

А.И. Денисов¹, А.Л. Бурсала¹, Е.А. Бурсала¹, О.Л. Шаповалов¹, К.В. Башинский²

¹ Государтвенный научно-испытательный центр ВС Украины, Чернигов

² Представительство заказчика Министерства обороны Украины, Чернигов

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА СКОРОСТИ ДЛЯ ДВУХКОНТУРНОЙ СИСТЕМЫ ЗАПУСКА ГАЗОТУРБИННОГО ДВИГАТЕЛЯ ВЕРТОЛЕТА С БЕСКОЛЛЕКТОРНОЙ ЭЛЕКТРОМАШИНОЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для двухконтурной системы запуска газотурбинного двигателя (ГТД) вертолета с оптимальным по быстродействию регулятором контура тока синтезирован оптимальный по быстродействию регулятор контура скорости. В процессе синтеза учтена специфика электромагнитных процессов, протекающих в силовых звеньях системы запуска ГТД, связанная с наличием в ней квазирезонансного импульсного преобразователя, переключаемого при нулевом токе (КРИП-ПНТ) и бесколлекторного двигателя постоянного тока (БДПТ). Предложена цифровая схемотехническая реализация регулятора, который формирует конечный по длительности процесс установления скорости с возможностью перестройки темпа ее нарастания за счет изменения частоты тактирования системы управления КРИП-ПНТ.

Ключевые слова: дискретная передаточная функция, оптимальный регулятор, модифицированное Z-преобразование, квазирезонансный импульсный преобразователь, бесколлекторный двигатель постоянного тока, контур скорости.

Введение

Постановка проблемы. Запуск авиационного двигателя вертолета завершается достижением режима малого газа, при котором обеспечивается его устойчивая работа с минимальной потребляемой мощностью. Совершенствование систем запуска ГТД связано с повышением их энергоэффективности и динамических характеристик, учитывая ограниченность энергоресурсов на борту вертолета и необходимое быстродействие процесса запуска. Поэтому существует необходимость в разработке стартер-генераторов для вертолетов с предельными значениями к.п.д. и быстродействия.

Анализ последних исследований и публикаций. Решению этой проблемы посвящена настоящая статья. В работе [1] исследованы недостатки существующих стартер-генераторов вертолетов и предложены решения по их преодолению на основе применения высокочастотных КРИП-ПНТ и бесколлекторных двигателей постоянного тока (БДПТ). Бесколлекторные двигатели постоянного тока нашли эффективное применение для прецизионной стабилизации угла поворота [3], момента [4–5], а также для энергетически эффективного и точного управления параметрами различных механизмов [6–7].

Внешние и регулировочные характеристики квазирезонансных импульсных преобразователей с последовательными и параллельными резонансными контурами исследованы в [8–9].

Вопросы субгармонической устойчивости и энергетической эффективности замкнутых систем регулирования с параллельными квазирезонансными импульсными ключами решены в работах [10–11].

Систематизированные сведения об особенностях применения и характеристиках БДПТ, КРИП-ПНТ содержатся в работе [12].

В работе [2] приведены результаты оптимизации по быстродействию контура тока стартер-генератора вертолета с учетом специфики процесса раскрутки ГТД посредством БДПТ, питание которого осуществляется от квазирезонансного импульсного преобразователя.

Цель настоящей работы состоит в оптимизации по быстродействию двухконтурной системы запуска ГТД вертолета с учетом результатов оптимизации контура тока, полученных в [2]. Поставленная цель достигается на основе синтеза оптимального по быстродействию регулятора контура скорости с учетом влияния нескомпенсированных постоянных времени, специфики БДПТ, КРИП-ПНТ как динамических звеньев дискретной системы регулирования.

Изложение основного материала

1. Структурные схемы двухконтурной системы запуска ГТД вертолета

Звенья системы запуска ГТД вертолета, рис. 1, представлены следующими передаточными функциями:

$$K_{PT}(p) = \frac{R(pT_{\Sigma} + 1)}{pT_{IT}K_{\Pi}K_{ДТ}}$$

передаточная функция ПИ-регулятора контура тока, где $T_{\Sigma} = \frac{L}{R}$ – электрическая постоянная обмотки БДПТ; R, L – ее индуктивность и активное сопротивление; T_{IT} – постоянная интегрирования контура тока; $K_{ДТ}$ – коэффициент усиления датчика тока;

$$K_{\Pi} = E t_{и} K_{СУ} -$$

коэффициент усиления КРИП-ПНТ, где E – э. д. с. аккумуляторной батареи; $t_{и} = \pi\sqrt{L_K C_K}$ – интервал проводимости КРИП-ПНТ; L_K, C_K – индуктивность и емкость его резонансного контура; $K_{СУ} = \frac{\Delta f_k}{\Delta U_{PT}}$ – коэффициент усиления системы управления; $\Delta f_k, \Delta U_{PT}$ – отклонения частоты коммутации на выходе системы управления КРИП-ПНТ и напряжения на выходе регулятора контура тока.

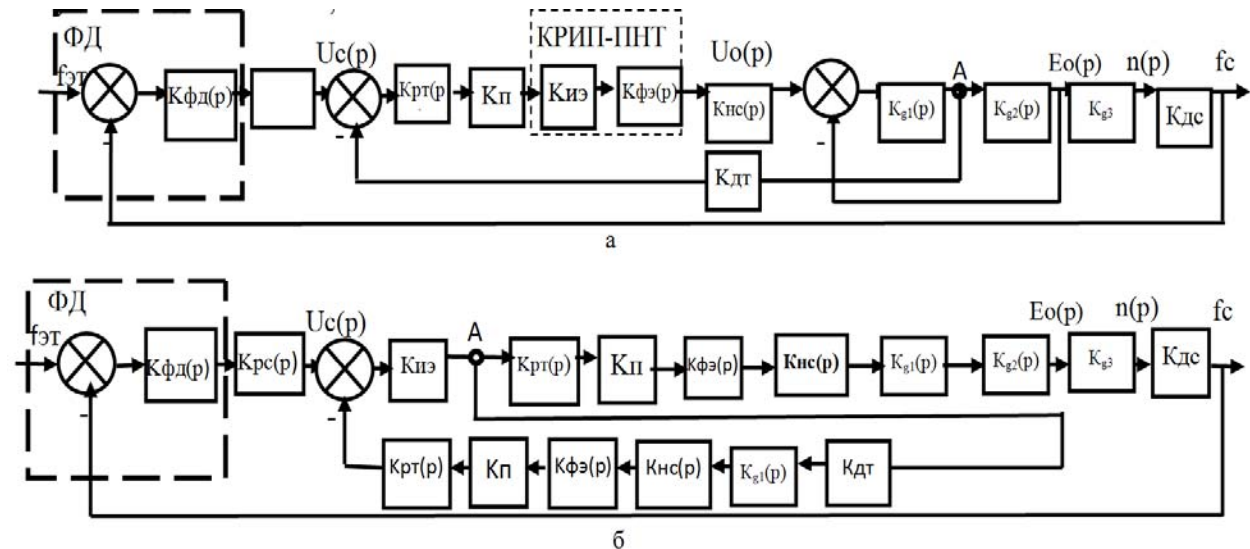


Рис. 1. Структурные схемы двухконтурной системы запуска ГТД вертолета: а – исходная; б – преобразованная

КРИП-ПНТ представлен импульсным элементом с единичным ($K_{иЭ}=1$) коэффициентом усиления амплитуды мгновенных импульсов, следующих с периодом T, фиксатором нулевого порядка (формирующий элемент) с передаточной функцией

$$K_{ФЭ}(p) = \frac{1 - e^{-pT}}{p};$$

звено с передаточной функцией

$$K_{НС}(p) = \frac{1}{pT_K + 1}$$

учитывает наличие в контуре тока нескомпенсированной постоянной времени T_K , которая зависит от постоянных времени фильтров на выходах регулятора тока и датчика тока;

$$K_{г1}(p) = \frac{1}{R(pT_{\Sigma} + 1)} -$$

передаточная функция звена, которое формирует постоянную составляющую тока, потребляемого БДПТ;

фазовый дискриминатор (ФД) представлен элементом сравнения, который определяет фазовое рассогласование между эталонной частотой $f_{ЭТ}$ и

текущей частотой вращения f_c вала двигателя, а также интегратором с передаточной функцией $K_{ФД}(p) = \frac{1}{pT_{и}}$, где $T_{и}$ – постоянная интегрирования, равная времени одного оборота; звено с передаточной функцией

$$K_{г2}(p) = \frac{R}{pT_{ЭМ}}$$

формирует на выходе постоянную составляющую противо-э. д. с. двигателя E_0 , где $T_{ЭМ} = j \frac{R}{C_{ЭБ} C_{МБ}}$ – электромеханическая постоянная; j – момент инерции системы запуска ГТД; $C_{ЭБ} = \frac{\Psi_M}{\sqrt{2}B_0}$; $C_{МБ} = \frac{\pi r \Psi_M}{12}$ –

постоянные противо-э.д.с. и момента БДПТ [2]; Ψ_M – максимальный поток; r – число пар полюсов двигателя; B_0 – коэффициент фазной э.д.с. коммутатора; звено с коэффициентом усиления $K_{г3} = \frac{1}{C_{ЭБ}}$ формирует

частоту вращения вала БДПТ; датчик скорости с коэффициентом усиления $K_{гс}$ является датчиком одного оборота, который формирует импульсы с частотой f_c .

В контуре скорости присутствует регулятор, передаточная функция $K_{pc}(p)$ которого и схемотехническое исполнение подлежат определению по результатам синтеза.

2. Дискретная передаточная функция неоптимизированной двухконтурной системы запуска ГТД

Для нахождения дискретной неоптимизированной передаточной функции системы запуска ГТД преобразуем структурную схему, рис. 1, а, в схему, рис. 1, б. В преобразованной схеме обратная связь по противо-э.д.с. двигателя E_0 не учтена, т.к. ее влияние на процесс изменения тока двигателя будет незначительным вследствие вентиляторного характера нагрузки с электромеханической постоянной $T_{ЭМ}$. Изменение тока БДПТ в основном будет зависеть от выходного напряжения КРИП-ПНТ [2].

Звенья с передаточными функциями $K_{HC}(p)$, $K_{PT}(p)$, $K_{ФЭ}(p)$, $K_{г1}(p)$ и звено с коэффициентом усиления $K_{П}$ перенесем через узел "А" в цепь обратной связи контура тока и в контур скорости.

Дискретную передаточную функцию цепи обратной связи контура тока в схеме, рис. 1, б, найдем в результате модифицированного Z-преобразования её приведенной непрерывной части:

$$W_{OT}^*(Z, \varepsilon) = Z_M \left[K_{ФЭ}(p) K_{HC}(p) K_{PT} \times K_{г1}(p) K_{П} K_{гT} \right].$$

Переходя к относительному комплексному переменному $q=pT$, после соответствующих преобразований получаем:

$$W_{OT}^*(Z, \varepsilon) = \frac{F_1(z - e^{-\beta}) + (z-1)(z - e^{-\beta})(F_1\varepsilon + F_2) + F_3 e^{-\beta\varepsilon}(z-1)^2}{(z-1)(z - e^{-\beta})}, \quad (1)$$

где $0 \leq \varepsilon \leq 1$; $K_0 = \frac{T^2}{T_{ИТ} T_K}$; $F_1 = \frac{1}{\beta}$; $F_2 = -\frac{1}{\beta^2}$;

$$F_3 = \frac{1}{\beta^2}; \quad \beta = \frac{T}{T_K}.$$

Из (1) следует, что сигнал на входе импульсно-го элемента не имеет разрывов в момент квантования, т.к. его левое и правое значения равны между собой, т.е.

$$\begin{aligned} W_{OT}^* = (Z, -0) &= Z^{-1} \lim_{\varepsilon \rightarrow 1} W_{OT}^*(Z, \varepsilon) = \\ &= W_{OT}^*(Z, 0) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} W_{OT}^*(Z, \varepsilon) = \\ &= K_0 \frac{ZK_1 + K_2}{(z-1)(z - e^{-\beta})}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $K_1 = F_1 - F_3(1 - e^{-\beta})$; $K_2 = F_3(1 - e^{-\beta}) - F_1 e^{-\beta}$.

Передаточная функция преобразованного замкнутого контура тока для момента срабатывания импульсного элемента $W_{3T}^*(Z, 0) = \frac{1}{1 + W_{OT}^*(Z, 0)}$.

С учетом (2) получаем, что

$$W_{3T}^*(Z, 0) = \frac{(Z-1)(Z - e^{-\beta})}{(Z-1)(Z - e^{-\beta}) + K_0(ZK_1 + K_2)}. \quad (3)$$

Из (3) следует, что в контуре тока процесс можно установить за два периода тактовой частоты, если

$$W_{3T}^*(Z, 0) = \frac{(Z-1)(Z - e^{-\beta})}{Z^2}, \quad (4)$$

что возможно, если

$$K_0 K_2 = -e^{-\beta}; \quad K_0 K_1 = 1 + e^{-\beta}.$$

При выполнении этих условий $K_0 = \frac{1}{K_1 + K_2}$.

Из рис. 1, б следует, что передаточная функция приведенной непрерывной части контура скорости

$$K_{PC}(p) = \frac{(1 - e^{-pT})RK_{OC}}{p^3 T_{ЭМ} T_{И} (1 + pT_K) C_{ЭБ}}.$$

Переходя к относительному комплексному переменному $q=pT$, получаем:

$$K_{PC}(q) = K_{OC} \frac{1 - e^{-q}}{q^3 (q + \beta)}, \quad (5)$$

где $K_{OC} = \frac{T^3 RK_{DC}}{T_{И} T_K T_{ЭМ} C_{ЭБ}}$.

Дискретная передаточная функция преобразованного разомкнутого контура скорости

$$W_{CP}^*(Z, \varepsilon) = Z_M \left\{ K_{OC} \frac{1 - e^{-q}}{q^3 (q + \beta)} \right\}.$$

По теореме разложения

$$W_{PC}^*(Z, \varepsilon) = K_{OC} Z_M \left\{ \left[\frac{A_1}{q^3} + \frac{A_2}{q^2} + \frac{A_3}{q} + \frac{A_4}{q + \beta} \right] (1 - e^{-q}) \right\},$$

где $A_1 = \frac{1}{\beta}$; $A_2 = -\frac{1}{\beta^2}$; $A_3 = \frac{1}{\beta^3}$; $A_4 = -\frac{1}{\beta^3}$ – вычеты для кратных полюсов $q_1=q_2=q_3=0$ и полюса $q_4=-\beta$.

Поскольку

$$Z_M \left\{ \frac{2!}{q^3} \right\} = \frac{Z(Z+1)}{(Z-1)^3} + \frac{2Z\varepsilon}{(Z-1)^2} + \frac{Z\varepsilon}{Z-1};$$

$$Z_M \left\{ \frac{1}{q^2} \right\} = \frac{Z}{(Z-1)^2} + \frac{Z\varepsilon}{Z-1};$$

$$Z_M \left\{ \frac{1}{q} \right\} = \frac{Z}{Z-1};$$

$$Z_M \left\{ \frac{1}{q + \beta} \right\} = \frac{Z e^{-\beta\varepsilon}}{Z - e^{-\beta\varepsilon}}, \quad 0 \leq \varepsilon \leq 1,$$

то после преобразований получаем дискретную передаточную функцию разомкнутого контура скорости

$$W_{PC}^*(Z, \varepsilon) = K_{OC} \frac{b_3(\varepsilon)z^3 + b_2(\varepsilon)z^2 + b_1(\varepsilon)z + b_0(\varepsilon)}{(z-1)^2(z-e^{-\beta})}; \quad (6)$$

$$0 \leq \varepsilon \leq 1,$$

где $b_3(\varepsilon) = \varepsilon(0,5A_1 + A_2) + A_3(1 - e^{-\beta\varepsilon})$;
 $b_2(\varepsilon) = 0,5A_1(1 - e^{-\beta\varepsilon}) + A_2[1 - \varepsilon(2 - e^{-\beta\varepsilon})] - A_3(2 + e^{-\beta\varepsilon} - 3e^{-\beta\varepsilon})$;
 $b_1(\varepsilon) = 0,5A_1(1 - e^{-\beta\varepsilon}) + A_2[\varepsilon(1 + 2e^{-\beta\varepsilon}) - e^{-\beta\varepsilon} - 1] + A_3(1 + 2e^{-\beta\varepsilon} - 3e^{-\beta\varepsilon})$;
 $b_0(\varepsilon) = 0,5e^{-\beta\varepsilon}A_1(e^{-\beta\varepsilon} - 1) + A_2e^{-\beta\varepsilon}(1 - e^{-\beta\varepsilon}) - A_3(e^{-\beta\varepsilon} - e^{-\beta\varepsilon})$.

Для момента срабатывания импульсного элемента, $\varepsilon=0$, имеем:

$$b_3(0) = 0;$$

$$b_2(0) = 0,5A_1 + A_2 - A_3(e^{-\beta} - 1);$$

$$b_1(0) = 0,5A_1(1 - e^{-\beta}) - A_2(e^{-\beta} + 1) + 2A_3(e^{-\beta} - 1);$$

$$b_0(0) = -0,5e^{-\beta}A_1 + A_2e^{-\beta} - A_3(e^{-\beta} - 1);$$

$$\sum_{k=0}^3 b_k(\varepsilon) = \sum_{k=0}^3 b_k(0) = \frac{1 - e^{-\beta}}{\beta}.$$

Дискретная передаточная функция разомкнутой двухконтурной системы запуска ГТД для момента срабатывания импульсного элемента $\varepsilon=0$:

$$W_p^*(Z, 0) = W_{3T}^*(Z, 0)W_{PC}^*(Z, 0)$$

С учетом (4; 6)

$$W_{PC}^*(Z, 0) = \frac{(z-1)(z-e^{-\beta})}{z^2} \times K_{OC} \frac{b_2(0)z^2 + b_1(0)z + b_0(0)}{(z-1)^2(z-e^{-\beta})} = K_{OC} \frac{b_2(0)z^2 + b_1(0)z + b_0(0)}{z^2(z-1)} \quad (7)$$

Представим (7) в виде: $W_p^*(Z, 0) = \frac{P^*(Z, 0)}{Q^*(Z, 0)}$,

где

$$P^*(Z, 0) = K_{OC} [b_2(0)Z^2 + b_1(0)Z + b_0(0)]. \quad (8)$$

Знаменатель (7) без учета и с учетом астатизма первого порядка:

$$Q_1^*(Z) = Z^2; \quad Q^*(Z) = Z^2(Z-1).$$

Из (7) видно, что процесс в системе можно закончить за три периода тактовой частоты, $S_{мин}=3$. Для этого, в соответствии с [1], необходимо выполнить условие:

$$P^*(Z, 0)M^*(Z, 0) + (Z-1)N^*(Z, 0) = Z^3, \quad (9)$$

где $M^*(Z, 0) = a_0$ – полином степени $l_m \geq r-1=0$;
 $r=1$ – порядок астатизма системы;

$N^*(Z, 0) = B_3Z^3 + B_2Z^2 + B_1Z + B_0$ – полином степени $l_N \geq l_p \geq 3$, где $p=2$ – порядок полинома $P^*(Z, 0)$.

С учетом полиномов $M^*(Z, 0)$, $N^*(Z, 0)$ условие (9) примет вид:

$$K_{OC} [b_2(0)Z^2 + b_1(0)Z + b_0(0)]a_0 + (Z-1)(B_3Z^3 + B_2Z^2 + B_1Z + B_0) = Z^3. \quad (10)$$

Приравнявая между собой коэффициенты с одинаковыми показателями степени параметра Z левой и правой частей (10), получаем систему уравнений:

$$\begin{cases} a_0K_{OC}b_2(0) + B_1 - B_2 = 0; \\ a_0K_{OC}b_1(0) + B_0 - B_1 = 0; \\ a_0K_{OC}b_0(0) - B_0 = 0, \end{cases} \quad (11)$$

где $B_2 = 1, B_3 = 0$. Из (11) находим, что

$$a_0 = \frac{1}{K_{OC} \sum_0^2 b_k(0)}, B_0 = \frac{b_0(0)}{\sum_0^2 b_k(0)}, B_1 = \frac{b_1(0) + b_0(0)}{\sum_0^2 b_k(0)},$$

где с учетом значений вычетов $A_1 \div A_2$ получено:

$$\sum_0^2 b_k(0) = \frac{1 - e^{-\beta}}{\beta},$$

$$b_0(0) = \frac{1 - e^{-\beta} - \beta e^{-\beta}(1 + 0,5\beta)}{\beta^3},$$

$$b_1(0) = \frac{(1 - e^{-\beta})(0,5\beta^2) + \beta(1 + e^{-\beta})}{\beta^3}.$$

В соответствии с [1] оптимальная дискретная передаточная функция последовательного корректирующего звена

$$K_k^*(Z, 0) = \frac{Q_1^*(Z)M^*(Z, 0)}{(Z-1)^{r-r_0}N^*(Z, 0)},$$

где $r_0=1$ – порядок собственного астатизма системы, обусловленный наличием фазового дискриминатора, создающего астатизм первого порядка по фазовому рассогласованию.

С учетом коэффициентов $a_0, B_0 \div B_3$ полиномов $M^*(Z, 0), N^*(Z, 0)$, имеем:

$$K_k^*(Z, 0) = \frac{z^2}{K_{OC} \left\{ z^2 \sum_{k=0}^2 b_k = 0 + z[b_k(0) + b_0(0)] + b_0(0) \right\}} \quad (12)$$

Дискретная передаточная функция оптимальной по быстродействию замкнутой двухконтурной системы

$$W_{3opt}^*(Z, 0) = P^*(Z, 0) \frac{M^*(Z, 0)}{Z^3}.$$

С учетом (8) изображение переходной характеристики оптимизированной по быстродействию двухконтурной системы запуска ГТД:

$$H^*(Z, \varepsilon) = \frac{Z}{Z-1} W_{3opt}^*(Z, \varepsilon); \quad 0 \leq \varepsilon \leq 1. \quad (13)$$

Оригинал переходной характеристики оптимальной по быстродействию двухконтурной системы запуска ГТД для $0 \leq \varepsilon \leq 1$ получаем после обратного Z-преобразования (13):

$$H^*[n, \varepsilon] = \frac{b_3(\varepsilon)[0, \varepsilon]}{\sum_{k=0}^3 b_k(\varepsilon)} + \frac{\sum_{k=2}^3 b_k(\varepsilon)[n-1, \varepsilon]}{\sum_{k=0}^3 b_k(\varepsilon)} + \frac{\sum_{k=1}^3 b_k(\varepsilon)[n-2, \varepsilon]}{\sum_{k=0}^3 b_k(\varepsilon)} + \frac{\sum_{k=0}^3 b_k(\varepsilon)[n-3, \varepsilon]}{\sum_{k=0}^3 b_k(\varepsilon)}, \quad (14)$$

где $0 \leq \varepsilon \leq 1$; $b_3(\varepsilon) = \frac{\varepsilon\beta(0,5\varepsilon\beta - 1) + 1 - e^{-\beta\varepsilon}}{\beta^3}$;

$$\sum_{k=2}^3 b_k(\varepsilon) = \frac{0,5[1 + \varepsilon(1 - e^{-\beta})]\beta^2 - \beta[1 - \varepsilon(1 + e^{-\beta})] - 1 - e^{-\beta} + 2e^{-\beta\varepsilon}}{\beta^3};$$

$$\sum_{k=1}^3 b_k(\varepsilon) = \frac{[1 - 0,5e^{-\beta}(1 + \varepsilon)]\beta^2 - \beta e^{-\beta}(\varepsilon - 1) + e^{-\beta} - e^{-\beta\varepsilon}}{\beta^3};$$

$$\sum_{k=0}^3 b_k(\varepsilon) = \frac{1 - e^{-\beta}}{\beta}.$$

По выражению (14) для $\beta=1, \beta=6$ построены кривые оптимальных по быстродействию процессов установления скорости – за три периода частоты тактирования системы управления КРИП-ПНТ, рис. 2.

Для $\beta=6$ процесс нарастает с более высокой скоростью, чем для $\beta=1$, что создает более благоприятные условия для надежного выхода турбины на режим малого газа.

Поэтому при настройке системы запуска ГТД можно рекомендовать $\beta=5 \div 7$.

При этом период тактирования частоты управления КРИП-ПНТ составит $5 \div 7$ нескомпенсированных постоянных T_k .

Проведенные расчеты показали, что в диапазоне изменения $\beta=1 \div 6$ кривые процессов нарастания скорости не выходят за границы области, ограниченной кривыми, представленными на рис. 2.

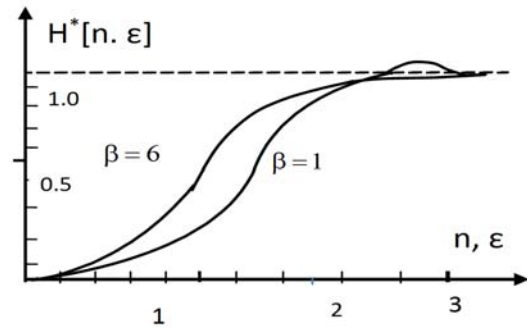


Рис. 2. Процессы нарастания скорости в оптимальной по быстродействию двухконтурной системе запуска ГТД

3. Реализация оптимального регулятора контура скорости

Дискретную передаточную функцию оптимального регулятора контура скорости (12) представим в виде:

$$K_K^*(Z, 0) = \frac{m_2 + m_1 Z^{-1}}{1 + Z^{-1}m_1 + Z^{-2}m_0} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}^*[Z, 0]}{\Delta U_{\text{ВХ}}^*[Z, 0]}, \quad (15)$$

где $m_0 = \frac{b_0(0)}{\sum_{k=0}^2 b_k(0)}$; $m_1 = \frac{b_0(0) + b_1(0)}{\sum_{k=0}^2 b_k(0)}$,

$$m_2 = \frac{1}{K_{\text{OC}} \sum_{k=0}^2 b_k(0)}.$$

Из (15) имеем:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}}^*[Z, 0] = \Delta U_{\text{ВХ}}^*[Z, 0]m_2 - \Delta U_{\text{ВЫХ}}^*[Z, 0]m_1 Z^{-1} - \Delta U_{\text{ВЫХ}}^*[Z, 0]m_0 Z^{-2}.$$

Переходя к оригиналу, получаем разностное уравнение:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}}^*[n, 0] = \Delta U_{\text{ВХ}}^*[n, 0]m_2 - \Delta U_{\text{ВЫХ}}^*[n - T, 0]m_1 - \Delta U_{\text{ВЫХ}}^*[n - 2T, 0]m_0,$$

решение которого осуществляет рекурсивный цифровой фильтр (рис. 3).

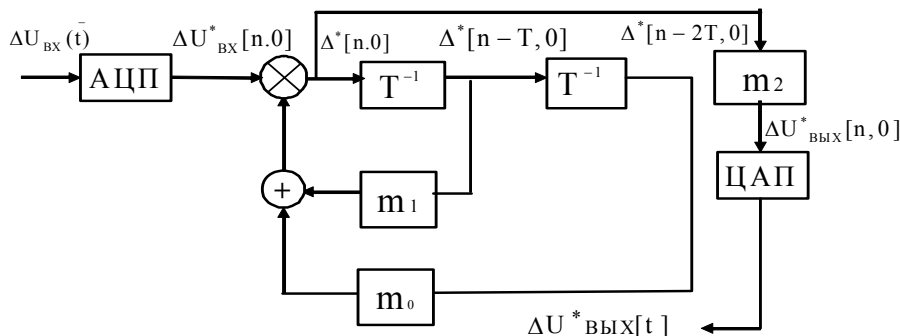


Рис. 3. Схема оптимального по быстродействию регулятора контура скорости системы запуска ГТД вертолета

Регулятор контура скорости можно реализовать программно или же на цифровых элементах. Из

рис. 3 видно, что в этом случае необходимы аналого-цифровой и цифро-аналоговый преобразовате-

ли (АЦП, ЦАП), вычитающее и суммирующее устройства, два звена задержки на период тактовой частоты T и три усилителя с коэффициентами усиления m_0, m_1, m_2 . Проверим соответствие дискретной передаточной функции цифрового регулятора, рис. 3, оптимальной дискретной передаточной функции (12), полученной в результате синтеза.

Из рис. 3 видно, что Z -изображение ошибки

$$\Delta^*[Z, 0] = \Delta U_{\text{вх}}^*[Z, 0] - \Delta^*[Z, 0]Z^{-1}m_1 - \Delta^*[Z, 0]Z^{-2}m_0,$$

откуда

$$\Delta^*[Z, 0] = \frac{\Delta U_{\text{вх}}^*[Z, 0]}{1 + Z^{-1}m_1 + Z^{-2}m_0},$$

а Z -изображение отклонения выходного напряжения цифрового регулятора

$$\Delta U_{\text{вых}}^*[Z, 0] = \Delta^*[Z, 0]m_2 = \frac{\Delta U_{\text{вх}}^*[Z, 0]m_2}{1 + Z^{-1}m_1 + Z^{-2}m_0},$$

откуда находим его дискретную передаточную функцию

$$W_p^*[Z, 0] = \frac{\Delta U_{\text{вых}}^*[Z, 0]}{\Delta U_{\text{вх}}^*[Z, 0]} = \frac{m_2}{1 + Z^{-1}m_1 + Z^{-2}m_0},$$

Список литературы

1. Денисов А.И. Совершенствование системы бортового электропитания и запуска газотурбинных двигателей вертолетов / А.И. Денисов, Е.А. Бурсала, К.В. Башинский // Системи озброєння і військова техніка. – Х.: ХУПС ім. І.М. Кожедуба. – 2016. – № 4(48). – С. 10-15.
2. Контур тока газотурбинного двигателя (ГТД) вертолета с бесколлекторной машиной постоянного тока / А.И. Денисов, А.Л. Бурсала, Е.А. Бурсала, О.Л. Шаповалов, К.В. Башинский // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – Х.: ХУПС ім. І. Кожедуба, 2017. – № 4(29). – С. 26-34. <https://doi.org/10.30748/nitps.2017.29.03>.
3. “Technical aspects of developing the BLDC motor electric drive as a part of precision angle stabilizer” in 2016 II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF) / R.D. Yershov, S.A. Ivanets, K.O. Tytelmaier, O.V. Korkh. – 2016. – P. 41-45. IEEE.
4. Markadeh, G.R.A., Hajian M., Soltani J., Hoseinnia S. Maximum torque per ampere control of sensorless induction motor drives with dc offset and parameter compensation. *Energy Conversion and Management*. – Manage 2010, 51 – P. 1354-1362.
5. Direct Torque Control of Brushless DC Motor without Flux Linkage Observation / J. Yang, Y. Hu, W. Huang, J. Chu, J. Gao // Proceedings of the IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009 (IPEMC '09), Wuhan, China, May 2009. – P. 1934-1937.
6. Energy Optimized Sliding-Mode Control of Sensorless Induction Motor Drives. *Energy Convers* / M. Hajian, G.R. Markadeh, J. Soltani, S. Hoseinnia. – Manage, 2009, 50. – P. 2296-2306.
7. Gao J. Direct self-control for BLDC motor drives based on three-dimensional coordinate system / J. Gao, Y. Hu IEEE Trans. Ind. Electron. Aug. – 2010. – Vol. 57, No. 8. – P. 2836-2844.
8. Power losses in MOSFET switch of quasi-resonant pulse converter with series resonant circuit / Y. Denisov, V. Gordienko, A. Gorodny, S. Stepenko, R. Yershov, A. Prokhorova, O. Kostyrieva // 2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS) (Kyiv, Ukraine, June 6-10, 2016): Proceedings. – Kyiv: IEEE, 2016. – P. 203-208.
9. Switch operation power losses of quasi-resonant pulse converter with parallel resonant circuit / Y. Denisov, A. Gorodny, V. Gordienko, R. Yershov, S. Stepenko, O. Kostyrieva, A. Prokhorova // 2016 IEEE 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO) (Kyiv, Ukraine, April 19-21, 2016): Proceedings. – Kyiv: IEEE, 2016. – P. 327-332.
10. Denisov Y. A subharmonic stability of power factor correctors with dual-loop control system / Y. Denisov, S. Stepenko // 2015 IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)(Kyiv, Ukraine, April 21-24, 2015): Proceedings. – Kyiv: IEEE, 2015. – P. 481-485.
11. An active-clamped full-wave zero-current-switched quasi-resonant boost converter in power factor correction application / S. Tomioka, S. Abe, M. Shoyama, T. Ninomiya, E. Firmansyah // Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC): Twenty-Fourth Annual IEEE. – 2010. – P. 30-35.

References

1. Denisov, A.I., Bursala, E.A. and Bashinskiy, K.V. (2016), “Sovershenstvovanie sistemy bortovogo elektropitaniia i zapuska gazoturbinykh dvigatelei vertoletov” [Improvement of the on-board power supply systems and start gas turbine engines of helicopters], *Sistems of Arms and Military Equipment*, №, 4 (48), pp 10-15.

2. Denisov, A.I., Bursala, A.L., Bursala, E.A. Shapovalov, O.L. and Bashinskiy, K.V. (2017), "Kontur toka gazoturbinogo dvigatelia GTD vertoleta s beskollektornoj mashinoy postoiannogo toka" [Current circuit for a helicopter gas turbine engine starting system with a free-wheel DC motor], *Science and Technology of the Air Force of Ukraine*, No. 4(29), pp. 26-34. <https://doi.org/10.30748/ntps.2017.29.03>.
3. Yershov, R.D., Ivanets, S.A., Tytelmaier, K.O. and Korkh, O.V. (2016), "Technical aspects of developing the BLDC motor electric drive as a part of precision angle stabilizer" in 2016 II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF), pp. 41-45. IEEE.
4. Markadeh, GRA, Hajian, M., Soltani, J. and Hoseinnia, S. (2010), Maximum torque per ampere control of sensorless induction motor drives with dc offset and parameter compensation. *Energy Conversion and Management. Manage*, 51, pp.1354-1362.
5. Yang, J, Hu, Y, Huang, W, Chu, J and Gao, J. (2009), Direct Torque Control of Brushless DC Motor without Flux Linkage Observation. *Proceedings of the IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, (IPEMC '09)*, Wuhan, China, May, p. 1934-1937.
6. Hajian, M, Markadeh, GR, Soltani, J. and Hoseinnia, S. (2009), Energy Optimized Sliding-Mode Control of Sensorless Introduction Motor Drives. *Energy Convers. Manage*, 50, pp. 2296-2306.
7. Gao, J. and Hu, Y. (2010), Direct self-control for BLDC motor drives based on three-dimensional coordinate system, *Aug., IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 8, pp. 2836-2844.
8. Denisov, Y., Gordienko, V., Gorodny, A., Stepenko, S., Yershov, R., Prokhorova, A. and Kostyrieva, O. (2016), Power losses in MOSFET switch of quasi-resonant pulse converter with series resonant circuit, *2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)* (Kyiv, Ukraine, June 6-10, 2016): Proceedings, IEEE, Kyiv, pp. 203-208.
9. Denisov, Y., Gorodny, A., Gordienko, V., Yershov, R., Stepenko, S., Kostyrieva, O. and Prokhorova, A. (2016), Switch operation power losses of quasi-resonant pulse converter with parallel resonant circuit, *2016 IEEE 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)* (Kyiv, Ukraine, April 19-21, 2016): Proceedings, IEEE, Kyiv, pp. 327-332.
10. Denisov, Y. and Stepenko, S. (2015), "A subharmonic stability of power factor correctors with dual-loop control system", in *2015 IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)* (Kyiv, Ukraine, April 21-24, 2015): Proceedings, IEEE, Kyiv, pp. 481-485.
11. Tomioka S., Abe, S., Shoyama, M., Ninomiya, T. and Firmansyah E. (2010), An active-clamped full-wave zero-current-switched quasi-resonant boost converter in power factor correction application, *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC): Twenty-Fourth Annual IEEE*, pp. 30-35.

Поступила в редколлегию 14.05.2018

Одобрена к печати 5.06.2018

Відомості про авторів:**Денисов Олександр Іванович**

доктор технічних наук професор
 провідний науковий співробітник
 Державного науково-випробувального центру
 Збройних Сил України,
 Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0001-8357-2378>

Бурсала Олександр Леонідович

кандидат технічних наук
 старший науковий співробітник
 начальник відділу
 Державного науково-випробувального центру
 Збройних Сил України,
 Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-8523-8987>

Бурсала Олена Олександрівна

старший науковий співробітник
 Державного науково-випробувального центру
 Збройних Сил України,
 Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-1829-1980>

Шаповалов Олег Леонідович

начальник відділу
 Державного науково-випробувального центру
 Збройних Сил України,
 Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-2809-7444>

Information about the authors:**Alexander Denisov**

Doctor of Technical Sciences Professor
 Lead Researcher
 of State Research Test Centre
 of Ukraine Armed Forces,
 Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0001-8357-2378>

Alexander Bursala

Candidate of Technical Sciences
 Senior Research
 Chief of Department
 of State Research Test Centre
 of Ukraine Armed Forces,
 Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-8523-8987>

Olena Bursala

Senior Research Associate
 of State Research Test Centre
 of Ukraine Armed Forces,
 Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-1829-1980>

Oleg Shapovalov

Chief of Department
 of State Research Test Centre
 of Ukraine Armed Forces,
 Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-2809-7444>

Башинський Кирило Володимирович

кандидат технічних наук
начальник представництва замовника № 635,
Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-1454-8662>

Kyryll Bashinskiy

Candidate of Technical Sciences
Chief of Representation Office No. 635,
Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-1454-8662>

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА ШВИДКОСТІ ДЛЯ ДВОКОНТУРНОЇ СИСТЕМИ ЗАПУСКУ ГАЗОТУРБІННОГО ДВИГУНА ВЕРТОЛЬОТА З БЕЗКОЛЕКТОРНОЮ ЕЛЕКТРОМАШИНОЮ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

О.І. Денисов, О.Л. Бурсала, О.О. Бурсала, О.Л. Шаповалов, К.В. Башинський

Для двоконтурної системи запуску газотурбінного двигуна (ГТД) вертольота з оптимальним за швидкістю регулятором контуру струму синтезований оптимальний за швидкістю регулятор контуру швидкості. У процесі синтезу врахована специфіка електромагнітних процесів, що протікають в силових ланках системи запуску ГТД, пов'язана з наявністю в ній квазірезонансного імпульсного перетворювача, перемикається при нульовому струмі (КРП-ПНТ) і безколекторного двигуна постійного струму (БДПС). Запропоновано цифрова схемотехнічна реалізація регулятора, який формує кінцевий по тривалості процес встановлення швидкості з можливістю перебудови темпу її наростання за рахунок зміни частоти тактирування системи управління КРП-ПНТ.

Ключові слова: дискретна передатна функція, оптимальний регулятор, модифіковане Z-перетворення, квазірезонансний імпульсний перетворювач, безколекторний двигун постійного струму, контур швидкості.

A SPEED CONTROLLER SYNTHESIS FOR A DOUBLE-LOOP STARTING SYSTEM OF A HELICOPTER GAS TURBINE ENGINE WITH A BRUSHLESS DC ELECTRIC MACHINE

A. Denisov, A. Bursala, E. Bursala, O. Shapovalov, K. Bashinskiy

The aim of this work is to improve the energy, the mass and the dimensional characteristics of the launch systems of gas turbine engines for helicopters. To launch the GTE helicopter, a two-loop system with a subordinate current loop is proposed. The presence of a current loop makes it possible to perform current cutoff and smooth control of the rate of current (torque) rise in a DC-free DC motor. The presence in the system of a brushless DC motor instead of its collector X and a quasi-resonant pulse converter switched at zero current leads to a reduction in the mass and dimensions of the power electrical equipment on board the helicopter and to a reduction in electromagnetic interference. The current loop is tuned to the finite duration of the process, taking into account its uncompensated time constant, which is determined by the filter time constants set at the output of the regulator and the current sensor, and also taking into account the specific electromagnetic processes in the system in the quasi resonance pulsed converter – brushless DC motor. Synthesis of the speed loop controller is performed according to the speed criterion taking into account the optimization results of the current loop. Based on the discrete transfer function of the speed loop controller, a difference equation is obtained whose solution is realized by a recursive digital filter in accordance with the proposed structural scheme. It is shown that the software implementation of the solution of the difference equation is entrusted. The effect of the ratio between the compensated time constant of the current loop and the frequency of the clock control of the quasi-resonance transducer control system on the rate of increase in the current (torque) of the brushless DC motor is established, which allows it to be smoothly adjusted during the launch of the helicopter engine. Such control is most effective if the ratio of the clock period to the uncompensated time constant of the current loop is within one to six. The results of the performed research are expedient for use in the development and modernization of helicopter power supply systems.

Keywords: Speed, switch, discrete transfer function, optimal controller, modified Z-conversion, quasi-resonant pulse converter, brushless DC motor, speed loop.