

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРЕЦИЗИОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ КВАНТОВО-ОПТИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ

С. Ю. Ловлин, А. Г. МАМАТОВ

*Университет ИТМО, 197101, Санкт-Петербург, Россия
E-mail: amamatov@corp.ifmo.ru*

Исследованы методы экспериментальной идентификации частотных характеристик прецизионных электроприводов исполнительных осей телескопов квантово-оптических комплексов. Изучены различные подходы к обработке экспериментальных данных, основанные на преобразовании Фурье. Рассмотрено влияние нелинейностей, характерных для систем прецизионного электропривода, на результаты экспериментальной идентификации частотных характеристик (момент сухого трения, момент кабельного перехода, зубцовые пульсации момента двигателя, мертвое время ключей инвертора). Выбрана схема проведения эксперимента с релейным регулятором скорости, позволяющая снизить влияние нелинейностей на результаты эксперимента. Апробация предложенных подходов к проведению идентификации проведена при помощи моделирования в среде MATLAB на модели электропривода с двухмассовой нагрузкой с использованием нелинейных и гармонических воздействий, зафиксированных экспериментально, при настройке исполнительной оси телескопа квантово-оптического комплекса.

Ключевые слова: *экспериментальная идентификация, частотная характеристика, прецизионный электропривод, момент сухого трения, релейный регулятор, преобразование Фурье, частотно-временной анализ, оконная функция*

Введение. Настоящая статья посвящена экспериментальной идентификации частотных характеристик систем прецизионного электропривода. Примером таких систем являются исполнительные оси телескопов современных квантово-оптических комплексов мониторинга космического пространства. В задачи комплексов входит обнаружение космических объектов и слежение за ними, измерение расстояния, параметров движения, решение навигационных задач. Системы управления электроприводами исполнительных осей телескопов должны обеспечивать уникальную точность наведения и слежения: среднеквадратичная ошибка наведения на скорости до 10 °/с не должна превышать 1" [1].

Исполнительные оси телескопов квантово-оптических комплексов представляют собой нелинейные динамические объекты с упругими механическими связями. В процессе эксплуатации на них действуют различные нелинейные и гармонические воздействия и возмущения, обусловленные как особенностями самой системы, так и условиями эксплуатации. Частотные характеристики таких систем имеют резонансы в области высоких частот, что может приводить к неустойчивости спроектированных систем управления [2]. Нелинейные динамические системы могут быть описаны линейными моделями в рабочем диапазоне частот [3—6]. Аналитически получить математическую модель, позволяющую точно описать динамику объекта

управления, затруднительно ввиду большого количества механических связей и неопределенности их параметров, таким образом, возникает необходимость экспериментальной идентификации частотных характеристик [4—7]. При этом применяемые методы идентификации должны обеспечивать высокую точность оценки резонансных частот, амплитудных и фазовых характеристик системы для бесперебойного функционирования системы управления с требуемым качеством.

Целью настоящей статьи является разработка подходов к экспериментальной идентификации частотных характеристик прецизионных электроприводов квантово-оптических комплексов, позволяющих минимизировать влияние нелинейностей, характерных для таких систем. Для достижения обозначенной цели:

- исследуются методы идентификации частотных характеристик динамических систем по экспериментальным данным;
- формируется математическая модель прецизионного электропривода с двухмассовой нагрузкой с учетом нелинейных и гармонических воздействий;
- выбирается схема проведения эксперимента по идентификации частотных характеристик, позволяющая минимизировать влияние нелинейностей на результаты эксперимента;
- выбираются тестовый сигнал и условия проведения эксперимента;
- выполняется моделирование и апробация на экспериментальных данных и анализ результатов исследования.

Методы идентификации частотных характеристик динамических систем по экспериментальным данным. Достаточно эффективным методом преобразования экспериментальных данных является преобразование Фурье [4—6], которое для дискретного сигнала с конечным числом отсчетов может быть представлено следующим образом:

$$X(f) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi f n \Delta t}, \quad (1)$$

где $x_n = x(n\Delta t)$, Δt — период дискретизации сигнала, N — число отсчетов.

Преобразование Фурье позволяет исследовать сигнал в частотной области и не несет информации о временных характеристиках сигнала. Используя преобразование Фурье, можно эмпирически оценить частотную характеристику объекта управления, в таком случае оценка передаточной функции может быть выражена как отношение преобразований Фурье выходного и входного сигналов [5]:

$$\hat{G}(f_n) = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j2\pi f_n \Delta t}}{\sum_{n=0}^{N-1} u_n e^{-j2\pi f_n \Delta t}}, \quad (2)$$

где u_n и y_n — массив данных входного и выходного сигналов.

Если экспериментальные данные содержат шум или сигналы возмущения, не связанные с динамическими свойствами объекта управления, то результат оценки частотной характеристики будет искажен. Увеличение времени проведения измерений или уменьшение периода дискретизации не приводит к улучшению результатов, поскольку в описанном методе отсутствуют фильтрация или сжатие данных [5]. В MATLAB эмпирическая оценка частотных характеристик объекта управления может быть выполнена при помощи функции `etfe()`.

Одним из распространенных подходов к фильтрации данных и уменьшению дисперсии оценки частотных характеристик сигналов является разделение массива экспериментальных данных на несколько сегментов [5, 8]. Для каждого сегмента выполняется преобразование Фурье, а результат умножается на весовую функцию (окно) [5—8]:

$$X(f) = \sum_{p=1}^{N_W} \sum_{n=0}^{N-1} (x_n w_{p_n}) e^{-j2\pi f n \Delta t}, \quad (3)$$

где w_p — значения N_W весовых функций.

Весовые функции (окна) используются для минимизации влияния боковых лепестков спектра на результат преобразования (эффект утечки). Для оценки частотных характеристик (спектра сигнала) результаты преобразования отдельных сегментов усредняются (методы Даньелла, Бартлетта) [8]. В рассмотрение вводятся дополнительные перекрывающиеся сегменты, что позволяет уменьшить дисперсию оценки частотных характеристик (метод Уэлча) [5, 7]. Оценка частотных характеристик динамической системы по методу Уэлча в MATLAB может быть выполнена при помощи функции `tffestimate()`.

В описанных методах обработки экспериментальных данных сигналы входа и выхода системы рассматриваются по отдельности, а частотные характеристики определяются как отношение преобразованных сигналов. Раздельная обработка сигналов входа и выхода системы может привести к потере сведений о динамических свойствах объекта управления. Для совокупного анализа входного и выходного воздействий и первичной фильтрации данных может быть проведена предварительная оценка переходной функции динамической системы [5].

Связь входного и выходного сигналов динамической системы через переходную функцию может быть описана следующим образом [5]:

$$y_n = \sum_{k=0}^{m-1} g_k u_{n-k} \Delta t + e_n, \quad n = m-1, \dots, N-1, \quad (4)$$

где g_k — переходная функция динамической системы, e_n — нелинейная составляющая (шум).

Выражение (4) может быть записано в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} y_{m-1} \\ y_m \\ y_{m+1} \\ \vdots \\ y_{N-1} \end{bmatrix} = \Delta t \begin{bmatrix} u_{m-1} & u_{m-2} & \cdots & u_0 \\ u_m & u_{m-1} & \cdots & u_1 \\ u_{m+1} & u_m & \cdots & u_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{N-1} & u_{N-2} & \cdots & u_{N-m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_0 \\ g_1 \\ \vdots \\ g_{m-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{m-1} \\ e_m \\ e_{m+1} \\ \vdots \\ e_{N-1} \end{bmatrix}$$

или

$$y = \mathbf{U}g + e.$$

Оценка переходной функции может быть рассчитана методом наименьших квадратов:

$$\hat{g} = (\mathbf{U}^T \mathbf{U})^{-1} \mathbf{U}^T y$$

или

$$\hat{g} = (\mathbf{I})^{-1} \chi \quad (5)$$

где \mathbf{I} — информационная матрица, χ — информационный вектор.

Оценка частотной характеристики может быть получена с использованием преобразования Фурье:

$$\hat{G}(f_n) = \sum_{n=0}^{N-1} \hat{g}_n e^{-j2\pi f_n \Delta t}. \quad (6)$$

При оценке переходной функции рассматриваемые данные сжимаются до m отсчетов, таким образом обеспечивается первичная фильтрация шумов в измерениях.

Применив оконное преобразование к переходной функции, можно получить двумерное частотно-временное разложение переходной функции:

$$G(f, p) = \sum_{p=1}^{N_W} \sum_{n=0}^{N-1} (g_n w_{p_n}) e^{-j2\pi f_n \Delta t}, \quad (7)$$

которое может быть переписано следующим образом:

$$G(f, p) = \sum_{p=1}^{N_W} \sum_{n=0}^{N-1} g_n \left(w_{p_n} e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} \right). \quad (8)$$

Таким образом, в соответствии с (8) переходная функция преобразуется через семейство базисных оконных функций:

$$\varphi_{k,p} = w_{p_n} e^{\frac{-j2\pi kn}{N}}. \quad (9)$$

Путем преобразования переходной функции в частотно-временную область можно выбрать составляющие, описывающие динамику исследуемой системы, и исключить составляющие, относящиеся к шуму и нелинейностям.

Для расчета новой переходной функции составляется матрица перехода, состоящая из базисных функций, соответствующих сохраненным составляющим оконного преобразования [5]:

$$T = \begin{bmatrix} \varphi_{n_1} & \varphi_{n_2} & \cdots & \varphi_{n_p} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Новая переходная функция может быть получена из следующих соотношений [5]:

$$\hat{g} = T\hat{a}, \quad \hat{a} = (T^T T)^{-1} T^T \chi. \quad (11)$$

Оценка частотных характеристик может быть получена с использованием выражения (6).

Математическая модель прецизионного электропривода с двухмассовой нагрузкой. Представим математическую модель прецизионного электропривода с двухмассовой нагрузкой системой дифференциальных уравнений в форме Коши [9—11]:

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_0}{dt} = u_0 - Ri_0 - c_e \omega_1, \\ J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = \frac{3}{2} c_e i_0 - C_{12} (\alpha_1 - \alpha_2) - \mu_{12} (\omega_1 - \omega_2) + \\ \quad + M_{MEh} (\alpha, I_m) + M_{\text{cog}} (\alpha) - M_{cf} \text{sign}(\omega_1) - M_{\text{cab}}, \\ \frac{d\alpha_1}{dt} = \omega_1, \\ J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = C_{12} (\alpha_1 - \alpha_2) + \mu_{12} (\omega_1 - \omega_2) - M_{rd}, \\ \frac{d\alpha_2}{dt} = \omega_2, \end{array} \right. \quad (12)$$

где L — индуктивность фазы двигателя, R — активное сопротивление фазы двигателя, c_e — постоянная противоЭДС двигателя, u_0 — напряжение на фазах статора, i_0 — обобщенный ток двигателя, ω_1 — скорость вращения ротора двигателя, J_1 — момент инерции ротора двигателя, C_{12} — жесткость соединения ротора двигателя с нагрузкой, μ_{12} — коэффициент демпфирования, M_{MEh} — пульсации момента двигателя, M_{cog} — зубцовые пульсации момента двигателя, M_{cf} — момент сухого трения, M_{cab} — момент кабельного перехода, α_1 — угол поворота ротора двигателя, J_2 — момент инерции нагрузки, ω_2 — скорость вращения нагрузки, α_2 — угол поворота нагрузки, M_{rd} — момент дисбаланса нагрузки.

Обобщенный ток i_0 трехфазного синхронного двигателя с постоянными магнитами может быть рассчитан следующим образом [11]:

$$i_0 = \frac{2}{3} \left[i_a \sin(p\alpha) + i_b \sin\left(p\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(p\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \right],$$

где p — число пар полюсов; α — угловое положение ротора.

Одно из основных нелинейных искажений, влияющих на результаты экспериментальной идентификации частотных характеристик, вносит момент сухого трения. Момент сухого

трения обусловлен наличием подшипникового узла в месте соединения вала двигателя с нагрузкой и направлен против направления вращения электропривода.

Упрощенное выражение для момента сухого трения может быть представлено следующим образом [4, 12]:

$$M_{cf} \text{sign } \Omega_1.$$

При изменении знака скорости момент сухого трения оказывает демпфирующее действие на амплитуду ее колебаний, что может привести к ошибкам определения частоты и амплитуды резонанса.

Помимо момента сухого трения на исполнительную ось действуют моменты сопротивления, не зависящие от направления вращения, обусловленные кабельным переходом между вращающейся и неподвижной частями телескопа, а также дисбалансом нагрузки вращающейся оси [1]. Описанные моменты зависят от углового положения электропривода и могут вносить искажения в реакцию системы на входные воздействия.

Одной из особенностей прецизионных электроприводов квантово-оптических комплексов является работа на низких скоростях вращения: от единиц угловых секунд до десятков градусов в секунду. В связи с этим в большинстве случаев датчик скорости отсутствует, и угловая скорость вычисляется как разность двух соседних показаний датчика положения ротора (энкодера):

$$\omega_1 = \frac{\alpha_{n+1} - \alpha_n}{T_s}.$$

Несмотря на то что в системах прецизионного электропривода используются датчики с чрезвычайно высоким разрешением, рассчитанные значения скорости содержат шум квантования, что сказывается на результатах идентификации частотной характеристики в области высоких частот.

Большинство систем управления прецизионных электроприводов являются цифровыми, и область частот, на которой можно получить достоверные результаты идентификации, ограничена сверху половиной частоты дискретизации. Кроме того, на высоких частотах фиксируется малое количество экспериментальных точек за период колебаний, что также ограничивает область частот идентификации.

В современных системах прецизионного электропривода используются синхронные двигатели с постоянными магнитами [1, 11]. Характерной особенностью таких двигателей является наличие пульсаций момента, обусловленных несинусоидальным распределением плотности магнитного потока в воздушном зазоре (момент гармоник) и взаимодействием магнитов ротора и зубцов статора (зубцовый момент) [11, 13, 14].

Момент гармоник двигателя может быть описан следующим выражением [11]:

$$M_{MEh}(\alpha, I_m) = \frac{3}{2} c_e I_m \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(2pn\alpha - \psi_n),$$

где K_n — отношение амплитуды высшей гармоники противоЭДС к амплитуде главной гармоники противоЭДС; I_m — амплитуда тока фазы статора в симметричной трехфазной системе.

Зубцовые пульсации момента двигателя могут быть описаны следующим выражением [11]:

$$M_{\text{cog}}(\alpha) = \sum_{n=1}^{\infty} M_{\text{cog},n} \sin(N_c n\alpha - \gamma_n),$$

где $M_{\text{cog},n}$ — амплитуда момента зубцовых пульсаций; N_c — наименьшее общее кратное числа пар полюсов и пазов статора.

Пульсации момента двигателя вносят дополнительные гармонические составляющие в результат эксперимента, их необходимо учитывать при идентификации.

Методы идентификации и компенсации пульсаций момента двигателя представлены в работах [11, 13, 14].

Для управления двигателем используется трехфазный инвертор с транзисторными ключами. При управлении ключами инвертора вводится задержка на переключение ключей в одной стойке инвертора. Это „мертвое время“ необходимо для предотвращения одновременного открытия двух ключей в одной стойке инвертора, т.е. для предотвращения короткого замыкания в этой стойке. „Мертвое время“ приводит к появлению пульсаций и снижению момента двигателя [15].

Влияние негативных эффектов, связанных с „мертвым временем“ инвертора, может быть снижено за счет введения контура момента (тока). Различные методы компенсации „мертвого времени“ инвертора представлены в работах [16, 17].

Выбор схемы эксперимента. Для идентификации частотных характеристик систем прецизионного электропривода необходимо выбрать схему эксперимента и форму тестового сигнала, которые позволяют минимизировать влияние нелинейностей на результаты эксперимента и получить достаточное количество экспериментальных данных.

Для минимизации влияния нелинейных и гармонических искажений момента двигателя используется замкнутый контур момента (тока), настроенный на апериодическое звено с применением ПИ-регулятора. Параметры синхронного двигателя с постоянными магнитами, необходимые для настройки контура момента (тока), могут быть рассчитаны на основании паспортных данных двигателя или идентифицированы экспериментально [15].

Минимизировать влияние момента сухого трения, моментов кабельного перехода и дисбаланса нагрузки можно в эксперименте при знакопостоянной скорости вращения. Эксперимент необходимо проводить на всем рабочем диапазоне углов поворота при вращении в разные стороны.

Использование регуляторов, корректирующих частотную характеристику объекта управления, может привести к ослаблению реакции системы на гармонические составляющие тестового сигнала. Кроме того, необходимо учитывать ограничения по скорости и по углу поворота исполнительной оси. Поэтому предлагается использовать релейный регулятор скорости с ограничением угла поворота ротора двигателя (рис. 1) [18].

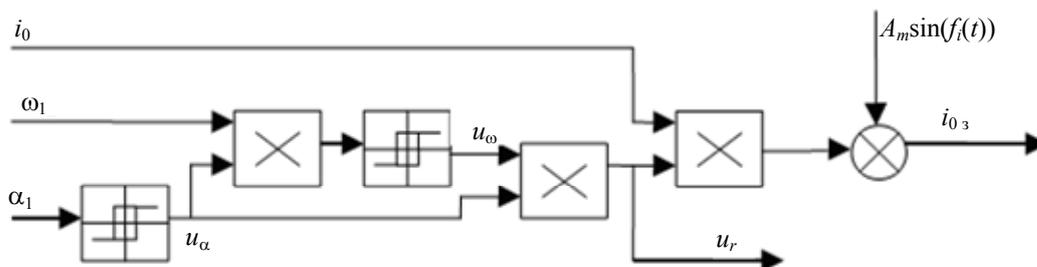


Рис. 1

На вход регулятора подается задающее воздействие i_0 , которое в системе с замкнутым контуром момента (тока) характеризует момент двигателя и определяет ускорение электропривода. Сигнал i_0 перемножается с выходом релейного регулятора скорости. При достижении верхней границы скорости $\omega_{1\max}$ выходной сигнал реле меняется на -1 и двигатель тормозит, а по достижении нижней границы $\omega_{1\min}$ меняется на 1 , и двигатель разгоняется (рис. 2, а).

При достижении электроприводом одной из границ угла поворота α_{\min} или α_{\max} (рис. 2, б) выходной сигнал u_α реле меняется на 1 или -1 соответственно. Этот сигнал умножается на значение измеренной скорости вращения двигателя ω_1 и на выходной сигнал u_ω релейного регулятора скорости (рис. 2).

Для исследования требуемого диапазона частот предлагается прибавлять к задающему воздействию i_0 гармонический сигнал с линейной модуляцией частоты [4]:

$$u_1(t) = A_m \sin(f_i(t)), \quad f_i(t) = f_0 + \beta t, \quad \beta = \frac{f_1 - f_0}{t_1}, \quad (13)$$

где A_m — амплитуда сигнала, f_0 — начальная частота (минимальное значение рабочего диапазона частот), f_1 — конечная частота (наибольшее значение рабочего диапазона частот).

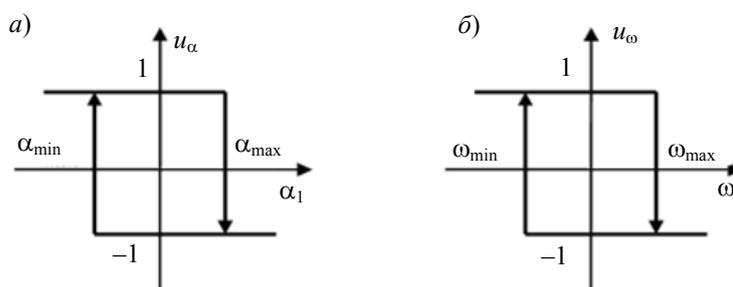


Рис. 2

Эффекты квантования, связанные с дискретизацией и расчетом скорости двигателя, могут снизить верхнюю границу диапазона частот. Одним из возможных путей преодоления этой проблемы является использование другого закона модуляции частоты гармонического сигнала, позволяющего собрать большее количество экспериментальных данных на частотах, близких к половине частоты дискретизации.

Моделирование и апробация на экспериментальных данных. Объектом управления является исполнительная ось телескопа квантово-оптического комплекса. Параметры объекта управления представлены ниже. Исследование проводится с использованием математической модели вида (12), сформированной в MATLAB/Simulink, а также экспериментальных данных о величине моментов сухого трения, дисбаланса нагрузки, кабельного перехода и зубцовых пульсаций, полученных при настройке системы управления оси.

Индуктивность фазы двигателя, мГн.....	9,9
Сопrotивление фазы двигателя, Ом.....	1,485
Константа противоЭДС, В/(рад/с).....	14,37
Напряжение в звене постоянного тока, В.....	96
Число пар полюсов.....	48
„Мертвое время“ инвертора, мкс.....	3
Падение напряжения на силовых ключах, В.....	2
Частота переключения ключей, кГц.....	10
Жесткость соединения ротора двигателя с нагрузкой, Н·м/рад....	$2 \cdot 10^7$
Коэффициент демпфирования, Н·м·с/рад.....	$3,5 \cdot 10^4$
Момент инерции первой массы, кг·м ²	46
Момент инерции второй массы, кг·м ²	1432
Период дискретизации, мс.....	1

Начальная частота гармонического сигнала с линейной модуляцией $f_0 = 0,1$ Гц, конечная $f_1 = 300$ Гц.

На рис. 3 представлены входной (а) и выходной (б) сигналы системы, полученные при проведении эксперимента. Из рисунка видно, что выбранная схема эксперимента позволяет поддерживать знакопостоянную скорость вращения ротора на выбранном диапазоне углов поворота, а также обеспечивает соблюдение ограничений по скорости вращения и углу поворота ротора двигателя.

На рис. 4 представлены логарифмические амплитудно- (а) и фазочастотные (б) характеристики, полученные с использованием различных методов обработки экспериментальных данных (1 — эталонная модель, 2 — метод Уэлча, 3 — метод частотно-временного анализа переходной функции).

Подходы к экспериментальной идентификации, основанные на частотно-временном анализе данных с использованием весовых функций (метод Уэлча, метод частотно-временного

анализ переходной функции), обеспечивают фильтрацию результатов эксперимента и выявление резонансных частот системы при нелинейных искажениях, в отличие от методов, в которых используется преобразование Фурье.

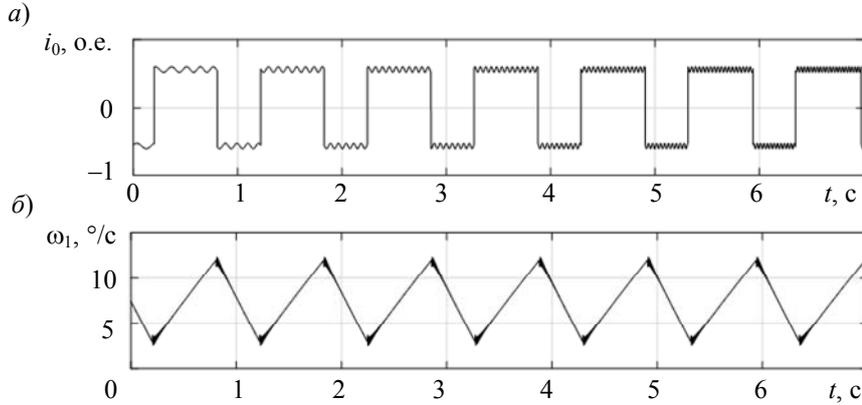


Рис. 3

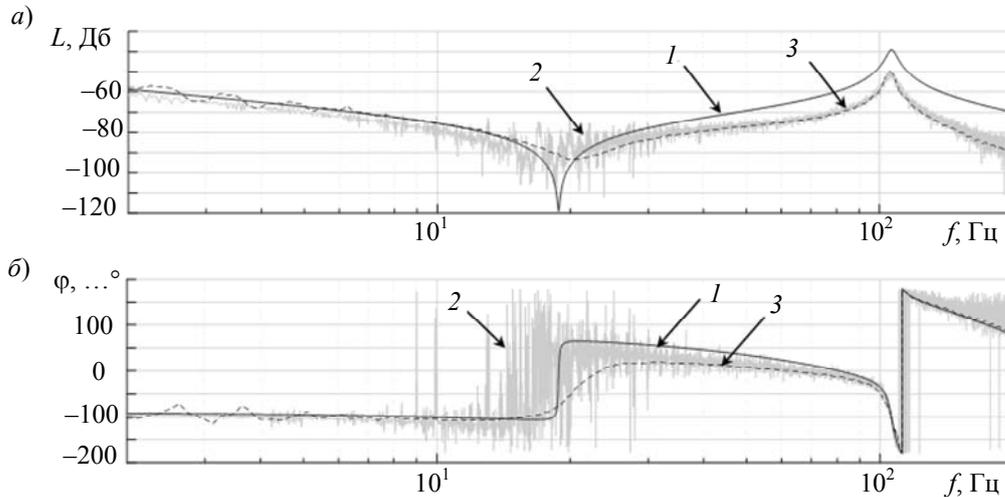


Рис. 4

Заключение. Были рассмотрены различные методы оценки частотных характеристик сложных динамических систем, основанные на преобразовании Фурье и частотно-временном анализе сигналов с применением весовых функций (окон).

Рассмотрено влияние различных нелинейных и гармонических воздействий, характерных для систем прецизионного электропривода, на результаты экспериментальной идентификации. Выбрана схема проведения эксперимента, позволяющая снизить влияние нелинейностей на результаты эксперимента.

Апробация предложенных подходов проведена на математической модели электропривода с двухмассовой нагрузкой, соответствующей электроприводу исполнительной оси телескопа квантово-оптического комплекса. Модель учитывает нелинейные и гармонические возмущения. Моделирование проведено с использованием пакета MATLAB/Simulink. Применяемый релейный регулятор позволяет поддерживать знакопостоянную скорость вращения ротора на выбранном диапазоне углов поворота, что минимизирует негативное влияние момента сухого трения. Эффект от гармонических возмущений, связанных с конструкцией двигателя, снижается за счет введения контура момента (тока). Рассмотренные подходы к экспериментальной идентификации, основанные на частотно-временном анализе данных с использованием весовых функций, обеспечивают получение оценки передаточной функции,

достаточной для практического применения при настройке систем управления прецизионных электроприводов квантово-оптических комплексов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Садовников М. А., Томасов В. С., Толмачев В. А. Прецизионный электропривод для оптических комплексов контроля космического пространства // Изв. вузов. Приборостроение. 2011. Т. 54, № 6. С. 81—86.
2. Drozdov V., Abdullin A., Mamatov A. Problems of designing state feedback controllers for objects with transfer function zeros // Power Electronics and Drives. 2017. Vol. 37, N 2. P. 77—92. DOI: 10.5277/PED170203
3. Schoukens J., Pintelon R., Dobrowiecki T., Rolain Y. Identification of linear systems with nonlinear distortions // Automatica. 2005. Vol. 41, N 3. P. 491—504.
4. Saupe F., Knobloch A. Experimental determination of frequency response function estimates for flexible joint industrial manipulators with serial kinematics // Mechanical Systems and Signal Processing. 2015. Vol. 52—53. P. 60—72. DOI: 10.1016/j.ymsp.2014.08.011
5. Ilvedson C. R. Transfer Function Estimation Using Time-Frequency Analysis. Dept. of Aeronautics & Astronautics. Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, United States, 1998. 136 p.
6. Feron E., Brenner M., Paduano J., Turevskiy A. Time-frequency analysis for transfer function estimation and application to flutter clearance // AIAA Journal of Guidance, Control and Dynamics. 1998. Vol. 21, N 3. P. 375—382.
7. Villwock S., Pacas M. Application of the Welch-Method for the identification of two- and three-mass-systems // IEEE Trans. Ind. Electron. 2008. Vol. 55, N 1. P. 457—466.
8. Матвеев Ю. Н., Симончик К. К., Тропченко А. Ю., Хитров М. В. Цифровая обработка сигналов. СПб: СПбНИУ ИТМО, 2013. 166 с.
9. Abdullin A. A., Drozdov V. N., Plotitsyn A. A. Modified Design Method of an Optimal Control System for Precision Motor Drive // WSEAS Transactions on Systems and Control. 2014. Vol. 9, N 1. P. 652—657.
10. Drózdź K., Orłowska-Kowalska T., Szabat K. Application of the modified fuzzy Kalman filter to states estimation of the two-mass system // 2015 IEEE Intern. Conf. on Industrial Technology (ICIT). Seville, 2015. P. 634—639. DOI: 10.1109/ICIT.2015.7125169
11. Lovlin S., Abdullin A. Adaptive system for compensation of periodic disturbances in servo drive // 2016 IX Intern. Conf. on Power Drives Systems (ICPDS). Perm, 2016. P. 1—5. DOI: 10.1109/ICPDS.2016.7756719
12. Pennestrì E., Rossi V., Salvini P., Valentini P. P. Review and comparison of dry friction force models // Nonlinear Dyn. 2016. Vol. 83, N 4. P. 1785—1801.
13. Mora A., Orellana Á., Juliet J., Cárdenas R. Model Predictive Torque Control for Torque Ripple Compensation in Variable-Speed PMSMs // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2016. Vol. 63, N 7. P. 4584—4592. DOI: 10.1109/TIE.2016.2536586
14. Ruderman M., Ruderman A., Bertram T. Observer-Based Compensation of Additive Periodic Torque Disturbances in Permanent Magnet Motors // IEEE Transactions on Industrial Informatics. 2013. Vol. 9, N 2. P. 1130—1138. DOI: 10.1109/TII.2012.2222040
15. Lovlin S. Y., Tsvetkova M. H., Subbotin D. A. Identification of a permanent magnet synchronous motor system with dead-zone characteristics // Advances in Automatic Control: Proc. of the 16th Intern. Conf. on Automatic Control, Modelling & Simulation (ACMOS '14). 2014. N 35. P. 199—206.
16. Hwang S. H., Kim J. M. Dead Time Compensation Method for Voltage-Fed PWM Inverter // IEEE Transactions on Energy Conversion. 2010. Vol. 25, N 1. P. 1—10. DOI: 10.1109/TEC.2009.2031811
17. Imura A., Takahashi T., Fujitsuna M., Zanma T., Doki S. Dead-time compensation in model predictive instantaneous-current control // IECON 2012 — 38th Annual Conf. on IEEE Industrial Electronics Society. Montreal, QC, 2012. P. 5037-5042. DOI: 10.1109/IECON.2012.6388981
18. Subbotin D. A., Lovlin S. Y., Tsvetkova M. H. Identifying dynamic model parameters of a servo drive // Manufacturing Engineering, Automatic Control and Robotics: Proc. of the 14th Intern. Conf. on Robotics, Control and Manufacturing Technology (ROCOM '14). 2014. N 32. P. 50—57.

- Сведения об авторах**
- Сергей Юрьевич Ловлин** — канд. техн. наук; Университет ИТМО; кафедра электротехники и прецизионных электромеханических систем; E-mail: seri-l@yandex.ru
- Александр Геннадьевич Маматов** — аспирант; Университет ИТМО; кафедра электротехники и прецизионных электромеханических систем; E-mail: amamatov@corp.ifmo.ru

Поступила в редакцию
22.06.18 г.

Ссылка для цитирования: Ловлин С. Ю., Маматов А. Г. Идентификация частотных характеристик прецизионных электроприводов квантово-оптических комплексов // Изв. вузов. Приборостроение. 2018. Т. 61, № 10. С. 897—907.

IDENTIFICATION OF FREQUENCY CHARACTERISTICS OF PRECISION ELECTRIC DRIVES OF QUANTUM-OPTICAL COMPLEXES

S. Yu. Lovlin, A. G. Mamatov

ITMO University, 197101, St. Petersburg, Russia
E-mail: amamatov@corp.ifmo.ru

The problem of experimental identification of frequency response functions of precision electric drives of actuating axis of telescopes is analyzed. Several approaches to experimental estimation of frequency response functions based on Fourier transform are considered, including empirical transfer function estimation, Welch's averaged periodogram method, short-time Fourier transform. The influence of nonlinearity and harmonic distortions on the results of experimental identification of frequency response function (Coulomb friction, cable transition moment, torque ripples and cogging torque of PMSM, dead time of the PWM inverter) is studied. An experimental scheme with a torque loop and a switched controller of the angular velocity and position, which used to limit the angular velocity and position and to provide the permanent sign of angular velocity for reducing the impact of Coulomb friction is described. Approximation of the proposed approaches to the identification experiment was carried out in MATLAB environment using mathematical model of electric drive with two-mass load and experimental data on distortions and nonlinearities obtained while tuning the telescope actuation axis.

Keywords: experimental identification, frequency characteristics, precision electric drive, Coulomb friction torque, relay controller, Fourier transform, time-frequency analysis, window function

REFERENCES

1. Sadovnikov M.A., Tomasov V.S., Tolmachev V.A. *Journal of Instrument Engineering*, 2011, no. 6(54), pp. 81–86. (in Russ.)
2. Drozdov V., Abdullin A., Mamatov A. *Power Electronics and Drives*, 2017, no. 2(37), pp. 77–92. DOI: 10.5277/PED170203
3. Schoukens J., Pintelon R., Dobrowiecki T., Rolain Y. *Automatica*, 2005, no. 3(41), pp. 491–504, <https://doi.org/10.1016/j.automatica.2004.10.004>
4. Saupé F., Knoblach A. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2015, vol. 52–53, pp. 60–72, DOI:10.1016/j.ymssp.2014.08.011
5. Ilvedson C.R. *Transfer Function Estimation Using Time-Frequency Analysis*, Dept. of Aeronautics & Astronautics, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, United States, 1998, 136 p.
6. Feron E., Brenner M., Paduano J., Turevskiy A. *AIAA Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 1998, no. 3(21), pp. 375–382.
7. Villwock S., Pacas M. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2008, no. 1(55), pp. 457–466.
8. Matveyev Yu.N., Simonchik K.K., Tropchenko A.Yu., Khitrov M.V. *Tsifrovaya obrabotka signalov* (Digital Signal Processing), St. Petersburg, 2013, 166 p. (in Russ.)
9. Abdullin A.A., Drozdov V.N., Plotitsyn A.A. *WSEAS Transactions on Systems and Control*, 2014, no. 1(9), pp. 652–657.
10. Drózd K., Orłowska-Kowalska T., Szabat K. *2015 IEEE Intern. Conf. on Industrial Technology (ICIT)*, Seville, 2015, pp. 634–639. DOI: 10.1109/ICIT.2015.7125169
11. Lovlin S., Abdullin A. *2016 IX Intern. Conf. on Power Drives Systems (ICPDS)*, Perm, 2016, pp. 1–5. DOI: 10.1109/ICPDS.2016.7756719
12. Pennestri E., Rossi V., Salvini P., Valentini P.P. *Nonlinear Dyn.*, 2016, no. 4(83), pp. 1785–1801.
13. Mora A., Orellana Á., Juliet J., Cárdenas R. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, no. 7(63), pp. 4584–4592. DOI: 10.1109/TIE.2016.2536586
14. Ruderman M., Ruderman A., Bertram T. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013, no. 2(9), pp. 1130–1138. DOI: 10.1109/TII.2012.2222040
15. Lovlin S.Y., Tsvetkova M.H., Subbotin D.A. *Advances in Automatic Control, Proc. of the 16th Intern.*

- Conf. on Automatic Control, Modelling & Simulation (ACMOS'14), 2014, no. 35, pp. 199–206.
16. Hwang S.H., Kim J.M. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2010, no. 1(25), pp. 1–10. DOI: 10.1109/TEC.2009.2031811
 17. Imura A., Takahashi T., Fujitsuna M., Zanma T., Doki S. *IECON 2012 – 38th Annual Conf. on IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, QC, 2012, pp. 5037–5042. DOI: 10.1109/IECON.2012.6388981
 18. Subbotin D.A., Lovlin S.Y., Tsvetkova M.H. *Manufacturing Engineering, Automatic Control and Robotics*, Proc. of the 14th Intern. Conf. on Robotics, Control and Manufacturing Technology (ROCOM '14), 2014, no. 32, pp. 50–57.

Data on authors

- Sergey Yu. Lovlin** — PhD; ITMO University, Department of Electrical Engineering and Precision Electromechanical Systems; Assistant; E-mail: seri-l@yandex.ru
- Alexander G. Mamatov** — Post-Graduate Student; ITMO University, Department of Electrical Engineering and Precision Electromechanical Systems; E-mail: amamatov@corp.ifmo.ru

For citation: Lovlin S. Yu., Mamatov A. G. Identification of frequency characteristics of precision electric drives of quantum-optical complexes. *Journal of Instrument Engineering*. 2018. Vol. 61, N 10. P. 897—907 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2018-61-10-897-907