

УДК 629.374.7

А.И. Денисов¹, Е.А. Бурсала¹, К.В. Башинский²¹ Государственный научно-испытательный центр ВС Украины, Чернигов² Представительство заказчика МО Украины, Чернигов

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СИСТЕМ БОРТОВОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ И ЗАПУСКА ГАЗОТУРБИННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ВЕРТОЛЕТОВ

Для повышения к.п.д. в системах запуска газотурбинных двигателей вертолетов вместо пусковых сопротивлений и широтно-импульсных преобразователей предложено использовать квазирезонансные преобразователи, переключаемые при нулевом токе. Вместо коллекторных машин постоянного тока предложено использовать бесколлекторные двигатели постоянного тока, отличающиеся высокими значениями к.п.д. и взрывобезопасностью.

Ключевые слова: потери мощности, электромагнитные помехи, квазирезонансный импульсный преобразователь, бесколлекторный двигатель постоянного тока, оптимальное быстроедействие.

Введение

Современные стартер-генераторы для запуска газотурбинных двигателей (ГТД) вертолетов выполнены на основе коллекторных машин постоянного тока средней мощности. Например, стартер-генератор СТГ-3 для газотурбинного двигателя АИ-98 имеет мощность 3 кВт, напряжение 27÷29 В и ток не более 100 А. После окончания режима запуска он переводится в режим генератора и выполняет роль источника электропитания бортовой сети вертолета.

Для управления режимом запуска применяют специальные блоки [1], которые контролируют ток в цепи якоря или в обмотке возбуждения двигателя посредством пусковых сопротивлений или же за счет широтно-импульсной модуляции напряжения питания двигателя.

Для повышения энергетических показателей системы запуска ГТД необходимо отказаться от использования ступенчатого регулирования посредством сопротивлений в пользу энергоэффективного импульсного регулирования на основе квазирезонансных преобразователей, переключаемых при нулевом токе (КРИП-ПНТ).

Основной раздел

1. Сравнительная оценка широтно-импульсных преобразователей постоянного напряжения и КРИП-ПНТ

В настоящее время в системах запуска ГТД вертолетов помимо сопротивлений используются широтно-импульсные преобразователи (ШИП) постоянного напряжения с постоянной частотой коммутации и регулируемым интервалом проводимости ключа (рис. 1, а).

На рис. 1: Е – напряжение аккумуляторной батареи; Т – транзисторный ключ; Д – двигатель

постоянного тока; ОД – обратный диод; $L_k C_k$ – резонансный контур.

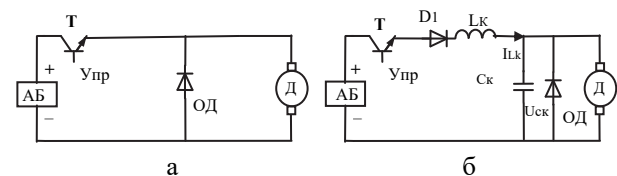


Рис. 1. Импульсные преобразователи постоянного напряжения:

а – широтно-импульсный; б – квазирезонансный, переключаемый при нулевом токе

К недостаткам используемых ШИП можно отнести вероятность появления режима прерывистых токов, что приводит к снижению к.п.д. двигателя и потере им управляемости, так как двигатель в этом режиме фактически отключен от источника питания.

Причиной режима прерывистых токов могут быть невысокая частота коммутации, малый интервал проводимости ключа и наличие противо-э.д.с. двигателя.

На низких частотах коммутации высокочастотные спектральные составляющие тока имеют значительные амплитуды, что приводит к большим потерям мощности в двигателе даже в режиме непрерывного тока. Для повышения к.п.д. двигателя необходимо повышать частоту коммутации, однако, ресурс этого фактора ограничен, так как динамические потери мощности на транзисторе растут с увеличением частоты. Поэтому до недавнего времени частоту коммутации ШИП оптимизировали с учетом ее разнонаправленного влияния на потери в двигателе и на ключе.

Другим недостатком используемых ШИП являются высокие скорости изменения тока (di/dt), напряжения (du/dt) в процессе переключения тран-

зистора, что создает значительные электромагнитные помехи.

Кардинальным решением вопроса повышения частоты коммутации при минимальных динамических потерях мощности на силовом транзисторе и пониженных значениях скорости изменения тока, напряжения является переход от ШИП к квазирезонансным импульсным преобразователям, переключаемым при нулевом токе (КРИП-ПНТ). Для реализации этого режима в схему ШИП (рис. 1, а) необходимо включить резонансный контур $L_k C_k$ (рис. 1, б).

Временные диаграммы работы однополупериодного КРИП-ПНТ для установившегося режима представлены на рис. 2.

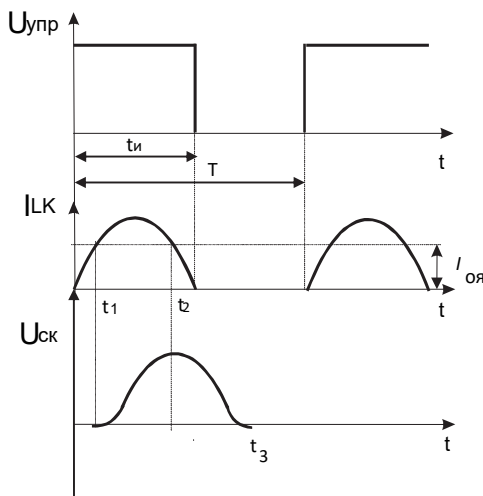


Рис. 2. Временные диаграммы работы однополупериодного КРИП-ПНТ

При подаче на затвор транзистора T управляющего импульса $U_{упр}$, он открывается.

Ток резонансного дросселя i_{LK} растет на интервале $0-t_1$. Конденсатор C_k на этом интервале разряжен. Его резонансный заряд начинается с момента времени $t = t_1$, когда начнет выполняться условие $i_{LK} \geq I_{оа}$, где $I_{оа}$ – постоянная составляющая тока якоря двигателя.

Ток i_{LK} является током резонансного контура $L_k C_k$, скорость его изменения определяется параметрами этого контура и имеет конечное значение.

В момент $t=t_2$ ток $i_{LK} = 0$, что соответствует моменту запираания транзистора T , после чего конденсатор C_k на интервале $t_2 \div t_3$ разряжается через обратный диод ОД, появляются условия для повторного включения транзистора. Поскольку выключение транзистора осуществляется при нулевом токе, то потери мощности в этом режиме отсутствуют. Незначительные потери мощности появляются на интервале $0-t_1$. Сравнительная оценка потерь мощности в импульсных преобразователях показала, что в

процессе регулирования частоты от 10^5 Гц до 10^6 Гц потери мощности в ШИП (рис. 1, а) выросли почти в 25 раз, в то же время в КРИП-ПНТ (рис. 1, б) они увеличились только в четыре раза. При этом во всем диапазоне регулирования частоты на транзисторе КРИП-ПНТ потери мощности в среднем в 5–6 раз были меньше, чем в ШИП. Аналогичные результаты получены и при сравнении уровней излучаемых и распространяемых по сети помех [2]. Отмеченное преимущество КРИП-ПНТ по сравнению с ШИП объясняется характером траектории движения рабочей точки в процессе переключения транзистора. В КРИП-ПНТ рабочая точка транзистора движется, практически, по осям тока и напряжения, что обеспечивает минимум потерь мощности.

В ШИП переключение транзистора связано с прохождением активной области, где токи и воздействующее напряжение значительны.

Системы управления КРИП-ПНТ реализуют частотно-токовый принцип управления, предполагающий его синхронизацию с процессами в резонансном контуре.

Замена ШИП на квазирезонансный преобразователь, переключаемый при нулевом токе, позволит снизить уровень излучаемых помех и существенно повысить к.п.д. системы запуска ГТД вертолета.

2. Система запуска ГТД на основе бесколлекторного двигателя постоянного тока

В процессе модернизации системы запуска ГТД вертолета целесообразно отказаться от применения на его борту коллекторного двигателя. Наличие коллекторно-щеточного узла создает известные неудобства при его обслуживании. Он является источником электромагнитных помех и потерь мощности, его работа сопровождается шумом.

В настоящее время в различных областях техники, в том числе ракетной и авиационной, накоплен значительный опыт по использованию бесколлекторных двигателей постоянного тока (БДПТ). Эти двигатели отличаются простотой обслуживания, отсутствием перегрева при длительной работе, взрывобезопасностью, допускают большие перегрузки, их к.п.д. превышает 90%. К недостаткам БДПТ можно отнести сложность систем управления и высокую стоимость [3].

Конструкция БДПТ гораздо проще, чем коллекторной машины. Его ротор представляет собой постоянный магнит, который выполняет роль обмотки возбуждения двигателя постоянного тока. Обмотка, которая в коллекторной машине располагается на якоре, в БДПТ находится на статоре. Коллектор с системой пластин и щеток, выполняющий в двигателе постоянного тока роль механического выпрямителя, в БДПТ заменяется трехфазным мостовым выпрямителем (коммутатором) на полностью управляемых вентилях. Система управления вентилями коммутатора синхронизируется шестью им-

пульсами, поступающими от датчиков положения ротора (ДПР), рис. 3. Они расположены по окружности статора через 60° и представляют собой оптопары или же магнитные головки. Сигналы с вы-

ходов ДПР1-ДПР6 поступают на вход системы управления коммутатора (СУК), которая включает в себя шесть драйверов. С их выходов управляющие импульсы поступают на вход транзисторов Т1 – Т6.

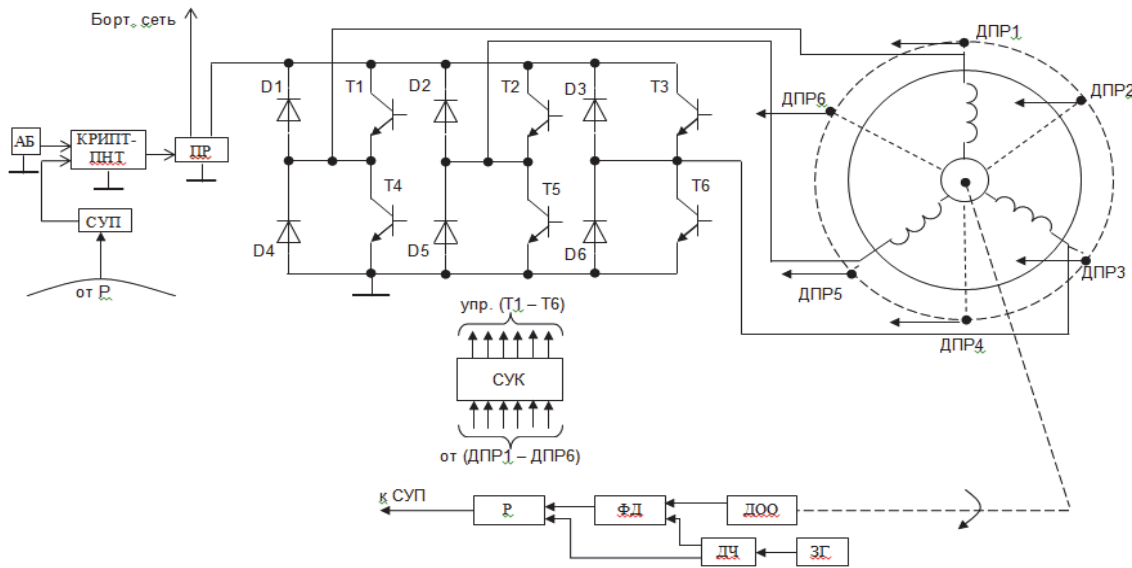


Рис. 3. Система запуска ГТД вертолета на основе БДПТ

Длительность управляющих импульсов определяет интервал проводимости транзисторов коммутатора $\lambda = 120^\circ + 2\Delta$. Угол Δ необходим для поддержания непрерывного коммутационного процесса при переключении тока в фазах коммутатора.

В обмотках фаз наводятся э.д.с., которые сдвинуты друг относительно друга на 120° .

Если рассматривать БДПТ как обычный коллекторный двигатель, то невозможно установить отличие между характеристиками двух этих машин, поскольку не будет учтена специфическая нелинейность БДПТ в пределах одного оборота. Эта специфика обусловлена ограниченным числом обмоток (трех) статора, которые являются аналогом обмотки якоря коллекторной машины. Вследствие этого в БДПТ вектор магнитодвижущей силы потока обмотки статора колеблется около нормали к вектору потока возбуждения в пределах некоторого угла. В коллекторной машине угол между векторами магнитодвижущей силы потока возбуждения и обмотки якоря равен 90° . Как и обычная коллекторная машина, БДПТ может работать в режиме потребления электроэнергии и в режиме ее передачи в сеть (генератор). Эти режимы реализуются для запуска ГТД вертолета и для организации его бортового электропитания.

В структурной схеме запуска ГТД посредством БДПТ, представленной на рис. 3, питание осуществляется от аккумуляторной батареи (АБ) через переключатель режима (ПР), который подключен к выходу КРИП-ПНТ. Напряжение с выхода КРИП-ПНТ, поступающее на вход коммутатора, имеет минимальный уровень пульсаций, т.к. оно коммутируется в мегагерцовом частотном диапазоне с посто-

янным интервалом проводимости $t_{и} = \pi\sqrt{L_k C_k}$. Датчик одного оборота (ДОО) формирует один импульс за оборот, который поступает на первый вход фазового дискриминатора (ФД). На его второй вход подаются импульсы с делителя частоты (ДЧ), который делит частоту задающего генератора (ЗГ). По мере разгона двигателя изменяется фазовое рассогласование между импульсами на входе ФД. Как только скорость БДПТ достигнет заданной величины, фазовое рассогласование между ними исчезает, переходный процесс завершается.

Процесс запуска ГТД занимает заданный временной интервал, в течение которого происходит раскрутка турбокомпрессора до момента подачи топлива и его воспламенения, раскрутка турбины на участке включения в работу автомата приемистости. В процессе запуска частота вращения ГТД изменяется от нуля до значения, соответствующего режиму «малого газа», который наступает после завершения перечисленных выше подготовительных операций. В процессе запуска ГТД необходимо свести к минимуму время, за которое частота вращения турбины достигнет установившегося значения. Поэтому система запуска ГТД от стартер-генератора должна быть оптимизирована по критерию быстродействия с небольшим перерегулированием. В системах непрерывного действия настройки на «модульный оптимум» позволяют получить максимальное быстродействие с перерегулированием 4,3%. В дискретной системе (рис. 3) можно реализовать процесс за конечное число интервалов без перерегулирования

или с допустимым перерегулированием при наличии оптимального регулятора Р.

После достижения максимальной частоты вращения турбины переключатель режима (ПР) переводит БДПТ в режим генератора, который питает бортовую сеть.

3. Структурная схема САР запуска ГТД от БДПТ

В структурной схеме САР (рис. 4) фазовый дискриминатор представлен двумя звеньями – сравнительным элементом и интегратором.

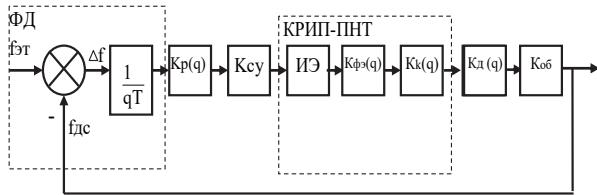


Рис. 4. Структурная схема САР запуска ГТД вертолета на основе БДПТ

На его вход поступают две последовательности импульсов: эталонная ($f_{эт}$) от делителя частоты и текущая – с датчика одного оборота ($f_{дс}$). В процессе разгона ГТД частота импульсов, поступающих с ДОО, и их фазовое рассогласование по отношению к импульсам эталонной частоты, непрерывно изменяется. В зависимости от знака ошибки в системе реализуется режим разгона, когда $f_{эт} > f_{дс}$, или режим торможения, когда $f_{эт} < f_{дс}$. При этом изменяется и знак фазового рассогласования. Для обеспечения адекватной реакции ФД должен выполнять две функции: вычисление фазового рассогласования и разности частот $f_{эт} - f_{дс}$.

Фазовое рассогласование вычисляется посредством RS-триггера, а разность частот определяет частотный детектор, которые входят в состав ФД. Знак разности частот $f_{эт} - f_{дс}$ позволяет осуществить адекватную реакцию системы на изменение фазового рассогласования: либо разгон БДПТ, либо его торможение. На выходе RS-триггера, входящего в состав ФД, формируются прямоугольные импульсы, скважность которых $\gamma = \frac{\Delta t_{\phi}}{T_{эт}}$, где Δt_{ϕ} – фазовое рассогласование, может изменяться в пределах периода эталонных импульсов $T_{эт} = \frac{1}{f_{эт}}$. Из сигналов RS-триггера на выходе

ФД формируются уровни постоянного напряжения. При больших возмущениях частотный детектор фиксирует значительное рассогласование частот. В зависимости от его знака на выходе ФД формируется либо уровень логической единицы, либо уровень логического нуля, что свидетельствует о нелинейности ФД как звена системы. Нагрузка при разгоне ГТД имеет

вентиляторный характер, поэтому нелинейностью ФД в нашем случае можно пренебречь. Его можно считать линейным звеном, выходное постоянное по знаку напряжение которого поступает на вход регулятора Р. На выходе ФД формируется аналоговый сигнал, пропорциональный разности фаз эталонной и текущей импульсных последовательностей, что эквивалентно интегралу от рассогласования их частот. Поэтому на структурной схеме САР, рис. 4, ФД изображен элементом сравнения и интегратором с постоянной времени, равной времени одного оборота БДПТ ($T_{и} = T_{дс}$). Ошибка по скорости фиксируется с постоянной частотой, в результате чего формируется управляющее воздействие на перестройку частоты системы управления КРИП-ПНТ, которая реализует частотно-импульсную модуляцию первого рода, используя принцип фазовой автоподстройки частоты.

Выходной сигнал ФД поступает на вход регулятора с передаточной функцией $K_p(q)$. Система управления (СУ) управляет частотой коммутации КРИП-ПНТ, её коэффициент усиления $K_{cy} = \frac{\Delta f}{\Delta U_p}$ –

отношение отклонений частоты и напряжения на выходе регулятора. КРИП-ПНТ представлен тремя звеньями: импульсным элементом (ИЭ), формирующим элементом с передаточной функцией $K_{фз}(q)$ и резонансным контуром с передаточной функцией $K_k(q)$. Частота коммутации КРИП-ПНТ находится в мегагерцовом диапазоне. Как звено системы, его можно представить фиксатором нулевого порядка с передаточной функцией формирующего элемента

$K_{иэ}(q) = K_{иэ} \frac{1 - e^{-q}}{q}$, где $q = pT$, $K_{иэ}$ – коэффициент усиления импульсного элемента, T – период ЧИМ1 частоты коммутации КРИП-ПНТ.

Влияние резонансного контура учтено в коэффициенте усиления КРИП-ПНТ. При бесконечно малых отклонениях частоты коммутации $K_{крп} = K_{cy} \cdot E \cdot t_{и}$, где E – напряжение аккумуляторной батареи, $t_{и} = \pi \sqrt{L_k C_k}$ – интервал проводимости ключа.

Нагрузка БДПТ в режиме разгона ГТД имеет вентиляторный характер, поэтому его можно представить аperiodическим звеном с передаточной функцией

$K_d(q) = \frac{K_{yb} \cdot \beta}{q + \beta}$, где $\beta = \frac{T}{T_{эм}}$; $T_{эм}$ – электромеханическая постоянная времени электропривода, K_{yb} –

коэффициент усиления двигателя по управляющему воздействию. Частота вращения БДПТ контролируется датчиком одного оборота с коэффициентом усиления $K_{об}$. Передаточная функция приведенной непрерывной части системы, рис. 4:

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

$$\text{где } K_0 = \frac{K_{\text{св}} \cdot E \cdot t_{\text{и}} \cdot T^2 \cdot K_{\text{ув}} \cdot K_{\text{об}} \cdot K_{\text{нз}}}{T_{\text{и}} \cdot T_{\text{эм}}}.$$

В соответствии с теоремой разложения:

$$K_{\text{пнч}}(q) = K_0 \left(\frac{A_1}{q^2} + \frac{A_2}{q} + \frac{A_3}{(q + \beta)} \right),$$

где A_1, A_2, A_3 – вычеты для полюсов $q_{1,2} = 0$; $q_3 = -\beta$.

Для кратных корней вычет

$$A_k = \frac{1}{(i-1)!} \left[\frac{d^{(i-1)}}{dq^{(i-1)}} (q - q_k)^{S_k} \cdot H(q) \right]_{(q=q_k)},$$

где $i=1,2,3,\dots,s$ – кратность корня; k – номер корня.

Для некротных корней:

$$A_k = \lim_{q \rightarrow q_k} (q - q_k) \cdot H(q), \text{ где } H(q) = \frac{1}{q^2(q + \beta)},$$

в результате получено: $A_1 = \frac{1}{\beta}$; $A_2 = -\frac{1}{\beta^2}$; $A_3 = \frac{1}{\beta^2}$.

4. Синтез регулятора системы по критерию быстродействия

Дискретная передаточная функция разомкнутой системы есть модифицированное Z-преобразование передаточной функции приведенной непрерывной части:

$$\begin{aligned} W_{p(z, \varepsilon)}^* &= Z_M \{ K_{\text{пнч}}(q) \} = \\ &= Z_M \left\{ K_0 (1 - e^{-q}) \left(\frac{A_1}{q^2} + \frac{A_2}{q} + \frac{A_3}{(q + \beta)} \right) \right\}. \end{aligned}$$

В результате преобразования получено, что:

$$\begin{aligned} W_{p(z, \varepsilon)}^* &= Z_M \{ K_{\text{пнч}}(q) \} = \\ &= K_0 \left\{ \frac{A_1 (z - e^{-\beta}) + A_1 \varepsilon (z-1)(z - e^{-\beta})}{(z-1)(z - e^{-\beta})} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{A_2 (z-1)(z - e^{-\beta}) + A_3 e^{-\beta \varepsilon} (z-1)^2}{(z-1)(z - e^{-\beta})} \right\}, \end{aligned} \quad (1)$$

$0 \leq \varepsilon \leq 1$, где числитель (1) для $\varepsilon \neq 0$:

$$\begin{aligned} P^*(z, \varepsilon) &= K_0 \left\{ z^2 [A_1 \varepsilon - A_3 (1 - e^{-\beta \varepsilon})] + \right. \\ &\quad \left. + z [A_1 (1 - \varepsilon - \varepsilon e^{-\beta}) - A_2 (1 + e^{-\beta}) - 2A_3 e^{-\beta \varepsilon}] - \right. \\ &\quad \left. - A_1 e^{-\beta} (1 - \varepsilon) + A_3 (e^{-\beta \varepsilon} - e^{-\beta}) \right\}, \end{aligned}$$

для $\varepsilon = 0$:

$$P^*(z, 0) = K_0 (z \cdot K_1 + K_2),$$

где $K_1 = A_1 - A_2 (1 + e^{-\beta}) - 2A_3$;

$$K_2 = A_3 (1 - e^{-\beta}) - A_1 e^{-\beta},$$

Знаменатель (1) без интегратора и с интегратором:

$$Q_1^*(z) = z - e^{-\beta}; Q^*(z) = (z-1)(z - e^{-\beta})$$

Выполним синтез регулятора из условия полу-

чения процессов конечной длительности [4] с обеспечением астатизма первого порядка ($r = 1$). Минимальная длительность переходного процесса

$$S_{\text{msn}} = l_Q + r - 1 = 2,$$

где l_Q – порядок полинома $Q^*(z)$.

Для обеспечения процесса конечной длительности необходимо выполнить условие:

$$P^*(z, 0) \cdot M^*(z, 0) + (z-1)^r N^*(z, 0) = z^2, \quad (2)$$

где порядок полиномов $M^*(z, 0)$; $N^*(z, 0)$:

$$l_M \geq r - 1 = 0; l_N \geq l_P = 2;$$

$$l_P - \text{порядок полинома } P^*(z, \varepsilon).$$

С учетом этого имеем:

$$M^*(z, 0) = a_0, N^*(z, 0) = b_1 z + b_0.$$

Равенство (2) примет вид:

$$K_0 a_0 (zK_1 + K_2) + (b_1 z + b_0)(z-1) = z^2.$$

Сравнивая в полученном выражении коэффициенты при одинаковых степенях z , получаем:

$$a_0 = \frac{1}{K_0 (K_1 + K_2)}, b_0 = \frac{K_2}{K_1 + K_2}, b_1 = 1. \quad (3)$$

Передаточная функция последовательного корректирующего звена системы:

$$K_p^*(z, 0) = \frac{Q_1^*(z) \cdot M^*(z, 0)}{(z-1)^{r-r_0} N^*(z, 0)},$$

где $M^*(z, 0) = a_0$; $N^*(z, 0) = b_1 z + b_0$; $r - r_0 = 0$.

С учетом (3) получаем, что:

$$K_p^*(z, 0) = \frac{z - e^{-\beta}}{K_0 [z(K_1 + K_2) + K_2]}. \quad (4)$$

Корректирующий регулятор системы можно реализовать в виде цифрового фильтра в соответствии с [5]. Его наличие обеспечивает предельное быстродействие системы запуска ГТД.

z -изображение переходной функции замкнутой системы для $\varepsilon = 0$:

$$H^*(z, 0) = \frac{z}{z-1} W_{3\text{опт}}^*(z, 0),$$

где оптимальная передаточная функция замкнутой системы

$$W_{3\text{опт}}^*(z, 0) = P^*(z, 0) \frac{M^*(z, 0)}{z^2} = \frac{K_0 a [zK_1 + K_2]}{z^2}.$$

С учетом (3) получаем, что

$$W_{3\text{опт}}^*(z, 0) = \frac{zK_1 + K_2}{(K_1 + K_2)z^2}.$$

Изображение переходной характеристики замкнутой системы запуска ГТД для момента срабатывания импульсного элемента $\varepsilon = 0$:

$$H^*(z, 0) = \frac{zK_1}{z^2(K_1 + K_2)} \cdot \frac{z}{z-1} + \frac{K_2 z}{z^2(z-1)(K_1 + K_2)}.$$

Ее оригінал:

$$H^*(n, 0) = \frac{K_1}{(K_1 + K_2)} \cdot (n-1) + \frac{K_1 + K_2}{K_1 + K_2} \cdot (n-2), \quad (5)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$ – номер периода модуляции частоты коммутации КРИП-ПНТ. Поскольку рассматривается случай частотно-импульсной модуляции первого рода (ЧИМ1), то этот период постоянный, равный периоду тактирования оптимального регулятора.

Из (5) с учетом значений K_1, K_2 имеем:

$$H^*(n, 0) = \begin{cases} 0, & n = 0 \\ \frac{A_1 - A_2(1 + e^{-\beta}) - 2A_3}{(1 - e^{-\beta})(A_1 - A_3) - A_2(1 - e^{-\beta})}, & n = 1. \\ 1, & n = 2 \end{cases} \quad (6)$$

Очевидно, что процесс в системе заканчивается за два периода модулирующей частоты.

Из (6) с учетом A_1, A_2, A_3 получаем значение переходного процесса на первом периоде модулирующей частоты в момент срабатывания импульсного элемента $\varepsilon = 0$:

$$H^*(1, 0) = \frac{1}{1 - e^{-\beta}} - \frac{1}{\beta}, \quad (7)$$

где $\beta = T/T_{эм}$; T – период изменения частоты КРИП-ПНТ в процессе ЧИМ1.

На начальном участке процесса запуска необходимо обеспечить безопасный темп изменения частоты, так как запуск БДПТ на пониженной частоте вращения приведет к значительному броску момента, что опасно для системы электропривода. Это наиболее характерно для систем с большим моментом инерции, у которых пусковой момент тем больше, чем ниже частота вращения.

Расчеты по [7] показали, что безопасный темп изменения частоты вращения БДПТ обеспечивается,

если $\beta = 3 \div 4$, где $\beta = \frac{T}{T_{эм}}$; $T_{эм}$ – электромеханическая

постоянная привода учитывающая момент инерции двигателя и момент инерции турбины, приведенный к его валу.

При этом время запуска $t_{зап} = 2T$, которое для указанных значений β составит $(6 \div 8)T_{эм}$.

Выводы

Обоснованы направления модернизации систем запуска ГТД вертолетов с целью повышения к.п.д., снижения электромагнитных помех и улучшения условий эксплуатации. Получены условия реализации по быстродействию процессов в системе запуска с фазовой автоподстройкой частоты коммутации КРИП-ПНТ.

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. Васько // Вестник двигателестроения. – 2015. – № 2. – С. 102-105.
2. Денисов Ю.А. Стабилизаторы постоянного напряжения с широтно-импульсными и частотно-импульсными квазирезонансными преобразователями / Ю.А. Денисов. – К.: ИЭД НАНУ, 2001. – 147 с.
3. Кенио Т. Двигатели постоянного тока с постоянными магнитами: пер. с англ. / Т. Кенио, С. Нагамори. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 184 с.
4. Цыпкин Я.З. Основы теории автоматических систем / Я.З. Цыпкин. – М.: Наука, 1977. – 560 с.
5. Denisov Y. Power Factor Based on Parallel Quasi-Resonant Pulse Converter Fast Current loop / Y. Denisov, S. Stepenko // Electrical Control and Communication Engineering. – 2013. – № 3. – Pp. 5-11.

Поступила в редколлегию 8.11.2016

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

ВДОСКОНАЛЕННЯ СИСТЕМ БОРТОВОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ І ЗАПУСКУ ГАЗОТУРБІННИХ ДВИГУНІВ ВЕРТОЛЬОТІВ

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

Для підвищення к.п.д. в системах запуску газотурбінних двигунів вертольотів замість пускових опорів і широтно-імпульсних перетворювачів запропоновано використовувати квазирезонансні перетворювачі. Замість колекторних машин постійного струму запропоновано використовувати безколекторні, які відрізняються високими значеннями к.п.д. вибухобезпечністю.

Ключові слова: втрати потужності, електромагнітні завади, квазирезонансний імпульсний перетворювач, безколекторний двигун постійного струму, оптимальна швидкість.

IMPROVEMENT OF THE ON-BOARD POWER SUPPLY SYSTEMS AND START GAZ TURBINE ENGINES OF HELICOPTERS

A.I. Denisov, E.A. Bursala, K.V. Bashinsky

For efficiency improvement in the launch systems of helicopter's gas turbine engine, the use of zero-current switching quasi-resonant pulse converters. The proposed converters have high efficiency and low electromagnetic interference level. The use of brushless DC motors instead of typical DC motors is proposed due to high values of efficiency, and explosion-security.

Keywords: losses, electromagnetic interference, quasi-resonant pulse converter, brushless DC motor, optimal speed.