

УДК 533.6.013.42:629.7.025.32:629.762.5
DOI: 10.26467/2079-0619-2019-22-5-54-66

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЦИФРОВОГО ОБМЕНА В СИСТЕМЕ СТАБИЛИЗАЦИИ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА НА ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РУЛЕВОГО ПРИВОДА

С.В. ГРЫЗИН^{1,2}

¹ Долгопрудненское научно-производственное предприятие, г. Долгопрудный, Россия
² Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет),
г. Москва, Россия

При проектировании системы стабилизации высокоманевренных беспилотных летательных аппаратов (БЛА) одной из актуальных задач остается предъявление требований к динамическим характеристикам и способам управления рулевыми приводами, которые позволят обеспечить требуемые запасы устойчивости системы стабилизации в составе системы управления БЛА. В настоящее время все более часто отдается предпочтение микроконтроллерному способу управления электроприводом и цифровому обмену между системой управления и рулевыми приводами. Одной из причин уменьшения запасов устойчивости системы стабилизации являются задержки, вносимые цифровым обменом между элементами системы стабилизации. В процессе решения задачи перехода на цифровой обмен между элементами системы стабилизации проведено исследование влияния амплитудных и фазовых искажений, возникающих в тракте «интерфейс передачи данных – рулевой привод», на динамические характеристики рулевого привода. В качестве исполнительного устройства системы стабилизации рассмотрен реальный электропривод, используемый на высокоманевренном БЛА. Для указанного привода введены крайне жесткие требования к полосе пропускания и фазовым запаздываниям, что усложняет проблему обеспечения устойчивости системы стабилизации с учетом задержек цифрового обмена. В результате исследования предложена частотная модель, позволяющая оценить минимально возможную скорость обмена в тракте «интерфейс передачи данных – рулевой привод» с учетом обеспечения требуемых динамических характеристик привода. В предложенной модели интерфейс передачи данных представлен в виде фиксатора (экстраполятора) нулевого порядка, передаточная функция которого заменяется аппроксимациями Паде второго порядка. В ходе исследований проведено сравнение результатов, полученных на предложенной модели, с результатами экспериментов на реальном электроприводе и его полной нелинейной временной модели. Основным преимуществом предложенной частотной модели является простота получения передаточной функции тракта «интерфейс передачи данных – рулевой привод». Это позволяет на начальном этапе исследования быстро и достаточно точно определить минимально возможную скорость обмена, которая обеспечит выполнение требований, предъявляемых к динамике привода.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат (БЛА), устойчивость системы стабилизации, частотные характеристики электропривода, система «интерфейс передачи данных – рулевой привод», фиксатор нулевого порядка, аппроксимации Паде, частотная модель, нелинейная модель.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время при построении систем стабилизации БЛА, для модернизации существующих систем, выполненных на аналоговых элементах, или проектирования новых систем, в большинстве случаев выбор делается в пользу цифровых систем, имеющих микроконтроллерную реализацию. Цифровые системы стабилизации обладают следующими преимуществами:

- меньший вес и габариты;
- повышенная помехозащищенность;
- повышенная надежность;
- гибкость при изменении структуры или параметров системы стабилизации.

На сегодняшний день существует множество методов исследования цифровых систем, основные особенности которых описаны в [1–4], а также в большом количестве другой специализированной литературы.

Рулевой привод – один из важных элементов системы стабилизации БЛА, так как является исполнительным устройством, предназначенным для преобразования поступающих на его вход сигналов управления в пропорциональные им повороты рулевых поверхностей и функционирующим в режимах предельных нагрузок. Вследствие этого к динамическим характеристикам рулевых приводов предъявляются особые и часто противоречивые требования. В общем виде основные особенности проектирования и динамики следящих приводов, в том числе и цифровых, можно найти в [5–9].

При этом стоит отметить, что в существующей литературе крайне мало информации, в которой непосредственно предлагаются методики определения минимальной скорости передачи данных цифрового обмена при заданных характеристиках на динамику цифровых систем. Вследствие этого при переходе от аналогового способа передачи сигналов управления к цифровому обмену между системой управления и рулевым приводом возникает актуальный вопрос о влиянии скорости передачи информации на динамические характеристики рулевого привода, так как запаздывания сигнала управления, вносимые цифровым обменом, могут привести к уменьшению запасов устойчивости системы стабилизации БЛА.

В данной статье приводится описание начального этапа исследования влияния задержек цифрового обмена при модернизации реальной системы стабилизации БЛА, основанное на результатах математического моделирования и непосредственных экспериментальных работах с электромеханическим рулевым приводом.

МЕТОДЫ И МЕТОДОЛОГИЯ ИССЛЕДОВАНИЯ

Дискретизацию сигнала по времени математически можно представить как поточечное умножение исходного непрерывного сигнала на гребенку Дирака [1], при этом частотой дискретизации называют значение $1/T$ (рис. 1).

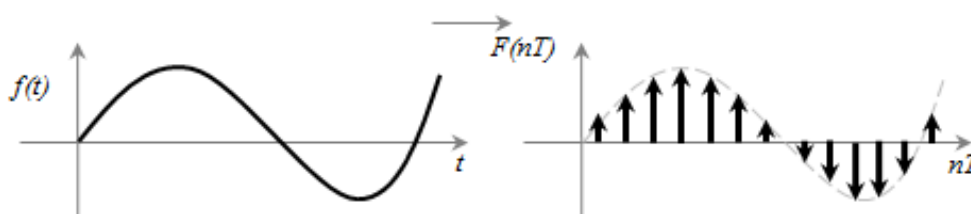


Рис. 1. Дискретизация непрерывного сигнала по времени
Fig. 1. Time discretization of continuous signal

В результате указанного перемножения вместо непрерывной функции получается последовательность дельта-импульсов определенной высоты, при этом в общем случае цифровой обмен между двумя устройствами можно рассматривать как передачу этой последовательности в виде двоичного кода с шагом T .

Представим, что последовательность значений на выходе цифрового устройства с требуемой точностью соответствует аналоговому сигналу управления, который необходимо обработать рулевому приводу с заданными динамическими характеристиками. Так как исполнительные элементы привода (рулевые машинки) в любом случае являются аналоговыми, интерфейс передачи данных между цифровым выходом системы управления и цифровым входом рулевого привода можно рассматривать как элемент выборки-хранения, который можно представить фиксатором (экстраполятором) нулевого порядка, где скорость передачи данных интерфейса обозначим как T_s .

Рассмотрим функционирование фиксатора нулевого порядка при разных значениях T_s , предполагая, что меньшим значениям T_s соответствует большая скорость обмена. На практике скорость обмена всегда ограничена техническими возможностями интерфейса передачи данных и устройств, между которыми происходит цифровой обмен. Пусть в рамках практической задачи максимальная скорость обмена составляет 1 мс, и для примера используем значения $T_s = 2, 4$ мс, которыми будем характеризовать уменьшение скорости обмена. При этом следует особо отметить, что, согласно теореме Котельникова – Шеннона – Найквиста, корректная оценка работы фиксатора возможна при использовании частоты дискретизации, по крайней мере вдвое превышающей максимальную частоту, присутствующую в исходном сигнале [2].

Для оценки влияния скорости обмена на частотные характеристики фиксатора нулевого порядка, рассмотрим амплитудно-фазочастотные характеристики (АФЧХ) фиксатора при значениях $T_s = 1, 2, 4$ мс.

Передаточная функция фиксатора нулевого порядка, который является обязательным элементом систем дискретного времени, представлена в виде [3–4]:

$$W_{\text{extr}}(p) = \frac{1 - e^{-pT_s}}{pT_s}.$$

Частотные характеристики фиксатора нулевого порядка при указанных значениях T_s приводятся на рис. 2, и для большей наглядности рассмотрим эти же АФЧХ в полосе частот, ограниченной минимальной частотой Найквиста ($1/2T_s$) из трех указанных значений T_s . В данном случае для $T_s = 4$ мс эта полоса составляет 125 Гц.

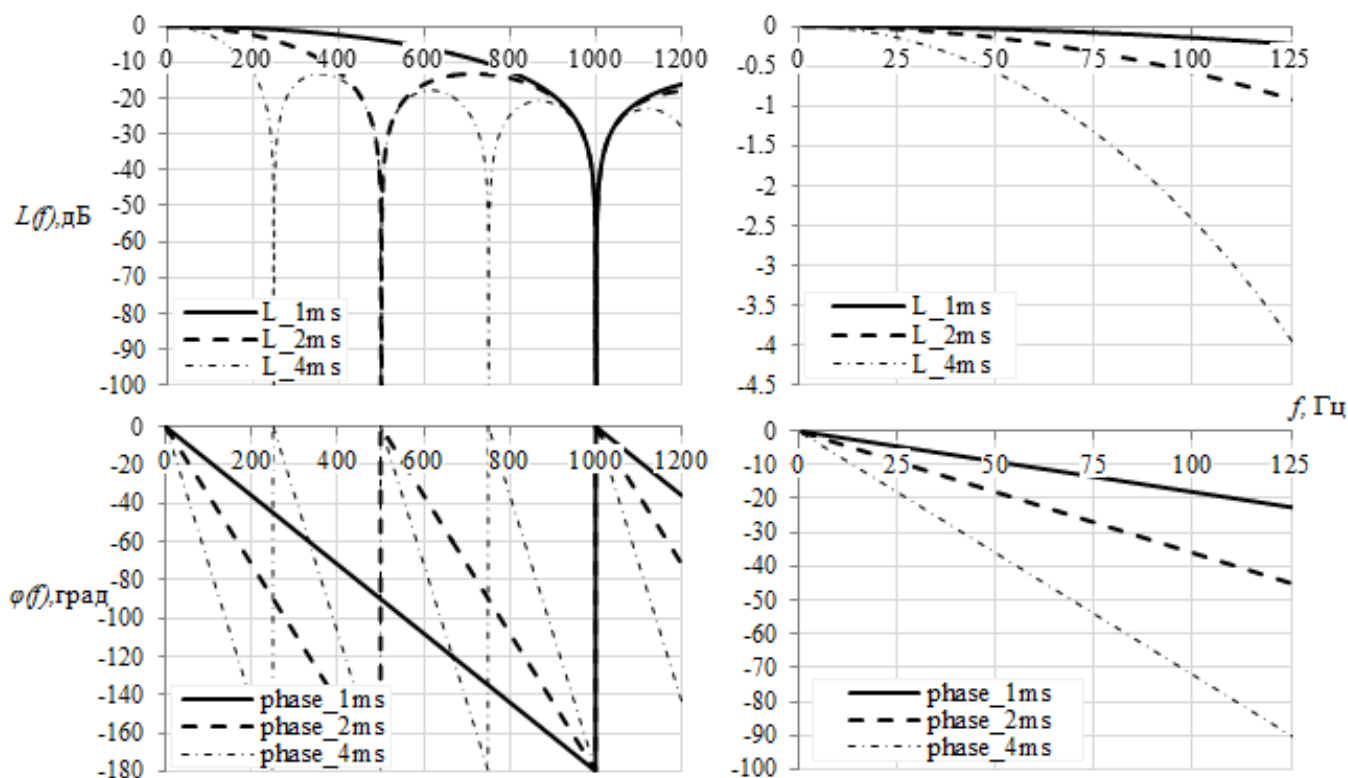


Рис. 2. АФЧХ фиксатора нулевого порядка при значениях $T_s = 1, 2, 4$ мс
Fig. 2. Zero-order hold frequency response at $T_s = 1, 2, 4$ ms

То есть очевидно, что частотные характеристики фиксатора нулевого порядка всегда $1/T_s$ -периодичны. Как видно из полученных АФЧХ, при увеличении значения T_s с 1 до 4 мс фиксатор нулевого порядка вносит амплитудные искажения, не превышающие 4 дБ в полосе частот, соответствующей частоте Найквиста для $T_s = 4$ мс. Однако при этом фиксатор нулевого порядка начинает вносить существенные фазовые искажения, значительно нарастающие с увеличением частоты входного сигнала. Вследствие этого при практической реализации цифрового обмена данными, становится особенно важным определение максимального значения T_s , при котором будут обеспечиваться требования, предъявляемые к динамическим характеристикам системы.

В качестве примера рассмотрим реальный электромеханический рулевой привод БЛА, к динамическим характеристикам которого предъявляются следующие требования [5–9]:

- полоса пропускания не менее 20 Гц и не более 30 Гц;
- фазовое запаздывание на частоте пропускания не более 50° .

Для оценки влияния скорости обмена тракта «система управления – рулевой привод» на динамические характеристики привода будем использовать линейную частотную, полную нелинейную временную модели привода и экспериментальные данные, полученные при отработках гармонических сигналов на реальном рулевом приводе.

Как было указано выше, представим, что последовательность значений на выходе цифрового устройства системы управления с требуемой точностью соответствует аналоговому сигналу управления, который необходимо отработать рулевому приводу с заданными динамическими характеристиками. Вследствие этого передаточную функцию системы «интерфейс передачи данных – рулевой привод» в частотной модели можно представить следующим образом:

$$W_{\text{интерфейс-привод}} = \frac{1 - e^{-pT_s}}{pT_s} \cdot W_{\text{рп}}(p).$$

Для получения частотной характеристики $W_{\text{интерфейс-привод}}(p)$ в частотной области $W(j2\pi f)$ необходимо провести аппроксимацию передаточной функции идеального фиксатора нулевого порядка $W_{\text{extr}}(p)$ ее «аналоговым» прототипом. Это обусловлено тем, что частотные методы применяются для $2\pi f \rightarrow \infty$, а в случае z -преобразования ($z = e^{pT_s}$) изменение частоты ограничено интервалом $[0; 2\pi/T_s]$. Для получения прототипа фиксатора нулевого порядка используем метод аппроксимации Паде, который подробно описан в [10].

Проведем аппроксимацию Паде передаточной функции идеального фиксатора нулевого порядка:

$$W_{\text{extr}}(p) = \frac{1 - e^{-pT_s}}{pT_s}.$$

Аппроксимацию Паде представим в виде полиномов 1 и 2-го порядков, и вследствие этого используем разложение функции $W_{\text{extr}}(p)$ в ряд Тейлора до четвертой производной:

$$W_{\text{extr}}(p) = \frac{1 - e^{-pT_s}}{pT_s} = W(0) + \frac{W'(0)}{1!} p + \frac{W''(0)}{2!} p^2 + \frac{W'''(0)}{3!} p^3 + \frac{W^{(4)}(0)}{4!} p^4.$$

Так как прямого разложения функции $W_{\text{extr}}(p)$ в ряд Тейлора нет, представим $W_{\text{extr}}(p)$ в виде

$$W_{\text{extr}}(p) = \frac{1 - e^{-pT_s}}{pT_s} = \frac{A(p)}{B(p)}.$$

Очевидно, что для знаменателя $B(p) = T_s p$ ряд Тейлора состоит из одного члена $B(p) = T_s$, так как все производные выше 1-го порядка равны нулю.

Для числителя $A(p)$ имеем:

$$A(p) = 1 - e^{-pT_s} \Rightarrow A(0) = 0, A'(0) = T_s e^{-pT_s} \Big|_0 = T_s, \Rightarrow A''(0) = -T_s^2, A'''(0) = T_s^3, A^{(4)}(0) = -T_s^4.$$

Таким образом, ряд Тейлора для числителя:

$$A(p) = A(0) + \frac{A'(0)}{1!} p + \frac{A''(0)}{2!} p^2 + \frac{A'''(0)}{3!} p^3 + \frac{A^{(4)}(0)}{4!} p^4 = 0 + T_s p - \frac{T_s^2}{2} p^2 + \frac{T_s^3}{6} p^3 - \frac{T_s^4}{24} p^4.$$

В итоге ряд Тейлора до 4-й производной для функции $W_{\text{extr}}(p)$ имеет вид

$$W_{\text{extr}}(p) = \frac{T_s p - \frac{T_s^2}{2} p^2 + \frac{T_s^3}{6} p^3 - \frac{T_s^4}{24} p^4}{T_s} = p - \frac{T_s}{2} p^2 + \frac{T_s^2}{6} p^3 - \frac{T_s^3}{24} p^4.$$

Определим коэффициенты Паде $c_{0 \div 4}$, b_0 и b_1 [10]:

$$c_0 = 0, c_1 = 1, c_2 = -\frac{T_s}{2}, c_3 = \frac{T_s^2}{6}, c_4 = -\frac{T_s^3}{24},$$

$$b_0 = 1, b_1 = -\frac{c_2}{c_1} = \frac{T_s}{2}.$$

Согласно уравнениям, приведенным в [10], $b_2 c_2 + b_1 c_3 + b_0 c_4 = 0$, следовательно,

$$b_2 = -\frac{b_1 c_3 + c_4}{c_2} = -\frac{\frac{T_s}{2} \cdot \frac{T_s^2}{6} - \frac{T_s^3}{24}}{-\frac{T_s}{2}} = \frac{2T_s^3}{24T_s} = \frac{T_s^2}{12}.$$

Далее определяются коэффициенты a_0 , a_1 и a_2 :

$$a_0 = c_0 = 0, a_1 = c_1 + b_1 c_0 = 1,$$

$$a_2 = c_2 + b_1 c_1 + b_2 c_0 = c_2 + b_1 c_1 = -T_s/2 + T_s/2 = 0.$$

Итак, коэффициенты аппроксимации Паде для полиномов $A(p)$ и $B(p)$:

$$a_0 = 0, a_1 = 1, a_2 = 0; b_0 = 1, b_1 = T_s/2, b_2 = T_s^2/12.$$

В итоге получим передаточные функции 1 и 2-го порядков, которые являются аппроксимациями Паде фиксатора нулевого порядка:

$$W_{\text{extr_Pade1}}(p) = \frac{1}{1 + \frac{pT_s}{2}}, W_{\text{extr_Pade2}}(p) = \frac{1}{1 + \frac{pT_s}{2} + \frac{(pT_s)^2}{12}}.$$

Как было описано выше, при увеличении значения T_s с 1 до 4 мс начинают увеличиваться амплитудные и фазовые искажения, поэтому частотные характеристики фиксатора нулевого порядка и его аппроксимаций Паде 1 и 2-го порядков построим для $T_s = 4$ мс. Сравнение частотных характеристик идеального фиксатора нулевого порядка и его аппроксимаций Паде 1 и 2-го порядков приводится на рис. 3.

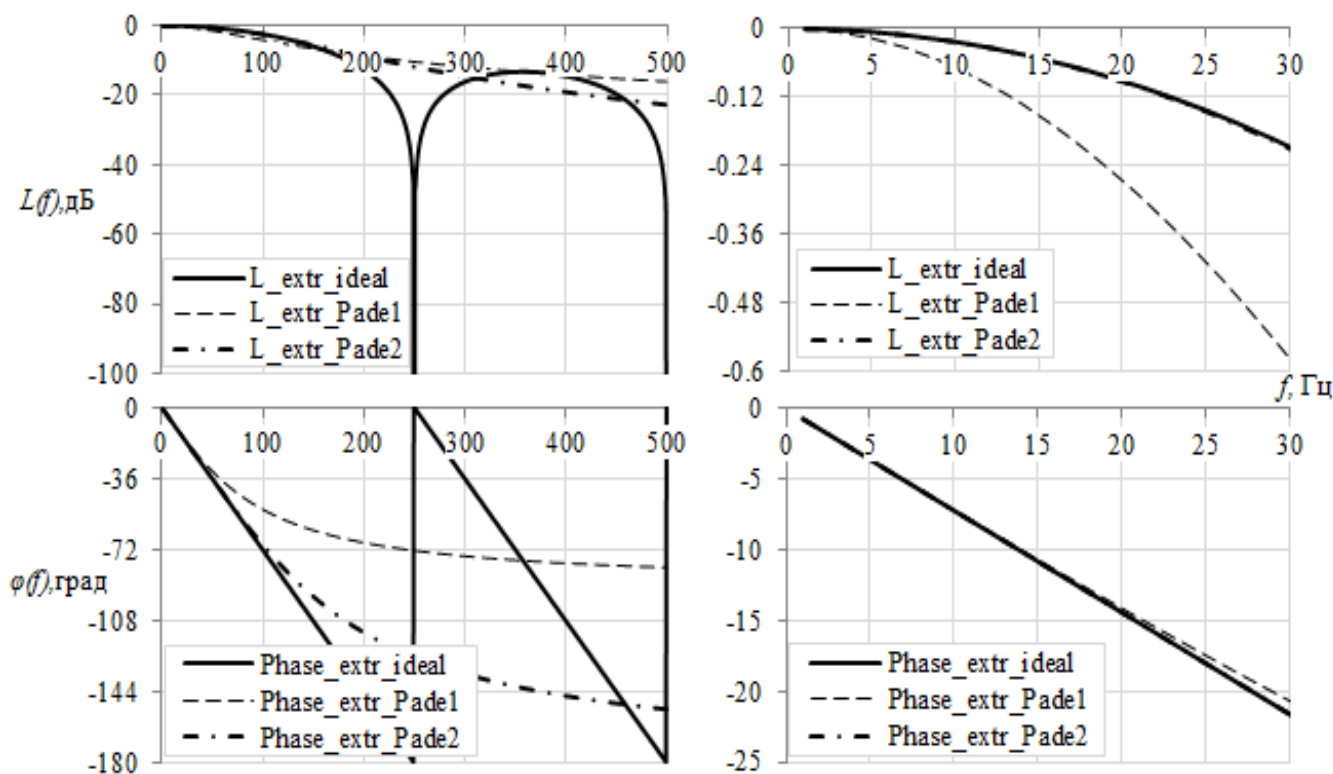


Рис. 3. АФЧХ идеального фиксатора нулевого порядка и его аппроксимаций Паде 1 и 2-го порядков для $T_s = 4$ мс
Fig. 3. The frequency response of an ideal zero-order hold and its 1st and 2nd order Padé approximations for $T_s = 4$ ms

Как видно из рис. 3, АФЧХ аппроксимации Паде 2-го порядка в полосе частот до 30 Гц (полосе пропускания привода) практически полностью идентичны частотным характеристикам идеального фиксатора нулевого порядка, поэтому для передаточной функции системы «интерфейс передачи данных – рулевой привод» в качестве передаточной функции фиксатора нулевого порядка будем использовать аппроксимацию Паде 2-го порядка:

$$W_{\text{интерфейс-привод}} = \frac{1 - e^{-pT_s}}{pT_s} \cdot W_{\text{рп}}(p) = \frac{1}{1 + \frac{pT_s}{2} + \frac{(pT_s)^2}{12}} \cdot W_{\text{рп}}(p).$$

Стоит отметить, что рулевой привод является существенно нелинейным устройством, поэтому в частотной модели использована $W_{\text{рп}}(p)$, соответствующая режиму входного сигнала с амплитудами $U_{\text{вх}} = 1 \div 3^\circ$, так как при обработке сигналов управления с малыми амплитудами существенные нелинейности контура привода могут оказывать наибольшее влияние на его динамические характеристики [5]. Частотная модель рулевого привода имеет следующий вид:

$$W_{\text{рп}}(p) = k \cdot w1(p) \cdot \frac{w2(p)}{w2(p) - w3(p)},$$

$$w1(p) = \frac{k1}{T_1^2 p^2 + 2T_1 \xi p + 1}, \quad k1 = 0,99, \quad T_1 = 0,0063516, \quad \xi = 0,2075;$$

$$w2(p) = \frac{k2}{T_2^2 p^2 + T_3 p + 1}, \quad k2 = 0,15, \quad T_2 = 2,601 \cdot 10^{-5}, \quad T_3 = 0,663;$$

$$w3(p) = T_4 p, \quad T_4 = 1,5915 \cdot 10^{-5}; \quad k = 0,91.$$

АФЧХ системы $W_{\text{интерфейс-привод}}(p)$ показаны на рис. 4, на котором приводятся частотные характеристики (L_actuator, Phase_actuator) $W_{\text{рп}}(p)$ – только рулевого привода без фиксатора нулевого порядка, и частотные характеристики (L_actuator_extr_1ms, Phase_actuator_extr_1ms, L_actuator_extr_2ms, Phase_actuator_extr_2ms, L_actuator_extr_4ms, Phase_actuator_extr_4ms) системы «интерфейс передачи данных – рулевой привод» $W_{\text{интерфейс-привод}}(p)$ с учетом характеристик фиксатора нулевого порядка при значениях $T_s = 1, 2, 4$ мс.

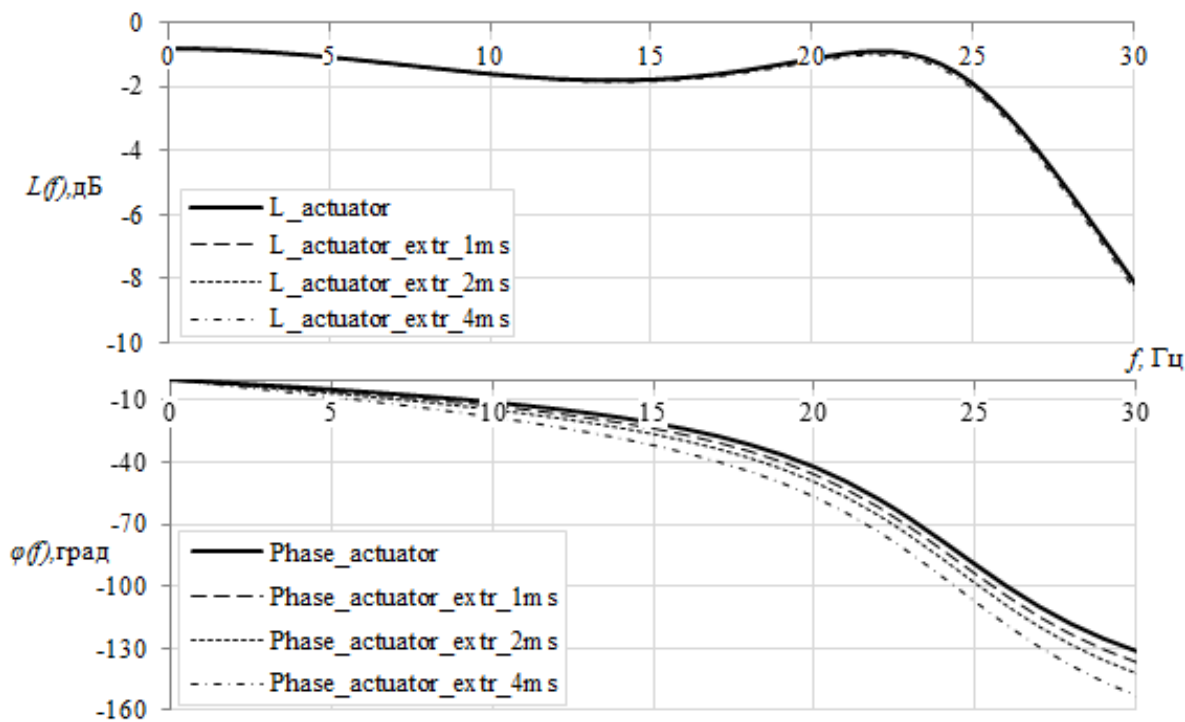


Рис. 4. АФЧХ привода и системы $W_{\text{интерфейс-привод}}(p)$ с учетом характеристик фиксатора нулевого порядка при значениях $T_s = 1, 2, 4$ мс

Fig. 4. The frequency response of the drive and the $W_{\text{interface-actuator}}(p)$ system, taking into account the characteristics of the zero-order hold at $T_s = 1, 2, 4$ ms

Для оценки полученных на частотной модели результатов проведем моделирование (рис. 5) на полной нелинейной временной модели привода с микроконтроллерным регулятором [6] и сравним результаты моделирования с экспериментальными данными, полученными при отработках гармонических сигналов на реальном рулевом приводе. На вход микроконтроллера реального привода подавались гармонические сигналы в виде последовательности значений, частота которых соответствовала значениям $T_s = 1, 2, 4$ мс ($U_{\text{in}}(t)_{\text{extr}}_{1\text{ms}}$, $U_{\text{in}}(t)_{\text{extr}}_{2\text{ms}}$, $U_{\text{in}}(t)_{\text{extr}}_{4\text{ms}}$).

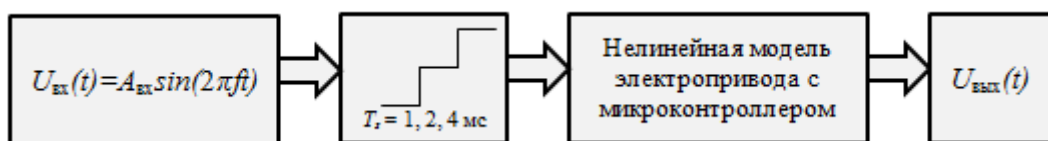


Рис. 5. Функциональная схема моделирования
Fig. 5. Functional simulation scheme

Сравнение результатов моделирования с учетом характеристик идеального фиксатора нулевого порядка при значениях $T_s = 1, 2, 4 \text{ мс}$ ($U_{\text{out}}(t)_{\text{real_time_model}}$) с экспериментальными данными ($U_{\text{out}}(t)_{\text{real_actuator}}$) приводится на рис. 6.

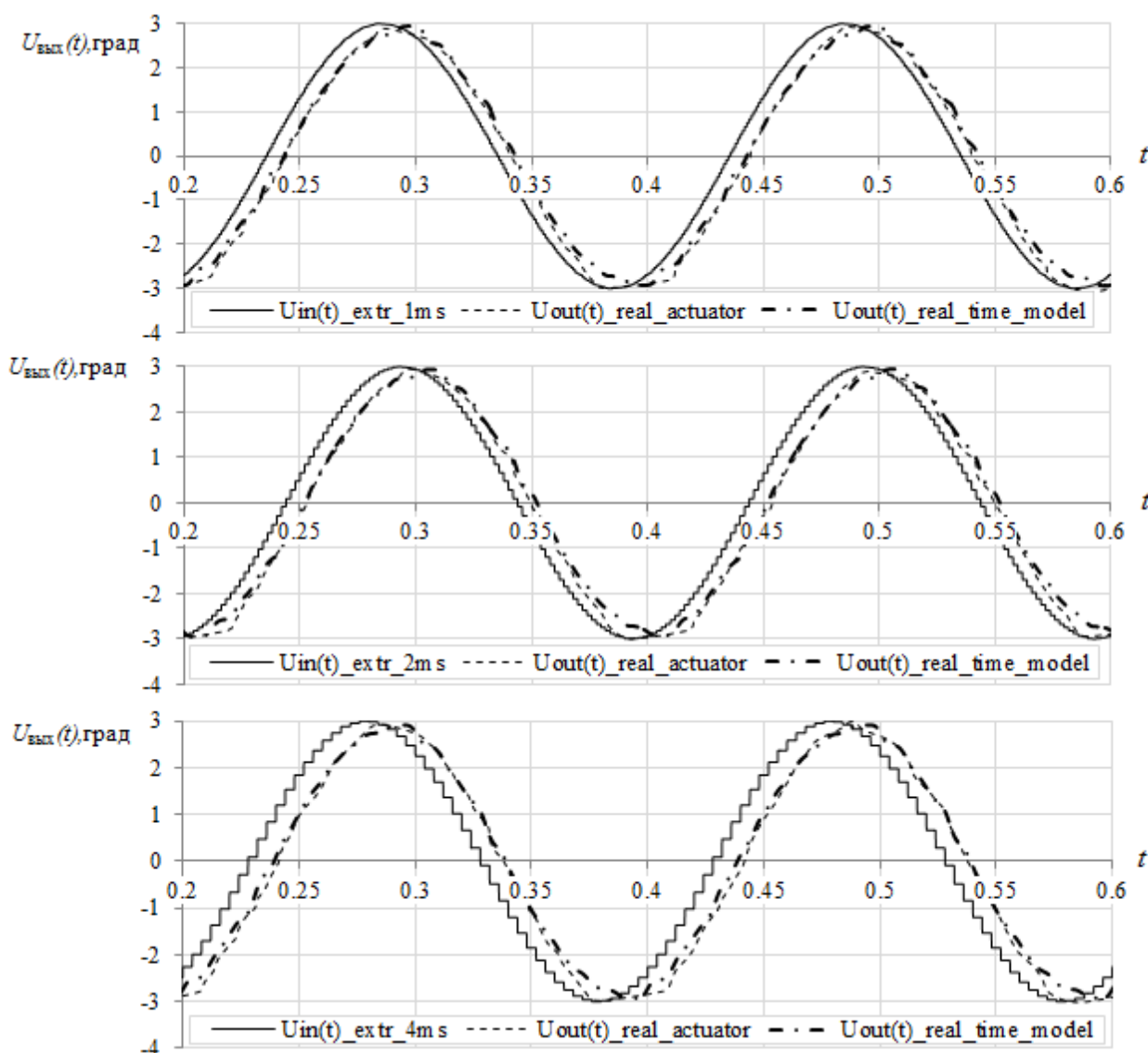


Рис. 6. Сравнение результатов моделирования с экспериментальными данными отработки гармонического сигнала при $T_s = 1, 2, 4 \text{ мс}$
Fig. 6. Comparison of simulation results with experimental data of harmonic signal testing at $T_s = 1, 2, 4 \text{ мс}$

Как видно из рис. 6, результаты моделирования показали хорошую сходимость с экспериментальными данными.

Для получения частотных характеристик в полосе частот до 30 Гц на входы модели и реального привода подавались гармонические сигналы с амплитудой $A_{вх} = 3^\circ$ и частотами $f = 5, 10, 15, 20, 30$ Гц. Далее полученные АФЧХ при $T_s = 1, 2, 4$ мс для модели и реального привода сравнивались с частотными характеристиками, полученными на частотной модели. Сравнение результатов, полученных на частотной модели (L_freq_model, Phase_freq_model), с результатами моделирования на полной нелинейной временной модели привода (L_real_time_model, Phase_real_time_model) и экспериментальными АФЧХ (L_real_actuator, Phase_real_actuator) приводятся на рис. 7–9.

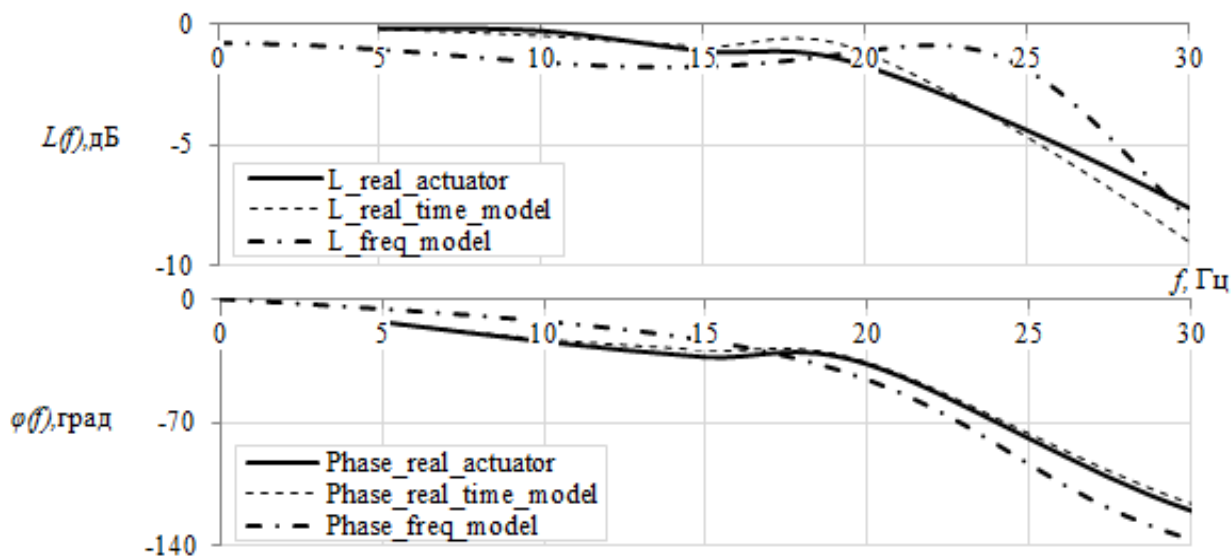


Рис. 7. Сравнение АФЧХ при $T_s = 1$ мс
Fig. 7. Comparison of frequency response at $T_s = 1$ ms

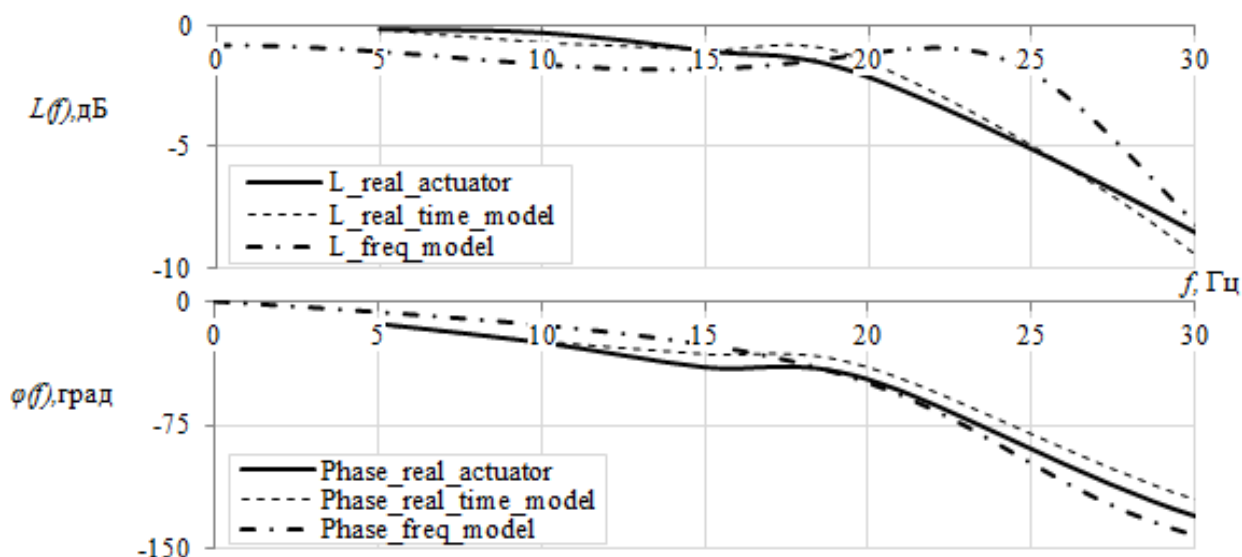


Рис. 8. Сравнение АФЧХ при $T_s = 2$ мс
Fig. 8. Comparison of frequency response at $T_s = 2$ ms

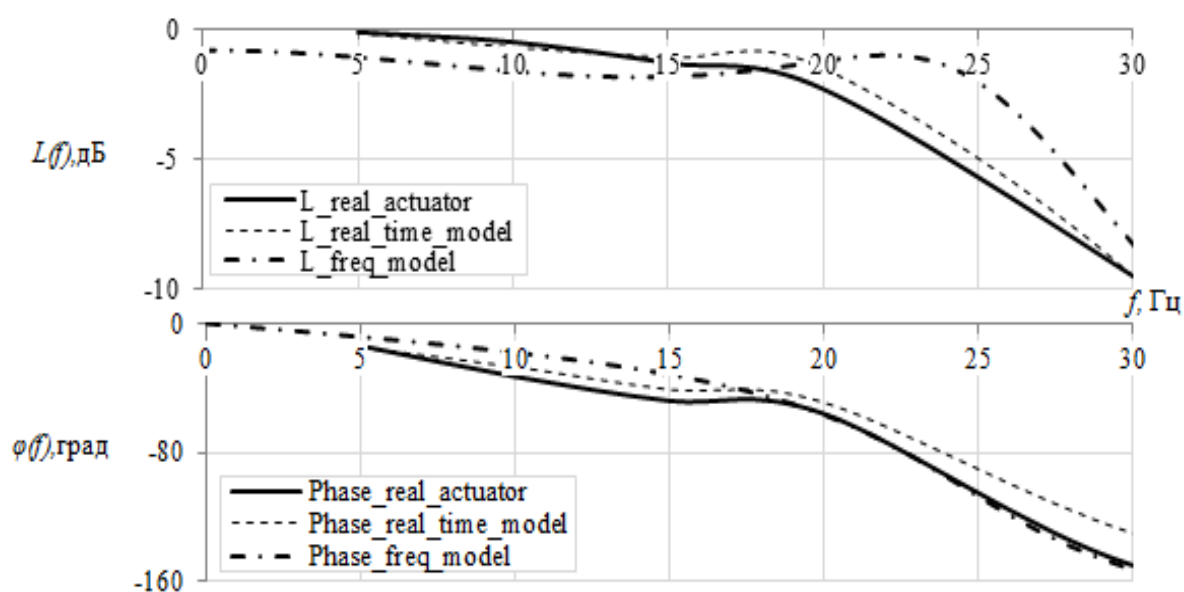


Рис. 9. Сравнение АФЧХ при $T_s = 4$ мс
Fig. 9. Comparison of frequency response at $T_s = 4$ ms

Сравнение частотных характеристик, приведенных на рис. 7–9, показывает, что результаты экспериментального получения АФЧХ на реальном приводе имеют хорошую сходимость с расчетными результатами, полученными на полной нелинейной временной модели и частотной модели привода.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ И ОБСУЖДЕНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Из полученных выше экспериментальных и расчетных результатов определено максимальное значение T_s , при котором будут обеспечиваться требования, предъявляемые к динамическим характеристикам рулевого привода. Для указанного рулевого привода с полосой пропускания не менее 20 Гц и не более 30 Гц и фазовым запаздыванием на частоте пропускания не более 50° , скорость цифрового обмена тракта «система управления – рулевой привод» не должна превышать значения $T_s = 2$ мс. Это означает, что технические устройства системы управления, рулевого привода и интерфейса передачи данных должны обеспечить кодировку, передачу и обработку каждого сообщения данных за время, не превышающее 2 мс.

Результаты исследований показали, что замена передаточной функции идеального фиксатора нулевого порядка аппроксимациями Паде второго порядка дает вполне достоверные результаты в полосе частот, ограниченной половиной частоты Найквиста ($1/4T_s$). На практике полоса пропускания привода часто ограничивается частотой в несколько раз меньшей, чем половина частоты Найквиста ($1/4T_s$), так как существует рекомендация, которая определяет, что при функционировании системы стабилизации БЛА желательно, чтобы собственная частота (полоса пропускания) рулевого привода была в 2 и более раза меньше частоты первого тона изгибных колебаний корпуса БЛА ($\omega_{рп} \leq \omega_{1 \text{ тона и.к.}}/2$) [9]. Вследствие этого предложенные способы описания модели системы «интерфейс передачи данных – рулевой привод» в частотной области в большинстве случаев могут быть применимы для быстрого и достаточно точного определения амплитудных и фазовых искажений, возникающих при цифровом обмене в контуре «система управления – рулевой привод».

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В процессе решения одной из задач по модернизации реальной системы стабилизации рассматривался вопрос перехода от аналогового способа передачи сигналов управления к цифровому обмену между системой управления и рулевым приводом и оценки влияния задержек, вносимых интерфейсом передачи данных на динамические характеристики рулевого привода.

Проведенные исследования показали, что результаты экспериментальных работ на реальном приводе имеют хорошую сходимость с расчетными результатами, полученными на полной нелинейной временной модели и частотной модели привода. Вследствие этого для быстрой предварительной оценки влияния задержек, возникающих при цифровом обмене в контуре «система управления – рулевой привод», на начальном этапе проектирования допустимо использовать предложенную частотную модель системы «интерфейс передачи данных – рулевой привод», которая позволяет использовать все преимущества хорошо отработанных методов частотного анализа линейных систем.

Основным достоинством предложенной модели является ее простота, так как в большинстве случаев интерфейс передачи данных можно рассматривать как элемент выборки-хранения, представленный фиксатором (экстраполятором) нулевого порядка, передаточная функция которого заменяется аппроксимациями Паде второго порядка, алгоритм получения которых предельно прост и дает хорошую сходимость с экспериментальными результатами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Bracewell R.N.** The Fourier Transform and Its Applications. Third Edition. New York: McGraw-Hill, 1999. 540 p.
2. **Кузин Л.Т.** Расчет и проектирование дискретных систем управления. М.: МАШГИЗ, 1962. 684 с.
3. **Шамриков Б.М.** Основы теории цифровых систем управления. М.: Машиностроение, 1985. 294 с.
4. **Изерман Р.** Цифровые системы управления: пер. с англ. / Под ред. чл.-корр. АН СССР И.М. Макарова. М.: Мир, 1984. 541 с. Перевод изд.: Rolf Isermann. Digital Control Systems. Springer-Verlag. Berlin. Heidelberg. New York. 1981.
5. **Акимов В.Н., Уласевич В.П., Грызин С.В.** Сравнение различных типов рулевых приводов для ЗУР средней дальности // Вестник воздушно-космической обороны: науч.-техн. журнал. М.: НПО «АЛМАЗ». 2017. № 4 (16). С. 23–28.
6. **Попов А.И., Гончаров А.С.** Адаптивная система прямого цифрового управления следящего рулевого электропривода автономных объектов // Электротехнические комплексы и системы управления: науч.-техн. журнал. Воронеж: Издательский дом «Кварта». 2011. № 1. С. 37–41.
7. **Петров Б.И.** Динамика следящих приводов: учебное пособие для вузов / Б.И. Петров, В.А. Полковников, Л.В. Рабинович и др. / Под ред. Л.В. Рабиновича. 2-е изд., перераб. и доп. М: Машиностроение, 1982. 496 с.
8. **Крымов Б.Г., Рабинович Л.В., Стеблецов В.Г.** Исполнительные устройства систем управления летательными аппаратами. М.: Машиностроение, 1987. 262 с.
9. **Мизрохи В.Я.** Проектирование управления зенитных ракет: учеб.-науч. издание. М.: Издательство ООО «Экслибрис-Пресс», 2010. 252 с.
10. **Бейкер Дж. (мл.), Грейвс-Моррис П.** Аппроксимации Паде / пер. с англ. Е.А. Рахманова, С.П. Суетина; под ред. А.А. Гончар. М.: Мир, 1986. 502 с. Перевод изд.: **George A. Bejker, Jr., P. Graves-Morris.** Pade Approximants. Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts, 1981.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРЕ

Грызин Сергей Владимирович, инженер-конструктор Долгопрудненского научно-производственного предприятия, аспирант Московского авиационного института (национального исследовательского университета), gryzzin@mail.ru.

THE RESEARCH OF THE INFLUENCE OF DIGITAL EXCHANGE IN THE STABILIZATION SYSTEM OF THE UNMANNED AERIAL VEHICLE ON THE DYNAMIC CHARACTERISTICS OF THE STEERING ACTUATOR

Sergey V. Gryzin^{1,2}

¹ *Dolgoprudny Research and Production Enterprise, Dolgoprudny, Russia*
² *Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia*

ABSTRACT

When designing a stabilization system for highly maneuverable unmanned aerial vehicles (UAVs), one of the relevant tasks is to impose requirements on the dynamic characteristics and control methods of the steering actuators, which will ensure the required stability margins of the stabilization system as part of the UAV control system. Currently, there is an increasing preference for microcontroller method of electric actuator control and digital exchange between the control system and the steering actuators. One of the reasons for the reduction of stability margins of the stabilization system is the delay introduced by the digital exchange between the elements of the stabilization system. In the process of solving the problem of transition to digital exchange between the elements of the stabilization system, a research was conducted of the influence of amplitude and phase distortions arising in the path "data transmission interface - steering actuator" on the dynamic characteristics of the steering actuator. As an actuator of the stabilization system, the real electric drive used on highly maneuverable UAVs is considered. For this drive, extremely stringent requirements for bandwidth and phase delays are introduced, which complicates the problem of ensuring the stability of the stabilization system, taking into account the delays in the digital exchange. As a result of the research, a frequency model has been proposed that allows to estimate the minimum possible exchange rate in the path "data interface - steering actuator", taking into account ensuring the required dynamic characteristics of the actuator. In the proposed model, the data transfer interface is represented as a zero-order hold, the transfer function of which is replaced by Pade approximations of the second order. In the course of the research, a comparison was made of the results obtained on the proposed model with the results of experiments on a real electric actuator and its complete nonlinear time model. The main advantage of the proposed frequency model is the simplicity of obtaining the transfer function of the path "data interface - steering actuator". This allows at the initial stage of the research to quickly and accurately determine the minimum possible rate of exchange, which will ensure the fulfillment of the requirements imposed on the drive dynamics.

Key words: unmanned aerial vehicle (UAV), stability of the stabilization system, frequency responses of the electric actuator, the system "data interface - steering actuator", zero-order hold, Pade approximation, frequency model, nonlinear model.

REFERENCES

1. **Bracewell, R.N.** (1999). *The Fourier Transform and Its Applications*. Third Edition. New York: McGraw-Hill, 540 p.
2. **Kuzin, L.T.** (1962). *Raschet i proyektirovaniye diskretnykh system upravleniya* [Calculation and design of discrete control systems]. Moscow: MASHGIZ, 684 p. (in Russian)
3. **Shamrikov, B.M.** (1985). *Osnovy teorii tsifrovyykh system upravleniya* [Fundamentals of the theory of digital control systems]. Moscow: Mashinostroenie, 294 p. (in Russian)
4. **Isermann, R.** (1981). *Digital control systems*. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 566 p. DOI:10.1007/978-3-662-02319-8

5. Akimov, V.N., Ulasevich, V.P. and Gryzin, S.V. (2017). *Different types comparison of flight control actuators for medium range SAM. Vestnik vozdušno-kosmicheskoy oborony* [Aerospace Defense Herald]. Moscow: NPO «ALMAZ», no. 4, iss. 16, pp. 23–28. (in Russian)
6. Popov, A.I. and Goncharov, A.S. (2011). *Adaptivnaya sistema pryamogo tsifrovogo upravleniya sledyashchego rulevogo elektroprivoda avtonomnykh obyektov* [Adaptive system of direct digital control of the tracking actuator of the autonomous objects]. *Yelettrotekhnicheskie kompleksy i sistemy upravleniya: nauchno-tekhnichestkiy zhurnal* [Electrotechnical complexes and control systems: scientific-technical journal]. Voronezh: Publishing house «Kvarta», vol. 1, pp. 37–41. (in Russian)
7. Petrov, B.I., Polkovnikov, V.A. and Rabinovich, L.V. (1982). *Dinamika sledyashchikh privodov: Uchebnoe posobiye dlya tekhnicheskikh vuzov* [Tracking actuators dynamics: Training manual for Technical Universities], in Rabinovich L.V. (ed.). 2nd ed., revised and added. Moscow: Mashinostroenie, 496 p. (in Russian)
8. Krymov, B.G., Rabinovich, L.V. and Stebletsov, V.G. (1987). *Iсполнителные устройства систем управления летательных аппаратов* [Actuators for aircraft control systems]. Moscow: Mashinostroenie, 262 p. (in Russian)
9. Mizrokhi, V.Ya. (2010). *Proyektirovaniye upravleniya zenitnykh raket: Uchebno-nauchnoe izdanie* [Control design of anti-aircraft missiles: Educational and scientific edition]. Moscow: Publishing house «Ekslibris-Press», 252 p. (in Russian)
10. Baker, G.A., Jr. and Graves-Morris, P. (1981) *Pade Approximants*. Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts, 502 p.

INFORMATION ABOUT THE AUTHOR

Sergey V. Gryzin, Design Engineer of Dolgoprudny Research and Production Enterprise, Postgraduate Student of the Moscow Aviation Institute (National Research University), gryzzin@mail.ru.

Поступила в редакцию 31.05.2019
Принята в печать 24.09.2019

Received 31.05.2019
Accepted for publication 24.09.2019