

Розвиток, бойове застосування та озброєння авіації

УДК 629.374.7

DOI: 10.30748/nitps.2017.29.03

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

¹ Государственный научно-испытательный центр ВС Украины, Чернигов

² Представительство заказчика Министерства обороны Украины, Чернигов

КОНТУР ТОКА ДЛЯ СИСТЕМЫ ЗАПУСКА ГАЗОТУРБИННОГО ДВИГАТЕЛЯ ВЕРТОЛЕТА С БЕСКОЛЛЕКТОРНОЙ ЭЛЕКТРОМАШИНОЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для энергоэффективной системы запуска газотурбинного двигателя (ГТД) вертолета разработан контур тока с оптимальным регулятором, настроенным по критерию быстродействия с учетом специфики коммутационных режимов в системе квазирезонансный импульсный преобразователь, переключаемый при нулевом токе (КРИП-ПНТ) – коммутатор – бесколлекторный двигатель постоянного тока (БДПТ). Предложены рекомендации по выбору частоты тактирования системы управления КРИП-ПНТ, определяющей темп нарастания тока (мощности) БДПТ.

Ключевые слова: быстродействие, коммутатор, оптимальный регулятор, дискретная передаточная функция, нескомпенсированная постоянная времени, бесколлекторный двигатель постоянного тока.

Введение

Современные стартер-генераторы для запуска газотурбинных двигателей (ГТД) вертолетов выполнены на основе коллекторных двигателей постоянного тока (ДПТ), управление которыми осуществляется посредством специальных блоков [1]. Режим запуска по току регулируется посредством пусковых сопротивлений или же широтно-импульсных преобразователей постоянного напряжения. Такие стартер-генераторы имеют невысокий к.п.д., большие габариты и массу. Их недостатки подробно обсуждены в [2], поэтому проблема повышения энергетических, массогабаритных, динамических (время запуска, равномерность потребляемого тока, перерегулирование) характеристик, снижение уровня электромагнитных помех является актуальной при разработке систем бортового электропитания вертолетов. Эту проблему можно решить, если системы запуска ГТД вертолетов выполнить на основе бесколлекторных двигателей постоянного тока (БДПТ) и квазирезонансных импульсных преобразователей, переключаемых при нулевом токе (КРИП-ПНТ), что отмечено в [2].

К настоящему времени накоплен значительный теоретический и практический опыт применения вентильных электрических машин в электроприводах, а КРИП-ПНТ – в системах распределенного

электропитания, в блоках питания радиоэлектронной аппаратуры. В [3] приведены результаты экспериментальных исследований режима раскрутки ГТД посредством вентильной электрической машины, питаемой от нерегулируемого источника постоянного напряжения и предназначенной для работы в режиме турбогенератора с ограничением фазных токов. В [4–5] исследовано влияние пульсаций выходного напряжения коммутатора на пульсации момента БДПТ и предложены способы снижения этого влияния. В [6] предложены решения, препятствующие размагничиванию ротора БДПТ под воздействием пульсирующих токов, что снижает вибрации поршневого компрессора в режиме пуска. Аналогичные вопросы для пусковых режимов операционных систем и станков, приводимых посредством БДПТ, исследованы в [7–8]. Квазирезонансные импульсные преобразователи применяют в корректорах коэффициента мощности [9] и в инверторах систем распределенного электропитания [10], где важно обеспечение устойчивых энергоэффективных режимов коммутации в процессе частотного регулирования [11–12].

Высокие технико-экономические характеристики БДПТ и КРИП-ПНТ позволяют создавать на их основе малогабаритные энергоэффективные системы запуска ГТД вертолетов, что показано в [2] на

примере одноконтурной системы с фазовой автоподстройкой частоты.

Целью настоящей работы является дальнейшее повышение динамических характеристик энергоэффективной системы запуска ГТД вертолета, предложенной в [2]. Поставленную цель можно достичь за счет включения в нее контура тока, подчиненного главному контуру скорости. Контур тока позволит скорректировать динамические характеристики системы запуска, обеспечить токовую отсечку и задать плавный темп нарастания тока электродвигателя. В контур тока необходимо включить регулятор, настроенный на конечную длительность процесса. Его параметры настройки будут зависеть от специфики коммутационных процессов в системе КРИП-ПНТ – коммутатор – электродвигатель, а также от нескомпенсированных постоянных времени.

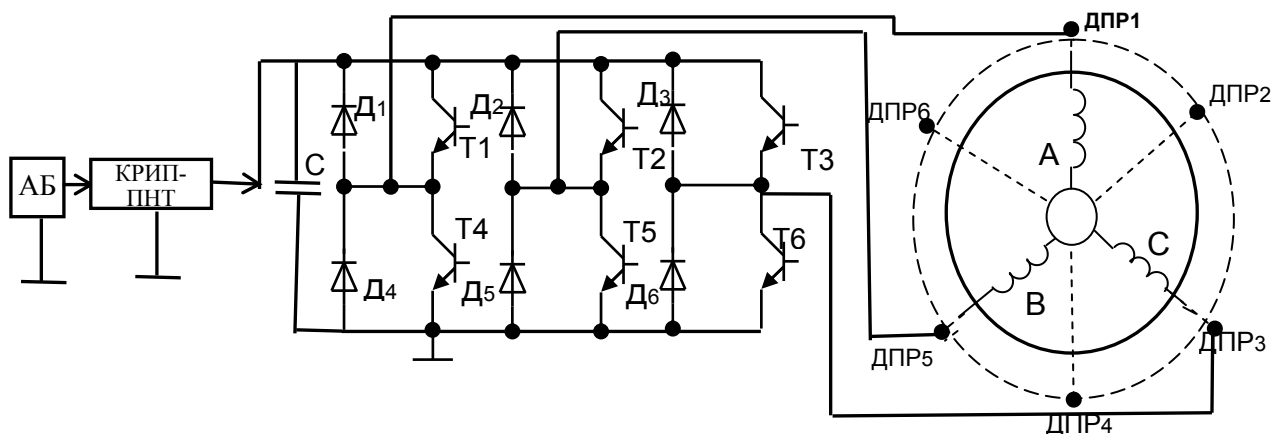


Рис. 1. Схема электропитания БДПТ

На рис. 1:

АБ – аккумуляторная батарея;

КРИП-ПНТ – квазирезонансный импульсный преобразователь, переключаемый при нулевом токе;

Д1 ÷ Д6 – обратные диоды;

Т1 ÷ Т6 – силовые транзисторы;

ДПР1 ÷ ДПР6 – датчики положения ротора;

А, В, С – обмотки БДПТ, расположенные на статоре.

В БДПТ вектор МДС поля статора совершает колебания вокруг нормали к вектору МДС потока возбуждения, создаваемого ротором-магнитом. Вентили коммутатора (MOSFET, IGBT-транзисторы) управляются импульсами от датчиков положения ротора, в качестве которых используют оптопары, магнитные головки, датчики Холла, расположенные по окружности статора через 60° . Вентили коммутатора работают с углом проводимости $\lambda=(120+2\Delta)^\circ$, рис. 2. Длительность угла Δ составляет несколько градусов, что необходимо для поддержания непрерывного коммутационного процесса при переключении обмоток статора. Коммутатор обес-

1. Влияние коммутационных процессов БДПТ на параметры его передаточной функции

В БДПТ функции коллекторно-щеточного узла (механического выпрямителя) ДПТ выполняет полупроводниковый коммутатор, который представляет собой трехфазный автономный инвертор напряжения, нагруженный на трехфазную обмотку, расположенную на статоре (рис. 1), двигателя.

Поток возбуждения создает ротор – постоянный многополюсный магнит. Роль обмотки якоря в БДПТ выполняет обмотка, расположенная на его статоре, которая имеет гораздо меньше секций, чем обмотка якоря ДПТ.

печивает питание обмоток БДПТ от КРИП-ПНТ и одновременно выпрямляет наводимые в них противо-э.д.с. Установим влияние специфики коммутационных процессов, протекающих в БДПТ, на параметры его передаточной функции. Анализ процесса переключения обмоток БДПТ выполним при следующих допущениях:

– фазные э.д.с., наводимые в обмотках БДПТ, симметричны;

– потери мощности имеют место лишь в меди; учитываются лишь основные гармоники пространственного распределения м.д.с. и индукции в воздушном зазоре двигателя;

– параметры БДПТ не зависят от токов и напряжений;

– собственные индуктивности L_c и взаимные индуктивности M обмоток не зависят от углового положения ротора.

На рис. 2 E_A, E_B, E_C – противо-э.д.с., наводимые в обмотках статора БДПТ;

$U_{T1} - U_{T6}$ – импульсы управления транзисторами коммутатора ($T_1 - T_6$), формируемые из импуль-

сов, поступающих от датчиков положения ротора (ДПР1 – ДПР6).

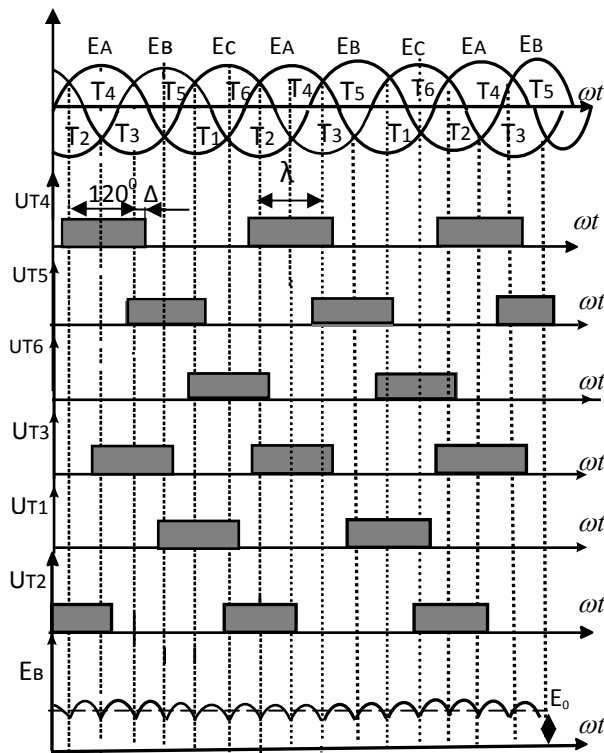


Рис. 2. Временные диаграммы напряжений для системы БДПТ – коммутатор

Анализ выполним для установившегося режима, полагая частоту вращения ротора $n = \text{const}$ и учитывая лишь основные гармоники фазных э.д.с., наводимых в обмотках БДПТ. Погрешность анализа будет зависеть от коэффициента мощности БДПТ. Если он меньше 0,707, то погрешность составит не более 1%.

В установившемся режиме в обмотках статора БДПТ наводятся противо-э.д.с., рис. 2:

$$\begin{aligned} E_A &= E_M \sin \omega t; \\ E_B &= E_M \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right); \\ E_C &= E_M \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right). \end{aligned}$$

В результате их выпрямления формируется противо-э.д.с. двигателя, постоянная составляющая которой связана с действующим значением фазной э.д.с. $\left(E_d = \frac{E_M}{\sqrt{2}} \right)$ через коэффициент фазной э.д.с.,

B_0 , который для трехфазной мостовой схемы равен 0,42. Амплитуда противо-э.д.с. $E_M = \Psi_M \omega$, где Ψ_M – максимальное потокоцепление, ω – угловая частота ротора. Т.к. коммутатор работает с углом проводимости $\lambda = 120^\circ + 2\Delta^\circ$, то одновременно ток проводят два вентиля, что видно из рис. 2.

При переходе тока с одного вентиля на другой перекрытия фаз не возникает вследствие малой величины индуктивностей рассеяния обмоток. Выпрямленная противо-э.д.с. E_B , рис. 2, имеет шесть пульсаций за период, что гораздо меньше количества пульсаций противо-э.д.с. ДПТ, которая, практически, постоянна. Постоянная составляющая противо-э.д.с. БДПТ:

$$E_0 = \frac{\Psi_M \omega}{\sqrt{2} B_0}. \quad (1)$$

Одновременно с процессом выпрямления противо-э.д.с., наводимых в обмотках, формируются э.д.с. квазисинусоидальной формы, которые являются результатом инвертирования постоянного напряжения, поступающего на вход коммутатора от КРИП-ПНТ, поэтому для каждой фазы БДПТ справедливо уравнение:

$$(U_{m1} - E_m) \sin \left[\omega t - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right] = r_\phi i_k + L_\phi \frac{d i_k}{d t}, \quad (2)$$

где $k=1,2,3$;

U_{m1} – амплитуда основной гармоники э.д.с. на выходе коммутатора по результатам инвертирования входного постоянного напряжения U_0 ;

$r_\phi, L_\phi = L_c + M$ – активное сопротивление и индуктивность фазной обмотки статора.

Обмотки статора БДПТ соединены в звезду, что исключает гармоники, кратные трем. Поскольку такая система симметрична, то для производных основных гармоник токов, наводимых в обмотках, справедливо:

$$\frac{d i_{a1}}{d t} + \frac{d i_{b1}}{d t} + \frac{d i_{c1}}{d t} = 0. \quad (3)$$

По результатам решения уравнения (2), с учетом (3), ток основной гармоники в k -й обмотке:

$$i_k = I_{m1} \sin \left[\omega t - \phi - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right],$$

где $\phi = \text{arctg} \frac{\omega L_\phi}{R_\phi}$;

$I_{m1} = \frac{\sqrt{U_{m1}^2 + 2U_{m1}E_m + E_m^2}}{Z}$ – амплитуда основной гармоники фазного тока;

$$Z = \sqrt{(\omega L_\phi)^2 + R_\phi^2}.$$

Полагая активной энергию, потребляемую БДПТ от КРИП-ПНТ через коммутатор, имеем:

$$U_0 I_0 = 3 I_{d1} \cdot U_{d1} \cdot \cos \phi, \quad (4)$$

где $I_{d1} = \frac{I_{m1}}{\sqrt{2}}$, $U_{d1} = \frac{U_{m1}}{\sqrt{2}}$ – действующие значения основных гармоник фазных токов и напряжений.

В трехфазной мостовой схеме коммутатора действующее значение основной гармоники инвер-

тированного напряжения $U_{д1} = \frac{2\sqrt{2}U_0}{\pi}$, поэтому из (4) находим постоянный ток, потребляемый от КРИП-ПНТ,

$$I_0 = \frac{12 I_{m1}}{\pi} \cos \phi . \quad (5)$$

Из [3] следует, что момент, развиваемый БДПТ:

$$M_D = P \cdot \Psi_m \cdot I_{m1} ,$$

где P – количество пар полюсов ротора-магнита.

С учетом (5):

$$M_D = C_{МБ} \cdot I_0 , \quad (6)$$

где $C_{МБ} = \frac{\pi P \Psi_m}{12 \cos \phi}$ – постоянная момента БДПТ.

Аналогично из (1) находим, что постоянная составляющая противо-э.д.с. БДПТ:

$$E_0 = C_{ЕБ} \cdot \omega , \quad (7)$$

где $C_{ЕБ} = \frac{\Psi_m}{\sqrt{2}B_0}$ – постоянная противо-э.д.с. БДПТ.

Очевидно, что так же, как и в ДПТ, момент и противо-э.д.с., развиваемые БДПТ, связаны с током, потребляемым от источника питания и частотой вращения, через соответствующие константы. Эти константы учитывают конструктивные особенности БДПТ и схемотехнические особенности коммутатора, из которых вытекает связь между его входной и выходной мощностями, что определяет параметры передаточной функции БДПТ как объекта управления. Так же, как и для ДПТ, для БДПТ справедливы следующие уравнения электрической цепи и механического движения:

$$U_0 - E_0 = I_0 R + L \frac{dI_0}{dt} ; \quad (8)$$

$$M_D - M_H = J \frac{d\omega}{dt} , \quad (9)$$

где для БДПТ $R=2R_\phi$, $L=2L_\phi$, т.к. коммутатор работает с углом проводимости 120° , когда одновременно ток проводят две фазные обмотки;

J – момент инерции системы электропривода,

$\omega = \frac{\pi n}{30}$ – угловая скорость вращения БДПТ;

M_H – момент нагрузки;

E_0 – постоянная составляющая противо-э.д.с.

Если из (9) с учетом (6) найти ток I_0 и подставить в (8), то, переходя к операторной форме записи ($p=d/dt$), с учетом (7) получим следующее операторное уравнение:

$$\frac{U_0(p)}{K_{у.в.}} = \quad (10)$$

$$= n(p) \left(1 + pT_{ЭМ} + p^2 T_{ЭМ} \cdot T_3 \right) + M_H(p) K_{в.в.} (1 + pT_3) ,$$

где $K_{у.в.} = \frac{C_{ЕБ}}{9,55}$ – коэффициент усиления БДПТ по управляющему воздействию;

$$T_{ЭМ} = j \frac{R}{C_{ЕБ} C_{МБ}} \quad \text{– коэффициент усиления по}$$

возмущающему воздействию;

$$T_3 = \frac{L}{R} \quad \text{– электрическая постоянная.}$$

Из (10), полагая вначале $M_H(p)=0$, а затем $U_0(p)=0$, находим передаточные функции БДПТ по управляющему и возмущающему воздействиям:

$$W_y(p) = \frac{n(p)}{U_0(p)} = \frac{K_{у.в.}}{p^2 T_{ЭМ} T_{ЭМ} + p T_{ЭМ} + 1} ; \quad (11)$$

$$W_B(p) = \frac{n(p)}{M_H(p)} = - \frac{K_{в.в.} (1 + pT_3)}{p^2 T_3 T_{ЭМ} + p T_{ЭМ} + 1} .$$

Очевидно, что БДПТ, как и коллекторная машина постоянного тока, может быть представлен колебательным или же апериодическим звеньями. Специфические особенности БДПТ как объекта управления учитывают константы $C_{ЕБ}$, $C_{МБ}$, которые получены в результате анализа коммутационных процессов в системе КРИП-ПНТ – коммутатор – двигатель.

2. Оптимизация контура тока по быстродействию

На структурной схеме контура тока, рис. 3, собственно БДПТ представлен сочетанием трех звеньев в соответствии с передаточной функцией (11):

$$K_{Д1}(p) = \frac{1}{R(pT_3 + 1)} ,$$

$$K_{Д2}(p) = \frac{R}{pT_{ЭМ}} ,$$

$$K_{Д3} = \frac{1}{C_{ЕБ}} .$$

На выходе звена $K_{Д1}(p)$ формируется ток I_0 , потребляемый от КРИП-ПНТ. Звенья с передаточными функциями $K_{Д2}(p)$, $K_{Д3}$, на выходах которых, соответственно, формируется противо-э.д.с. и частота вращения, входят в контур скорости.

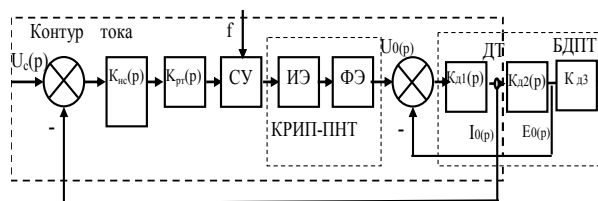


Рис. 3. Структурная схема контура тока

На структурной схеме, рис. 3, отражена отрицательная обратная связь по противо-э.д.с. двигателя

ля E_0 , которая прикладывается к выходу КРИП-ПНТ. Вследствие этого ток I_0 зависит от разницы выходного напряжения КРИП-ПНТ и противо-э.д.с. В динамике степень этого влияния зависит от инерционности канала обратной связи по противо-э.д.с., что определяется величиной электромеханической постоянной $T_{ЭМ}$. Если она значительна, то влиянием противо-э.д.с. на динамические процессы в контуре тока обычно пренебрегают. В рассматриваемом случае вентиляторный характер нагрузки БДПТ обуславливает значительную инерционность канала обратной связи по противо-э.д.с. Вследствие этого можно считать, что в динамике ток, потребляемый от КРИП-ПНТ, в основном зависит от величины его выходного напряжения, что учтено в дальнейшем анализе. На структурной схеме, рис. 3, КРИП-ПНТ представлен импульсным элементом ИЭ с коэффициентом усиления $K_{ИЭ}=1$ и формирующим элементом с передаточной функцией $K_{ФЭ}(p) = \frac{1 - e^{-pT}}{p}$.

Как и в работе [1], это фиксатор нулевого порядка, период работы которого $T = \frac{1}{f}$ – постоянный. Он определяется величиной частоты тактирования системы управления СУ в процессе частотно-импульсной модуляции первого рода (ЧИМ1) выходного напряжения КРИП-ПНТ. Эта частота выбирается по результатам оптимизации контура тока по быстрдействию. Коэффициент усиления системы управления $K_{СУ} = \frac{\Delta f_k}{\Delta U_{pT}}$, где Δf_k – отклонение

частоты коммутации в процессе ЧИМ1 выходного напряжения КРИП-ПНТ, ΔU_{pT} – отклонение выходного напряжения регулятора тока.

Статический коэффициент усиления КРИП-ПНТ и системы управления:

$$K_{П} = K_{СУ} \cdot K_{ИЭ} \cdot t_{И} \cdot E_A,$$

где $t_{И} = \pi \sqrt{L_K C_K}$ – интервал проводимости ключа КРИП-ПНТ;

L_K, C_K – величины индуктивности дросселя и емкости конденсатора резонансного контура;

E_A – э.д.с. аккумуляторной батареи.

Регулятор контура тока выполняет функцию компенсации электрической постоянной двигателя.

Передаточная функция: $K_{pT}(p) = \frac{R(pT_{Э} + 1)}{pT_{ИТ}K_{П}K_{Т}}$, где

$K_{Т}$ – коэффициент передачи датчика тока ДТ, $T_{ИТ}$ – постоянная интегрирования контура тока.

Помимо отмеченных звеньев, в контуре тока присутствуют фильтры на выходах регулятора и датчика тока, что определяет наличие некомпенсированной постоянной времени T_K . Обычно принимают, что $T_K = 0,5T_{ИТ}$. На структурной схеме наличие

фильтров в контуре тока учитывает аperiodическое звено с передаточной функцией $K_{НС}(p) = \frac{1}{pT_K + 1}$.

На рис. 3 $U_C(p)$ – изображение сигнала, поступающего на вход контура тока с выхода регулятора контура скорости.

Передаточная функция приведенной непрерывной части контура тока:

$$K_{ПНЧ}(p) = K_{НС}(p) \cdot K_{pT}(p) \cdot K_{П} \cdot K_{ФЭ}(p) \cdot K_{л1}(p) \cdot K_{Т},$$

или:

$$K_{ПНЧ}(p) = \frac{1}{pT_K} \cdot \frac{R(1+pT_{Э})}{pT_{ИТ}K_{П}K_{Т}} \cdot \frac{K_{П}K_{Т}(1-e^{-pT})}{pR(1+pT_{Э})}.$$

При условии компенсации электрической постоянной БДПТ:

$$K_{ПНЧ}(p) = \frac{1 - e^{-pT}}{p^2 T_{ИТ} (pT_K + 1)}.$$

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

$$K_{ПНЧ}(q) = K_0 \frac{1 - e^{-q}}{q^2 (q + \beta)},$$

где $K_0 = \frac{T^2}{T_{ИТ}T_K}$, $\beta = \frac{T}{T_K}$.

В соответствии с теоремой разложения:

$$K(q) = K_0 \left(\frac{A_1}{q^2} + \frac{A_2}{q} + \frac{A_3}{q + \beta} \right), \quad (12)$$

где $A_1 = \frac{1}{\beta}$, $A_2 = -\frac{1}{\beta^2}$, $A_3 = \frac{1}{\beta^2}$.

Подвергая модифицированному Z-преобразованию (12), получаем дискретную передаточную функцию разомкнутого тока:

$$W_{pT}^*(z, \varepsilon) = K_0 \left(\frac{A_2 (z-1)(z-e^{-\beta}) + A_3 e^{-\beta\varepsilon} (z-1)^2}{(z-1)(z-e^{-\beta})} + \frac{A_1 (z-e^{-\beta}) + A_1 \varepsilon (z-1)(z-e^{-\beta})}{(z-1)(z-e^{-\beta})} \right), \quad (13)$$

где $0 \leq \varepsilon \leq 1$.

Дискретная передаточная функция разомкнутого контура тока для левого значения сигнала на входе импульсного элемента:

$$W_{pT}^*(z, -0) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 1} (z^{-1} \cdot W_{pT}^*(z, \varepsilon)).$$

С учетом (13) получаем, что:

$$W_{pT}^*(z, -0) = K_0 \frac{zK_1 + K_2}{(z-1)(z-e^{-\beta})}, \quad (14)$$

где $K_1 = A_1 - A_3(1 - e^{-\beta})$; $K_2 = A_3(1 - e^{-\beta}) - A_1 e^{-\beta}$.

Дискретная передаточная функция замкнутого контура тока для момента срабатывания импульсного элемента

$$W_{3T}^*(z, -0) = \frac{W_{pT}^*(z, -0)}{1 + W_{pT}^*(z, -0)}$$

С учетом (14):

$$W_{3T}^*(z, -0) = \frac{K_0(K_1 z + K_2)}{z^2 - z(1 + e^{-\beta}) + K_0 z K_1 + e^{-\beta} + K_0 K_2} \quad (15)$$

Процесс в контуре тока можно закончить за время равное $2T$, если передаточная функция (15) будет иметь вид:

$$W_{3T}^*(z, -0) = \frac{K_0(K_1 z + K_2)}{z^2}$$

что возможно, если справедливы следующие равенства: $-1 - e^{-\beta} + K_0 K_1 = 0$; $e^{-\beta} + K_0 K_2 = 0$, которые выполняются, если:

$$K_0 = \frac{1}{K_1 + K_2}$$

или

$$K_0 = \frac{1}{A_1(1 - e^{-\beta})} = \frac{\beta}{1 - e^{-\beta}}$$

При этом обеспечивается оптимальный по быстродействию процесс в контуре тока. Его длительность будет равна двум периодам тактовой частоты системы управления КРИП-ПНТ.

Дискретная передаточная функция замкнутого контура тока для параметра смещения решетчатой функции $\varepsilon \neq 0$:

$$W_{3T}^*(z, \varepsilon) = \frac{W_{pT}^*(z, \varepsilon)}{1 + W_{pT}^*(z, -0)}, \quad 0 \leq \varepsilon \leq 1.$$

С учетом (13–14):

$$W_{3T}^*(z, \varepsilon) = K_0 \frac{a_0(\varepsilon)z^2 + a_1(\varepsilon)z + a_0}{z^2}, \quad 0 \leq \varepsilon \leq 1; \quad (16)$$

$$a_0(\varepsilon) = A_1 e^{-\beta} (\varepsilon - 1) + A_2 (e^{-\beta} - e^{-\beta \varepsilon});$$

$$a_1(\varepsilon) = A_1 - A_1 \varepsilon (1 + e^{-\beta}) - A_2 (1 + e^{-\beta}) - 2A_3 e^{-\beta \varepsilon};$$

$$a_2(\varepsilon) = A_1 \varepsilon + A_2 (1 - e^{-\beta \varepsilon}).$$

При воздействии на вход контура тока единичного скачка Z -изображение переходной характеристики контура тока

$$H^*(z, \varepsilon) = \frac{z}{z-1} \cdot W_{3T}^*(z, \varepsilon), \quad 0 \leq \varepsilon \leq 1.$$

С учетом (16):

$$H^*(z, \varepsilon) = K_0 \left\{ \frac{z^3 a_2(\varepsilon)}{z^2(z-1)} + \frac{z^2 [a_1(\varepsilon) + a_2(\varepsilon)]}{z^2(z-1)} + \frac{z [a_0(\varepsilon) + a_1(\varepsilon) + a_2(\varepsilon)]}{z^2(z-1)} \right\}, \quad 0 \leq \varepsilon \leq 1.$$

Оригинал переходной характеристики

$$H^*[n, \varepsilon] = K_0 \left\{ \begin{aligned} & a_2(\varepsilon) [0, \varepsilon] + [a_1(\varepsilon) + a_2(\varepsilon)] [n-1, \varepsilon] + \\ & + [a_0(\varepsilon) + a_2(\varepsilon) + a_3(\varepsilon)] [n-2, \varepsilon] \end{aligned} \right\}, \quad 0 \leq \varepsilon \leq 1.$$

Поскольку оптимальный по длительности процесс обеспечивается, если $K_0 = \frac{1}{K_1 + K_2}$, когда сумма коэффициентов $a_2(\varepsilon) + a_1(\varepsilon) + a_0(\varepsilon) = K_1 + K_2$, то переходная характеристика замкнутого контура тока имеет следующие значения на отдельных коммутационных интервалах:

$$H^*[n, \varepsilon] = \begin{cases} \frac{a_2(\varepsilon)}{K_1 + K_2} [0, \varepsilon] = \frac{\varepsilon \beta - 1 + e^{-\beta \varepsilon}}{\beta (1 - e^{-\beta \varepsilon})} [0, \varepsilon], & 0 \leq \varepsilon \leq 1; \\ \frac{a_2(\varepsilon) + a_1(\varepsilon)}{K_1 + K_2} [1, \varepsilon] = \frac{\beta (1 - \varepsilon \cdot e^{-\beta}) + e^{-\beta} - e^{-\beta \varepsilon}}{\beta (1 - e^{-\beta \varepsilon})} [1, \varepsilon], & (17) \\ & 0 \leq \varepsilon \leq 1; \\ \frac{a_2(\varepsilon) + a_1(\varepsilon) + a_0(\varepsilon)}{K_1 + K_2} [2, \varepsilon] = 1, & 0 \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases}$$

При условии $K_0 = \frac{1}{K_1 + K_2} = \frac{\beta}{1 - e^{-\beta}}$ переходной процесс в контуре тока, как видно из (17), заканчивается за два интервала частоты тактирования КРИП-ПНТ. На рис. 4 представлены результаты расчета переходных характеристик оптимального по быстродействию контура тока для $\beta = 0,4; 6$.

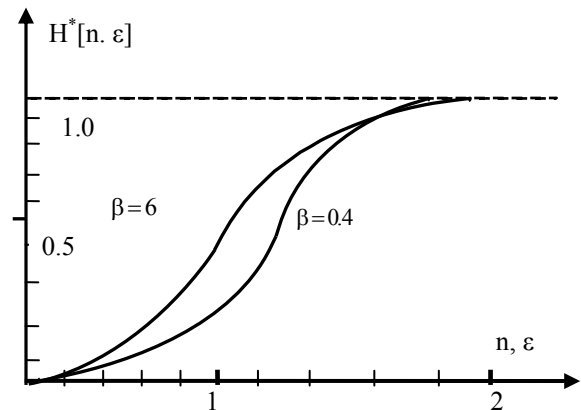


Рис. 4. Переходные характеристики контура тока

Результаты расчета переходных характеристик для значения β , находящихся в диапазоне $(0,4 \div 6)$, не выходят за пределы области, ограниченной кривы-

ми, рис. 4. Процессы протекают без перерегулирования с различными значениями первых разностей тока по интервалам дискретности, что определяет темп нарастания тока (момента) двигателя. Поскольку $\beta = \frac{T}{T_K}$, то в зависимости от некомпенсированной постоянной времени T_K и необходимого значения темпа изменения тока, можно найти частоту тактирования системы управления КРИП-ПНТ, которая может быть от единиц до десятков кГц.

Выводы

1. Получены значения постоянных момента и противо-э.д.с. БДПТ, позволяющие установить взаимосвязь между постоянным током на выходе КРИП-ПНТ и действующим значением тока основной гармоники в обмотке статора.

2. Найдены передаточные функции БДПТ по управляющему и возмущающему воздействиям, учитывающие особенности коммутационных режимов системы КРИП-ПНТ – коммутатор – БДПТ, что необходимо учитывать при настройке регулятора контура тока на конечную длительность процессов.

3. В результате оптимизации контура тока по критерию быстродействия установлена степень влияния частоты тактирования системы управления КРИП-ПНТ на темп нарастания тока (момента) БДПТ в процессе запуска ГТД.

4. Результаты выполненного исследования целесообразно использовать при разработке и модернизации систем бортового электропитания вертолетов.

Список литературы

1. Цалимов Г.Ф. Разработка электронных блоков управления стартер-генераторами для систем запуска авиационных двигателей / Г.Ф. Цалимов, С.В. Козюра, Е.Е. Васьюко // Вестник двигателестроения. – 2015. – №2. – С. 102-105.
2. 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. – 2016. – №4(48). – С. 10-15.
3. Китайчук И.Е. Особенности стартовой раскрутки ГТД с помощью встроенной вентильной машины / И.Е. Китайчук, В.С. Михеев, Е.А. Модиевский, Б.В. Остроумов // Аэрокосмическая техника и технологии. – 2009. – № 8(65). – С. 143-147.
4. Fang J. Instantaneous torque control of small inductance brushless DC motor / J. Fang, X. Zhou, G. Liu // IEEE Trans. Power Electron. – Dec. 2012. – Vol. 27, no. 12. – P. 4952-4964.
5. Fang J. Precise accelerated torque control for small inductance brushless DC motor / J. Fang, X. Zhou, G. Liu // IEEE Trans. Power Electron. – Mar. 2013. – Vol. 28, no. 3. – P. 1400-1412.
6. Lee K.W. A novel starting method of the surface permanent-magnet BLDC motors without position sensor for reciprocating compressor / K.W. Lee, D.K. Kim, B.T. Kim, B.I. Kwon // IEEE Trans. Ind. Appl. – Jan./Feb. 2008. – Vol. 44, no. 1. – P. 85-92.
7. Ku M. A novel sensorless starting method of BLDC motor for large inertia system / M. Ku, Y. Li // Proc. IEEE Electron. Mech. Eng. Inf. Technol. – 2011. – P. 3449-3452.
8. Wang Z. A simple startup strategy based on current regulation for back-EMF-based sensorless control of PMSM / Z. Wang, K. Lu, F. Blaabjerg // IEEE Trans. Power Electron. – Aug. 2012. – Vol. 27, no. 8. – P. 3817-3825.
9. Denisov Y. Power Factor Corrector Based on Parallel Quasi-Resonant Pulse Converter with Fast Current Loop / Y. Denisov, S. Stepenko // Electrical, Control and Communication Engineering. – 2013. – Vol. 3. – P. 5-11.
10. Tomioka S. 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. – 2009. – P. 1165-1169.
11. Tomioka S. A zero-current-switch quasi-resonant boost converter with transformer compensated clamp circuit / S. Tomioka, S. Abe, M. Shoyama, T. Ninomiya, E. Firmansyah. – Barcelona, EPE. – 2009. – P. 1-8.
12. Tomioka S. Steady state characteristics of active-clamped full-wave zero-current-switched quasi-resonant boost converters / S. Tomioka, S. Abe, M. Shoyama, T. Ninomiya, E. Firmansyah // Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC): Twenty-Fourth Annual IEEE. – 2009. – P. 556-560.

References

1. Tsalimov, G.F., Kozura, S.V. and Vasko, E.E. (2015), "Razrabotka elektronnykh blokov upravleniya starter-generatorami dlia sistem zapuska aviatsionnykh dvigatelei" [Development of starter-generators control unit for starting system of aviation engines], *Engine building journal*, No. 2, pp. 102-105.
2. Denisov, A.I., Bursala, E.A. and Bashinskiy, K.V. (2016), "Sovershenstvovanie sistemy bortovogo elektropitaniia i zapuska gazoturbinnykh dvigatelei vertoletov" [Improvement of the on-board power supply systems and start gaz turbine engines of helicopters], *Sistems of Arms and Military Equipment*, No. 4(48), pp. 10-15.
3. Kitaichuk, I.E., Mikheev, V.S., Modievskiy, E.A. and Ostroumov, B.V. (2009), "Osobennosti startovoi raskrutki GTD s pomoshchiu vstroennoi ventilnoi mashiny" [Some features of bringing to rotation the gaz-turbin engine by built-in valve electric machine] *Aerospace technic and technology*, No. 8(65), pp. 143-147.

4. Fang, J., Zhou, X. and Liu, G. (2012), Instantaneous torque control of small inductance brushless DC motor, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 12, Dec., pp. 4952-4964.
5. Fang, J., Zhou, X. and Liu, G. (2013), Precise accelerated torque control for small inductance brushless DC motor, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 3, Mar., pp. 1400-1412.
6. Lee, K.W., Kim, D.K., Kim, B.T. and Kwon, B.I. (2008), A novel starting method of the surface permanent-magnet BLDC motors without position sensor for reciprocating compressor, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 44, No. 1, Jan./Feb., pp. 85-92.
7. Ku, M. and Li, Y. (2011), A novel sensorless starting method of BLDC motor for large inertia system, *Proc. IEEE Electron. Mech. Eng. Inf. Technol.*, pp. 3449-3452.
8. Wang, Z., Lu, K. and Blaabjerg, F. (2012), A simple startup strategy based on current regulation for back-EMF-based sensorless control of PMSM, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 8, Aug., pp. 3817-3825.
9. Denisov, Y. and Stepenko, S. (2013), Power Factor Corrector Based on Parallel Quasi-Resonant Pulse Converter with Fast Current Loop, *Electrical, Control and Communication Engineering*, Vol. 3, pp. 5-11.
10. Tomioka, S. Abe, S., Shoyama, M., Ninomiya, T. and Firmansyah, E. (2009), Zero-current-switched quasi-resonant boost converter in power factor correction application, *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC): Twenty-Fourth Annual IEEE*, pp. 1165-1169.
11. Tomioka, S. Abe, S., Shoyama, M., Ninomiya, T. and Firmansyah, E. (2009), A zero-current-switch quasi-resonant boost converter with transformer compensated clamp circuit, *EPE*, Barcelona, pp. 1-8.
12. Tomioka, S. Abe, S., Shoyama, M., Ninomiya, T. and Firmansyah, E. (2009), Steady state characteristics of active-clamped full-wave zero-current-switched quasi-resonant boost converters, *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC): Twenty-Fourth Annual IEEE*, pp. 556-560.

Поступила в редколлегию 12.10.2017

Одобрена к печати 16.11.2017

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>
e-mail: den39ltd@gmail.com

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>
e-mail: alexbursala@gmail.com

Бурсала Олена Олександрівна

старший науковий співробітник Державного науково-
випробувального центру Збройних Сил України,
Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-1829-1980>
e-mail: elena.burs1964@gmail.com

Шаповалов Олег Леонідович

начальник відділу Державного науково-випробувального
центру Збройних Сил України,
Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-2809-7444>
e-mail: ak1149cv@ukr.net

Information about the authors:

Denisov Alexander

Doctor of Technical Sciences Professor
Leading Research Associate of
State Research Test Centre of Ukraine Armed Forces,
Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0001-8357-2378>
e-mail: den39ltd@gmail.com

Bursala Alexander

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>
e-mail: alexbursala@gmail.com

Bursala Olena

Senior Research Associate of
State Research Test Centre of Ukraine Armed Forces,
Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-1829-1980>
e-mail: elena.burs1964@gmail.com

Shapovalov Oleg

Chief of Department of
State Research Test Centre of Ukraine Armed Forces,
Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-2809-7444>
e-mail: ak1149cv@ukr.net

Башинський Кирило Володимирович

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

Bashinskiy Kyrill

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

**КОНТУР СТРУМУ ДЛЯ 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 енергоефективної системи запуску газотурбінного двигуна (ГТД) вертольота розроблено контур струму з оптимальним регулятором за критерієм швидкості з урахуванням особливостей комутаційних режимів у системі квазірезонансний імпульсний перетворювач, що перемикається при нульовому струмі (КРІП-ПНС), – комутатор – безколекторний двигун постійного струму (БДПС). Запропоновані рекомендації щодо вибору частоти тактів системи керування КРІП-ПНС, що визначають темп наростання струму (потужності) БДПС.

Ключові слова: швидкодія, комутатор, оптимальний регулятор, дискретна передавальна функція, некомпенсована постійна часу, безколекторний двигун постійного струму.

**CURRENT CIRCUIT FOR A HELICOPTER GAS TURBINE ENGINE STARTING SYSTEM
WITH A FREE-WHEEL DC MOTOR**

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. For this purpose, it is proposed to use brushless DC motors instead of their collector analogs. Also, instead of starting resistors and PWM converters it is suggested to use quasi-resonant pulse converters with zero-current switching.

The analysis results of switching processes in the system of a quasi-resonant pulse converter and brushless DC motor allowed receiving an interconnection between the parameters of its transfer function. The values of the moment and the counter-EMF constants are obtained. Also, the interconnection between the output direct current of the quasi-resonance converter and the RMS value of the fundamental harmonic current in the motor winding is obtained. The transfer functions of a DC brushless motor are obtained according to the control and disturbing influences taking into account the specificity of the switching regimes that take place in the system of pulse converter and brushless DC motor. That was taken into account within optimization of the current loop in response time.

The current loop is tuned to the final duration of the process, which is typical for pulse systems. The influence of the uncompensated time constant of the current loop is taken into account within tuning.

The degree of influence of control system clock frequency of the quasi-resonance converter on the DC motor current (torque) ramp rate during the start of the gas turbine engine of the helicopter is determined. The results of the performed research are expedient for use in the development and modernization of helicopter power supply systems.

Keywords: Speed, switch, optimum regulator, discrete transfer function, uncompensated time constant, a free-wheel DC motor.