<https://doi.org/10.38013/2542-0542-2021-3-47-58>
УДК 62-526

Оптимальное и комбинированное управление безредукторным приводом с моментным двигателем

А. В. Цапцов, А. В. Степовой

Акционерное общество «Конструкторское бюро точного машиностроения им. А. Э. Нудельмана»,
Москва, Российская Федерация

В статье рассматривается задача обеспечения максимального быстродействия безредукторного привода, построенного на базе моментного двигателя. Поставленную задачу предлагается решить за счет реализации оптимального управления с упреждением в соответствии с принципом максимума Понтрягина и теоремы Фельдбаума о конечном числе переключений. При комбинированном управлении обеспечивается переход от оптимального управления к автоматическому регулированию в зоне стабилизации конечного состояния. Результаты математического моделирования подтверждают эффективность выбранных технических решений.

Ключевые слова: оптимальное управление, максимальное быстродействие, упреждение, безредукторный привод, моментный двигатель, математическое моделирование

Для цитирования: Цапцов А. В., Степовой А. В. Оптимальное и комбинированное управление безредукторным приводом с моментным двигателем // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2021. № 3. С. 47–58. <https://doi.org/10.38013/2542-0542-2021-3-47-58>

For citation: Tsaptsov A. V., Stepovoy A. V. Optimal and combined control of the direct drive with the torque motor // Vestnik Koncerna VKO "Almaz – Antey". 2021. No. 3. P. 47–58. <https://doi.org/10.38013/2542-0542-2021-3-47-58>

Поступила 08.07.2021 Отрецензирована 18.07.2021 Одобрена 23.07.2021 Опубликована 20.10.2021

Безредукторные приводы на базе моментных двигателей (МД) нашли широкое применение в различных областях народного хозяйства: приводы станков, опорно-поворотные устройства радиолокационных станций (РЛС), оптико-электронные станции (ОЭС) обзора и наблюдения, компрессорное оборудование, следящие координаторы, сервоприводы роботов и манипуляторов, гиростабилизированные платформы и др. [1–4]. Безредукторный привод отличается плавностью работы, отсутствием люфтов и упругих деформаций, повышенной надежностью и увеличенным сроком эксплуатации.

В отдельных случаях к безредукторному приводу могут быть предъявлены жесткие требования по быстродействию в режимах

отработки входного воздействия. Задача обеспечения максимального быстродействия изучается в теории оптимальных процессов. Синтез оптимального управления безредукторным приводом как динамической системой n -го порядка может быть выполнен в фазовом пространстве системы применением принципа максимума Понтрягина [5–7].

Согласно принципу максимума [5] оптимальное управление для динамической системы представляет собой кусочно-постоянную функцию времени с разрывами первого рода. В силу теоремы Фельдбаума [6] для линейной динамической системы n -го порядка, имеющей неположительные вещественные корни, оптимальное по быстродействию управление имеет на интервале управления не более $(n - 1)$ переключений с одной границы допустимой области на другую.

Синтез оптимального управления сводится к исследованию динамической системы в фазовом пространстве и построению линии переключения [7].

В качестве примера рассмотрим привод с малым углом поворота на базе двухфазной синхронной электрической машины типа ДБМ70 с постоянными магнитами на роторе. Динамическая модель привода с учетом известных допущений и соотношений [1, 2, 7, 8] приведена на рисунке 1. Динамическая модель реализована в среде Simulink (Matlab).

Привод представляет собой систему подчиненного регулирования с тремя вложенными контурами:

- токовый (моментный) контур. Обратная связь реализуется через датчик тока с передаточным коэффициентом Kdt ;
- скоростной контур с обратной связью по датчику угловой скорости (ДУС);
- позиционный контур с обратной связью по датчику угла (ДУ).

Модель ДУС представлена фильтром Баттерворта 3-го порядка с рабочей полосой частот 400 Гц (по уровню -3 дБ), звеном квантования по уровню, по времени, запаздыванием и генератором измерительного шума со среднеквадратичным отклонением (СКО) $2,6$ мкрад/с/ $\sqrt{\text{Гц}}$. Модель ДУ представлена безинерционным звеном, звеном запаздывания, звеном квантования по времени и звеном квантования по уровню с ценой младшего разряда 5° .

Параметры динамической модели: $P = 8$; $Kum = 1$; $Kdt = 0,25$ А/В; $L = 0,3$ мГн; $R = 0,75$ Ом; $Cm = 0,09$ Нм/А; $Ce = 0,09$ В/рад/с; $Kmt = 0,2$ Нм/рад; $Mtr = 0,005$ Н; $Jn = 0,07$ кг $\times$ м 2 .

Номинальный момент двигателя ДБМ70 составляет $0,16$ Нм, а номинальная скорость вращения – 3000 об/мин.

Выбор значений коэффициентов П-регулятора ($Kus = 40$) и ПИ-регулятора ($Ksk = 80$; $Kiz = 1$) выполнен по методу динамического синтеза [8, 9]. Интегральная составляющая ПИ-регулятора ограничена в диапазоне от $-0,01$ до $0,01$.

В модели привода сигнал управления U ограничен значением $|U_{MAX}| = 24$ В, что соответствует предельно допустимой амплитуде

тока 24 А для статорной обмотки двигателя ДБМ70 при выбранных настройках токового контура.

Перед синтезом оптимального управления динамическая модель привода (рис. 1) должна быть приведена к каноническому описанию [5]:

$$\frac{dx^i}{dt} = f^i(x^1, \dots, x^n, u^1, \dots, u^r), \quad (1)$$

где $x^1, \dots, x^n$ – фазовые координаты динамической системы, определяющие ее состояние в каждый момент времени t ;

$u^1, \dots, u^r$ – параметры управления;

t – время;

$i = 1, \dots, n$.

Для этого упрощенно представим неизменяемую часть привода (токового контура с МД) в качестве бесколлекторного аналога двигателя постоянного тока [1, 2, 8, 10, 11] с передаточной функцией:

$$W(p) = \frac{\varphi}{U} = \frac{Kum / Ce}{p(T_E p + 1)(T_M p + 1)}, \quad (2)$$

где φ – угол поворота привода, рад;

U – сигнал управления, В;

T_E – электромагнитная постоянная времени, с;

T_M – электромеханическая постоянная времени, с;

p – оператор Лапласа.

Расчетные соотношения для определения значений T_E и T_M :

$$Ktk = \frac{1}{R / Kum + Kdt},$$

$$Ttk = \frac{L / R}{1 + Kum \cdot Kdt / R},$$

$$K' = \frac{Ktk \cdot Cm \cdot Ce}{Jn \cdot Kum},$$

$$T_1^2 = Ttk / K',$$

$$T_2 = 1 / K',$$

$$T_E = \frac{T_2}{2} - \sqrt{\frac{T_2^2}{4} - T_1^2},$$

$$T_M = \frac{T_2}{2} + \sqrt{\frac{T_2^2}{4} - T_1^2},$$

где Ktk , Ttk , K' , T_1 , T_2 – промежуточные переменные.

Рис. 1. Динамическая модель безредукторного привода: Fin – входной сигнал по углу, рад; Fi – угол поворота привода, рад; Fi_du – выходной сигнал датчика угла, рад; Kus – коэффициент усиления П-регулятора позиционного контура; Ksk – коэффициент усиления ПИ-регулятора скоростного контура; Kiz – коэффициент изодрома ПИ-регулятора скоростного контура; U – сигнал управления, В; ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь; P – число пар полюсов МД; Kum – коэффициент усилителя мощности; Kdt – передаточный коэффициент датчика тока, В/А; I_{sin} , I_{cos} – токи в статорных обмотках МД, А; L – индуктивность статорной обмотки МД, Гн; R – сопротивление статорной обмотки МД, Ом; Cm – моментный коэффициент МД, Нм/А; Ce – коэффициент противоЭДС, В/рад/с; M – момент МД, Нм; Mt – момент тяжения токопроводников, Нм; Kmt – удельный коэффициент момента тяжения, Нм/рад; Mtr – момент «сухого» трения, Нм; Jn – момент инерции нагрузки привода, кг·м²; ДУС – датчик угловой скорости; ДУ – датчик угла

Понижение порядка динамического звена (2) достигается при выполнении условия [8]:

$$T_M \geq 10 \times T_E, \\ 8,6427 \geq 0,003.$$

Тогда передаточная функция (2) приводится к еще более упрощенному виду:

$$W(p) = \frac{Kum / Ce}{p(T_M p + 1)},$$

с соответствующим дифференциальным уравнением 2-го порядка:

$$T \frac{d^2 \varphi}{dt^2} + \frac{d\varphi}{dt} - KU = 0,$$

где $K = Kum/Ce$ – коэффициент усиления; $T = T_M$ – постоянная времени.

Окончательно приведем динамическую модель привода к канонической записи (1):

$$\begin{cases} \frac{d\varphi}{dt} = \omega \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{K \cdot U - \omega}{T} \end{cases} \quad (3)$$

где φ, ω – угол поворота привода и его угловая скорость соответственно.

Задача синтеза оптимального по быстродействию управления безредукторным приводом формализуется следующим образом:

- для динамической системы (3) с областью допустимого управления $|U| \leq U_{MAX}$ требуется синтезировать такое оптимальное управление $U_{OPT}(\varphi, \omega)$, которое переводит систему (3) из начального состояния:

$$(\varphi_0, \omega_0): \varphi(t_0) = \varphi_0; \omega(t_0) = \omega_0 \quad (4)$$

в конечное:

$$(\varphi_K, \omega_K): \varphi(t_K) = \varphi_K; \omega(t_K) = 0 \quad (4)$$

за минимально возможное время: $t_K \rightarrow \min$.

Поскольку программное оптимальное управление $U_{OPT}(t)$ в силу теоремы Фельдбаума для системы 2-го порядка имеет структуру:

$$U_{OPT}(t) = \begin{cases} z \cdot U_{MAX}, t_0 \leq t \leq t_* \\ -z \cdot U_{MAX}, t_* \leq t \leq t_K, \\ z = \pm 1 \end{cases} \quad (6)$$

где t^* – момент переключения,

то для синтеза оптимального управления (в форме зависимости от текущего состояния системы $U_{\text{опт}}(\varphi, \omega)$) достаточно определить знак начального управления z и линию переключения знака управления в фазовом пространстве.

Выполнив подстановку переменных

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{d\omega}{d\varphi} \cdot \frac{d\varphi}{dt} = \omega \cdot \frac{d\omega}{d\varphi},$$

из системы (3), получим уравнение, задающее траекторию системы в фазовом пространстве:

$$T\omega \frac{d\omega}{d\varphi} + \omega = KU. \quad (7)$$

Решение уравнения (7) несложно получить в аналитическом виде $\varphi = \varphi(\omega)$:

$$\varphi = \varphi_0 + T \cdot (\omega_0 - \omega) + KUT \cdot \ln \left(\frac{KU - \omega_0}{KU - \omega} \right). \quad (8)$$

Перейдем к координатам:

$$\Delta\varphi = \varphi_K - \varphi,$$

$$\Delta\varphi = \begin{cases} T \cdot \omega - KU_{\text{MAX}} T \cdot \ln \left(\frac{KU_{\text{MAX}}}{KU_{\text{MAX}} - \omega} \right), & \text{при } \omega < 0 \\ T \cdot \omega + KU_{\text{MAX}} T \cdot \ln \left(\frac{KU_{\text{MAX}}}{KU_{\text{MAX}} + \omega} \right), & \text{при } \omega > 0 \end{cases} \quad (10)$$

Формально ЛП можно записать следующим образом: $F_{\text{ЛП}}(\Delta\varphi, \omega) = 0$,

$$\text{где } F_{\text{ЛП}}(\Delta\varphi, \omega) = \begin{cases} -\Delta\varphi + T\omega - KU_{\text{MAX}} T \cdot \ln \left(\frac{KU_{\text{MAX}}}{KU_{\text{MAX}} - \omega} \right), & \text{при } \omega < 0 \\ -\Delta\varphi + T\omega + KU_{\text{MAX}} T \cdot \ln \left(\frac{KU_{\text{MAX}}}{KU_{\text{MAX}} + \omega} \right), & \text{при } \omega > 0 \end{cases} \quad (11)$$

Рис. 2. Фазовые траектории и ЛП: а – семейство фазовых траекторий; б – фазовые траектории и ЛП
— ЛП; — — $+U_{\text{max}}$; — — $-U_{\text{max}}$

где $\Delta\varphi$ – угловое рассогласование, рад.

В таком случае движение динамической системы (3) с оптимальным управлением $U_{\text{опт}}(\Delta\varphi, \omega)$ всегда будет завершаться в начале координат ($\Delta\varphi = 0; \omega = 0$).

Примем очевидное допущение $\varphi_0 = 0$ и $\omega_0 = 0$ и перепишем уравнение (8) в следующем виде:

$$\Delta\varphi = \varphi_K + T\omega - KUT \cdot \ln \left(\frac{KU}{KU - \omega} \right). \quad (9)$$

В соответствии с (9) все фазовые траектории $\Delta\varphi = \Delta\varphi(\omega)$ делятся на два семейства: при $U = U_{\text{MAX}}$ и при $U = -U_{\text{MAX}}$ (рис. 2а).

Из анализа графиков следует, что перемещение в начало координат ($\Delta\varphi = 0; \omega = 0$) происходит по двум траекториям:

- при $\omega > 0$ и $U = -U_{\text{MAX}}$;
- при $\omega < 0$ и $U = U_{\text{MAX}}$.

Соответственно, уравнение линии переключения (ЛП) примет следующий вид (рис. 2б):

Линия переключения (11) разделяет фазовую плоскость $(\Delta\phi, \omega)$ на две области. Знак переключения z оптимального управления (6) определяется в соответствии с правилом:

$$U_{OPT}(\Delta\phi, \omega) = -\text{sign}(F_{\text{ЛП}}(\Delta\phi, \omega)) \cdot U_{\text{MAX}} \quad (12)$$

Полученные расчетные соотношения не представляют сложности для современных вычислительных средств. Оптимальное управление (11)–(12) может быть реализовано практически в любом безредукторном приводе с цифровым управлением.

Результаты моделирования привода (рис. 1) с оптимальным управлением (11)–(12) при наличии запаздывания τ в реализации управления представлены на рисунках 3 и 7.

Вследствие наличия запаздываний в динамической системе смена знака управления происходит выше линии переключения. По окончании переходного процесса устанавливаются незатухающие колебания, которым на фазовой плоскости соответствует предельный цикл. Как видно из графиков, параметры колебаний не зависят от величины входного воздействия.

Согласно [7, 8] все малые постоянные времени в системе можно учесть в виде постоянного запаздывания τ .

Запаздывание τ приводит к смещению точки переключения N в точку 1 (см. рис. 4а) на величину $\Delta\omega_\tau$ по оси ординат и на величину $\Delta\phi_\tau$ по оси абсцисс. Приращения $\Delta\omega_\tau$ и $\Delta\phi_\tau$

Рис. 3. Фазовый портрет динамической системы с оптимальным управлением:

а – общий вид; б – расширенный вид в области начала координат
 — 0,02; — 0,04; — 0,06; — 0,08; — 0,1; — ЛП

Рис. 4. К синтезу ЛП с упреждением: а – общий вид; б – расширенный вид в области начала координат;

0,02 – фазовая траектория системы с оптимальным управлением и входным воздействием 0,02 рад;

ЛП – линия переключения; ЛПУ – линия переключения с упреждением

— 0,02; — ЛПУ; — ЛП

за время τ определяются через систему дифференциальных уравнений (3):

$$\begin{cases} \Delta\varphi_\tau = \int_0^\tau \omega dt \\ \Delta\omega_\tau = \int_0^\tau \frac{K \cdot U - \omega}{T} dt \end{cases} \quad (13)$$

Или, в силу малости τ :

$$\begin{cases} \Delta\varphi_\tau = \omega \tau \\ \Delta\omega_\tau = \frac{K \cdot U - \omega}{T} \tau \end{cases}, \quad (14)$$

где τ – обобщенное запаздывание, с;

$\Delta\varphi_\tau$ – приращение по углу за время τ , рад;

$\Delta\omega_\tau$ – приращение по угловой скорости за время τ , рад/с.

Компенсация запаздывания τ достигается путем синтеза новой ЛП с упреждением таким образом, чтобы управляющее воздействие системы с запаздыванием и той же системы без запаздывания совпадали.

Синтез новой ЛП с упреждением проведем путем сдвига ЛП строго оптимального управления (11) на величины $\Delta\omega_\tau$ и $\Delta\varphi_\tau$ против направления движения – с точки N в точку P (рис. 4а). Произведем замену измеренных координат ($\Delta\varphi$, ω) на упрежденные ($\Delta\varphi_y$, ω_y) и запишем уравнение ЛП с упреждением в соответствии с выражением (11):

$$F_{ЛП}(\Delta\varphi_y, \omega_y) = 0.$$

$$F_{ЛП}(\Delta\varphi_y, \omega) = \begin{cases} -\Delta\varphi_y + T\omega_y - KU_{MAX}T \cdot \ln\left(\frac{KU_{MAX}}{KU_{MAX} - \omega_y}\right), & \text{при } \omega < 0 \\ -\Delta\varphi_y + T\omega_y + KU_{MAX}T \cdot \ln\left(\frac{KU_{MAX}}{KU_{MAX} + \omega_y}\right), & \text{при } \omega > 0 \end{cases}, \quad (15)$$

$$\begin{cases} \Delta\varphi_y = \Delta\varphi - \Delta\varphi_\tau \\ \omega_y = \omega + \Delta\omega_\tau \end{cases}$$

$\Delta\varphi, \omega$ – измеренные координаты фазовой траектории динамической системы;

$\Delta\varphi_y, \omega_y$ – упрежденные координаты фазовой траектории динамической системы.

Упрежденные координаты $\Delta\varphi_y$, ω_y определяются по выражениям (13)–(14).

Линия переключения (15) визуализируется кривой $PO1O2P'$ на рисунке 4.

В общем случае численное значение τ неизвестно, но может быть определено через параметры предельного цикла [7]:

1) Уравнение фазовой траектории (9) для точки N имеет следующий вид:

- для левой полуоси

$$\Delta\varphi = T \cdot \omega_N + KU_{MAX}T \cdot \ln\left(\frac{KU_{MAX}}{KU_{MAX} + \omega_N}\right), \quad (16)$$

- для правой полуоси

$$\Delta\varphi = \varphi_K + T \cdot \omega_N - KU_{MAX}T \cdot \ln\left(\frac{KU_{MAX}}{KU_{MAX} - \omega_N}\right). \quad (17)$$

Приравнивая правые части уравнений (16) и (17) и опуская промежуточные вычисления, получим выражение для φ_K :

$$\varphi_K = KU_{MAX}T \cdot \ln\left(\frac{K^2U_{MAX}^2}{K^2U_{MAX}^2 - \omega_N^2}\right). \quad (18)$$

Из (18) получим обратное выражение для ω_N :

$$\omega_N = KU_{MAX} \sqrt{1 - \frac{1}{e^A}}, \quad (19)$$

$$\text{где } A = \frac{\varphi_K}{KU_{MAX}T}. \quad (20)$$

2) Уравнение фазовой траектории (9) для точки 1 имеет следующий вид:

- для левой полуоси

$$\Delta\varphi = \varphi_{Л} + T \cdot \omega_1 + KU_{MAX}T \cdot \ln\left(\frac{KU_{MAX}}{KU_{MAX} + \omega_1}\right), \quad (21)$$

- для правой полуоси

$$\Delta\varphi = \varphi_{П} + T \cdot \omega_1 - KU_{MAX}T \cdot \ln\left(\frac{KU_{MAX}}{KU_{MAX} - \omega_1}\right), \quad (22)$$

где $\omega_1 = \omega_N + \Delta\omega_\tau$,

φ_L , φ_P – координаты левой и правой полуосей фазовой траектории соответственно при $\omega = 0$.

Приравнивая правые части уравнений (21) и (22) и опуская промежуточные вычисления и индексы, получим выражение для точечного преобразования правой полуоси в левую:

$$\varphi_L = \varphi_P - KU_{MAX}T \cdot \ln \left(\frac{K^2 U_{MAX}^2}{K^2 U_{MAX}^2 - (\omega + \Delta\omega_{\tau})^2} \right), \quad (23)$$

Построим диаграмму точечного преобразования (рис. 5) по функции соответствия (23).

Точка пересечения кривых φ_P и $\varphi_L(\varphi_P)$ характеризует наличие в системе единственного устойчивого предельного цикла.

Условие существования предельного цикла:

$$\varphi_C = -\varphi_L = \varphi_P,$$

где φ_C – амплитуда колебаний по углу в предельном цикле, рад.

3) Для определения τ подставим φ_C в выражение (23):

$$-\varphi_C = \varphi_C - KU_{MAX}T \cdot \ln \left(\frac{K^2 U_{MAX}^2}{K^2 U_{MAX}^2 - (\omega_C + \Delta\omega_{\tau C})^2} \right), \quad (24)$$

где ω_C – амплитуда колебаний по угловой скорости в предельном цикле, определяемая по (19)–(20), рад/с;

$\Delta\omega_{\tau C}$ – приращение по угловой скорости, определяемое по (13)–(14), рад/с.

Из (24), опуская промежуточные вычисления, получим выражение для оценки обобщенного запаздывания τ :

$$\tau = \frac{T}{KU_{MAX}\omega_C} \left[KU_{MAX} \sqrt{(e^{Ac})^2 - 1} - \omega_C \right], \quad (25)$$

где

$$\begin{cases} Ac = \frac{\varphi_C}{KU_{MAX}T}, \\ \omega_C = KU_{MAX} \sqrt{1 - \frac{1}{e^{Ac}}}. \end{cases}$$

В соответствии с выражением (25) по измеренным значениям φ_C и ω_C выполняется расчет τ . Для исследуемого безредукторного привода (рис. 1) с колебаниями в предельном цикле (рис. 3б или 4б) оценка запаздывания составит $\tau \approx 0,001947$ с.

Результаты моделирования привода с оптимальным управлением (12) и упреждением (15) представлены на рисунках 6 и 7.

Стоит особо отметить, что вследствие имеющихся измерительных шумов и нелинейностей отдельные фазовые траектории все же «просачиваются» сквозь линию переключения (см. рис. 6б). Фактически перевод динамической системы 2-го порядка из начального состояния в конечное выполняется более чем за 1 одно переключение. Таким образом, для безредукторного привода с оптимальным управлением реализуется квазиоптимальный переходной процесс.

По завершении переходного процесса динамическая система переходит в так называемый «скользящий режим» [12], который вызван остаточным некомпенсированным запаздыванием τ и который также характеризуется незатухающими колебаниями. Амплитуда колебаний минимальна благодаря введению упреждения и для идеальной системы фактически определяется величиной τ согласно (24) и (13)–(14):

$$\begin{cases} \varphi_C = 0.5 KU_{MAX}T \cdot \ln \left(\frac{K^2 U_{MAX}^2}{K^2 U_{MAX}^2 - (\Delta\omega_{\tau C})^2} \right) \\ \omega_C = \Delta\omega_{\tau C} \\ \Delta\omega_{\tau C} = \frac{K \cdot U_{MAX}}{T} \tau \end{cases}.$$

Функционирование безредукторного привода в скользящем режиме может быть непереносимо по двум причинам:

Рис. 5. Диаграмма точечного преобразования

— φ_P ; — φ_L

Рис. 6. Фазовый портрет динамической системы с оптимальным управлением с упреждением: а – общий вид; б – расширенный вид в области начала координат
— 0,02; — 0,04; — 0,06; — 0,08; — 0,1; — ЛП; — ЛПу

Рис. 7. Графики переходных процессов: а – общий вид; б – расширенный вид в области установившегося процесса; $F_{вх}$ – входное воздействие; $F_{оу}$ – переходной процесс при строго оптимальном управлении; $F_{оуу}$ – переходной процесс при оптимальном управлении с упреждением
— $F_{вх}$; — $F_{оу}$; — $F_{оуу}$

1) постоянное энергопотребление (рис. 8), что критично для аппаратуры с ограниченным по емкости источником питания (например, ОЭС обзора беспилотного летательного аппарата);

2) «дрожание» привода (рис. 7б), что приведет к «смазу» пеленгуемого сигнала, что критично для высокоточных РЛС и ОЭС.

В связи с этим предлагается применить комбинированное управление, состоящее из двух режимов:

1) режим оптимального управления (12) с упреждением (15) в зоне «приведения» системы с начальными условиями:

$$\Delta\varphi(t_0) = \varphi_K; \omega(t_0) = 0 \quad (26)$$

и конечными:

$$|\Delta\varphi(t_K)| \leq \delta_{\Delta\varphi}; |\omega(t_K)| \leq \delta_{\omega}, \quad (27)$$

где $\delta_{\Delta\varphi}$, δ_{ω} – границы зоны «стабилизации» по угловому рассогласованию и угловой скорости соответственно,

и критерием быстродействия: $t_K \rightarrow \min$;

2) режим автоматического регулирования в зоне «стабилизации» (27) с П-регулятором в позиционном контуре и ПИ-регулятором в скоростном.

Для рассматриваемого привода границы зоны точности $\delta_{\Delta\varphi} = 0,15$ мрад и $\delta_{\omega} = 0,08$ рад/с определены следующим образом:

$$\delta_{\Delta\varphi} = \Delta\varphi_{CP} \pm \theta, \quad (28)$$

$$\delta_{\omega} = \omega_{CP} \pm v, \quad (29)$$

где $\Delta\varphi_{CP}$ – амплитуда колебаний по угловому рассогласованию в скользящем режиме (рис. 6б),

ω_{CP} – амплитуда колебаний по угловой скорости в скользящем режиме (рис. 6б),

θ, v – параметры, задающие размер зоны «стабилизации».

Методика (28)–(29) носит эмпирический характер, а выбор значений $\delta_{\Delta\varphi}$ и δ_{ω} является предметом отдельных исследований.

Сравнительные результаты моделирования безредукторного привода представлены на рисунках 9, 10 и в таблице 1.

Результаты приведены для постоянно-го входного воздействия и для режима сканирования. Режим сканирования характерен для высокоточных РЛС и ОЭС, оснащенных

Рис. 8. Графики сигнала управления и момента привода на переходном процессе и в скользящем режиме
— U ; — M

двухканальным приводом горизонтального (ГН) и вертикального наведения (ВН). Режим

Рис. 9. Типовые переходные процессы: а, б – входное воздействие 0,02 рад; в, г – входное воздействие 0,1 рад; $F_{вх}$ – входное воздействие; $F_{ар}$ – сигнал ДУ при автоматическом регулировании; $F_{ку}$ – сигнал ДУ при комбинированном управлении; $+dF, -dF$ – границы зоны по ошибке (0,15 мрад)
— $F_{вх}$; — $F_{ар}$; — $F_{ку}$

Рис. 10. Типовые переходные процессы при сканировании: а – 16 сканов при автоматическом регулировании; б – 16 сканов при комбинированном управлении; в – 34 скана при автоматическом регулировании; г – 34 скана при комбинированном управлении; F_{vx1} , F_{vx2} – входные воздействия приводов ГН и ВН соответственно; $F_{ду1}$, $F_{ду2}$ – сигналы ДУ приводов ГН и ВН соответственно
— F_{vx1} ; — $F_{ду1}$; — F_{vx2} ; — $F_{ду2}$

Таблица 1

Сравнительные результаты моделирования

Входное воздействие, рад	Быстродействие переходного процесса, сек		Выигрыш по быстродействию, сек	Выигрыш по быстродействию, %
	автоматическое регулирование	комбинированное управление		
0,02	0,072	0,050	0,022	31
0,04	0,105	0,078	0,027	26
0,06	0,133	0,091	0,042	32
0,08	0,145	0,106	0,039	27
0,1	0,157	0,118	0,039	25
Сканирование (16 сканов)	1,178	0,906	0,272	23
Сканирование (34 скана)	2,538	2,038	0,500	20

сканирования позволяет существенно расширить поле обзора путем механического перемещения строительной оси антенны в заданные по циклограмме области пространства.

Результаты моделирования показали эффективность применения предлагаемого комбинированного управления в сканирующих и следящих системах в части:

- обеспечения повышенного быстродействия для всех типов и величины входного воздействия;

- снижения времени переходного процесса на 25–32 % при постоянном входном воздействии;

- увеличения быстродействия на 20–23 % в режиме сканирования.

Таким образом, для безредукторного привода с малым углом поворота на базе моментного двигателя типа ДБМ70 выполнен синтез оптимального управления с упреждением. Оптимальное управление с упреждением обеспечивает минимальное время переходного процесса и минимальные амплитуды незатухающих колебаний в установившемся скользящем режиме. При этом для отдельных фазовых траекторий реализуется квазиоптимальный переходной процесс – число переключений больше, чем $n - 1$.

Для исключения скользящего режима и, соответственно, незатухающих колебаний в безредукторном приводе предложено комбинированное управление. Комбинированное управление включает в себя режим оптимального управления с упреждением на участке «приведения» и режим автоматического регулирования в зоне «стабилизации».

Динамическое моделирование подтвердило правильность выбранных технических решений и корректность синтезированного управления. По сравнению с П- и ПИ-регуляторами комбинированное управление в безредукторном приводе обеспечивает повышение быстродействия на 20–30 %. При этом статическая ошибка не ухудшается.

Расчетные соотношения не представляют сложности для современных вычислительных средств и могут быть реализованы в приводе с цифровым управлением (при проектировании или модернизации).

Список литературы

1. Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность): курс лекций. СПб.: Корона-Век, 2007. 336 с.
2. Баранов М.В., Бродовский В.Н., Зимин А.В., Каржаков Б.Н. Электрические следящие

приводы с моментным управлением исполнительными двигателями: монография. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2006. 240 с.

3. Горячев О.В., Шигин И.А., Кузьмин М.А. Синтез алгоритма управления приводом наведения и стабилизации секторным моментным электрическим двигателем встраиваемого исполнения // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. Вып. 3. 2020. С. 17–28.

4. Кузьмин М.А., Шигин И.А., Ерофеев А.Г. Синтез алгоритмов управления безредукторного привода на базе бесконтактного моментного двигателя // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. Вып. 5. 2019. С. 381–392.

5. Понтрягин Л.С., Болтянский В.Г., Гамкрелидзе Р.В., Мищенко Е.Ф. Математическая теория оптимальных процессов. М.: Наука, 1969. 384 с.

6. Фельдбаум А.А. Основы теории оптимальных автоматических систем. М.: Физматгиз, 1963. 552 с.

7. Павлов А.А. Синтез релейных систем, оптимальных по быстродействию (метод фазового пространства). М.: «Наука». Главная редакция физ.-мат. литературы, 1966. 392 с.

8. Бессекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования, издание третье, исправленное. М.: «Наука». Главная редакция физ.-мат. литературы, 1975. 768 с.

9. Бессекерский В.А., Фабрикант Е.А. Динамический синтез систем гироскопической стабилизации. М.: «Судостроение», 1968. 351 с.

10. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. высш. учеб. заведений. 2-е изд., испр. М.: Издательский центр «Академия», 2007. 272 с.

11. Микеров А.Г. Электромеханические датчики и электронные компоненты управляемых вентильных двигателей: учеб. пособие. СПб.: СПбГЭТУ, 1999. 60 с.

12. Сурков В.В., Сухинин Б.В., Ловчаков В.И., Соловьев А.Э. Аналитическое конструирование регуляторов, оптимальных по точности и быстродействию. Тула: Тул. гос. ун-т, 2005. 300 с.

Об авторах

Цапцов Артем Вячеславович – кандидат технических наук, заместитель начальника отдела акционерного общества «Конструкторское бюро точного машиностроения им. А. Э. Нудельмана», Москва, Российская Федерация.

Область научных интересов: системы управления движением, оптико-электронные системы.

Степовой Андрей Васильевич – кандидат технических наук, начальник направления – заместитель главного конструктора акционерного общества «Конструкторское бюро точного машиностроения им. А. Э. Нудельмана», Москва, Российская Федерация.

Область научных интересов: системы управления движением, оптико-электронные системы.

Optimal and combined control of the direct drive with the torque motor

Tsaptsov A. V., Stepovoy A. V.

Nudelman Precision Engineering Design Bureau, Moscow, Russian Federation

The paper covers the problem of reaching the maximum speed performance of a direct drive based on the torque motor. The authors propose the solution to the problem by implementing optimal feed-forward control in accordance with Pontryagin's maximum principle and Feldbaum's theorem on the finite number of switching times. Combined control allows a transition from optimal to automatic control in the finite state stabilization zone. Results of mathematical modelling prove the efficiency of selected engineering solutions.

Keywords: optimal control, maximum speed performance, feed forward, direct drive, torque motor, mathematical modeling

Information about the authors

Tsaptsov Artem Vyacheslavovich – Candidate of Engineering Sciences, Deputy Head of Department, Joint Stock Company “Nudelman Precision Engineering Design Bureau”, Moscow, Russian Federation.

Science research interests: traffic control systems, optoelectronic systems.

Stepovoy Andrey Vasilievich – Candidate of Engineering Sciences, Chief of Branch – Deputy Chief Designer, Joint Stock Company “Nudelman Precision Engineering Design Bureau”, Moscow, Russian Federation.

Science research interests: traffic control systems, optoelectronic systems.