Розвиток, бойове застосування та озброєння авіації

УДК 629.374.17

DOI: 10.30748/nitps.2020.41.05

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

Державний науково-дослідний інститут випробувань і сертифікації озброєння та військової техніки, Чернігів

ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВІД ДЛЯ СИСТЕМИ ЗАПУСКУ ГАЗОТУРБІННОГО ДВИГУНА ВІЙСЬКОВО-ТРАНСПОРТНОГО ЛІТАКА

З урахуванням специфіки режиму запуску військово-транспортного літака запропоновано його стартер-генератор виконувати на основі асинхронного двигуна змінного струму з модульним принципом регулювання частоти обертання. Система управління, що пропонується, має канали регулювання частоти та напруги живлення електродвигуна. Це дозволяє досягти оптимального співвідношення між динамічними та енергетичними характеристиками системи електроприводу. В результаті аналізу процесів в замкнених контурах напруги та частоти знайдені умови, які за допомогою функціонального перетворювача дозволяють підтримувати рівність між відносними значеннями частоти та напруги при постійному моменті навантаження, що забезпечує мінімальні втрати потужності в електродвигуні.

Ключові слова: модульний метод, відносна частота та напруга, функціональний перетворювач, частотне регулювання, асинхронний електродвигун з короткозамкненим ротором, похибка регулювання.

Вступ

Постановка проблеми. В системах запуску газотурбінних двигунів (ГТД) літальних апаратів знаходять застосування електричні машини як постійного [1], так і змінного [2] струму. Системи електроприводів на їх основі мають забезпечити оптимальне співвідношення між динамічними (час запуску, перерегулювання, стійкість) та енергетичними (к.к.д.) показниками, що створює актуальну проблему для її дослідження та практичної реалізації.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. У військово-транспортній авіації стартер-генератори систем запуску часто виконують на основі асинхронних короткозамкнених електродвигунів (АКД) змінного струму [3], частоту обертання та момент яких можна регулювати в процесі зміни частоти та напруги живлення. В електродвигунах змінного струму оптимальне співвідношення між динамічними та енергетичними характеристиками можна забезпечити на основі модульного [4–7] або векторного [8] методів управління.

Важливим етапом в процесі створення систем запуску ГТД є вибір типу електродвигуна для стартер-генератора [9] та способу його управління [10], що базується на результатах аналізу умов експлуатації літального апарату.

Тому метою даної роботи є вибір методу частотного регулювання електроприводу системи запуску ГТД військово-транспортного літака та його

реалізації з умов досягнення оптимального співвідношення між динамічними та енергетичними характеристиками.

Виклад основного матеріалу

1. Структурна схема силової складової системи запуску ГТД військово-транспортного літака

Структурна схема силової складової системи запуску ГТД військово-транспортного літака представлена на рис. 1.

Рис. 1. Структурна схема силової складової системи запуску ГТД військово-транспортного літака

На рис. 1 ГДСУ – генератор допоміжної силової установки; В – випрямляч; Ф – фільтр, що згладжує; КРП-ПНС – квазірезонансний імпульсний перетворювач з перемиканням при нульовому струмі; АІН – автономний інвертор напруги; АКД – асинхронний короткозамкнений двигун; ГТД – газотурбінний двигун.

Для мінімізації втрат потужності в ланцюгах системи, рис. 1, їх силові елементи повинні мати малий прямий опір і високу частоту перемикання, що характерно для MOSFET та IGBT-транзисторів, GTO-тиристорів, діодів на основі арсеніду галію. В

КРПП-ПНС перемикає силовий транзистор відбувається при нульовому струмі внаслідок наявності в ньому резонансного контуру, що дозволяє мінімізувати динамічні втрати потужності. Для мінімізації втрат потужності в АКД вихідна напруга АІН змінюється за законом синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), що забезпечує максимальну амплітуду основної гармоніки та мінімізує амплітуди вищих гармонік напруги живлення АКД. Щоб сигнал зворотного зв'язку замкненої системи не порушував синусоїдальний закон ШІМ вихідної напруги АІН, передбачається його подача до системи управління КРПП-ПНС. Таким чином, в системі, показаній на рис. 1, реалізовано амплітудний метод регулювання вихідної напруги АІН.

Специфіка системи запуску ГТД, рис. 1, полягає в тому, що вона живиться не від мережі з нескінченно великою потужністю, а від генератора допоміжної силової установки, потужність якого обмежена, з кінцевим значенням внутрішнього опору. Наслідком цього є значне падіння вихідної напруги ГДСУ під впливом значних пускових струмів АКД. При цьому внутрішній опір ГДСУ підсумовується з внутрішніми опорами інших ланок системи запуску, які складають прямі опори вентилів випрямляча, АІН та КРПП-ПНС. Внаслідок цього знижується критичне ковзання, пом'якшується механічна характеристика та зменшується перевантажувальна можливість АКД.

Враховуючи вищенаведені наслідки, що полягають в зниженні вихідної напруги ГДСУ під впливом пускових струмів АКД, можна зробити висновок про доцільність використання в системі запуску, рис. 1, не автономного інвертора напруги, а автономного інвертора струму (АІС), який забезпечує постійність струму, завдяки своєму великому внутрішньому опору. Таке питання розглянуто в роботі [11], де показано, що живлення АКД від АІС призводить до зменшення пускового моменту – в $10\div 15$ разів, ніж при живленні від АІН. При цьому неможливо отримати "жорстку" механічну характеристику, тому що, не дивлячись на стабілізацію струму, при зміні ковзання змінюється активна складова струму ротора АКД, що створює обертальний момент, який зростатиме поступово. На перший погляд здається, що саме це якраз те, що потрібно для системи запуску ГТД, де навантаження має вентиляторний характер і існує необхідність плавного нарощування моменту для поступової вибірки люфтів механічних вузлів. Але в системах з АІС важко засобами управління досягти високої швидкодії та мінімізації втрат потужності в АКД.

Ці питання ефективно вирішуються в електроприводах з АІН на основі частотнорегульованих методів управління, які можуть забезпечити також і плавне зростання моменту навантаження.

2. Структура втрат потужності в АКД та методи їх мінімізації

Питання екстремального управління АКД з АІН за мінімумом втрат потужності для сталого режиму досліджено в роботі [12]. В сталому режимі вони залежать від моменту навантаження, магнітного потоку та частоти – електромагнітні втрати потужності. Окрім них, існують і механічні втрати потужності.

Основну частину втрат потужності складають електромагнітні втрати, які залежать від частоти. При цьому функція даної залежності не має екстремуму, тому що при постійному навантаженні та постійному магнітному потоку електромагнітні втрати зростають пропорційно частоті.

При змінах навантаження та магнітного потоку, який залежить від струму статора АКД, змінюється і рівень втрат потужності. В процесі запуску ГТД магнітний потік та частота АКД змінюються, а момент навантаження залишається постійним. Тому в такій системі достатньо обмежитися аналізом лише електромагнітних втрат потужності, які залежать від частоти та струму статора АКД. Ці втрати зосереджені в електродвигуні. За оцінкою [3], рівень к.к.д. АКД системи запуску ГТД військово-транспортного літака Ан-70 складає 0,67, що свідчить про необхідність його підвищення.

В АКД, окрім електромагнітних втрат, існують і активні втрати потужності – інакше, втрати в міді, які залежать від активного опору обмоток. На їх рівень впливає несинусоїдальність вихідної напруги АІН, що живить АКД. Наявність вищих гармонік напруги живлення за рахунок скін-ефекту може збільшувати активні втрати потужності на $(6\div 24\%)$. При цьому втрати в сталі теж будуть зростати. Для зменшення означених втрат в системі запуску, рис. 1, вихідна напруга АІН змінюється за законом синусоїдальної ШІМ. Для його збереження в перехідному режимі сигнал зворотного зв'язку подається не до системи управління АІН, а до системи управління КРПП-ПНС і не впливає на закон синусоїдальної ШІМ.

В процесі запуску ГТД фактори, що впливають на рівень втрат потужності, змінюються. Засобами управління цими факторами (частота, струм, напруга) в замкненій системі можна досягти оптимального співвідношення між динамічними та енергетичними показниками електроприводу.

Цю мету можна реалізувати двома методами регулювання – модульним або векторним. В основі модульного методу лежить теорема М.П. Костенка, згідно якої оптимальний режим роботи асинхронного електродвигуна можна забезпечити при усіх значеннях частоти і напруги, якщо відносне значення напруги живлення електродвигуна дорівнює результату перемноження відносної частоти і кореню ква-

дратного з відносного моменту, тобто: $\gamma = \alpha \sqrt{\mu}$, де $\gamma = \frac{U_{\partial}}{U_{\partial.н.}}$, $\alpha = \frac{f_{\partial}}{f_{\partial.н.}}$, $\mu = \frac{M_{\partial}}{M_{\partial.н.}}$ - відносні значення; $U_{\partial}, f_{\partial}, M_{\partial}$ - діючі значення; $U_{\partial.н.}, f_{\partial.н.}, M_{\partial.н.}$ - номінальні значення напруги, частоти і моменту відповідно.

В системах запуску ГТД навантаження має вентиляторний характер ($\mu = 1$), тому умові $\gamma = \alpha$ відповідає оптимальний режим її роботи. Факторами, що управляють роботою системи запуску, є частота і напруга живлення АКД. В процесі роботи їх відносні значення повинні дорівнювати одне одному. Виконання цієї умови дозволяє досягти оптимального співвідношення між динамічними та енергетичними показниками системи запуску ГТД.

Можливий інший принцип реалізації оптимального управління АКД, коли факторами управління є частота і струм статора. Мінімальним втратам потужності відповідає максимум співвідношення моменту і квадрату діючого значення струму статора, тобто $\frac{M}{I^2} = \max$. Ця умова виконується, якщо абсолютне ковзання дорівнює критичному ковзанню, тобто $\beta = \beta_k$, де $\beta = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_{1н}}$, $\beta_k = \pm \frac{r'_2}{x_0 + x'_2}$, $\omega_{1н}, \omega, \omega_1$ - відповідно номінальна, поточна і синхронна кутові швидкості; r'_2, x'_2 - активний та реактивний опори ротору, приведені до обмотки статора, x_0 - індуктивний опір ланцюга намагнічування.

Частотно-токове управління з високою ефективністю можна реалізувати векторним методом, який в 1971 році був запропонований Ф. Бласске (ФРН). Цей метод дозволив створити електроприводи на основі АКД, в яких можливо регулювати момент.

Виникає питання вибору методу частотного регулювання для системи запуску ГТД військово-транспортного літака: модульний чи векторний?

Векторний метод супроводжується складною програмною та апаратною реалізацією. Його доцільно застосовувати в електроприводах, де необхідно регулювати момент та швидкість обертання в широкому діапазоні при забезпеченні підвищених вимог до динамічних характеристик.

Модульний метод в реалізації простіший, ніж векторний. Його доцільно використовувати в електроприводах з невеликим діапазоном регулювання швидкості та постійним (вентиляторним) моментом навантаження. Таким умовам відповідає система запуску ГТД військово-транспортного літака, де розгін АКД до частоти супроводження відбувається при постійному моменті навантаження. Враховуючи це, її подальшу реалізацію будемо проводити з використанням модульного методу. Об'єктом управ-

ління в такій системі є АКД, схема заміщення якого представлена на рис. 2.

Рис. 2. Схема заміщення АКД

На рис. 2 I_1 - струм обмотки статора; I_2' - струм ротору, який приведено до обмотки статора; r_1, x_1 - активний та індуктивний опори обмотки статора; r_2', x_2' - активний та реактивний опори ротору, приведені до обмотки статора; x_0 - індуктивний опір ланцюга намагнічування.

Як було відмічено вище, в процесі модульного управління запуском ГТД літака необхідно виконати умову $\gamma = \alpha$. В роботі [12] отримана функція залежності між відносними значеннями частоти та напруги живлення АКД для постійного (вентиляторного) моменту навантаження:

$$\gamma_{\pm} = \sqrt{\frac{r_1 \alpha \pm \sqrt{(b^2 + c^2 d^2)(d^2 + e^2 \alpha^2)}}{r_1 \pm \sqrt{(b^2 + c^2)(d^2 + c^2)}}, \quad (1)$$

де $b = r_1(1 + \tau_2)$, $c = x_0 \tau$, $d = r_1/x_0$, $e = 1 + \tau_1$, $\tau_1 = x_1/x_0$, $\tau_2 = x_2'/x_0$, $\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1 \cdot \tau_2$.

В (1) відносні параметри γ і α знаходять для номінальних значень частоти і напруги. В процесі запуску ГТД вони повинні зростати повільно. На низьких частотах (початковий стан запуску) зменшується падіння напруги на реактивних елементах схеми заміщення, рис. 2, що призводить до зростання впливу активного опору. Наслідком цього є зниження магнітного потоку в зазорі АКД, що порушує виконання умови $\gamma = \alpha$.

Для стабілізації магнітного потоку на низьких частотах в системі управління АКД треба передбачити слабкий позитивний зворотний зв'язок за струмом. Система управління АКД повинна мати два канали - за частотою та за напругою. Зв'язок між ними відбувається через функційний перетворювач, що дозволяє забезпечити оптимальне співвідношення між енергетичними та динамічними характеристиками. В основі його схематичної реалізації лежить функція $\gamma = f(\alpha)$, вираз (1). За цією функцією формується закон управління напругою залежно від частоти, яка є незалежним параметром. Від нього залежить швидкість обертання АКД з точністю до ковзання.

3. Вплив внутрішнього опору допоміжної силової установки на процес запуску ГТД

Внутрішній опір ГДСУ, рис. 1, включено послідовно з АКД. Наслідком цього є зниження напруги його живлення, що знижує критичне ковзання, пом'якшує механічну характеристику та знижує перевантажувальну здатність. Окрім внутрішнього опору ГДСУ, аналогічно на характеристики АКД впливають прямі опори вентилів випрямляча, КРІП-ПНС, АІН, що найбільш помітно на початку пуску через значний пусковий струм.

Знайдемо величину напруги живлення АКД з урахуванням падіння напруги на внутрішньому опорі ГДСУ, випрямляча та АІН.

Враховуючи те, що від випрямляча відбирається лише активна потужність, середнє значення струму на вході АІН:

$$I_d = \frac{3U_1 I_1 \cos \phi_1}{\eta_u U_d}, \quad (2)$$

де U_1, I_1 - діючі значення основних гармонік фазної напруги і струму статора АКД; $\cos \phi_1$ - оцінюється за основною гармонікою; η_u - к.к.д. АІН; U_d - вхідна напруга АІН, яка надходить від КРІП-ПНС.

Оскільки $U_1 = K_{AИH} \cdot U_d$, де $K_{AИH}$ - коефіцієнт схеми АІН, який для трифазної мостової схеми дорівнює 0,78, то, з урахуванням (2), маємо:

$$I_d = \frac{3K_{AИH} \cos \phi_1 I_d}{\eta_u}, \quad (3)$$

де $I_1 \cos \phi_1$ - залежать від параметрів схеми заміщення, рис. 2, та від ковзання.

З врахуванням (3) напруга на вході АІН:

$$U_d = E_d - I_d \cdot R_i,$$

де E_d - напруга холостого ходу на вході АІН, $R_i = R_{\Gamma} + R_B$ - сума внутрішніх опорів ГДСУ та випрямляча. Внутрішній опір АІН можна не враховувати, якщо він працює з кутом провідності $\lambda = \pi$.

Втрати напруги на внутрішньому опорі R_i залежатимуть від активної складової струму статора. Ця залежність має нелінійний характер, тому що I_d є функцією, залежною від частоти та абсолютного ковзання.

Для зменшення впливу внутрішнього опору R_i на процес запуску ГТД в каналі регулювання напруги треба передбачити зворотний зв'язок, який дозволить стабілізувати напругу на вході АІН. Крім цього, в каналі напруги треба мати підпорядкований йому контур струму зі слабким позитивним зворотнім зв'язком, про що сказано вище.

Канал частотного регулювання АКД повинен бути незалежним зі зворотнім зв'язком за частотою обертання АКД. Цим вимогам відповідає структурна схема системи запуску ГТД літака на основі модульного методу, яка представлена на рис. 3. Вона має роздільні канали регулювання напруги та частоти.

Рис. 3. Структурна схема системи запуску ГТД літака на основі модульного методу

На рис. 3 ДШ, ДН, ДС – давачі швидкості, напруги, струму;

СУН, СУЧ – системи управління за напругою і частотою;

РС, РН, РШ – регулятори струму, напруги, швидкості;

ЗІ – задатчик інтенсивності зростання частоти регулювання; ФП – функціональний перетворювач

В схемі, рис. 3, зв'язок між каналами регулювання частоти та напруги забезпечує функціональний перетворювач. Він формує закон управління за напругою залежно від частоти, яка є незалежним параметром. Від нього залежить частота обертання АКД. Таким чином, ФП забезпечує виконання умо-

ви теорему М.П. Костенка ($\gamma = \alpha$) в процесі запуску ГТД з врахуванням параметрів схеми заміщення АКД, рис. 1.

Подальший аналіз параметрів процесу в системі електроприводу ГТД виконано на основі схеми заміщення АКД обмеженої потужності. Її параметри і параметри ланок структурної схеми, рис. 3, наведені в табл. 1.

Таблиця 1

Параметри схеми заміщення АКД і ланок структурної схеми

Електродвигун МТК-52-8				Параметри ланок структурної схеми РКЗЗ			
P_n , кВт	14	L_s , Гн	0,0202	$U_{\alpha 0}$, В	2	K_{pm}	1
M_n , Нм	184	L_r , Гн	0,202	m , В/с	2,5	K_{oc} , Ом	0,05
J , кгм ²	1,375	L_m , Гн	0,0195	T_p , с	26	K_{on}	0,05
U_{fn} , В	220	T_s , с	0,147	K_0	0,47	K_{pc}	1
P_n	1	T_r , с	0,0679	K_{CVy} , Гц/В	1	K_{cyn}	2
r_1 , Ом	0,137	τ_1	$3,37 \cdot 10^{-2}$	P_1 , 1/с	-1,58	K_{kn}	5
r'_2 , Ом	0,297	τ_2	$4,9 \cdot 10^{-2}$	P_2 , 1/с	-3,02	K_{AII}	0,78
X_1 , Ом	0,229	τ	$9,87 \cdot 10^{-2}$	K_{α} , 1/В	0,02		
X'_2 , Ом	0,301	b , Ом	0,144	T_e , с	0,215		
X_0 , Ом	6,13	c , Ом	0,54	T_m , с	1,4		
d	$2,2 \cdot 10^{-2}$	e	1,088	K_{om} , В/рад	0,075		

На виході задатчика інтенсивності з необхідним темпом зростання формується сигнал управління частотою. Він порівнюється з сигналом U_{ω} , який надходить від давача швидкості. Їх різниця поступає на вхід регулятора швидкості, від якого керувочий вплив ($U_{\alpha y}$) надходить до функціонального перетворювача та системи управління частотою.

Вихідний сигнал функціонального перетворювача U_v подається на вхід контуру напруги, якому

підпорядкований контур струму. Сигнал U_γ є функцією незалежного параметра $U_{\alpha\nu}$.

Знайдемо зв'язок між напругою на виході функціонального перетворювача та відносним значенням напруги живлення АКД за результатами аналізу процесів в каналі напруги, тобто $U_{\gamma} = f(\gamma)$.

а) Аналіз процесів в каналі напруги живлення АКД. Його структурна схема представлена на рис. 4.

Рис. 4. Структурна схема каналу напруги живлення АКД

На рис. 4 $G(\alpha, \beta)$ - вхідна провідність схеми заміщення АКД, яка залежить від частоти та ковзання.

Перетворимо структурну схему, рис. 4, для чого перенесемо точку А до точки В. Напруга на вході АІН:

$$U_d = \Delta U_c \cdot K_1, \quad (4)$$

де $K_1 = K_{pc} \cdot K_{сун} \cdot K_{кп}$, $K_{pc}, K_{сун}, K_{кп}$ - коефіцієнти передачі регулятора струму, системи управління напругою, КРП-ПНС відповідно.

$$\Delta U_c = \Delta U_\gamma \cdot K_{pn} + \Delta U_c \cdot K_{2\beta}, \quad \text{де}$$

$$K_{2\beta} = K_{pc} \cdot K_{сун} \cdot K_{кп} \cdot K_{AИH} \cdot K_{\partial c} \cdot G(\alpha, \beta);$$

$K_{\partial c}$ - коефіцієнт передачі давача струму.

$$\text{В результаті маємо: } \Delta U_c = \frac{\Delta U_\gamma \cdot K_{pn}}{1 - K_{2\beta}}.$$

З урахуванням отриманого значення ΔU_c з (4) маємо величину напруги на вході АІН:

$$U_d = \frac{\Delta U_\gamma \cdot K_{pn} \cdot K_1}{1 - K_{2\beta}}, \quad (5)$$

$$\text{де } \Delta U_\gamma = \frac{U_\gamma}{1 + \frac{W_{zc} \cdot K_{pn} \cdot K_{\partial n}}{K_{AИH} \cdot K_{\partial c} \cdot G(\alpha, \beta)}},$$

$K_{\partial n}$ - коефіцієнт передачі давача напруги,

$$W_{\partial c} = \frac{K_1}{1 - K_{2\beta}} - \text{коефіцієнт передачі замкнутого}$$

контуру струму.

Підставимо до (5) значення ΔU_γ і отримаємо:

$$U_d = \frac{K_{pn} \cdot K_1}{1 - K_{2\beta}} \cdot \frac{U_\gamma}{1 + \frac{W_{zc} \cdot K_{pn} \cdot K_{\partial n}}{K_{AИH} \cdot K_{\partial c} \cdot G(\alpha, \beta)}}. \quad (6)$$

З рис. 4 видно, що $U_d = \frac{U_n \cdot \gamma}{K_{AИH}}$. В результаті

його порівняння з (6) маємо:

$$U_\gamma = \frac{U_n \gamma (1 - K_{2\beta}) \cdot K_{AИH} \cdot K_{\partial c} \cdot G(\alpha, \beta)}{K_{AИH} \cdot K_{pn} \cdot K_1 (K_{AИH} \cdot K_{\partial c} \cdot G(\alpha, \beta) + W_{zc} \cdot K_{pn} \cdot K_{\partial n})}. \quad (7)$$

Величини параметрів коефіцієнтів передачі ланок системи, рис. 4, наведені в табл. 1. Вираз (7) встановлює зв'язок між відносним значенням напруги

на вході схеми заміщення АКД та сигналом U_γ з виходу функціонального перетворювача, тобто $U_\gamma = f(\gamma)$. В свою чергу, відносне значення напруги γ є функцією незалежного параметра α . Зв'язок між ними залежить від параметрів схеми заміщення АКД, що відображає залежність (1), яка отримана для випадку вентиляторного навантаження. З урахуванням параметрів схеми заміщення АКД, які наведені в табл. 1, розрахована залежність $\gamma = f(\alpha)$, а також залежність вхідної провідності схеми заміщення АКД від відносної частоти та абсолютного ковзання. Результати розрахунку наведені в табл. 2. В процесі запуску ГТД частота напруги на виході АІН зростає поступово, що призводить до поступової зміни (зменшення) абсолютного ковзання β , від якого залежить і коефіцієнт передачі $K_{2\beta}$. З урахуванням цих змін і параметрів ланок каналу стабілізації напруги, рис. 4, за формулою (7) розрахована залежність напруги U_γ на його вході від відносної частоти. Результати також наведені в табл. 2.

Таблиця 2

Результати розрахунків

α	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
$\gamma +$	0,3	0,42	0,61	0,805	0,996
$\gamma -$	0,12	0,44	0,62	0,808	1,0
γ_0	0,21	0,43	0,615	0,806	1
$G(\alpha, \beta)$	4	2,44	1,44	0,674	0,31
β	0,78	0,6	0,4	0,2	0,078
$K_{2\beta}$	0,76	0,478	0,28	0,131	0,06
$U_\gamma, \text{В}$	3	10	17	26	34
$t, \text{с}$	0	5	10	15	26
$U_{\alpha\gamma}(t), \text{В}$	3,75	12,25	20,8	29,25	50
$\alpha(t)$	0,075	0,245	0,415	0,58	1

б) Аналіз процесів в каналі регулювання частоти.

Структурна схема каналу регулювання частоти представлена на рис. 5.

Рис. 5. Структурна схема каналу регулювання частоти

На рис. 5 $K_{yc} = 1$ - коефіцієнт передачі АІН при управлінні за частотою; $K_{pш}$, $K_{суч}$, $K_{дш}$ - коефіцієнти передачі регулятора швидкості, системи управління за частотою, давача швидкості, значення яких наведені в табл. 1; P_n - кількість полюсів АКД.

На виході задатчика інтенсивності (ЗІ) формується регульоване значення незалежного параметру (частоти) у вигляді напруги: $U_\alpha = \frac{\alpha}{K_\alpha}$, де K_α - коефіцієнт відповідності між відносною частотою і вихідною напругою задатчика інтенсивності з розмірністю $1/B$. Для відповідних значень $\alpha = U_\alpha \cdot K_\alpha$ у функціональному перетворювачі за програмою, яка реалізує залежність (1), обчислюються відносні значення напруги живлення електродвигуна (γ) та по (7) - абсолютні значення напруги на вході каналу регулювання напруги (U_γ).

Знайдемо зв'язок між незалежним параметром U_α та напругою на вході системи управління АІН за частотою, тобто $U_{\alpha\gamma} = f(U_\alpha)$ для каналу регулювання частоти АКД, передатна функція якого:

$$K_d(p) = \frac{1}{p^2 T_M T_e + p T_M + 1}, \quad (8)$$

де $T_M = \frac{J \cdot \omega_{1H}}{K_H}$; $K_H = \frac{M_H}{\beta'_H}$; M_H - номінальний момент; β'_H - абсолютне ковзання при номінальному навантаженні. Значення K_H знаходять з урахуванням тільки основних гармонік напруги та струму; J - момент інерції системи запуску, отриманий в результаті приведення її махових мас до валу електродвигуна; $T_e = T_s + T_r$ - електрична постійна, де $T_s = \frac{L_s}{r_1}$, $T_r = \frac{L_r}{r'_2}$, $L_s = L_m + L_1$, $L_r = L_m + L'_2$ - повні індуктивності статора (s) і ротора (r); L_1 - індуктивність розсіювання статора, L'_2 - приведена до статору індуктивність розсіювання ротора, L_m - індуктивність намагнічування.

З рис. 5 маємо: $U_{\alpha\gamma}(p) = \Delta U_\omega(p) \cdot K_{pш}$,
 $\Delta U_\omega(p) = U_\alpha(p) - U_\omega(p)$,
 де $U_\omega(p) = \Delta U_\omega(p) \cdot K_\omega(p)$,
 а $K_\omega(p) = K_0 \cdot K_d(p)$,

$$K_0 = K_{pш} \cdot K_{суч} \cdot K_{yc} \cdot \frac{2\pi}{P_n} \cdot K_{дш}.$$

З наведених залежностей маємо:

$$\Delta U_\omega(p) = \frac{U_\alpha(p)}{1 + K_\omega(p)}, \quad U_{\alpha\gamma}(p) = \frac{U_\alpha(p) \cdot K_{pш}}{1 + K_\omega(p)} -$$

зображення напруги, яка регулює частоту напруги

живлення електродвигуна у відповідності з сигналом, що надходить від задатчика інтенсивності.

Закон зміни частоти, який формується на виході функціонального перетворювача, звичайно задається лінійною часовою функцією з тангенсом кута нахилу m та початковим стрибком, тобто:

$$U_{\alpha\gamma}(t) = U_{\alpha_0} + mt. \quad (9)$$

$$\text{Його зображення } U_\alpha(p) = \frac{U_{\alpha_0}(p)}{p} + \frac{m}{p^2}, \text{ тому}$$

зображення сигналу, який управляє системою АІН:

$$U_{\alpha\gamma}(p) = \left(\frac{U_{\alpha_0}}{p} + \frac{m}{p^2} \right) \frac{K_{pш}}{1 + K_\omega(p)}.$$

З урахуванням (8) маємо:

$$U_{\alpha\gamma}(p) = K_{pш} \left(\frac{U_{\alpha_0}}{p} + \frac{m}{p^2} \right) \frac{p^2 + a_1 p + a_0}{p^2 + a_1 p + b_0}, \quad (10)$$

$$\text{де } a_1 = \frac{1}{T_e}, \quad a_0 = \frac{1}{T_M T_e}, \quad b_0 = \frac{1 + K_0}{T_M T_e}.$$

Оригінал (10) - напруги на вході системи управління за частотою - згідно з теоремою розкладання:

$$U_{\alpha\gamma}(t) = K_{pш} \left\{ U_{\alpha_0} \left[A'_0 + A'_1 e^{P_1 t} + A'_2 e^{P_2 t} \right] + m \left[A''_0 + A''_1 e^{P_1 t} + A''_2 e^{P_2 t} \right] \right\},$$

$$\text{де } A'_0 = \frac{1}{1 + K_0}, \quad A''_0 = \frac{t}{1 + K_0}, \quad A''_1 = \frac{K_0 T_M}{(1 + K_0)^2},$$

$$A'_{1(2)} = \frac{p_{1(2)}^2 + a_1 p_{1(2)} + a_0}{(p_{1(2)} - p_{2(1)}) p_{1(2)}},$$

$$A''_{1(2)} = \frac{p_{1(2)}^2 + a_1 p_{1(2)} + a_0}{(p_{1(2)} - p_{2(1)}) p_{1(2)}^2}.$$

В результаті перетворень отримано, що

$$U_{\alpha\gamma}(t) = K_{pш} \cdot$$

$$\left[M(\alpha_0, t) + U_{\alpha_0} \sum_{k=1}^2 A'_k e^{P_k t} + m \sum_{k=1}^2 A''_k e^{P_k t} \right], \quad (11)$$

$$\text{де } M(\alpha_0, t) = \frac{U_{\alpha_0} (1 + K_0) + m \left[t(1 + K_0) + K_0 T_M \right]}{(1 + K_0)^2}.$$

З (11) видно, що сигнал $U_{\alpha\gamma}(t)$, який подається на вхід системи управління АІН, залежить як від параметрів сигналу (9), який формує задатчик інтенсивності, так і від сигналу зворотного зв'язку U_ω . Закон зміни відносної частоти на виході АІН представляє собою нелінійну функцію, яка залежить від характеру перехідного процесу на виході електродвигуна:

$$\gamma'(t) = \gamma_{суч} \cdot K_{yc} \cdot U_{\alpha\gamma}(t) \cdot K_\alpha. \quad (12)$$

В подальшому будемо розглядати варіант аперіодичного перехідного процесу. Час виведення електродвигуна на номінальну частоту обертання (час розгону - T_p) в промисловому електроприводі в $2\div 3$ рази перебільшує час прямого пуску ($t_{n.n.}$), тобто $T_p = (2\div 3)t_{n.n.}$, де час прямого пуску дорівнює часу запуску АКД при номінальних значеннях частоти та напруги. В системі запуску ГТД літака час розгону задає відповідна програма, яка враховує час виведення двигуна на режим малого газу під час запуску. В подальших розрахунках приймемо

$$K_\alpha = \frac{1}{M(\alpha, T_p)} \text{ для номінального значення віднос-$$

ної частоти $\alpha = 1$ в момент $t = T_p$, що відповідає сталому режиму.

По (12) з урахуванням (11) для відповідних часових значень сигналу (9), який формує за датчик інтенсивності, розраховані значення $U_{\alpha y}(t)$ - сигналу, який керує частотою АІН. Результати розрахунку надані в табл. 2, вони дозволяють встановити зв'язок між каналами регулювання частоти та напруги. Цей зв'язок забезпечує функціональний перетворювач. На його вхід надходить сигнал $U_\alpha(t)$, який подається і на вхід каналу регулювання частоти. На виході функціонального перетворювача формується сигнал U_γ - завдання для каналу регулювання напруги. Зв'язок між відповідними параметрами, що регулюються в системі запуску, відображають залежності (7; 11). Таким чином, функціональний перетворювач підтримує зв'язок між каналами регулювання частоти та напруги, що дозволяє забезпечити виконання умови теореми М.П. Костенка про оптимальне співвідношення між динамічними та енергетичними характеристиками АКД при частотному запуску. Результати розрахунку залежностей (1; 7; 11), що наведені в табл. 1–2, свідчать про виконання цієї умови для конкретних значень параметрів структурної схеми системи запуску ГТД військово-

транспортного літака. “Інформаційну” складову цієї системи (задатчик інтенсивності, функціональний перетворювач, система управління АІН з синусоїдальною ШІМ, система управління КРП-ПНС, регулятори каналів частоти та напруги) можна реалізувати на основі контролера, що програмується. Тут не виникає необхідності у використанні високопродуктивних сигнальних мікропроцесорів чи прогнаних логічних інтегральних схем, як в електроприводах змінного струму з векторним управлінням. Для задачі, яка вирішувалася, модульний метод управління, порівняно з векторним, забезпечує більш простий, а отже, і надійніший варіант апаратної та програмної реалізації “інформаційної” складової системи запуску ГТД літака.

Висновки

1. Систему запуску ГТД військово-транспортного літака доцільно виконувати на основі асинхронного електродвигуна з модульним принципом частотного управління, з урахуванням вентиляторного характеру навантаження та специфіки процесу розкрутки ротора турбокомпресора до виходу ГТД на режим малого газу.

2. Для зменшення негативного впливу пускового струму на механічну характеристику та переважувальну здатність АКД напругу його живлення треба стабілізувати за рахунок включення відповідного зворотного зв'язку.

3. Отримані результати аналізу процесів в каналах регулювання частоти та напруги дозволяють за допомогою функціонального перетворювача виконати умову теореми М.П. Костенка про оптимальне співвідношення між динамічними та енергетичними характеристиками АКД в системі запуску ГТД літака. Про виконання цієї умови ($\gamma = \alpha$) свідчать результати розрахунків, наведених в табл. 1–2.

4. Отримані наукові результати можуть бути використані при удосконаленні систем запуску ГТД військово-транспортних літаків в процесі їх модернізації.

Список літератури

1. Денисов А.И. Совершенствование системы бортового электропитания и запуска газотурбинных двигателей вертолетов / А.И. Денисов, Е.А. Бурсала, К.В. Башинский // Системи озброєння і військова техніка. – 2016. – № 4(48). – С. 10-15.
2. Денисов А.И. Концепция процесса повышения энергетической эффективности систем запуска военнотранспортного самолета / А.И. Денисов, Е.А. Бурсала // Системи озброєння і військова техніка. – 2016. – № 1(45). – С. 144-149.
3. Сорокин Д.М. Шляхи удосконалення електричної системи запуску авіаційних двигунів при модернізації літаків військово-транспортної авіації / Д.М. Сорокин, І.В. Заріцький // Збірник наукових праць Державного науково-дослідного інституту авіації. – Київ, 2014. - № 10(17). - С. 131-136.
4. Busca C. Open loop low speed control for PMSM in high dynamic application / Cristian Busca. – Aalborg, Denmark: Aalborg University. – 2010. – P. 87-93.
5. Bial A. Scalar (u/f) control of 3-phase induction motor / Akin Bial, George Nishant // Application Report Sprabo Q8. – Dallas, USA, Texas Instruments. – 2011. – Vol. 5. – P.63-68.

6. Коротков М.Ф. Модульное управление асинхронным двигателем / М.Ф. Коротков, А.Н. Пахомов, А.А. Федоренко // Известия Томского политехнического университета. – 2014. – С. 152-155.
7. Analysis of parametric sensitivity and structural optimization on of model control systems with state controllers / A. Anisimov, D. Kotov, S. Taraskin, V. Tyutikov // Journal of Computer Control Systems Science International. – 2011. – Vol. 50, No. 5 – P. 698-713.
8. High-Performance / Marian P. Kazmierkowski, Leopold T. Franguelo, Jose Rodriguez, Marselo A. Perez, Jose I. Leon // IEEE Industrial Electronics Magazine. – Sept. 2015. – Vol. 5, No. 3 – P. 6-26.
9. Electric motor efficiency depends upon power factor. Part 1, 2, Richard Newely [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.industrial control designline.com>.
10. Botan Electric / Как правильно выбрать метод управления преобразователя частоты? 2016. – [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://elenergi.ru>.
11. Волков И.В. Электроприводы со стабилизированным током в силовых цепях / И.В. Волков, В.Н. Исаков. – М.: Радио и связь, 1991. – 216 с.
12. Сандлер А.С. Автоматическое управление асинхронными двигателями / А.С. Сандлер, Р.С. Сарбатов. – М.: Энергия, 1974. – 328 с.

Надійшла до редколегії 12.08.2020

Схвалена до друку 15.09.2020

Відомості про авторів:

Башинський Володимир Георгійович

доктор технічних наук старший науковий співробітник
начальник Державного науково-дослідного інституту
випробувань і сертифікації озброєння
та військової техніки,
Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0003-0966-5714>

Денисов Олександр Іванович

доктор технічних наук професор
провідний науковий співробітник Державного
науково-дослідного інституту випробувань
і сертифікації озброєння та військової техніки,
Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0001-8357-2378>

Бурсала Олена Олександрівна

старший науковий співробітник
Державного науково-дослідного інституту випробувань
і сертифікації озброєння та військової техніки,
Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-1829-1980>

Information about the authors:

Volodymyr Bashinskyi

Doctor of Technical Sciences Senior Research
Chief of State Research Institute
for Testing and Certification
of Arms and Military Equipment,
Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0003-0966-5714>

Alexander Denisov

Doctor of Technical Sciences Professor
Lead Research
of State Research Institute for Testing
and Certification of Arms and Military Equipment,
Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0001-8357-2378>

Olena Bursala

Senior Research Associate
of State Research Institute for Testing
and Certification of Arms and Military Equipment,
Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-1829-1980>

ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ДЛЯ СИСТЕМЫ ЗАПУСКА ГАЗОТУРБИННОГО ДВИГАТЕЛЯ ВОЕННО-ТРАНСПОРТНОГО САМОЛЁТА

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

С учетом специфики режима запуска военно-транспортного самолета предложено его стартер-генератор выполнять на основе асинхронного двигателя переменного тока с модульным принципом регулирования частоты вращения. Предложенная система управления имеет каналы регулирования частоты и напряжения питания электродвигателя. Это позволяет достигнуть оптимального соотношения между динамическими и энергетическими характеристиками электропривода. В результате анализа процессов в замкнутых контурах напряжения и частоты найдены условия, которые при помощи функционального преобразователя позволяют поддерживать равенство между относительными значениями частоты и напряжения при постоянном моменте нагрузки, что обеспечивает минимальные потери мощности в электродвигателе.

Ключевые слова: модульный метод, относительная частота и напряжение, функциональный преобразователь, частотное регулирование, асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором, погрешность регулирования.

**ELECTRIC DRIVE FREQUENCY-CONTROLLED FOR GAS TURBINE ENGINE STARTING SYSTEM
OF A MILITARY TRANSPORT AIRCRAFT**

V. Bashinskyi, A. Denisov, O. Bursala

The paper substantiates the principle of solving an urgent problem, which is associated with the creation of systems for starting aircraft engines for military transport aviation with an optimal combination of energy and dynamic characteristics. The reasons and structure of power losses in the power units of such systems are analyzed - the generator of an additional power plant, a rectifier, a quasi-resonant pulse converter, an autonomous voltage inverter, an asynchronous electric motor. Methods are proposed for their reduction by using quasi-resonant switches based on modern power semiconductor devices with low forward resistance and high switching frequency. It is proposed to supply the asynchronous electric motor from an autonomous inverter with pulse-width modulation according to a sinusoidal law. To eliminate the influence of the closed-loop system error on the modulation law, an amplitude method for regulating the output voltage of an autonomous inverter is proposed. The conditions for achieving the optimal ratio between the energy and dynamic characteristics of the system are obtained on the basis of a comparative analysis of the methods of frequency-current control of AC motors - vector and modular. For the launch system of a military transport aircraft, which has a fan-like load and does not differ in increased requirements for the range and accuracy of speed control, the simplest and most reliable solution is the use of a modular control method, which is based on the well-known theorem of M. Kostenko. A structural diagram of an aircraft engine starting system with two control channels - in frequency and in voltage - is proposed. The connection between them is carried out by means of a functional converter with a frequency rise intensity generator. The voltage channel is made on the basis of a quasi-resonant switched at zero current pulse voltage converter. It contains negative voltage feedback to stabilize and regulate the voltage at the input of a stand-alone inverter, as well as a slave current loop with weak positive feedback to stabilize the magnetic flux of the electric motor at low frequencies. For the given parameters of the equivalent circuit of the asynchronous electric motor, the calculation of the processes in the frequency and voltage control channels is performed. Dependences are obtained between the output voltage of the functional converter and the relative supply voltage of the electric motor, as well as between the independent parameter (frequency relative) and the voltage at the input of the autonomous inverter control system from the condition of ensuring equality between the relative values of the frequency and supply voltage of the electric motor during start-up. The results of the calculations performed confirmed the fulfillment of the modular method condition for ensuring the optimal ratio between the energy and dynamic characteristics in the aircraft engine starting system. The results of this work are recommended to be used in the process of modernizing the launch of military transport aircraft.

Keywords: modular method, relative values of the frequency and supply voltage, functional converter, frequency-current control, asynchronous electric squirrel cage motor, regulation error.