

УДК 629.374.7

В.Г. Башинский, А.И. Денисов, Е.А. Бурсала

Государственный научно-испытательный центр ВС Украины, Чернигов

ОПТИМАЛЬНЫЙ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ РЕГУЛЯТОР ДЛЯ СИСТЕМЫ ЗАПУСКА ГАЗОТУРБИННОГО ДВИГАТЕЛЯ ВЕРТОЛЁТА

Для системы запуска газотурбинного двигателя вертолёт с улучшенными энергетическими характеристиками синтезирована дискретная передаточная функция оптимального регулятора, позволяющая достичь предельного быстродействия процесса запуска. Предложены варианты схемотехнической реализации регулятора в виде рекурсивного цифрового фильтра с бесконечной памятью и его аналоговое исполнение на операционных усилителях. Проведено сравнение предложенных вариантов схемотехнической реализации оптимального регулятора.

Ключевые слова: бесколлекторный двигатель постоянного тока, квазирезонансный импульсный преобразователь, переключаемый при нулевом токе, оптимальное быстродействие, дискретная передаточная функция, Z-преобразование, билинейное преобразование.

Введение

Современные системы запуска газотурбинных двигателей (ГТД) вертолёт выполнены на основе коллекторных двигателей постоянного тока (ДПТ), частота вращения которых регулируется посредством пусковых сопротивлений, или же широтно-импульсных преобразователей (ШИП) постоянного напряжения [1]. В [2] отмечено, что повышение энергоэффективности, надёжности, улучшения динамических характеристик систем запуска ГТД вертолёт достигается при использовании бесколлекторных двигателей постоянного тока (БДПТ) вместо коллекторных ДПТ и квазирезонансных преобразователей постоянного напряжения [3], переключаемых при нулевом токе (КРИП-ПНТ), – вместо пусковых сопротивлений и ШИП. Придание необходимых динамических свойств системе запуска ГТД в [2] обеспечивает дискретный регулятор, настройка которого выполняются по критерию быстродействия из условия реализации процессов конечной длительности. В [2] синтезирована передаточная функция дискретного регулятора, которая позволяет закончить процесс запуска ГТД за два периода перестройки частоты управления КРИП-ПНТ. Настройка дискретной системы на процесс конечной длительности обеспечивает бесконечную степень её устойчивости [3], что исключает необходимость исследования этого вопроса дополнительно. По известной передаточной функции оптимального регулятора, полученной в [2], возможна его схемотехническая реализация на аналоговой или же цифровой элементной базе. Рассмотрим возможные варианты решения этой задачи.

Основной раздел

Структурная схема системы запуска ГТД вертолёт, предложенная в [2], представлена на рис. 1.

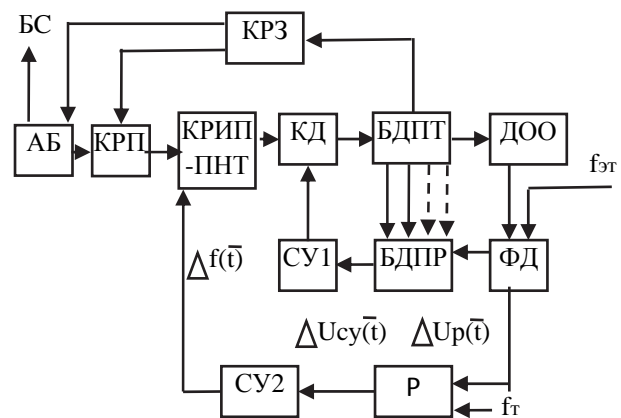


Рис. 1. Схема запуска ГТД вертолёт

На рис. 1: АБ – аккумуляторная батарея; КРП – коммутатор режима пуска; БДПТ – бесколлекторный двигатель постоянного тока; КД – коммутатор двигателя; ДОО – датчик одного оборота; Р – регулятор системы запуска; ФД – фазовый дискриминатор; СУ1, СУ2 – системы управления коммутатором и КРИП-ПНТ; БДПР – блок датчиков положения ротора; КРЗ – коммутатор режима заряда аккумуляторной батареи при переводе БДПТ в режим генератора; БС – бортовая сеть вертолёт; $f_{эт}$ – эталонная частота; f_r – тактовая частота оптимального регулятора.

В режиме запуска БДПТ питается от АБ через КРИП-ПНТ и коммутатор КД, представляющий собой трёхфазный мостовой инвертор напряжения. Управление его силовыми ключами осуществляется от СУ1, которая синхронизирована шестью импульсами от БДПР, сдвинутыми друг относительно друга на 60°. Регулирование частоты вращения БДПТ происходит за счёт изменения выходного напряжения КРИП-ПНТ, которое поступает на вход коммутатора. Выходное напряжение КРИП-ПНТ регули-

рується в результате изменения частоты запускающих импульсов, поступающих от СУ2. В процессе запуска БДПТ сигнал с ДОО поступает на первый вход ФД, а на его второй вход подаётся сигнал эталонной частоты $f_{\text{эт}}$. На выходе ФД формируется сигнал, пропорциональный величине фазового рассогласования входных сигналов. Он подаётся на вход регулятора Р, который для фазового рассогласования является интегрирующим звеном, его постоянная времени равна времени одного оборота БДПТ. Частота коммутации КРИП-ПНТ изменяется в мегагерцовом частотном диапазоне по принципу частотно-импульсной модуляции первого рода (ЧИМ1). Её перестройка происходит с постоянной частотой, равной частоте $f_{\text{т}}$. Система запуска, рис. 1, обладает астатизмом первого порядка по фазе вследствие наличия интегратора, в качестве которого выступает ФД. Для реализации процесса конечной длительности в [2] выполнен синтез дискретного регулятора, в результате чего получена его передаточная функция на основе метода Z-преобразования:

$$K_p^*(Z, 0) = \frac{Z - e^{-\beta}}{K_0[Z(K_1 + K_2) + K_2]} \quad (1)$$

Передаточная функция (1) справедлива для момента срабатывания импульсного элемента, реализует ПД закон регулирования. В общем, в системе, рис. 1, реализуется ПИД-закон регулирования с учётом интегрирующего свойства ФД. В передаточной функции (1):

$$\beta = \frac{T_m}{T_{\text{ЭМ}}}, \quad T_{\text{ЭМ}} - \text{электрохимическая постоянная}$$

ная системы запуска ГТД вертолёта; $K_1 = \frac{1}{\beta} + \frac{1 - e^{-\beta}}{\beta^2}$;

$$K_2 = -\frac{e^{-\beta}}{\beta} + \frac{1 - e^{-\beta}}{\beta^2}; \quad K_0 = \frac{T_m^2 \cdot K_{\text{СУ}} \cdot E \cdot t_{\text{и}} \cdot K_{\text{УС}} \cdot K_{\text{УВ}}}{T_{\text{и}} \cdot T_{\text{ЭМ}}};$$

$K_{\text{СУ}}$ – коэффициент усиления системы управления КРИП-ПНТ; E – напряжение аккумуляторной батареи, которое подаётся на вход КРИП-ПНТ; $t_{\text{и}} = \pi\sqrt{L_k C_k}$; L_k, C_k – величины индуктивности дросселя и ёмкости конденсатора резонансного контура КРИП-ПНТ; $K_{\text{УС}}$ – коэффициент передачи датчика скорости; $K_{\text{УВ}}$ – коэффициент усиления БДПТ по управляющему воздействию; $T_{\text{и}}$ – постоянная интегрирования ФД, равная времени одного оборота БДПТ.

Схемотехническая реализация оптимального регулятора

Представим передаточную функцию (1) в виде:

$$K_p^*(Z, 0) = K_{\text{ок}} \frac{a - Z^{-1}}{1 + \frac{K_2 Z^{-1}}{K_1 + K_2}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}^* [Z, 0]}{\Delta U_{\text{ВХ}}^* [Z, 0]}, \quad (2)$$

где $\Delta U_{\text{ВЫХ}}^* [Z, 0], \Delta U_{\text{ВХ}}^* [Z, 0]$ – Z-изображения отклонений дискретных сигналов на входе и на выходе регулятора в момент срабатывания импульсного элемента, $K_{\text{ок}} = \frac{e^{-\beta}}{K_0(K_1 + K_2)}, a = e^{\beta}$.

Из (2) получаем:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}}^* [Z, 0] = K_{\text{ок}} \cdot a \cdot \Delta U_{\text{ВХ}}^* [Z, 0] - Z^{-1} \times \times K_{\text{ок}} \cdot \Delta U_{\text{ВХ}}^* [Z, 0] - \frac{K_2 Z^{-1}}{K_1 + K_2} \cdot \Delta U_{\text{ВЫХ}}^* [Z, 0]. \quad (3)$$

Из (3), переходя к оригиналам решётчатых функций, получаем разностное уравнение:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}}^* [n, 0] = \sum_{K=0}^1 \Delta U_{\text{ВХ}}^* [t - K T_m, 0] \mu_K - \frac{K_2}{K_1 + K_2} \Delta U_{\text{ВЫХ}}^* [t - T_m, 0], \quad (4)$$

где T_m – период тактовой частоты регулятора, $\mu_0 = a K_{\text{ок}}, \mu_1 = -K_{\text{ок}}, n = 0, 1, 2, 3, \dots$ – номер периода следования решётчатой функции. Решение разностного уравнения реализует рекурсивный дискретный фильтр, рис. 2, с бесконечной памятью.

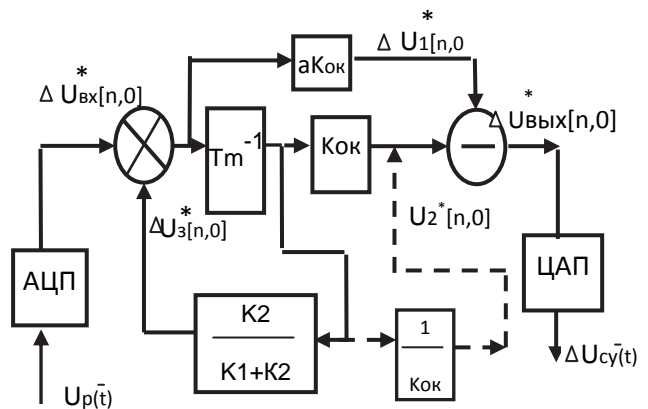


Рис. 2. Схема оптимального регулятора на основе рекурсивного цифрового фильтра

$\Delta U_p^*(t)$ – поступает от ФД; $\Delta U_{\text{cy}}^*(t)$ – поступает на вход СУ2, рис. 1; АЦП, ЦАП – аналогово-цифровой и цифроаналоговый преобразователи. Из схемы, рис. 2, видно, что для построения электронной схемы оптимального регулятора необходимы следующие устройства: аналогово-цифровой и цифроаналоговый преобразователи, два вычитающих звена, два усилителя с коэффициентами усиления, равными $a \cdot K_{\text{ок}}, K_{\text{ок}}$ и элемент задержки на один период тактовой частоты. Схема регулятора, рис. 2, может быть реализована программно или же на цифровых элементах. Проверим соответствие передаточной функции (1) передаточной функции схемы цифрового рекурсивного фильтра, рис. 2. Для этого перенесём точку подключения звена с коэффициен-

том усиления $\frac{K_2}{K_1 + K_2}$ через звено с коэффициентом

усиления $K_{ок}$. Преобразованная часть схемы фильтра показана пунктиром, рис. 2. В преобразованной схеме фильтра Z-изображение отклонений выходного сигнала для момента срабатывания импульсного элемента

$$\Delta U_{вых}^*[Z, 0] = \Delta U_1^*[Z, 0] - \Delta U_2^*[Z, 0],$$

где

$$\Delta U_1^*[Z, 0] = \Delta U_3^*[Z, 0] \cdot aK_{ок},$$

$$\Delta U_2^*[Z, 0] = \Delta U_3^*[Z, 0] \cdot Z^{-1} \cdot K_{ок},$$

$$\Delta U_3^*[Z, 0] = \Delta U_{вх}^*[Z, 0] - \Delta U_2^*[Z, 0] \cdot \frac{K_2}{(K_1 + K_2)K_{ок}}.$$

Тогда

$$\Delta U_{вых}^*[Z, 0] = \Delta U_3^*[Z, 0]K_{ок}(a - Z^{-1}). \quad (5)$$

С учётом $\Delta U_2^*[Z, 0]$ Z-изображение сигнала ошибки:

$$\Delta U_3^*[Z, 0] = \frac{\Delta U_{вых}^*[Z, 0]}{1 + Z^{-1} \frac{K_2}{K_1 + K_2}}. \quad (6)$$

Подставляя (6) в (5), получаем, что

$$\Delta U_{вых}^*[Z, 0] = \frac{\Delta U_{вх}^*[Z, 0] \cdot K_{ок}(a - Z^{-1})}{1 + Z^{-1} \frac{K_2}{K_1 + K_2}},$$

откуда

$$K_p^*(Z, 0) = \frac{\Delta U_{вых}^*[Z, 0]}{\Delta U_{вх}^*[Z, 0]} = \frac{K_{ок}(a - Z^{-1})}{1 + Z^{-1} \frac{K_2}{K_1 + K_2}},$$

что повторяет преобразованную передаточную функцию оптимального регулятора (2), полученную по результатам синтеза.

Рассмотрим вариант реализации оптимального регулятора на аналоговых операционных усилителях. Для этого выполним переход от реальной частоты к псевдочастоте, используя билинейное преобразование [4], которое реализует переход от комплексной Z-плоскости к комплексной W-плоскости.

Для этого в (1) подставим $Z = \frac{1+W}{1-W}$. В результате преобразований получаем

$$K_p^*[W, 0] = \frac{1 - e^{-\beta} + W(1 + e^{-\beta})}{K_0 \left[(K_1 + 2K_2) + K_1 W \right]},$$

где $W = j \frac{T_m \lambda}{2}$, $j \lambda = j \frac{2}{T_m} \operatorname{tg} \frac{\omega T_m}{2}$ – псевдочастота, ω

– реальная частота. Если период модулирующего сигнала $T_m \rightarrow 0$, то $\operatorname{tg} \frac{\omega T_m}{2} \approx \frac{\omega T_m}{2}$ и тогда $j \lambda \approx j \omega$, т.е. псевдочастота является реальной частотой. Переда-

точная функция оптимального регулятора на псевдо-частоте

$$K_p^*[j\lambda, 0] = \frac{1 - e^{-\beta} + \frac{1 + e^{-\beta}}{2} T_m j\lambda}{K_0 \left[(K_1 + 2K_2) + \frac{K_1 \cdot T_m}{2} j\lambda \right]}. \quad (7)$$

Передаточная функция (7) устанавливает связь между дискретным и квазинепрерывным регуляторами в результате перехода от реальной частоты к псевдочастоте, которая, как отмечено выше, совпадает с реальной частотой, если $T_m \rightarrow 0$. В этом случае дискретная система заменяется системой непрерывного действия без заметной погрешности. В системе запуска ГТД, рис. 1, период дискретности выходного напряжения КРИП-ПНТ, которое подаётся на вход БДПТ, значительно меньше электромеханической постоянной системы электропривода. Поэтому собственно КРИП-ПНТ как звено системы представляется фиксатором нулевого порядка, выходное напряжение которого зависит от величины дискретных выборок (с частотой f_T), поступающих на вход системы управления КРИП-ПНТ от оптимального регулятора. С учётом отмеченных особенностей переход от реальной частоты к псевдочастоте в рассматриваемом случае не приведёт к значительному искажению реальной частотной характеристики системы. Для удобства реализации передаточной функции регулятора (7) представим её в виде:

$$K_p(j\lambda_1) = \frac{B_1}{B_3} \frac{1 + \frac{B_2}{B_1} j\lambda}{1 + \frac{B_4}{B_3} j\lambda}, \quad (8)$$

где $B_1 = 1 - e^{-\beta}$; $B_2 = 0,5 T_m(1 + e^{-\beta})$; $B_3 = K_0(K_1 + K_2)$; $B_4 = \frac{K_1 T_m}{2}$.

Передаточную функцию оптимального регулятора (8) представим произведением передаточных функций усилителя, ПД-звена, аperiodического звена, схемы которых представлены на рис. 3, а–в соответственно.

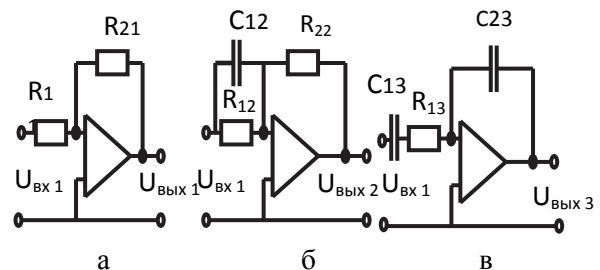


Рис. 3. Схемы звеньев оптимального регулятора на операционных усилителях

Из передаточной функции (8) для схемы усилителя, рис. 3, а, имеем:

$$K_y(j\lambda) = \frac{R_{21}}{R_{11}} = \frac{B_1}{B_3}.$$

Аналогічно для схем рис. 3, б, в, отримуємо псевдочастотні характеристики ПД-регулятора і апериодического звена – фільтра нижніх частот:

$$K_{ПД}(j\lambda) = 1 + j\lambda C_{12} \cdot R_2 = 1 + j\lambda \frac{B_2}{B_1} C_{12}$$

– при умові, що $R_{22}=R_{12}=R_2$;

$$K_{НЧ}(j\lambda) = \frac{1}{1 + j\lambda R_{13} C_3} = \frac{1}{1 + \frac{B_4}{B_3} j\lambda}$$

– при умові, що $C_{23}=C_{13}=C_3$.

Реалізація оптимального регулятора на операційних усилителях порівняно проста, вона менш затратна, ніж цифровий варіант виконання. Переваги цифрової схемотехніки – вища точність обробки закону регулювання, помехоустійливість, температурна стабільність.

Висновки

На основі синтезованої передаточної функції оптимального регулятора системи запуску ГТД вертольота запропоновано варіанти його схемотехнічної реалізації – в формі рекурсивного цифрового фільтра і в формі трьох аналогових звеньєв на операційних усилителях.

ОПТИМАЛЬНИЙ ЗА ШВИДКОДІЄЮ РЕГУЛЯТОР ДЛЯ СИСТЕМИ ЗАПУСКА ГАЗОТУРБІННОГО ДВИГУНА ВЕРТОЛЬОТА

В.Г. Башинський, О.І. Денисов, О.О. Бурсала

Для системи запуску газотурбінного двигуна вертольота з поліпшеними енергетичними характеристиками синтезована дискретна передавальна функція оптимального регулятора, що дозволяє досягти максимальної швидкодії процесу запуску. Запропоновано варіанти схемотехнічної реалізації регулятора у вигляді рекурсивного цифрового фільтра з нескінченною пам'яттю і його аналогове виконання на операційних підсилювачах. Проведено порівняння запропонованих варіантів схемотехнічної реалізації оптимального регулятора.

Ключові слова: *безколекторний двигун постійного струму, квазірезонансний імпульсний перетворювач, що перемикається при нульовому струмі, оптимальна швидкодія, дискретна передавальна функція, Z-перетворення, білінійне перетворення.*

OPTIMAL HIGH-SPEED REGULATOR FOR LAUNCH SYSTEM OF GAS TURBINE ENGINE OF HELICOPTER

V. Bashynskyy, A. Denisov, E. Bursala

A discrete transfer function of the optimal regulator, that allows achieving a maximum speed of the launch process, was synthesized for launch system of helicopter gas turbine engine with improved power characteristics. The options for circuit realization of regulator based on the recursive digital filter with infinite memory and its analog implementation based on operational amplifiers were proposed. A comparison of the proposed options for circuit realization of the optimal regulator was performed.

Keywords: *brushless DC motor, quasi-resonant pulse converter, zero-current switching, optimal speed, discrete transfer function, Z-transform, bilinear transformation.*

По результатам сравнения предложенных вариантов реализации показаны преимущества цифрового регулятора.

Список литературы

1. Цаликов Г.Ф. Разработка электронных блоков управления стартер-генераторами для систем запуска авиационных двигателей / Г.Ф. Цаликов, С.В. Козюра, Е.Е. Васько // Вестник двигателестроения. – 2015. – № 2. – С. 102-105.
2. Денисов А.И. Совершенствование систем бортового электропитания и запуска газотурбинных двигателей вертолётов / А.И. Денисов, Е.А. Бурсала, К.В. Башинский // Системи озброєння і військова техніка. – Харків: ХУПС ім. І.М. Кожедуба. – 2016. – № 4(48). – С. 98-103.
3. Денисов Ю.А. Стабилизаторы постоянного напряжения с широтно-импульсными и частотно-импульсными квазирезонансными преобразователями / Ю.А. Денисов. – Киев: ИЭД НАНУ, 2001. – 147 с.
4. Денисов Ю.О. Системи перетворювальної техніки: навчальний посібник / Ю.О. Денисов. – Чернівці: Державний. техн. ун-т, 2014. – 172 с.

Поступила в редколлегию 20.04.2017

Рецензент: д-р техн. наук проф. О.И. Пилипенко, Государственный научно-испытательный центр ВС Украины, Чернигов.