменной γ^* необходимо определить основные параметры электромеханической системы. В качестве примера было проведено моделирование электромеханической системы при таких параметрах магнитной системы и магнитного материала двигателя:

– магнит ротора – Ø14,6 x 24 мм;

- магнит статора - 3x2,5x20мм;

- односторонний воздушный зазор – 3,5мм;

– материал магнитов – NdFeB ($B_r = 1,1$ Тл; $\mu_M = 1,04$; $\gamma_M = 7,5$ г/см³);

– внешний диаметр магнитопровода – 26мм;

материал магнитопровода – электротехническая сталь
 2013;

– номинальный момент инерции ротора с насадкой – $J_{y} = 3,35 \cdot 10^{-6} \text{ кг} \cdot \text{м}^{2};$

– амплитуда напряжения источника питания – 14 В.

Картина результирующего магнитного поля при включенных магнитах ротора и статора для случая отклонения ротора на угол 45 градусов относительно положения устойчивого равновесия приведена на рис. 3.3: 1 – цилиндрический магнит ротора, 2 – призматические магниты статора, 3 – зеркально отраженные катушки электрообмотки.



Закон распределения радиальной составляющей магнитной индукции вдоль окружности в середине зазора при всех включенных магнитах системы приведен на рис. 3.4: кривая 1 – при нахождении ротора в положении устойчивого равновесия, кривая 2 – при развороте ротора на 180 градусов.

Рис. 3.3

Промежуточные кривые распределения магнитной индукции на рис. 3.4 соответствуют положениям ротора, разворачиваемого последовательно на 20 градусов от каждого предыдущего положения. Рис. 3.4 дает представление о характере искажения магнитного поля при повороте ротора под воздействием обмотки.

На рис. 3.5 приведены зависимости амплитуды вынужденных колебаний ротора от частоты питающего напряжения обмотки при постоянстве его амплитуды: кривая 1 – при величине момента инерции роторной части 1,2 J_Y , кривая 2 – при номинальном значении J_Y , кривая 3 – при величине момента инерции 0,8 J_Y . Различные величины момента инерции ротора соответствуют разным типам сменных рабочих

органов устройства, например, насадок для шлифовки, полировки или медицинских процедур.



Рис. 3.4



Рис. 3.5

Резкое возрастание амплитуды в области 25...30 Гц соответствует области собственного механического резонанса системы. Этот результат моделирования практически полностью совпадает с резонансными характеристиками реального образца двигателя с приведенными выше параметрами, что подтверждает адекватность полученной модели двигателя (3.12–3.14).

Увеличение момента инерции двигателя за счет добавочной пассивной массы ротора смещает резонанс в область более низких частот, соответственно, снижение момента инерции повышает резонансную частоту.

Попадание области резонанса системы внутрь диапазона регулирования частоты колебаний рабочего органа может быть использовано для реализации форсирования режима инструмента без увеличения энергозатрат источника питания. Если же явление возрастания амплитуды колебаний при резонансе является нежелательным (например, в медицинских инструментах при проведении лечебных процедур), то «опасный» частотный диапазон может быть программно запрещен или же может быть реализован режим автоматической стабилизации амплитуды угла колебаний ротора.

3.4. Компенсация реактивных моментов при возвратно-вращательном движении ротора. Модель системы с двумя роторами

Негативным свойством приборов, работа которых основана на возвратно-вращательном движении рабочего органа, является вибрация корпуса, которая возникает в результате

действия реактивного знакопеременного момента, прикладываемого к статору двигателя, и передаваемого руке специалиста, работающего с прибором. Уменьшить негативное действие вибрации на руку можно разными способами, например, путем нанесения вибропоглощающего покрытия на корпус или помещения его в защитный вибропоглощающий чехол, однако, такая мера решает проблему лишь частично и не всегда приводит к желаемому результату.

Глава 3

Суть предлагаемого способа, позволяющего более эффективно нейтрализовать вибровоздействие, состоит в активном подавлении колебаний корпуса путем введения в состав прибора второй приводной системы, ротор которой колеблется синхронно, но противофазно первому [45]. В результате взаимного вычитания знакопеременных реактивных моментов суммарное воздействие на корпус прибора исчезает. Такая мера позволяет не только улучшить эргономические характеристики ручного инструмента, но и расширить функциональные возможности прибора благодаря размещению на валу второго ротора дополнительного рабочего органа.

Для реализации принципа активной компенсации вибровоздействия в структуру привода необходимо ввести второй ротор, идентичный и соосный первому, а также дополнительный источник постоянного магнитного поля статора для обеспечения режима упругой связи этого второго ротора с корпусом. Для управления положениями двух роторов оставим единственную обмотку управления, активная часть которой развита до суммарной длины обоих роторов. При этом необходимо принять меры для того, чтобы при обесточенной обмотке управления роторы были обращены к активным частям обмотки управления противоположными полюсами. Тогда при протекании по обмотке тока роторы будут разворачиваться в противоположных направлениях. Исходное противоположное расположение полюсов роторов достигается изменением направления магнитного поля второй электрической пружины на противоположное относительно первой. Если для создания режима упругого взаимодействия между ротором и статором используются постоянные магниты, то ориентация их полюсов при установке должна быть взаимно противоположной. Намагниченные роторы, устанавливаются в подшипниках корпуса каждый на своем валу один за другим.

Для построения математической модели динамического состояния двухроторной системы воспользуемся, как и в случае с одним колеблющимся ротором, фундаментальным интегральным принципом Гамильтона, заменив магнитные элементы структуры привода обмотками с током. Расположим в неподвижной прямоугольной системе координат X₀ Y₀ Z₀



(рис. 3.6) элементы двухроторной системы: обмотку управления (ОУ) и обмотки, обеспечивающие эффект магнитной пружины для первого и второго роторов (ОП1 и ОП2 соответственно). Обмотки возбуждения первого ротора (ОР1) и второго ротора (ОР2) свяжем с подвижными системами коорди-

Глава 3

77

нат $X_1 Y_1 Z_1$ и $X_2 Y_2 Z_2$. Пусть в некоторый момент времени роторы развернуты относительно неподвижной системы координат вокруг осей OY_1 и OY_2 в противоположные стороны на углы γ_1 и γ_2 .

В качестве обобщенных независимых координат системы выберем углы поворота роторов γ_1 и γ_2 и электрические заряды в обмотках, а обобщенными скоростями угловые скорости роторов ω_1 и ω_2 , а также токи в обмотках: i_X – ток обмотки управления; i_{P1} , i_{P2} – токи обмоток первого и второго роторов; i_{Z1} , i_{Z2} – токи в обмотках электромагнитных пружин.

Моменты инерции роторов относительно трех взаимно ортогональных осей обозначим J_{Xl} , J_{Yl} , J_{Zl} , J_{X2} , J_{Y2} , J_{Z2} . Очевидно, что запасание механической кинетической энергии происходит только во вращающихся роторах, причем оси вращения первого и второго роторов всегда остаются нормальными плоскости X_0OZ_0 благодаря установке роторов в подшипниковых опорах. Это означает, что проекции угловых скоростей роторов на все другие оси координат будут равны нулю: $\omega_{X1} = \omega_{X2} = 0$, $\omega_{Y1} = \omega_1$, $\omega_{Y2} = \omega_2 \omega_{Z1} = \omega_{Z2} = 0$. Выражение для кинетической энергии системы примет вид

$$T = 1/2(J_{YI} \cdot \omega_1^2 + J_{Y2} \cdot \omega_2^2).$$

В соответствии с рис. 3.6 взаимные индуктивности обмоток изменяются в зависимости от углов поворота так

$$\begin{split} M_{P1X} &= M_{XP1} = M_{X1} \cdot \sin \gamma_1; \qquad M_{P1Z1} = M_{Z1P1} = M_{Z1} \cdot \cos \gamma_1; \\ M_{P2X} &= M_{XP2} = -M_{X2} \cdot \sin \gamma_2; \quad M_{P2Z2} = M_{Z2P2} = M_{Z2} \cdot \cos \gamma_2; \\ M_{P1P2} &= M_{P2P1} = M_p \cdot \cos(\gamma_1 + \gamma_2), \end{split}$$

где M_{X1} , M_{X2} , M_{Z1} , M_{Z2} , – взаимные индуктивности роторных обмоток с соответствующими обмотками статора при соосном их расположении;

*M*_{*P*} – взаимная индуктивность обмоток первого и второго ротора.

С учетом изложенного выражение для силовой функции Лагранжа будет таким

$$L = T + W = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} J_{\gamma_{1}} \cdot \dot{\gamma}_{1}^{2} - J_{\gamma_{2}} \cdot \dot{\gamma}_{2}^{2} + L_{X} \cdot \dot{i}_{X}^{2} + \\ + L_{Z1} \cdot \dot{i}_{Z1}^{2} + L_{Z2} \cdot \dot{i}_{Z2}^{2} + L_{P1} \cdot \dot{i}_{P1}^{2} + \\ + L_{P2} \cdot \dot{i}_{P2}^{2} + 2M_{X1} \cdot \sin \gamma_{1} \cdot \dot{i}_{X} \cdot \\ \cdot \dot{i}_{P1} - 2M_{X2} \cdot \sin \gamma_{2} \cdot \dot{i}_{X} \cdot \dot{i}_{P2} + \\ + 2M_{Z1} \cdot \cos \gamma_{1} \cdot \dot{i}_{Z1} \cdot \dot{i}_{P1} + \\ + 2M_{Z2} \cdot \cos \gamma_{2} \cdot \dot{i}_{Z2} \cdot \dot{i}_{P2} + \\ + M_{P} \cdot \cos(\gamma_{1} + \gamma_{2})\dot{i}_{P1} \cdot \dot{i}_{P2}. \end{pmatrix}$$
(3.15)

Для учета сил рассеяния в двигателе воспользуемся диссипативной функцией Релея, которая представляет собой сумму рассеяния энергии подводимой к механической системе $F_M=1/2\Sigma(\dot{\gamma}_i \cdot v_{Yi})$, где v_{Yi} – коэффициент вязкого трения, возникающий при движении ротора вокруг оси ОY*i* и рассеяния F_E в электрической части системы, которое происходит на активных сопротивлениях обмоток

$$F = F_M + F_E = \frac{1}{2} (\dot{\gamma}_1 \cdot v_{Y1} + \dot{\gamma}_2 \cdot v_{Y2} + i_X^2 \cdot R_{OV} + i_{Z1}^2 \cdot R_{O\Pi 1} + i_{Z2}^2 \cdot R_{O\Pi 2} + i_{P1}^2 \cdot R_{P1} + i_{P2}^2 \cdot R_{P2}).$$
(3.16)

Проведя операции дифференцирования (3.15, 3.16) по выбранным обобщенным координатам (γ_1 , γ_2), скоростям ($\dot{\gamma}_1$, $\dot{\gamma}_2$, i_X , i_{Z1} , i_{Z2} , i_{P1} , i_{P2}) и времени, подставляя результаты в (3.1) и представляя постоянные магниты ротора так же, как в предыдущем случае для системы с одним ротором, в виде токовых слоев с поверхностными токами I_{P1} и I_{P2} , получаем уравнения динамического состояния системы с двумя роторами в виде

$$J_{Y1} \cdot \ddot{\gamma}_{1} - \Psi_{X1} \cdot i_{X} \cdot \cos \gamma_{1} + \Psi_{P1} \cdot i_{P2} \cdot \sin(\gamma_{1} + \gamma_{2}) + \\ + \Psi_{Z1} \cdot i_{Z1} \cdot \sin \gamma_{1} + \dot{\gamma}_{1} \cdot v_{Y1} = m_{Y1};$$
(3.17)

$$J_{Y2} \cdot \ddot{\gamma}_{2} + \Psi_{X2} \cdot i_{X} \cdot \cos \gamma_{2} - \Psi_{P2} \cdot i_{P1} \cdot \sin(\gamma_{1} + \gamma_{2}) - -\Psi_{Z2} \cdot i_{Z2} \cdot \sin \gamma_{2} + \dot{\gamma}_{2} \cdot v_{Y2} = -m_{Y2}; \qquad (3.18)$$

$$L_X \cdot \frac{di_X}{dt} + \Psi_{X1} \cdot \dot{\gamma}_1 - \Psi_{X2} \cdot \dot{\gamma}_2 + i_X \cdot R_X = U_X; \quad (3.19)$$

$$L_{Z1} \cdot \frac{di_{Z1}}{dt} - \Psi_{Z1} \cdot \dot{\gamma}_1 \cdot \sin \gamma_1 + i_{Z1} \cdot R_{Z1} = U_{Z1}; \qquad (3.20)$$

$$\begin{split} i_{P1} \cdot M_{X1} &= I_{P10} \cdot w_{OY} \cdot w_{P1} \cdot G_{XP1} = \Psi_{X1}; \\ i_{P2} \cdot M_{X2} &= I_{P20} \cdot w_{OY} \cdot w_{P2} \cdot G_{XP2} = \Psi_{X2}; \\ i_{P1} \cdot M_P &= I_{P10} \cdot w_{P2} \cdot w_{P1} \cdot G_{P1P2} = \Psi_{P1}; \\ i_{P2} \cdot M_{P2} &= I_{P20} \cdot w_{P1} \cdot w_{P2} \cdot G_{P1P2} = \Psi_{P2}; \\ i_{P1} \cdot M_{Z1} &= I_{P10} \cdot w_{P1} \cdot w_{O\Pi1} \cdot G_{ZP1} = \Psi_{Z1}; \\ i_{P2} \cdot M_{Z2} &= I_{P20} \cdot w_{O\Pi2} \cdot w_{P2} \cdot G_{ZP2} = \Psi_{Z2}. \end{split}$$

G_{XP1}, G_{XP2}, G_{P1P2}, G_{ZP1}, G_{ZP1} – взаимные проводимости магнитов ротора и обмоток;

 W_{OY} , W_{P1} , W_{P2} , $W_{O\Pi 1}$, $W_{O\Pi 1}$ – число витков обмоток, в частности $W_{P1} = W_{P2} = 1$;

*I*_{P10}, *I*_{P20} – поверхностные токи магнитов роторов при обесточенной обмотке управления;

 m_{Y1} , m_{Y2} – нагрузочные моменты.

В общем виде нагрузочный момент может иметь несколько составляющих, которые зависят от характера связи между инструментом и обрабатываемой им поверхностью:

$$m = m_{Cmp} + m_{Bmp} + m_{Ynp}$$

где *m*_{*Cmm*} – момент сухого трения;

 $m_{Bmp} = v \cdot \omega$ – момент вязкого трения; $m_{ynp} = C \cdot \gamma$ – момент упругости, $v \cdot C$ – коэффициенты вязкого трения.

v, C – коэффициенты вязкого трения и упругости соответственно.

В полученной математической модели учтены силы упругих связей, которые возникают при взаимодействии магнитов роторов с обмотками магнитных пружин ОП1 и ОП2, которые создают постоянные по направлению и величине магнитные потоки (четвертые члены в уравнениях 3.17, 3.18). Упругие связи в рассматриваемом устройстве возникают не только благодаря работе магнитоэлектрических пружин, но и из-за взаимодействия потоков рассеяния роторов в области обращенных друг к другу их торцевых частей, что и отражают третьи члены в 3.17, 3.18.

3.5. Структуры двухроторных двигателей возвратно-вращательного движения

Из (3.17 – 3.18) следует, что условием компенсации реактивного момента привода является не только равенство нулю суммы моментов взаимодействия обмотки с роторами во всем угловом диапазоне их отклонения, но и равная жесткость магнитоэлектических пружин

$$-\Psi_{X1} \cdot i_X \cdot \cos \gamma_1 + \Psi_{Z1} \cdot i_{Z1} \cdot \sin \gamma_1 + + \Psi_{X2} \cdot i_X \cdot \cos \gamma_2 - \Psi_{Z2} \cdot i_{Z2} \sin \gamma_2 = 0$$
(3.22)

Условие (3.22) выполняется при полной идентичности постоянных магнитов роторов. В этом случае компенсация реактивных моментов будет абсолютной и обеспечивается автоматически. Однако полная идентичность постоянных магнитов может быть получена лишь путем их подбора и достигнуть такой идентичности удается не всегда. Взаимные положения роторов и обмотки в общем случае также могут быть неодинаковыми из-за технологических допусков на форму и расположение обмотки и магнитов. Поэтому при использовании схемы построения приводного устройства с двумя роторами и единственной обмоткой управления для достижения наиболее полной компенсации реакции необходимо реализовать уравнивание потокосцеплений путем регулировки взаимных положений взаимодействующих элементов привода, т.е. обмотки и обоих магнитов. Возможность такой регулировки достигается установкой магнитов на валах и обмотки в магнитопроводе с возможностью их перемещения вдоль оси вращения валов с последующей фиксацией положения.

Но диапазон регулирования потокосцеплений может быть существенно расширен, если применить для управления положением магнитов две раздельные обмотки. В этом случае регулирование происходит в основном путем управления величиной тока в обеих обмотках, благодаря чему диапазон регулирования потокосцеплений включает все возможные значения от нуля до максимума. Кроме того, такой способ регулирования более технологичен и менее затратен, чем регулирование путем взаимных перемещений элементов привода. Если для создания упругой связи между роторами и корпусом использовать обмотки, возбужденные постоянным током, то становится возможным независимо регулировать не только моменты взаимодействия роторов с обмотками, но при необходимости и жесткость электрических пружин.

Структура двухроторного приводного устройства с двумя обмотками управления принципиально не отличается от структуры с единственной обмоткой управления, элементы которой приведены на рис. 3.6. Отличие состоит лишь в установке на внутренней поверхности магнитопровода двух обмоток. Структура элементов такого устройства приведена на рис. 3.7: 1, 2 – намагниченные роторы; 3, 4 – магниты, создающие упругие связи между ротором и статором; 5, 6 – валы, на которых установлены магниты роторов; 7, 8 обмотки управления; 9, 10 – концентричные друг другу насадки; 11 – магнитопровод статора. Ориентация осей намагничивания магнитов 3 и 4 взаимно противоположна, благодаря чему магниты роторов, проворачиваясь в подшипниках под действием сил взаимного магнитного притяжения, устанавливаются таким образом, чтобы общее направление потока магнит-

ной индукции всех магнитов было согласным. Каждая из обмоток управления состоит из двух зеркально отраженных катушек, электрические оси которых колинеарны и противоположны.

Условие компенсации реактивного момента (3.22), полученное для структуры с единственной обмоткой управления, формально подходит и для двухобмоточной схемы привода. Но поскольку в создании моментов участвуют две пары магнитов и две обмотки, в (3.22) необходимо ввести новые индексы для обозначения соответствующих потокосцеплений и токов



$$-\Psi_{X1} \cdot i_{X1} \cdot \cos \gamma_1 + \Psi_{Z1} \cdot i_{Z1} \cdot \sin \gamma_1 + + \Psi_{X2} \cdot i_{X2} \cdot \cos \gamma_2 - \Psi_{Z2} \cdot i_{Z2} \sin \gamma_2 = 0$$
(3.23)

При использовании для создания упругой связи между роторами и корпусом только постоянных магнитов необходимо в (3.23) выразить момент взаимодействия магнита ротора и магнита пружины через их МДС. При использовании пары высококоэрцитивных магнитов практически отсутствует размагничивание при взаимодействии друг с другом, их собственная энергия остается постоянной, а упругий момент между магнитами при повороте ротора в пределах рабочих углов привода изменяется по гармоническому закону. Тогда момент взаимодействия между ними можно записать в виде:

$$M = \frac{\partial W}{\partial \gamma} = G_{PC} \cdot F_P \cdot F_C \cdot \sin \gamma$$

где *W* – полная энергия пары взаимодействующих магнитов ротора и статора;

G_{PC} – взаимная проводимость магнитов ротора и статора;
 F_P, F_C – МДС магнита ротора и статора соответственно.
 Тогда

$$-\Psi_{X1} \cdot i_{X1} \cdot \cos \gamma_1 + G_{Z1} \cdot F_{P1} \cdot F_{C1} \cdot \sin \gamma_1 + + \Psi_{X2} \cdot i_{X2} \cdot \cos \gamma_2 - G_{Z2} \cdot F_{P2} \cdot F_{C2} \cdot \sin \gamma_2 = 0.$$
(3.24)

3.6. Управление возвратно-вращательным движением роторов в режиме активной компенсации реактивного момента

Корпус вибрирующего электроинструмента во время работы удерживается рукой, которая накладывает на него связь в виде момента упругости и вязкого трения, обусловленных свойствами мышц и кожи руки. Конечной целью построения приводного устройства возвратно-вращательного движения с компенсацией реактивных моментов является устранение вибрации корпуса для реализации защиты от вибровоздействия работающего с оборудованием человека.

Субъективным критерием эффективности подавления знакопеременной реакции привода является степень ощущения вибровоздействия человеком, который удерживает электроинструмент в руке. И хотя чувствительность рук у людей различна, задача системы активной компенсации состоит в максимальном приближении амплитуды угла отклонения корпуса инструмента к нулю во всем диапазоне частот колебаний и нагрузочных моментов, действующих на рабочий орган исполнительно привода.

Механическая часть системы, состоящей из расположенных на одной оси вращения основного и компенсирующего роторов, а также корпуса прибора, описывается уравнениями динамики [7]

$$J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = M_{\mathcal{A}1}; \quad \frac{d\alpha_1}{dt} = \omega_1; \quad (3.25)$$

$$J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = M_{\mathcal{A}2}; \quad \frac{d\alpha_2}{dt} = \omega_2; \quad (3.26)$$

$$J_{3}\frac{d\omega_{3}}{dt} = M_{\mathcal{A}2} - M_{\mathcal{A}1} - M_{B3} - M_{y3}; \quad \frac{d\alpha_{3}}{dt} = \omega_{3}, \quad (3.27)$$

где $J_1, J_2, J_3; \omega_1, \omega_2, \omega_3; \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ – осевые моменты инерции, угловые скорости и углы поворота валов основного и компенсирующего роторов, а также корпуса вокруг оси вращения указанных роторов;

 $M_{\mathcal{A}1}, M_{\mathcal{A}2}$ – динамические моменты на валах основного и компенсирующего роторов, которые имеют знакопеременный характер;

 M_{B3} , M_{Y3} – момент вязкого трения и момент упругости, определяемые влиянием на корпус прибора руки человека.

Выполнение условия (3.23) или (3.24) приводит к компенсации реакции только в том случае, когда на роторы устройства не оказывается какое-либо внешнее воздействие, то есть, когда привод работает, по сути, в режиме холостого хода. При этом нагрузочное действие на привод оказывает сопротивление подшипников и вихревые токи в массивном магнитопроводе, возбуждаемые колеблющимся намагниченным ротором.

В рабочем режиме на исполнительный орган ручного инструмента воздействует нагрузочный момент, характер которого зависит от среды, с которой он взаимодействует. Если для выполнения полезной работы используется только один ротор, а на втором роторе насадка отсутствует, или насадки неодинаковы, как показано на рис. 3.7, то условия работы основного и компенсирующего приводов будут существенно отличаться ввиду отсутствия нагрузки на компенсирующий привод.

В данном разделе исследуются режимы работы двухроторного устройства с одной рабочей насадкой для двух видов работ: для проведения медицинских процедур лимфодренажа или дерматонии, и при шлифовке или полировке поверхностей в производстве. В первом случае механическая нагрузка основного магнитоэлектрического двигателя моделируется моментом сопротивления вязкого трения, что характерно при контакте насадки с телом человека, а во втором – моментом сухого трения. Из уравнений динамики (3.27) видно, что для компенсации нежелательной реакции на корпус электроинструмента необходимо разность динамических моментов основного и компенсирующего роторов поддерживать на нулевом уровне. Поэтому, для реализации возвратно-вращательного движения роторов в противоположных направлениях в обмотках управления соответствующих статоров должны быть возбуждены переменные токи, изменяющиеся по периодическому закону.

В дальнейшем исследовании учтем также такие особенности рассматриваемой двухроторной электромеханической системы:

1. Выходным параметром системы управления движением основного ротора является амплитуда его колебаний α_{1A} относительно корпуса прибора.

2. Условие компенсации реакций на корпус определяется как достижение минимальных значений амплитуды угла α_{3A} поворота корпуса вокруг оси вращения основного и компенсирующего роторов.

3. Моменты инерции основного и компенсирующего роторов J_1, J_2 , а также момент инерции корпуса инструмента J_3 различны.

4. Частота первой гармоники f вынужденных колебаний основного ротора регулируется в диапазоне от 5 до 100 Гц.

5. Рассматриваемая система характеризуется нелинейными зависимостями амплитуды и фазового сдвига колебаний роторов от заданной частоты и прикладываемой нагрузки. Ранее было выявлено наличие резонанса в указанном диапазоне частот регулирования. 6. Полагается токовое управление статорными обмотками, соответствующими основному и компенсирующему роторам,

$$i_1 = I_{1A} \sin 2\pi f t \tag{3.28}$$

$$i_2 = I_{2A} \sin(2\pi f t - \varphi_2),$$
 (3.29)

где *t* – время;

 i_1, i_2 – переменные токи статорных обмоток;

 I_{1A} , I_{2A} – амплитуды токов статорных обмоток;

*φ*₂ – фазовый сдвиг тока компенсирующей обмотки.

Динамические моменты в уравнениях (3.25, 3.26) определяются двигательными моментами основной и компенсирующей систем M_1 и M_2 , реактивными моментами сопротивления подшипников M_{P1} и M_{P2} , моментами сопротивлениям вязкого трения M_{B1} и M_{B2} , моментами сопротивления, определяемыми действием магнитных пружин M_{V1} и M_{V2} . Кроме того, полезная механическая нагрузка основного ротора характеризуется наличием момента сопротивления (момент M_{H1}), то есть

$$M_{\mathcal{I}_{1}} = M_{1} - M_{P1} - M_{B1} - M_{Y1} - M_{H1};$$

$$M_{\mathcal{I}_{2}} = M_{2} - M_{P2} - M_{B2} - M_{Y2}.$$

В первой части исследований механическая нагрузка основного ротора моделируется моментом вязкого трения.

Указанные составляющие моментов определяются как

$$M_1 = k_{m1} i_1 \cos \alpha_1;$$
$$M_2 = k_{m2} i_2 \cos \alpha_2;$$

$$\begin{split} M_{P1} &= M_{\Pi} \text{ при } \omega_1 > 0 \text{ или } M_{P1} = -M_{\Pi} \text{ при } \omega_1 < 0; \\ M_{P2} &= M_{\Pi} \text{ при } \omega_2 > 0 \text{ или } M_{P2} = -M_{\Pi} \text{ при } \omega_2 < 0; \\ M_{B1} &= k_B \omega_1; M_{B2} = k_B \omega_2; \\ M_{V1} &= k_V \sin \alpha_1; M_{V2} = k_V \sin \alpha_2; \\ M_{H1} &= k_{BH} \omega_1, \end{split}$$

где k_{m1} , k_{m2} – постоянные коэффициенты основного и компенсирующего двигателей;

*М*_П – статический момент сопротивления подшипников;

 k_B – коэффициент вязкости;

*k*_{*V*} – коэффициент упругости магнитной пружины;

*k*_{*BH*} – коэффициент вязкости нагрузки основного ротора.

Для электромеханической системы с основным и компенсирующим роторами, разработанной в ИЭД НАН Украины для прибора медицинского назначения, были проведены расчеты амплитудно-частотных характеристик $\alpha_{1A}(f)$ и $\alpha_{3A}(f)$ при таких параметрах системы:

$$\begin{split} k_{m1} &= k_{m2} = 0,125 \ H \cdot m/A \ ; \ M_{\Pi} = 0,0002 \ H \cdot m \ ; \\ I_{1A} &= 0,2 \ A \ ; \ I_{2A} = 0 \ ; \ k_B = 0,000065 \ H \cdot m \cdot c/pad. \ ; \\ k_V &= 0,0448 \ H \cdot m/pad. \ ; \ k_{BH} = 0 \ ; \\ J_2 &= 0,0000024 \ \kappa c \cdot m^2 \ ; \ J_3 = 0,0000514 \ \kappa c \cdot m^2 \end{split}$$

для трех значений момента инерции основного ротора $J_1 - 0,0000033\kappa_2 \cdot m^2$, $0,0000024\kappa_2 \cdot m^2$, $0,0000015\kappa_2 \cdot m^2$. Эти характеристики приведены на рис. 3.8 и 3.9, из которых следует, что амплитуда отклонений основного ротора нестабильна

и нуждаются в регулировании. Кроме того, очевидна необходимость минимизации величины α_{3A} .

Сформулируем принципы построения двухроторной электромеханической системы с учетом рассмотренных осо-



1. Для стабилизации амплитуды колебаний основного ротора α_{1A} на заданном уровне необходимо построение соответствующей САР. Эффект стабилизации амплитуды угла достигается путем управ-

бенностей.

ления амплитудой тока статора i_1 основной системы (3.28).

2. Поскольку непосредственное измерение угла поворо-



та корпуса α_3 затруднительно, то в качестве выходного компенсируемого параметра как сигнала обратной связи замкнутой системы регулирования принимается разность переменных периодических колебаний

$$\Delta \alpha = \alpha_1 - \frac{J_2}{J_1} \alpha_2. \tag{3.30}$$

3. Задачей системы компенсации является выполнение условий $\alpha_{1A} = A_1$ и $\Delta \alpha = 0$, где A_1 – заданное значение амплитуды угла отклонения основного ротора.

4. Для достижения компенсации реакции корпуса необходимо построение системы векторного управления движением компенсирующего ротора [17], то есть, необходима реализация САР амплитуды I_{2A} и фазового сдвига φ_2 входного тока статора i_2 компенсирующей системы (3.29) относительно тока основного статора i_1 . Для этого необходимо формирование сигналов рассогласования на входах регуляторов амплитуды тока и фазового сдвига на основании измерений угловых переменных основного и компенсирующего роторов α_1 и α_2 .

5. Сигнал рассогласования на входе регулятора амплитуды тока компенсатора должен принимать положительное или отрицательное значение в зависимости от величины фазового угла переменного сигнала $\Delta \alpha - 0$ или π радиан.

6. На каждом полупериоде колебаний роторов необходимо определять фазовый сдвиг переменной α_2 относительно переменной α_1 .

При реализации САР амплитуды колебаний основного ротора сигнал обратной связи формируется путем фиксации величины максимума модуля измеренной переменной *α*₁ на каждом полупериоде колебаний основного ротора

$$\alpha_{1A} = \max\{|\alpha_1|\},\$$

а управление амплитудой тока статора *i*₁ осуществляется с помощью интегрального регулятора

$$A_{1} = A_{O} (1 - \exp(-t/T_{O}));$$

$$I_{1A}(n) = I_{1A}(n-1) + k_{P1}(A_{1} - \alpha_{1A})T_{K}$$

 $I_{1A}(n) = I_{\max 1}$ при $I_{1A}(n) > I_{\max 1}$,

где *n* – номер отсчета;

*k*_{P1} – коэффициент передачи регулятора амплитуды тока основной обмотки;

 T_{K} – период квантования системы управления;

*I*_{max1} – максимально возможная амплитуда тока основной обмотки;

 A_O – задание амплитуды отклонения угла поворота α_1 ;

*T*_O – постоянная времени интенсивности нарастания задания амплитуды тока.

Управляющий сигнал A_1 на входе регулятора изменяется по экспоненциальному закону с целью получения более плавных переходных процессов при изменении задания.

При реализации САР амплитуды $I_{2,4}$ тока статора i_2 компенсирующей системы сигнал рассогласования на входе регулятора формируется на основании измерений переменных α_1 и α_2 . Можно заметить, что минимизация переменной $\Delta \alpha$ (3.30) возможна при совпадении по фазовому углу периодических величин α_1 и α_2 . Поскольку искомый сигнал рассогласования на входе регулятора должен быть однополярным и принимать положительное или отрицательное значение в зависимости от фазы переменного сигнала $\Delta \alpha - 0$ или π радиан, то предварительно полученный сигнал $\Delta \alpha$ необходимо суммировать с синфазным опорным переменным сигналом вида $y_0 = a_0 \sin(\omega t + \varphi_0)$, который имеет фиксированную амплитуду (причем $a_0 > \max{\{\Delta \alpha\}}$), а из модуля полученной суммы вычесть модуль заданного опорного сигнала y_0 . Полагая, что переменный сигнал y_0 совпадает по фазовому углу с колебаниями переменной *α*₁, предлагается такая последовательность действий:

$$y_{1}(n) = sign(\alpha_{1});$$

$$T_{1}(n) = T_{1}(n-1) + T_{K};$$

$$T_{1} = 0 \text{ при } y_{1}(n) - y_{1}(n-1) > 1;$$

$$y_{O} = a_{O} \sin \omega T_{1}(n);$$

$$y_{2} = |\Delta \alpha + y_{O}| - |y_{O}|,$$

где T_1 – величина состояния первого таймера, сброс которого происходит по положительному фронту сигнала $y_1(n) = sign(\alpha_1)$, то есть при переходе кривой переменной α_1 через ноль;

у₂ – сигнал рассогласования на входе регулятора амплитуды тока компенсирующей обмотки.

Управление амплитудой тока статора i_2 компенсатора осуществляется с помощью интегрального регулятора, обладающего свойствами фильтра низкой частоты для подавления пульсаций сигнала рассогласования y_2 ,

$$I_{2A}(n) = I_{2A}(n-1) + k_{P2} y_2 T_K;$$

$$I_{2A}(n) = I_{max2} \text{ при } I_{2A}(n) > I_{max2}$$

где k_{P2} – коэффициент передачи регулятора тока компенсирующей обмотки;

 $I_{\max 2}$ – максимально возможная амплитуда тока обмотки компенсатора.

Действие САР фазового сдвига φ_2 тока статора i_2 (3.29) компенсирующей системы направлено на совмещение по фазовому углу периодических колебаний основного и компенсирующего роторов α_1 и α_2 , при этом сигнал рассогласования на входе этого регулятора формируется на основании измерений на каждом полупериоде колебаний интервалов времени между моментами перехода через ноль переменных величин α_1 и α_2 в такой последовательности действий

$$\begin{split} y_3(n) &= sign(\alpha_2); \\ T_2(n) &= T_2(n-1) + T_K; \\ T_2 &= 0 \text{ при } y_3(n) - y_3(n-1) > 1; \\ \Delta T &= -0,5T + T_2 \text{ при } y_3(n) - y_3(n-1) < -1 \text{ и } \alpha_2 > 0 \\ \text{или } \Delta T &= T_2 \text{ при } y_3(n) - y_3(n-1) < -1 \text{ и } \alpha_2 < 0 \\ \text{или } \Delta T &= -0,5T + T_2 \text{ при } y_3(n) - y_3(n-1) > 1 \text{ и } \alpha_2 < 0 \\ \text{или } \Delta T &= T_2 \text{ при } y_3(n) - y_3(n-1) > 1 \text{ и } \alpha_2 < 0 \\ \text{или } \Delta T &= T_2 \text{ при } y_3(n) - y_3(n-1) > 1 \text{ и } \alpha_2 > 0; \\ \Delta \varphi_2 &= 2\pi \Delta T f , \end{split}$$

где T_2 – величина состояния второго таймера, сброс которого происходит по положительному фронту сигнала $y_3(n) = sign(\alpha_2);$

 ΔT – временной интервал, на основании которого определяется величина фазового сдвига;

T = 1/f – период первой гармоники статорных токов.

Управление величиной фазового сдвига φ_2 тока статора i_2 также осуществляется с помощью интегрального регулятора

$$\varphi_2(n) = \varphi_2(n-1) + k_{P3} \Delta \varphi_2 T_K;$$

 $\varphi_2(n) = 0$ при $t < 15T$,

где *k*_{*P*3} – коэффициент передачи регулятора фазового сдвига.

Процесс воздействия момента вязкого трения нагрузки M_{H1} на вал основного ротора моделируется таким образом

$$M_{H1} = 0 \text{ при } t < t_1;$$

$$M_{H1} = k_{BH} \omega_1 (1 - \exp(-(t - t_1)/T_o)) \text{ при } t > t_1;$$

$$M_{H1} = k_{BH} \omega_1 \exp(-(t - t_2)/T_o) \text{ при } t > t_2,$$

где t_1 , t_2 – моменты времени начала увеличения и снижения механической нагрузки основного ротора.

Для иллюстрации работы двухроторной магнитоэлектрической системы в режиме векторного управления активной компенсацией реакции корпуса проведен расчет переходного процесса пуска, увеличения и снижения нагрузки основного привода при таких параметрах: $k_{P1} = 2,5$; $I_{max1} = 0,2A$; $A_O = \pi/9 \, pad$; $T_O = 0,4c$; $k_{P2} = 2,5$; $k_{P3} = 10$; $k_{BH} = 0,00055 H \cdot M \cdot c/pad$; $M_{B3} = 0$; $M_{V3} = 0$; $t_1 = 3c$; $t_2 = 6c$. Параметры регуляторов систем управления были определены в процессе экспериментального исследования разработанной электромеханической системы.

На рис. 3.10 приведены графики переходных процессов для переменных при моделировании механической нагрузки основного ротора в виде вязкого трения и при значении частоты статорных токов 10 Гц (сверху вниз):

- амплитуда *I*₁₄ тока основной статорной обмотки;
- угол поворота α_1 основного ротора;

– амплитуда *I*_{2*A*} тока статорной обмотки компенсатора;

 – сигнал рассогласования *y*₂ по амплитуде тока компенсирующей обмотки;

– сигнал рассогласования по фазовому сдвигу $\Delta \varphi_2$;



Рис. 3.10

Глава 3

– фазовый сдвиг φ_2 тока статора i_2 компенсирующей системы;

- угол поворота *α*₃ корпуса.

На рис. 3.11 и 3. 12 соответственно приведены графики переходных процессов для угла поворота α_1 основного ротора и угла поворота α_3 корпуса, рассчитанных для ряда значений частоты колебаний токов – 5, 10, 20, 40 и 80 Гц.





Величины амплитуды угла поворота α_{3A} корпуса в диапазоне частот от 5 до 100 $\Gamma \mu$ при трех значениях момента инерции основного ротора при работе прибора без нагрузки и под нагрузкой при ее моделировании вязким трением приведены в табл. 3.1. Ненулевые значения амплитуды угла колебаний корпуса объясняются наличием в исследуемом сигнале некомпенсируемых высших гармоник.

Таблица	3.	1
---------	----	---

$J_2, \kappa 2 \cdot M^2$	Без нагрузки	Под нагрузкой
	$\alpha_{3A}, pa\partial.$	$\alpha_{3A}, pad.$
0,0000015	$1,0.10^{-5} - 5,2.10^{-4}$	$4,0.10^{-5} - 4,3.10^{-4}$
0,0000024	$1,9.10^{-5} - 7,2.10^{-4}$	3,7.10 ⁻⁵ - 5,0.10 ⁻⁴
0,0000033	5,8·10 ⁻⁵ - 8,3·10 ⁻⁴	$2,4.10^{-5} - 7,4.10^{-4}$

Далее рассмотрим режим работы двухроторной магнитоэлектрической системы возвратно-вращательного движения для случая когда полезная механическая нагрузка основного ротора определяется действием реактивного момента сухого трения. Величина такого момента нагрузки изменяет свой знак при изменении направления вращения ротора двигателя. Абсолютная величина момента нагрузки M_{CTH} определяется

$$M_{CTH} = 0 \text{ при } t < t_1;$$

$$M_{CTH} = M_{CT} (1 - \exp(-(t - t_1)/T_o)) \text{ при } t > t_1;$$

$$M_{CTH} = M_{CT} \exp(-(t - t_2)/T_o) \text{ при } t > t_2,$$

где *M*_{*CT*} – величина сухого трения нагрузки.

Величина описываемого момента нагрузки суммируется с моментом сопротивления подшипников, в таком случае суммарный реактивный момент определяется как

$$M_{P1} = M_{\Pi} + M_{CTH}$$
 при $\omega_1 > 0$
или $M_{P1} = -M_{\Pi} - M_{CTH}$ при $\omega_1 < 0$.

На рис. 3.13 приведены графики переходных процессов для тех же переменных, что приведены на рис. 3.10, при мо-

делировании механической нагрузки основного ротора, обусловленной действием постоянного реактивного момента сухого трения, при значениях частоты токов 10 Гц и момента сухого трения $M_{CT} = 0,01 H \cdot M$.



На рис. 3.14 и 3.15 соответственно приведены графики переходных процессов для угла поворота α_1 основного ротора и угла поворота α_3 корпуса, рассчитанных для ряда значений частоты колебаний токов – 5, 10, 20, 40 и 80 Гц.





Рис. 3.15

Анализ полученных результатов исследований показывает, что второй режим механической нагрузки с реактивным моментом сухого трения характеризуется существенно большим проявлением нелинейности двухроторной электромеханической системы, поэтому на графиках (рис. 3.15) в нижней части диапазона частот колебаний наблюдаются заметное

103

проявления некомпенсированных высших гармоник колебаний корпуса.

Выводы по главе 3

1. Реализация принципа активной компенсации реактивного знакопеременного момента в устройствах, содержащих электропривод возвратно-вращательного движения, путем создания регулируемого момента, величина которого в каждый момент времени соответствует моменту основного привода, а направлено противоположно, принципиально позволяет решить проблему виброзащиты человека, работающего с электроинструментом, во всем диапазоне регулируемых рабочих частот и механических нагрузок.

2. При переменной амплитуде и частоте колебаний ротора основного привода систему управления компенсацией целесообразно строить на основе векторного управления амплитудой и фазовым сдвигом тока компенсирующей системы.

3. Степень компенсации колебаний корпуса зависит от величины момента инерции основного ротора (см. табл. 3.1), который может изменяться в зависимости от типа применяемой рабочей насадки. Увеличение момента инерции снижает эффективность компенсатора, поэтому момент инерции ротора компенсатора необходимо выбирать исходя из максимально возможного момента инерции основного ротора.