

## ВЛИЯНИЕ ПУЛЬСАЦИЙ БЕСКОЛЛЕКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА НА ПРОЦЕСС УПРАВЛЕНИЯ ЗАПУСКОМ ГАЗОТУРБИННОГО ДВИГАТЕЛЯ ВЕРТОЛЕТА

**В.Г. Башинский\***, докт. техн. наук, **О.Л. Шаповалов\*\***, **А.И. Денисов\*\*\***, докт. техн. наук, **Е.А. Бурсала\*\*\*\***, **А.Л. Бурсала\*\*\*\*\***, канд. техн. наук  
Государственный научно-исследовательский институт испытаний  
и сертификации вооружения и военной техники  
ул. Стрелецкая, 1, Чернигов, 14033, Украина, e-mail: [den39td@gmail.com](mailto:den39td@gmail.com)

*Выполнен анализ пульсаций входного тока коммутатора бесколлекторного двигателя постоянного тока (БДПТ). Предложены способы снижения влияния пульсаций на динамику процессов в контуре тока. Получены дискретные передаточные функции замкнутого контура тока с учетом и без учета влияния противо-ЭДС электродвигателя, что позволило предложить способ стабилизации темпа нарастания входного тока коммутатора. Реализация этого способа позволяет увеличить рабочий ресурс аккумулятора. Установлены области субгармонической устойчивости системы запуска газотурбинного двигателя (ГТД) вертолета с БДПТ. Библиограф. 8, рис. 4, табл. 1.*

**Ключевые слова:** бесколлекторный двигатель постоянного тока, пульсации, дискретность, модифицированное Z-преобразование, контур тока, устойчивость.

**Постановка проблемы.** В работе [1] показано, что в системах запуска ГТД вертолетов предпочтительнее использовать БДПТ вместо коллекторных двигателей постоянного тока (ДПТ).

Очевидные преимущества БДПТ перед ДПТ, тем не менее, не могут оставить без обсуждения и негативные последствия, связанные с его применением в системе запуска ГТД вертолета. Главная специфика БДПТ состоит в дискретности процессов, порождаемых коммутатором, что приводит к появлению значительных пульсаций тока и напряжения. В замкнутой системе пульсации попадают на вход контура тока, звеном которого является система управления коммутатором. Следствием этого является пульсирующий характер изменения её динамического коэффициента усиления, что влияет на временные и частотные характеристики системы запуска ГТД. Возникает проблема исследования этого влияния на динамические характеристики системы и режим потребления тока от аккумулятора.

**Анализ основных исследований и публикаций.** Совершенствование летательных аппаратов связано с возрастающим применением на их борту систем управления и регулирования на основе БДПТ взамен пневматических и гидравлических систем [2]. К настоящему времени накоплен большой опыт по использованию БДПТ в промышленном и специальном прецизионном электроприводе [3, 4]. Область применения систем регулирования на основе БДПТ определяет специфику задач, которые необходимо решить в процессе их разработки. Основное внимание уделяется их энергоэффективности и структурному исполнению для обеспечения качественной динамики с минимальными пульсациями момента [5, 6]. Однако в известных работах не исследовано влияние пульсаций, вызванных дискретностью коммутатора БДПТ, на главные показатели динамики систем запуска ГТД вертолета: быстродействие, перерегулирование, запас устойчивости.

Целью настоящей работы является исследование влияния пульсаций входного тока и противо-ЭДС БДПТ на условия реализации в контуре тока процесса конечной длительности и его субгармоническую устойчивость.

**1. Функция коммутатора БДПТ в системе запуска ГТД.** Электрическая принципиальная схема БДПТ с коммутатором – трехфазным автономным инвертором напряжения (АИН) показана на рис. 1. На статоре электродвигателя расположены три фазные обмотки (А, В, С) и шесть датчиков положения ротора (ДПР1–ДПР6). Питание БДПТ осуществляется от аккумуляторной батареи (АБ) и квазирезонансного импульсного преобразователя, переключаемого при нулевом токе (КРИП–ПНТ).

---

© Башинский В.Г., Шаповалов О.Л., Денисов А.И., Бурсала Е.А., Бурсала А.Л., 2020  
ORCID: \* <https://orcid.org/0000-0003-0966-5714>; \*\* <https://orcid.org/0000-0002-2809-7444>;  
\*\*\* <https://orcid.org/0000-0001-8357-2378>; \*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-1829-1980>;  
\*\*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-8523-8987>

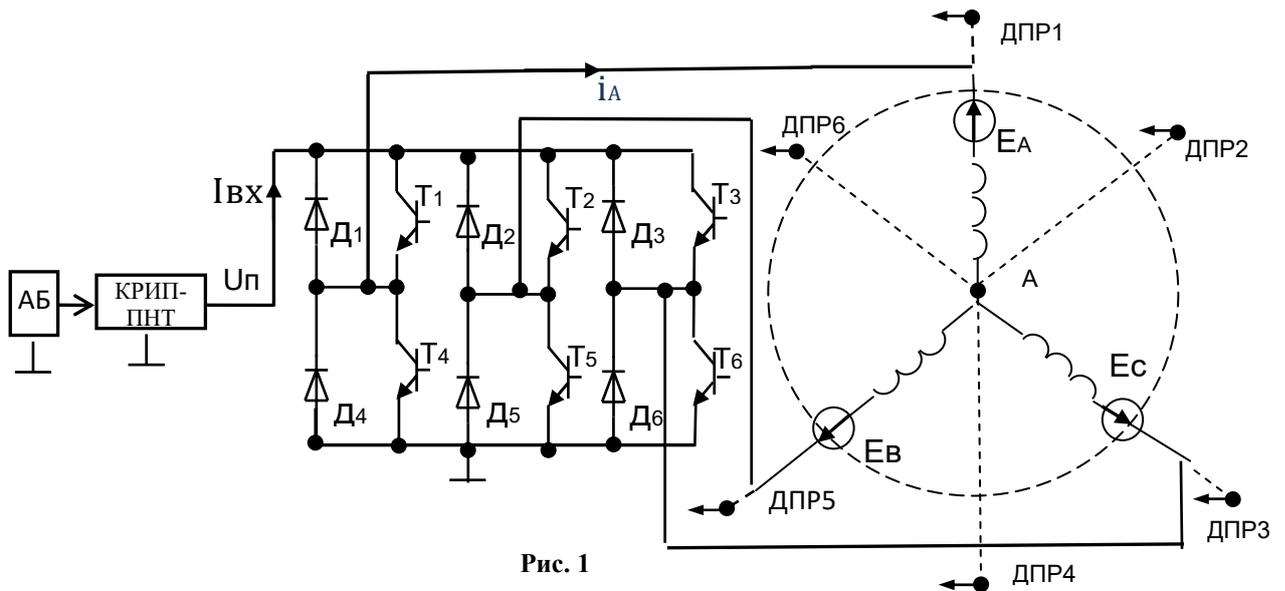


Рис. 1

Функции коммутатора сводятся к инвертированию постоянного напряжения с выхода КРИП–ПНТ и выпрямлению ЭДС, наводимых в обмотках фаз  $A, B, C$ . Транзисторы коммутатора  $T_1–T_6$  работают с углом проводимости  $120^\circ$ , что соответствует углу проводимости клапанов в трехфазном мостовом выпрямителе. С таким же углом проводимости работают транзисторы коммутатора в режиме инвертирования, который осуществляется одновременно с процессом выпрямления. В процессе выпрямления перекрытия фаз не возникает, т.к. индуктивности рассеяния фазных обмоток незначительны. Работа транзисторов коммутатора с углом проводимости  $120^\circ$  обеспечивает одновременное подключение к источнику питания обмоток двух фаз БДПТ.

Результатом выпрямления ЭДС фаз  $A, B, C$  является противо-ЭДС  $E_{\text{п}}$ , которая встречна выходному напряжению КРИП–ПНТ, что аналогично системе с ДПТ, противо-ЭДС которого формируется посредством механического выпрямителя – коллектора. Если учесть лишь её постоянную составляющую  $E_0$ , то ко входу коммутатора будет приложено напряжение  $U_{\text{вх}} = U_{\text{п}} - E_0$ , где  $U_{\text{п}}$  – выходное напряжение КРИП–ПНТ.

Временные диаграммы процессов выпрямления и инвертирования, протекающих одновременно, показаны на рис. 2 для фазы  $A$ .

На интервале  $0 \leq \varepsilon \leq 1/6$  (рис. 2) через открытые транзисторы  $T_2, T_4$  фазы  $A$  и  $B$  подключены к выходу КРИП–ПНТ, где  $\varepsilon = t/T$ ,  $T$  – период коммутации. Их напряжения равны между собой, т.е.  $U_A = U_B = U_0$ , где  $U_0 = 0,5U_{\text{вх}}$ , т.к. фазы  $A$  и  $B$  включены последовательно. Фаза  $C$  на этом интервале отключена от источника питания. Очевидно, что в фазе  $A$  на единичном периоде коммутации существуют два коммутационных ( $0 \leq \varepsilon \leq 1/3$ ;  $0,5 \leq \varepsilon \leq 5/6$ ) и два межкоммутационных ( $1/3 \leq \varepsilon \leq 0,5$ ;  $5/6 \leq \varepsilon \leq 1$ ) интервала, что справедливо и для фаз  $C, B$  с соответствующими временными сдвигами.

В результате процесса инвертирования формируются фазные ЭДС  $E_A, E_B, E_C$  и фазные токи  $i_a, i_b, i_c$ , которые изменяются дискретно. Входной ток коммутатора БДПТ равен сумме выпрямленных фазных токов. На рис. 2 участок выпрямленного тока фазы  $A$  обозначен пунктиром. Входной ток коммутатора – пульсирующий с амплитудой пульсаций  $\Delta I_m$ .

Частота пульсаций входного тока коммутатора в шесть раз превосходит частоту коммутации. С такой же частотой пульсирует противо-ЭДС БДПТ, которая встречна напряжению питания. В противо-ЭДС

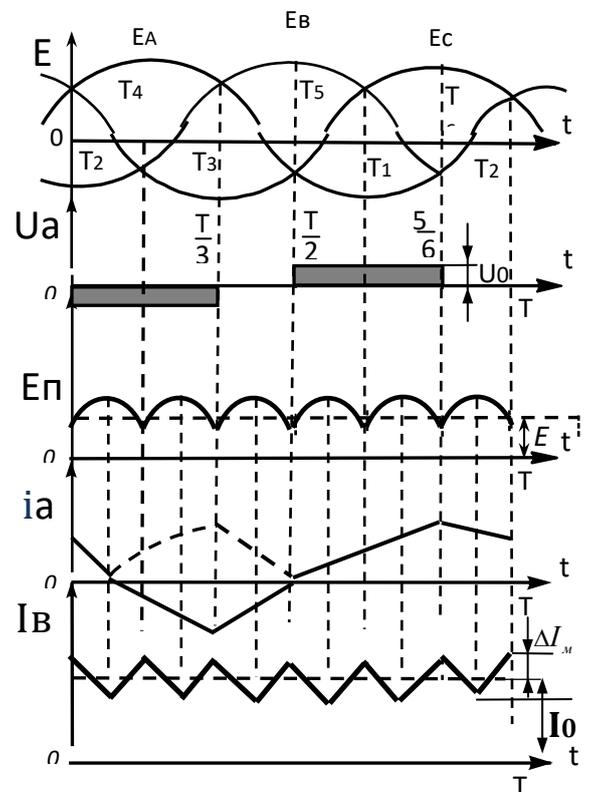


Рис. 2

БДПТ возможно появление субгармоник, частота которых в целое или же дробное число раз ниже частоты основной гармоники. Причиной этого являются фазовая асимметрия каналов управления и разброс параметров обмоток БДПТ. Субгармоники плохо фильтруются системой, поэтому при ее замыкании весьма вероятно потеря устойчивости на этих частотах.

**2. Анализ пульсаций входного тока коммутатора БДПТ.** Пульсации входного тока коммутатора БДПТ найдем для установившегося режима, полагая частоту вращения ротора – постоянной, трехфазную систему токов и ЭДС – симметричной, собственные индуктивности обмоток – не зависящими от углового положения ротора.

Из рис. 2 видно, что на периоде коммутации напряжение каждой фазы изменяется по знаку, а в процессе регулирования замкнутой системы – и по величине. На коммутационных интервалах напряжение каждой фазы  $U_{\Phi}=U_0$ , где  $U_0 = 0,5(U_{II}-E_0)$ ,  $U_{II}$  – выходное напряжение КРИП–ПНТ,  $E_0$  – постоянная составляющая противо-ЭДС. На межкоммутационных интервалах  $U_{\Phi}=0$ . При оценке параметров пульсаций тока учтем дискретную форму фазного напряжения.

Напряжение фазы  $A$  представим набором ступенчатых функции

$$U_A^*(t) = U_0 \left[ -1(t) + 1\left(t - \frac{T}{3}\right) + 1(t - 0,5T) - 1\left(t - \frac{5}{6}T\right) \right], \quad U_A^*(p) = U_0 \frac{-1 + e^{-\frac{pT}{3}} + e^{-0,5pT} - e^{-\frac{5}{6}pT}}{p}.$$

Изображение полного сопротивления фазы

$$Z_A(p) = pL_A + R_A,$$

где  $L_A = L_{SA} + M$ ,  $L_{SA}$  – индуктивность рассеяния фазы  $A$ ,  $M$  – ее взаимоиנדуктивность;  $R_A$  – активное сопротивление обмотки фазы  $A$ .

Изображение тока фазы  $A$

$$i_A(p) = U_0 \frac{-1 + e^{-\frac{pT}{3}} + e^{-0,5pT} - e^{-\frac{5}{6}pT}}{p(pL_A + R_A)}.$$

Для  $q = pT$

$$i_A^*(q) = U_0 \frac{-1 + e^{-\frac{q}{3}} + e^{-0,5q} - e^{-\frac{5}{6}q}}{R_A(q + \alpha)q} \alpha, \quad (1)$$

где  $\alpha = TR_A / L_A$ .

Изображение фазного тока (1) представим в виде

$$i_A^*(q) = \frac{U_A}{R_A} \left( -1 + e^{-\frac{q}{3}} + e^{-0,5q} - e^{-\frac{5}{6}q} \right) \left( \frac{1}{q} - \frac{1}{q + \alpha} \right). \quad (2)$$

Выполним модифицированное  $Z$ -преобразование (2), используя теорему умножения в области изображений, согласно которой  $Z_M \{F^*(q)e^{-\gamma q}\} = Z^{-1}Z_M[F^*(q)]$ , а  $\varepsilon = \varepsilon + 1 - \gamma$ , когда  $0 \leq \varepsilon \leq \gamma$ . Если же  $\gamma \leq \varepsilon \leq 1$ , то в  $Z_M[F^*(q)]$  параметр  $\varepsilon = \varepsilon - \gamma$ , где  $\varepsilon = t/T$  – относительное время. В результате для интервала  $0 \leq \varepsilon \leq 1/3$  получаем

$$Z_M[i_A^*(q)] = \frac{U_0}{R_A} \left( -\frac{Z}{Z-1} + \frac{1}{Z-1} + \frac{1}{Z-1} - \frac{1}{Z-1} + \frac{Ze^{-\alpha\varepsilon}}{Z-e^{-\alpha}} - \frac{e^{-\alpha(\varepsilon+1-\frac{1}{3})}}{Z-e^{-\alpha}} - \frac{e^{-\alpha(\varepsilon+1-0,5)}}{Z-e^{-\alpha}} + \frac{e^{-\alpha(\varepsilon+1-\frac{5}{6})}}{Z-e^{-\alpha}} \right).$$

После преобразований найдем  $Z$ -изображение тока фазы  $A$  на этом интервале

$$i_A^*(Z, \varepsilon) = -\frac{U_0}{R_A} \left[ 1 - M_{1A}^*(\alpha, Z)e^{-\alpha\varepsilon} \right], \quad (3)$$

где  $M_{1A}^*(\alpha, Z) = \frac{Z - e^{-\frac{2}{3}\alpha} - e^{-0,5\alpha} + e^{-\frac{\alpha}{6}}}{Z - e^{-\alpha}}$ .

Установившийся ток фазы  $A$  получаем из (3), полагая  $Z = 1$ ,

$$i_{1AV}^* = -\frac{U_0}{R_A} \left[ 1 - M_{1A}^*(\alpha, Z)e^{-\alpha\varepsilon} \right],$$

где  $M_{1A}^*(\alpha, 1) = (1 - e^{-2\alpha/3} - e^{-0,5\alpha} + e^{-\alpha/6})(1 - e^{-\alpha})^{-1}$ .

Найдем оригинал переходной характеристики тока,  $Z$ -изображение которой  $H^*(Z, \varepsilon) = Z(Z-1)^{-1}i_A^*(Z, \varepsilon)$ . Для этого используем формулу обращения, согласно которой оригинал переходной характеристики  $i_A^*(n, \varepsilon) = \frac{1}{2\pi i} \oint_{\gamma} i_A^*(Z, \varepsilon) Z^{n-1} dz = \sum_y^m \text{Res} \cdot i_A^*(Z, \varepsilon) Z^{n-1}$ , где  $n=0, 1, 2, \dots$  – номер периода решетчатой функции.

Переходную характеристику найдем, суммируя  $m$  вычетов подинтегральной функции для соответствующих полюсов. В рассматриваемом случае два полюса:  $Z_1 = 1$ ,  $Z_2 = e^{-\alpha}$ , для которых вычит

$$\text{Res}_1 = -\lim_{(z \rightarrow 1)} (Z-1) \frac{U_0}{R_A} \frac{Z - e^{-\alpha} - \left( Z - e^{-\frac{2}{3}\alpha} - e^{-0,5\alpha} + e^{-\frac{\alpha}{6}} \right) e^{-\alpha\varepsilon}}{(Z-1)(Z - e^{-\alpha})} = -\frac{U_0}{R_A} [1 - M_{1A}^*(\alpha, Z) e^{-\alpha\varepsilon}] - \text{установившийся ток}$$

фазы  $A$ . Аналогично для полюса  $Z = e^{-\alpha}$  находим вычит  $\text{Res}_2 = -\frac{U_0}{R_A} \frac{-e^{-\alpha} + e^{-\frac{2}{3}\alpha} + e^{-0,5\alpha} - e^{-\frac{\alpha}{6}}}{(1 - e^{-\alpha})} e^{-\alpha(n+\varepsilon)}$  и

переходную составляющую тока фазы  $A$ , т.е.

$$i_{АП}^*(n, \varepsilon) = \frac{-U_0}{R_A} M_{П1A}^*(\alpha, -1) e^{-\alpha(n+\varepsilon)},$$

где  $M_{П1A}^*(\alpha, e^{-\alpha}) = (-e^{-\alpha} + e^{-2\alpha/3} + e^{-0,5\alpha} - e^{-\alpha/6})(1 - e^{-\alpha})^{-1}$ .

Оригинал тока фазы  $A$

$$i_A^*(n, \varepsilon) = -\frac{U_0}{R_A} [1 - M_{1A}^*(\alpha, 1) e^{-\alpha\varepsilon} - M_{П1A}^*(\alpha, e^{-\alpha}) e^{-\alpha(n+\varepsilon)}]. \quad (4)$$

Аналогично получаем ток фазы  $A$  для остальных интервалов изменения фазного напряжения: для интервала  $1/3 \leq \varepsilon \leq 0,5$

$$i_A^*(n, \varepsilon) = -\frac{U_0}{R_A} e^{-\alpha\varepsilon} [M_{2A}^*(\alpha, 1) - M_{П2A}^*(\alpha, e^{-\alpha}) e^{-\alpha n}], \quad (5)$$

где  $M_{2A}^*(\alpha, 1) = \frac{-1 + e^{\frac{\alpha}{3}} + e^{-0,5\alpha} - e^{-\frac{\alpha}{6}}}{1 - e^{-\alpha}}$ ,  $M_{П2A}^*(\alpha, e^{-\alpha}) = \frac{-e^{-\alpha} + e^{-\frac{2}{3}\alpha} + e^{-0,5\alpha} - e^{-\frac{\alpha}{6}}}{1 - e^{-\alpha}}$ ;

для интервала  $0,5 \leq \varepsilon \leq 5/6$

$$i_A^*(n, \varepsilon) = \frac{U_0}{R_A} [1 - M_{3A}^*(\alpha, 1) e^{-\alpha\varepsilon} - M_{П3A}^*(\alpha, e^{-\alpha}) e^{-\alpha(n+\varepsilon)}], \quad (6)$$

где  $M_{3A}^*(\alpha, 1) = \frac{e^{\frac{\alpha}{3}} - 1 + e^{0,5\alpha} - e^{-\frac{\alpha}{6}}}{1 - e^{-\alpha}}$ ,  $M_{П3A}^*(\alpha, e^{-\alpha}) = \frac{e^{-\frac{2\alpha}{3}} + e^{-\alpha} + e^{-0,5\alpha} - e^{-\frac{\alpha}{6}}}{1 - e^{-\alpha}}$ ;

для интервала  $5/6 \leq \varepsilon \leq 1$

$$i_A^*(n, \varepsilon) = -\frac{U_0}{R_A} e^{-\alpha\varepsilon} [M_{4A}^*(\alpha, 1) - M_{П4A}^*(\alpha, e^{-\alpha}) e^{-\alpha n}], \quad (7)$$

где  $M_{4A}^*(\alpha, 1) = \frac{e^{\frac{\alpha}{3}} - 1 + e^{0,5\alpha} - e^{-\frac{\alpha}{6}}}{1 - e^{-\alpha}}$ ,  $M_{П4A}^*(\alpha, e^{-\alpha}) = \frac{e^{-\frac{2}{3}\alpha} - e^{-\alpha} + e^{-0,5\alpha} - e^{-\frac{\alpha}{6}}}{1 - e^{-\alpha}}$ .

Установившийся ток фазы  $A$  на интервалах  $1/3 \leq \varepsilon \leq 0,5$ ;  $0,5 \leq \varepsilon \leq 5/6$ ;  $5/6 \leq \varepsilon \leq 1$ ;  $0 \leq \varepsilon \leq 1/3$  можно получить из выражений (4)-(7), полагая  $M_{П1A}^*(\alpha, 1) = M_{П2A}^*(\alpha, 1) = M_{П3A}^*(\alpha, 1) = M_{П4A}^*(\alpha, 1) = 0$ .

Токи фаз  $B$  и  $C$  отличаются от тока фазы  $A$  лишь фазовыми сдвигами. Их мгновенные значения в симметричной системе для отдельных интервалов равны, поэтому нет необходимости в их нахождении. Входной ток коммутатора можно найти, суммируя выпрямленные токи отдельных фаз, которые равны току фазы  $A$  на соответствующих временных интервалах, положение которых определяется фазовым сдвигом тока конкретной фазы по отношению к току фазы  $A$ . Поэтому справедливо

$$\begin{cases}
I_{\text{ex}}(\varepsilon) = i_{AB}(0 \leq \varepsilon \leq \frac{1}{6}) + i_A(\frac{4}{6} \leq \varepsilon \leq \frac{5}{6}) + i_A(\frac{2}{6} \leq \varepsilon \leq \frac{3}{6}), 0 \leq \varepsilon \leq \frac{1}{6}; \\
I_{\text{ex}}(\varepsilon) = i_{AB}(\frac{1}{6} \leq \varepsilon \leq \frac{2}{6}) + i_A(\frac{5}{6} \leq \varepsilon \leq 1) + i_A(\frac{3}{6} \leq \varepsilon \leq \frac{4}{6}), \frac{1}{6} \leq \varepsilon \leq \frac{2}{6}; \\
I_{\text{ex}}(\varepsilon) = i_{AB}(\frac{2}{6} \leq \varepsilon \leq \frac{3}{6}) + i_{AB}(0 \leq \varepsilon \leq \frac{1}{6}) + i_A(\frac{4}{6} \leq \varepsilon \leq \frac{5}{6}), \frac{2}{6} \leq \varepsilon \leq \frac{3}{6}; \\
I_{\text{ex}}(\varepsilon) = i_A(\frac{3}{6} \leq \varepsilon \leq \frac{4}{6}) + i_{AB}(\frac{1}{6} \leq \varepsilon \leq \frac{2}{6}) + i_A(\frac{5}{6} \leq \varepsilon \leq 1), \frac{3}{6} \leq \varepsilon \leq \frac{4}{6}; \\
I_{\text{ex}}(\varepsilon) = i_A(\frac{4}{6} \leq \varepsilon \leq \frac{5}{6}) + i_{AB}(\frac{2}{6} \leq \varepsilon \leq \frac{3}{6}) + i_{AB}(0 \leq \varepsilon \leq \frac{1}{6}), \frac{4}{6} \leq \varepsilon \leq \frac{5}{6}; \\
I_{\text{ex}}(\varepsilon) = i_A(\frac{5}{6} \leq \varepsilon \leq 1) + i_A(\frac{3}{6} \leq \varepsilon \leq \frac{4}{6}) + i_{AB}(\frac{1}{6} \leq \varepsilon \leq \frac{2}{6}), \frac{5}{6} \leq \varepsilon \leq 1.
\end{cases} \quad (8)$$

В выражениях (8)  $i_A$  – оригинал тока фазы  $A$ ;  $i_{AB}$  – выпрямленный ток фазы  $A$  на соответствующем временном интервале. По выражениям (4)–(7), полагая  $M_{\text{П1A}}^*(\alpha, 1) = M_{\text{П2A}}^*(\alpha, 1) = M_{\text{П3A}}^*(\alpha, 1) = M_{\text{П4A}}^*(\alpha, 1) = 0$ , рассчитаны относительные дискретные установившиеся значения тока фазы  $A$  для  $\alpha = 1$ . По [8] рассчитаны параметры входного тока коммутатора: максимальное значение  $I_{\text{MAX}} = 0,905U_0/R_A$ , минимальное –  $I_{\text{MIN}} = 0,684U_0/R_A$ , размах пульсаций от максимума до минимума –  $\Delta I_{\text{ВХ}} = 0,221U_0/R_A$ .

**3. Влияние пульсаций на процесс запуска ГТД.** Запуск ГТД осуществляется по программе, которая регламентирует процесс нарастания его частоты вращения. На начальном этапе запуска она достигает значения пусковой. На этой частоте вращения в камере сгорания двигателя создаются условия для надежного возгорания топлива, что приводит к включению в работу турбины, которая совместно с БДПТ доводит частоту вращения ГТД до частоты сопровождения. На частоте сопровождения турбина развивает момент, достаточный для последующего разгона авиадвигателя без внешнего привода. До пусковой частоты вращения БДПТ преодолевает момент трения и момент сопротивления компрессора и далее работает совместно с турбиной. Очевидно, что в процессе запуска нагрузка БДПТ постоянна и не влияет на изменение уровня пульсаций потребляемого тока. Отмеченная особенность позволяет не учитывать влияние изменений нагрузки на динамические процессы в системе запуска ГТД. Система запуска ГТД вертолета имеет внешний (главный) контур скорости и подчиненный ему внутренний контур тока, структурная схема которого показана на рис. 3. В состав контура тока входит КРИП–ПНТ. На рис. 3 он представлен импульсным элементом (ИЭ) с единичным коэффициентом усиления и формирующим элементом – фиксатором нулевого порядка, т.к. перестройка частоты КРИП–ПНТ происходит с постоянным периодом. Поэтому его выходное напряжение также будет изменяться с постоянной частотой. Входные сигналы контура тока от регулятора скорости ( $U_{\text{рс}}$ ) и от датчика тока ( $U_{\text{т}}$ ) через соответствующие звенья поступают на вход системы управления. Ее динамический коэффициент усиления под действием пульсаций тока будет изменяться. Последствия этого изменения можно оценить посредством фактора пульсаций по методике [7]. Закон регулирования в контуре тока формирует ПИ-регулятор, передаточная функция которого в соответствии с [8] имеет вид  $K_{\text{рт}}(p) = R_A(1 + pT_s)(pT_{\text{ит}}K_{\text{т}}K_{\text{св}})^{-1}$ , где  $K_{\text{нс}}(p) = 1/(pT_k + 1)$ ,  $K_{\text{фэ}}(p) = (1 - e^{-pT_0})/p$ ,  $K_{\text{фт}}(p) = 1/[R_A(1 + pT_s)]$ ,  $K_{\text{пэ}}(p) = R_A/pT_M$  – передаточные функции некомпенсированного звена, элемента формирования выходного напряжения КРИП–ПНТ, формирователя тока БДПТ, формирователя противо-ЭДС;  $K_{\text{св}}$ ,  $K_{\text{т}}$ ,  $K_{\text{дс}}$  – коэффициенты усиления системы управления КРИ–ПНТ, датчика тока, датчика скорости;  $1/C_{\text{еб}}$  – коэффициент передачи звена формирования скорости, где  $1/C_{\text{еб}} = \Psi_M/\sqrt{2}B_0$ ,  $\Psi_M$  – максимальное потокосцепление;  $B_0$  – коэффициент фазной ЭДС трехфазного мостового выпрямителя;  $U_{\text{рс}}$  – выходной сигнал регулятора скорости;  $T_0$  – период перестройки частоты коммутации КРИП–ПНТ;  $T_M$ ,  $T_s$  – электромеханическая и электрическая постоянные БДПТ;  $T_{\text{ит}}$  – постоянная интегрирования регулятора контура тока;  $T_k$  – некомпенсированная постоянная; ДН – датчик напряжения; ФР – формирователь сигнала разности производных; АБ – аккумуляторная батарея; ДФ1, ДФ2 – дифференцирующие звенья.

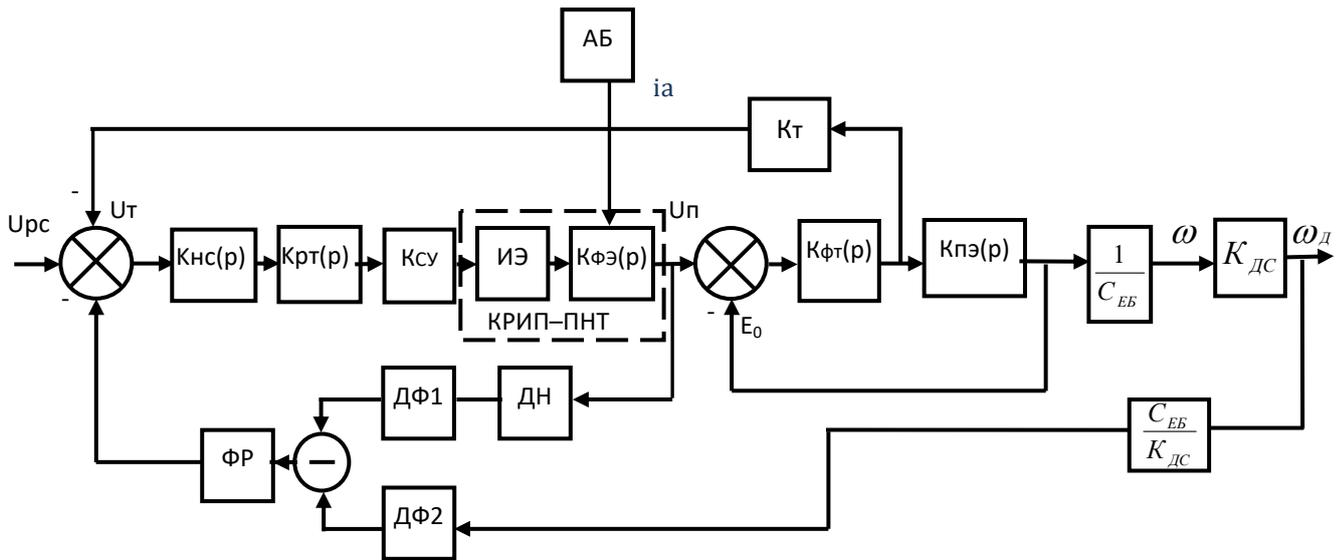


Рис. 3

Под влиянием пульсаций регулировочная характеристика системы управления искажается, что снижает ее чувствительность к входному сигналу.

Влияние пульсаций на процессы в контуре тока можно снизить посредством фильтров, включенных на выходах регулятора и датчика тока. Вследствие этого в контуре тока появляется звено с некомпенсированной постоянной времени  $T_k$  (рис. 3), т.к. регулятор тока обычно настраивают на компенсацию лишь электрической постоянной электродвигателя.

Пульсации тока влияют не только на процессы в контуре тока, но и на противо-ЭДС через звено с передаточной функцией  $K_{пэ}(p) = R_A / pT_M$ . На его выходе присутствуют и собственные пульсации, полученные в результате выпрямления фазных ЭДС. Поскольку противо-ЭДС и напряжение питания коммутатора встречны, то очевидно влияние разности их пульсаций на процесс формирования тока БДПТ. Пульсации противо-ЭДС будут зависеть от «сглаживающих» возможностей формирователя противо-ЭДС, представляющего собой интегратор, постоянная времени которого равна электрохимической постоянной  $T_M$ . Уровень пульсаций тока, поступающих на вход системы управления, зависит от полосы пропускания некомпенсированного звена и от постоянной интегрирования регулятора контура тока, а влияние пульсаций противо-ЭДС на процессы в контуре тока – от соотношения электрохимической постоянной электропривода  $T_M$  и постоянной интегрирования регулятора тока  $T_{ит}$ . Оценим влияние этого соотношения на передаточную функцию контура тока системы запуска ГТД. Передаточная функция приведенной непрерывной части контура тока (рис. 3) с учетом противо-ЭДС БДПТ

$$K_{пнч}(p) = \frac{(1 + pT_{\Delta})(1 - e^{-pT_0})}{(1 + pT_k)pT_{ит} \left( p^2 + p\frac{1}{T_{\Delta}} + \frac{1}{T_M T_{\Delta}} \right) T_{\Delta}}$$

Переходя к относительной комплексной переменной  $q = pT$ , получаем

$$K_{пнч}(p) = K_0 \frac{\left( 1 + q\frac{1}{T_{\Delta}} \right) (1 - e^{-q})}{q(q + \bar{T}_k)(q^2 + q\bar{T}_{\Delta} + \bar{T}_M \bar{T}_{\Delta})} \quad (9)$$

где  $K_0 = \bar{T}_{ит} \bar{T}_k \bar{T}_{\Delta}$ ,  $\bar{T}_{ит} = T_0 / T_{ит}$ ,  $\bar{T}_k = T_0 / T_k$ ,  $\bar{T}_M = T_0 / T_M$ ,  $\bar{T}_{\Delta} = T_0 / T_{\Delta}$ .

Передаточную функцию (9) представим в виде

$$K_{пнч}(q) = K_0 (1 - e^{-q}) \left( \frac{A_1}{q - q_1} + \frac{A_2}{q - q_2} + \frac{A_3}{q - q_3} + \frac{A_4}{q - q_4} \right), \quad (10)$$

где  $q_1 = 0$ ;  $q_2 = -\overline{T_K} = \alpha_2$ ;  $q_{3,4} = -0.5\overline{T_3} \left( 1 \mp \sqrt{1 - 4T_M/T_3} \right)$  – полюса передаточной функции приведенной непрерывной части.

$$\text{Обозначив } q_3 = -\alpha_3, \quad q_4 = -\alpha_4, \text{ получаем вычеты для полюсов } q_1 \div q_4: \quad A_1 = \frac{1}{T_M T_K T_3},$$

$$A_2 = \frac{1 - \alpha_2 / \overline{T_3}}{-\alpha_2(\alpha_2^2 - \alpha_2 \overline{T_3} + T_M T_3)}, \quad A_3 = \frac{1 - \alpha / \overline{T_3}}{-\alpha_3(T_K - \alpha_3)(\alpha_3 - \alpha_4)}, \quad A_4 = \frac{1 - \alpha_4 / \overline{T_3}}{-\alpha_4(T_K - \alpha_4)(\alpha_4 - \alpha_3)}.$$

Подвергая (10) модифицированному  $Z$ -преобразованию, находим для интервала  $0 \leq \varepsilon \leq 1$  дискретную передаточную функцию разомкнутого контура тока

$$W_{PT}^*(Z, \varepsilon) = Z_M \{K_{ПНЧ}(q)\} =$$

$$= K_0 \frac{A_1 \prod_{\kappa=2}^4 (Z - e^{-\alpha_\kappa}) + (Z - 1) \left[ A_2 e^{-\alpha_2 \varepsilon} \prod_{\kappa=3}^4 (Z - e^{-\alpha_\kappa}) + A_3 e^{-\alpha_3 \varepsilon} (Z - e^{-\alpha_2})(Z - e^{-\alpha_4}) + A_4 e^{-\alpha_4 \varepsilon} \prod_{\kappa=2}^3 (Z - e^{-\alpha_\kappa}) \right]}{\prod_{\kappa=2}^4 (Z - e^{-\alpha_\kappa})}, \quad (11)$$

где  $\kappa$  – номер полюса. Левое (от момента срабатывания импульсного элемента) значение дискретной передаточной функции  $W_{PT}^*(Z, -0) = Z^{-1} \lim_{\varepsilon \rightarrow 1} W_{PT}^*(Z, \varepsilon)$ . С учетом (11) получаем

$$W_{PT}^*(Z, -0) = K_0 \frac{A_1 \prod_{\kappa=2}^4 (Z - e^{-\alpha_\kappa}) + (Z - 1) \left[ A_2 e^{-\alpha_2} \prod_{\kappa=3}^4 (Z - e^{-\alpha_\kappa}) + A_3 e^{-\alpha_3} (Z - e^{-\alpha_2})(Z - e^{-\alpha_4}) + A_4 e^{-\alpha_4} \prod_{\kappa=2}^3 (Z - e^{-\alpha_\kappa}) \right]}{Z \prod_{\kappa=2}^4 (Z - e^{-\alpha_\kappa})}. \quad (12)$$

Дискретная передаточная функция замкнутого контура тока  $W_{3T}^*(Z, -0) = \frac{W_{PT}^*(Z, -0)}{1 + W_{PT}^*(Z, -0)}$ .

С учетом (12) для установившегося режима ( $Z = 1$ ) получаем  $W_{3T}^*(Z, -0) = \frac{A_1 K_0}{1 + A_1 K_0}$ .

Если учесть, что для полюса  $q_1=0$  вычет  $A_1 = 1/T_M T_K T_3$ , то имеем

$$W_{3T}^*(1, 0) = 1 / (1 + T_{ИТ} / T_M). \quad (13)$$

Аналогично получены дискретные передаточные функции разомкнутого и замкнутого контура тока без учета противо-ЭДС БДПТ

$$W_{PT}^*(Z, -0) = K_0 \frac{ZK_1 + K_2}{(Z - 1)(Z - e^{-\beta})}, \quad W_{3T}^*(Z, -0) = \frac{K_0(ZK_1 + K_2)}{Z^2 - Z(1 + e^{-\beta} - K_0 K_1) + e^{-\beta} + K_0 K_2}, \quad (14)$$

где  $K_0 = T_0 \beta / T_{ИТ}$ ,  $\beta = T_0 / T_K$ ,  $K_1 = (\beta + e^{-\beta} - 1)\beta^{-2}$ ,  $K_2 = (1 - e^{-\beta} - \beta e^{-\beta})\beta^{-2}$ .

Из (14) следует, что в установившемся режиме ( $Z=1$ ) без учета противо-ЭДС дискретная передаточная функция замкнутого контура тока  $W_{3T}^*(1, -0) = 1$ , что повторяет дискретную передаточную функцию замкнутого контура тока (13) с учетом противо-ЭДС, если  $T_M \gg T_{ИТ}$ . При соблюдении этого условия влияние противо-ЭДС на процессы в системе запуска можно не учитывать. В системе запуска ГТД вертолета пульсирующий характер темпа нарастания тока, потребляемого от аккумулятора, снижает время расходования его энергетического ресурса. Для его увеличения ток, потребляемый от аккумулятора, должен нарастать равномерно, без скачков.

Проанализировав структурную схему (рис. 3) можно определить зависимость тока БДПТ от разности напряжения питания и противо-ЭДС, что позволяет стабилизировать темп его нарастания при выполнении условия

$$\frac{dU_{П}(t)}{dt} = \frac{dE(t)}{dt}, \quad (15)$$

где  $dU_{П}(t)/dt$  – производная выходного напряжения КРИП–ПНТ,  $dE(t)/dt$  – производная противо-ЭДС. При определении  $dU_{П}(t)/dt$  влиянием собственных пульсаций КРИП–ПНТ можно пренебречь, т.к. их частота находится в мегагерцовом диапазоне и они эффективно фильтруются выходным конденсатором преобразователя. Для выполнения условия (15) в структурной схеме контура тока

(рис. 3) предусмотрена обратная связь по разности производных выходного напряжения КРИП–ПНТ и противо-ЭДС БДПТ. Эта связь осуществляется посредством дифференцирующих звеньев ДФ1, ДФ2, датчика напряжения ДН и формирователя разности ФР производных. Его выходной сигнал поступает на вход контура тока и оказывает стабилизирующее воздействие на темп нарастания тока, что требует отдельного исследования.

**4. Выбор некомпенсированной постоянной контура тока.** Входной ток АИН пульсирует с частотой, превышающей частоту его входного напряжения в шесть раз. Его форма, как видно из рис. 2, б, пилообразная, и образована участками нарастающих и спадающих экспонент. Для упрощения анализа экспоненциальные участки пилы аппроксимируем линейными зависимостями, а период перестройки частоты КРИП–ПНТ примем равным периоду пульсаций входного тока  $T_0$ . Влияние пульсаций противо-ЭДС не учитываем. Переменную составляющую входного тока АИН, которая поступает на вход контура тока, представим набором линейных функций на периоде  $T_0$  (рис. 2, б)

$$U_T(t) = K[K(t) + 2K(t - 0,25T_0) + 2K(t - 0,75T_0) - K(t - T_0)],$$

где  $K = tg\varphi = \Delta I_M / 0,25T_0$ ,  $\varphi$  – угол наклона пилы;  $\Delta I_M$  – амплитуда пульсаций тока (рис. 2);  $K_T$  – коэффициент усиления датчика тока. Напряжение  $U_T(t)$  поступает на вход системы управления КРИП–ПНТ через некомпенсированное звено и регулятор контура тока. Его изображение на выходе регулятора контура тока

$$U_{PT}(p) = U_T(p) \frac{R_A(1 + pT_\Sigma)}{(pT_K + 1)pT_{IT}K_TK_{CY}},$$

где  $U_T(p) = K \cdot K_T \frac{1 - 2e^{-0,25pT_0} + 2e^{-0,75pT_0} - e^{-pT_0}}{p^2}$ .

Переходя к относительной комплексной переменной  $q = pT_0$ , получаем

$$U_{PT}(q) = K_{OT} \frac{(1 - 2e^{-0,25q} + 2e^{-0,75q} - e^{-q})(1 + q\bar{T}_\Sigma)}{q^2 q(q + \beta)}, \quad (17)$$

где  $K_{OT} = R_A \Delta I_M T_0^2 (0,25T_K T_{IT} K_{CY})^{-1}$ ,  $\beta = T_0 / T_K$ ,  $\bar{T}_\Sigma = T_0 / T_\Sigma$ .

Представим (17) в виде

$$U_{PT}(q) = K_{OT} (1 - 2e^{-0,25q} + 2e^{-0,75q} - e^{-q}) \left( \frac{\beta_1}{q^3} + \frac{\beta_2}{q^2} + \frac{\beta_3}{q} + \frac{\beta_4}{q + \beta} \right), \quad (18)$$

где  $B_1 = 1/\beta$ ,  $B_2 = -(1 - \beta\bar{T}_\Sigma)/\beta^2$ ,  $B_3 = (1 - \beta\bar{T}_\Sigma)/\beta^3$ ,  $B_4 = -(1 - \beta\bar{T}_\Sigma)/\beta^3$ . В результате модифицированного  $Z$ -преобразования (18) получаем  $U_{PT}(Z, \varepsilon)$  для отдельных интервалов изменения тока пилообразной формы

для  $0 \leq \varepsilon \leq 0,25$  
$$U_{PT}^*(z, \varepsilon) = B_0 \left[ 1 - \frac{Ze^{-\beta\varepsilon} - 2e^{-\beta(\varepsilon+0,75)} + 2e^{-\beta(\varepsilon+0,25)} - e^{-\beta\varepsilon}}{z - e^{-\beta}} \right], \quad (19)$$

для  $0,25 \leq \varepsilon \leq 0,75$  
$$U_{PT}^*(z, \varepsilon) = B_0 \left[ -1 - \frac{Ze^{-\beta\varepsilon} - 2e^{-\beta(\varepsilon-0,25)} + 2e^{-\beta(\varepsilon+0,25)} - e^{-\beta\varepsilon}}{z - e^{-\beta}} \right], \quad (20)$$

для  $0,75 \leq \varepsilon \leq 1$  
$$U_{PT}^*(z, \varepsilon) = B_0 \left[ 1 - \frac{Ze^{-\beta\varepsilon} - 2e^{-\beta(\varepsilon-0,25)} + 2e^{-\beta(\varepsilon-0,75)} - e^{-\beta\varepsilon}}{z - e^{-\beta}} \right], \quad (21)$$

где  $B_0 = K_{OT} (1 - \beta\bar{T}_\Sigma) \beta^{-3}$ .

Для установившегося режима ( $Z=1$ ) из (19) для  $\varepsilon = 0$   $-U_{PT}^*(1, 0) = B_0 \frac{(1 - e^{-\beta} + 2e^{-0,75\beta} - 2e^{-0,25\beta})}{1 - e^{-\beta}}$ ;

для  $\varepsilon = 0,25$  из (20)  $-U_{PT}^*(1; 0,25) = B_0 th 0,25\beta$ ; для  $\varepsilon = 0,75$  из (21)  $-U_{PT}^*(1; 0,75) = -B_0 th 0,25\beta$ ; для  $\varepsilon = 1$   $-U_{PT}^*(1; 1) = B_0 \frac{(1 - e^{-\beta} + 2e^{-0,75\beta} - 2e^{-0,25\beta})}{1 - e^{-\beta}}$ .

С учетом  $K_{OT}$  получаем относительное значение размаха пульсаций от пика ( $\varepsilon = 0,25$ ) до пика ( $\varepsilon = 0,75$ ) на выходе регулятора тока

$$\Delta \bar{U}_{PT} = \frac{\Delta U_{PT}}{U_0} = \frac{8R_A \Delta I_M (1 - \beta\bar{T}_\Sigma)}{\beta n K_{CY} U_0} th 0,25\beta, \quad (22)$$

где  $n = T_{\text{ИТ}}/T_{\text{к}}$ ,  $U_0$  – напряжение фаз  $A, B, C$ .

Для  $\Delta I_{\text{М}} = 0,109U_0/R_A$ ,  $T_0 = 0,25 \cdot 10^{-2} \text{с}$ ,  $T_{\text{Э}} = 0,015 \text{с}$ ,  $K_{\text{СУ}} = 1$  по (22) рассчитаны относительные значения размаха пульсаций на входе системы управления для различных значений  $n$ . Результаты показаны на рис. 4, а, из которого видно, что если  $2 \leq n \leq 2,5$ , то в диапазоне  $1,5 \leq T_{\text{к}}/T \leq 2,5$  уровень пульсаций минимальный. Чрезмерное увеличение некомпенсированной постоянной нежелательно из-за увеличения задержки регулирования при незначительном снижении уровня пульсаций. Поэтому значение  $2 \leq n \leq 2,5$  является оптимальным для соотношения между постоянной интегрирования регулятора контура тока и некомпенсированной постоянной.

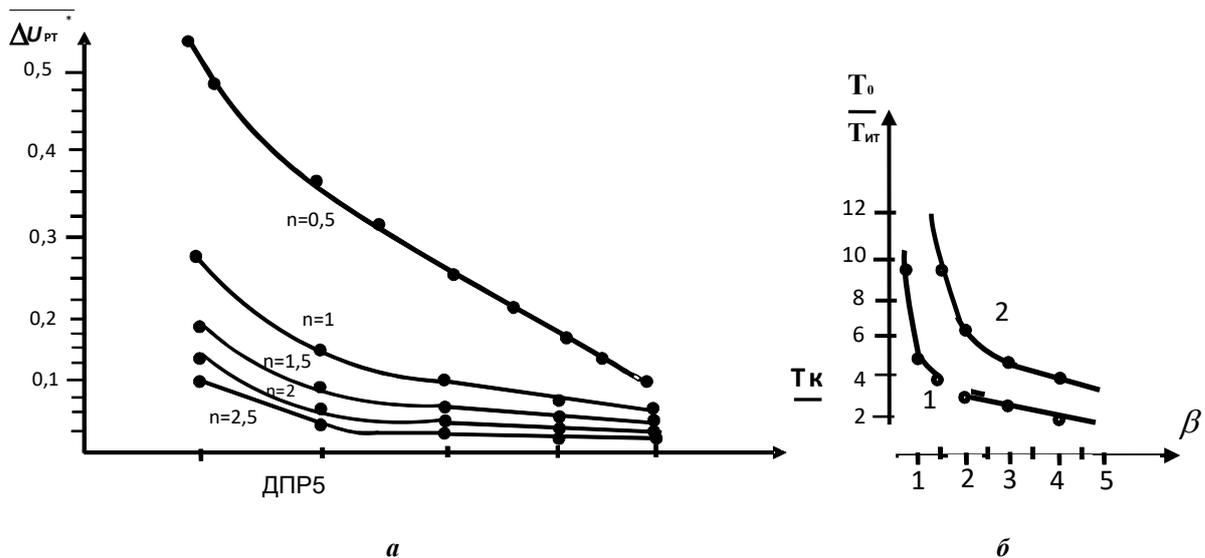


Рис. 4

Постоянную интегрирования регулятора контура тока можно найти по результатам его настройки на процесс конечной длительности без перерегулирования.

Если не учитывать влияние противо-ЭДС БДПТ, то из (14) следует, что условие процесса конечной длительности выполняется, когда  $-1 - e^{-\beta} + K_0 K_1 = 0$ ;  $e^{-\beta} + K_0 K_2 = 0$ , т.е. если  $K_0 = \beta(1 - e^{-\beta})^{-1}$  или  $T_0 / T_{\text{ИТ}} = (1 - e^{-\beta})^{-1}$ , т.к.  $K_0 = \beta T_0 / T_{\text{ИТ}}$ .

Поскольку  $\beta = T_0 / T_{\text{к}}$ , а  $T_{\text{к}} = T_{\text{ИТ}} / n$ , то

$$T_0 / T_{\text{ИТ}} = [1 - \exp(-nT_0 / T_{\text{ИТ}})]. \quad (23)$$

Из (23) найдем постоянную интегрирования регулятора контура тока, при которой выполняется условие процесса конечной длительности. Разложим в ряд Тейлора показательную функцию  $e^{nx} = n + \frac{n^2 x}{1!} + \frac{n^3 x^2}{2!} + \dots$ , где  $x = T_0 / T_{\text{ИТ}}$ .

При учете двух членов ряда получаем уравнение  $x^2 - x \frac{1 - n + n^2}{n^2} - \frac{1}{n} = 0$ .

В таблице приведены результаты его решения для различных соотношений между постоянной интегрирования и некомпенсированной постоянной.

$n = T_{\text{ИТ}}/T_{\text{к}}$	1,5	1,75	2	2,25	2,5
$T_0 / T_{\text{ИТ}}$	1,28	1,21	1,17	1,141	1,11

**5. Устойчивость контура тока на основной субгармонике.** Выше отмечено, что следствием влияния пульсаций является субгармоническая неустойчивость системы запуска ГТД.

Потеря устойчивости наиболее вероятна на основной субгармонике из-за разброса параметров фазных обмоток БДПТ, асимметрии каналов управления транзисторами коммутатора и из-за возможных низкочастотных биений во входном токе. Отмеченные факторы приводят к появлению низкочастотных микропроцессов, которые накладываются на собственные пульсации системы запуска ГТД и провоцируют ее пульсационную неустойчивость. Автоколебания вначале появляются “в малом” на основной субгармонике, частота которой в два раза ниже частоты основной гармоники.

С увеличением амплитуды основной субгармоники растет вероятность появления автоколебаний на более низких субгармониках [7]. Очевидно, что условие субгармонической устойчивости системы запуска ГТД выполняется, если обеспечена ее устойчивость на основной субгармонике.

Условие устойчивости контура тока на основной субгармонике можно найти из его характеристического уравнения

$$1 + W_{\text{PT}}^*(Z, -0) = 0, \quad (24)$$

где передаточные функции разомкнутого контура тока  $W_{\text{PT}}^*(Z, -0)$  с учетом и без учета противо-ЭДС определяются выражениями (12) и (14), в которые входит комплексный параметр  $Z = e^q$ , где  $q = j\bar{\omega} = j\bar{\omega}T_0 = 2\pi$ . Поскольку  $e^{j\omega} = \cos \bar{\omega} + j \sin \bar{\omega}$ , то относительная частота основной субгармоники  $\bar{\omega}_1 = \pi$  – в два раза ниже частоты основной гармоники.

Очевидно, что на частоте основной субгармоники комплексный параметр  $Z = -1$ . Подставляя это значение в характеристическое уравнение (24), получаем условия устойчивости контура тока на основной субгармонике

– без учета противо-ЭДС 
$$\frac{T_0}{T_{\text{ИТ}}} \leq \frac{2\beta(1 + e^{-\beta})}{\beta(1 + e^{-\beta}) - 2e^{-\beta}(1 - e^{-\beta})}, \quad (25)$$

– с учетом противо-ЭДС БДПТ, где  $\beta = \bar{T}_k$

$$\frac{T_0}{T_{\text{ИТ}}} \leq \frac{\prod_{k=2}^4 (1 + e^{-\alpha_k})}{\frac{1}{2T_M} \prod_{k=2}^4 (1 + e^{-\alpha_k}) + 2\beta \bar{T}_3 \left[ A_2 e^{-\alpha_4} \prod_{k=3}^4 (1 + e^{-\alpha_k}) + A_3 e^{-\alpha_3} (1 + e^{-\alpha_2})(1 + e^{-\alpha_4}) + A_4 e^{-\alpha_4} \prod_{k=2}^3 (1 + e^{-\alpha_k}) \right]}. \quad (26)$$

По выражениям (25) и (26) рассчитаны области устойчивости контура тока на основной субгармонике для  $T_0 = 0,25 \cdot 10^{-2}$  с;  $T_3 = 0,015$  с;  $T_M = 0,08$  с. Результаты расчетов показаны на рис. 4, б, где видно (кривая 2), что без учета противо-ЭДС БДПТ надежная устойчивость контура тока на основной субгармонике обеспечивается, если  $\beta < 3$ . При учете противо-ЭДС область субгармонической устойчивости уменьшается в два и более раза (рис. 4, б, кривая 1).

**Выводы.** Влияние противо-ЭДС БДПТ на процессы в контуре тока можно не учитывать, если электромеханическая постоянная системы запуска ГТД вертолета значительно больше постоянной интегрирования регулятора.

Предложен способ увеличения времени расходования энергетического ресурса аккумулятора путем стабилизации темпа потребляемого тока за счет контроля разности производных противо-ЭДС и напряжения питания БДПТ.

Учет дискретности коммутатора позволяет реализовать в контуре тока процесс конечной длительности без перерегулирования за два периода перестройки частоты коммутации КРИП–ПНТ.

Минимальное влияние пульсаций на динамику системы запуска обеспечивается, если отношение постоянной интегрирования регулятора контура тока к нескомпенсированной постоянной находится в диапазоне (2 ÷ 2,5).

Без учета противо-ЭДС БДПТ надежная устойчивость контура тока на основной субгармонике обеспечивается, если  $\beta < 3$ . Под влиянием противо-ЭДС запас субгармонической устойчивости снижается в два и более раза.

1. Денисов А. И., Бурсала Е.А., Башинский К.В. Совершенствование систем бортового электропитания и запуска газотурбинных двигателей вертолетов. *Системи озброєння і військової техніки*. 2016. №4 (48). С. 98-103.

2. Левин А.В., Алексеев И.И., Харитонов С.А., Ковалев Л.К. Электрический самолет: от идеи до реализации. Москва: Машиностроение, 2010. 288 с.

3. Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и электропривод на их основе. Санкт-Петербург: Корона-Век, 2012. 336 с.

4. Singh B., Singh S. Singl-phase Power Factor Controller Topologies for Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives. *IET Power Electronic*. 2010. Vol. 3. No 2. Pp .147-175.

DOI: <http://dx.doi.org/10.1049/iet-pel.2008.0313>

5. Антонов А.Е., Акинин К.П., Киреев В.Т. Особенности построения электромеханической системы ориентации наноспутника на основе бесконтактного магнитоэлектрического двигателя. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 4. С. 36-40. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.04.036>

6. Акинин К.П. Релейно-векторная система управления бесконтактными двигателями с постоянными магнитами с датчиком тока в звене постоянного тока. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 3. С. 52-55.
7. Денисов Ю.О. Системы перетворювальної техніки. Чернігів: Чернігів. нац. технол. ун-т, 2014. 170 с.
8. Лебедев Е. Д., Неймарк В. Е., Пистрак М. Я., Слежановский О. В. Управление вентиляльными электроприводами постоянного тока. Москва: Энергия, 1970. 232 с.

## ВПЛИВ ПУЛЬСАЦІЙ БЕЗКОЛЕКТОРНОГО ДВИГУНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ НА ПРОЦЕС КЕРУВАННЯ ЗАПУСКОМ ГАЗОТУРБІННИХ ДВИГУНІВ ВЕРТОЛЬОТА

**В.Г. Башинський**, докт. техн. наук, **О.Л. Шаповалов**, **О.І. Денисов**, докт. техн. наук, **О.О. Бурсала**, **О.Л. Бурсала**, канд. техн. наук

Державний науково-дослідний інститут випробувань і сертифікації озброєння та військової техніки  
вул. Стрілецька, 1, м. Чернігів, 14033, Україна, e-mail: [den39ltd@gmail.com](mailto:den39ltd@gmail.com)

*Виконано аналіз пульсацій вхідного струму комутатора безколекторного двигуна постійного струму (БДПС) і встановлено їхній вплив на коефіцієнт підсилення і чутливість системи керування. Запропоновано засоби зниження впливу пульсацій на динаміку процесів в контурі струму. Отримано дискретні передавальні функції замкненого контуру струму з урахуванням і без урахування впливу проти-ЕРС електродвигуна, що дозволило запропонувати спосіб стабілізації темпу наростання вхідного струму комутатора. Реалізація цього способу дозволяє збільшити робочий ресурс акумулятора. Встановлено області субгармонійної стійкості системи запуску газотурбінного двигуна (ГТД) вертольота з БДПС. Бібл.8, рис. 4, табл. 1.*

**Ключові слова:** безколекторний двигун постійного струму, пульсації, дискретність, модифіковане Z-перетворення, контур струму, стійкість.

## INFLUENCE OF PULSATIONS OF THE FLEXIBLE DC MOTOR ON THE MANAGEMENT PROCESS OF STARTING THE GAS TURBINE MOTOR HELICOPTER

**V. Bashinskyi**, **O. Shapovalov**, **A. Denisov**, **O. Bursala**, **A. Bursala**,  
State Scientific Research Institute for Testing and Certification of Arms and Military Equipment  
Striletska st, 1, Chernigiv, 14033, Ukraine, e-mail: [den39ltd@gmail.com](mailto:den39ltd@gmail.com)

*The ripple analysis of the input current of the commutator of the brushless DC motor (BLDC) is performed and their influence on the gain and sensitivity of the control system is established. Methods are proposed for reducing the influence of pulsations on the dynamics of processes in a current loop. Discrete transfer functions of a closed current loop are obtained with and without consideration of the influence of counter-EMF motor, which allowed us to propose a method of stabilizing the rate of increase of the input current of the switch. The implementation of this method allows to increase the working life of the battery. The areas of subharmonic stability of the gas turbine engine launch system (GTE) of the helicopter with BLDC were established. References 8, figures 4, table 1.*

**Key words:** brushless DC motor, ripple, discreteness, modified Z-transform, current loop, stability.

1. Denysov A.Y., Bursala E.A., Bashynskiy K.V. Improving onboard power supply systems and launching gas turbine helicopter engines. *Systemy ozbroiennia i viiskovoi tekhniki*. 2016. No 4 (48). Pp. 98-103. (Rus)
2. Levyn A.V., Alekseev Y.Y., Kharytonov S.A., Kovalev L.K. Electric aircraft: from idea to implementation. Moskva: Mashynostroenie, 2010. 288 p. (Rus)
3. Ovchynnykov Y.E. Valve electric motors and electric drive based on them. Sankt-Peterburh: Korona-Vek, 2012. 336 p. (Rus)
4. Singh B., Singh S. Singl-phase Power Factor Controller Topologies for Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives. *IET Power Electronic*. 2010. Vol. 3. No 2. Pp. 147-175.  
DOI: <http://dx.doi.org/10.1049/iet-pel.2008.0313>
5. Antonov A.E., Akynyn K.P., Kyreev V.T. Features of building an electromechanical orientation system of a nanosatellite based on a contactless magnetoelectric engine. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2017. No 4. Pp. 36-40. (Rus)  
DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.04.036>
6. Akynyn K.P. Relay vector control system of permanent magnet contactless motors with a current sensor in the DC link. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2014. No 3. Pp. 52-55. (Rus)
7. Denysov Yu.O. Transformation technology systems. Chernihiv: Chernihivskiyi Natsionalnyi Tekhnologichnyi Universytet, 2014. 170 p. (Ukr)
8. Lebedev E.D., Neimark V.E., Pistrak M.Ia., Slezhanovskii O.V. Control valve DC electric drives. Moskva: Energy, 1970. 232 p. (Rus)

Надійшла 10.07.2019  
Остаточний варіант 05.02.2020