

О.І. Денисов¹, О.Л. Бурсала¹, О.О. Бурсала¹, О.Л. Шаповалов¹, К.В. Башинський²

¹ Державний науково-дослідний інститут випробувань і сертифікації озброєння та військової техніки, Чернігів

² Представництво замовника Міністерства оборони України, Чернігів

СИСТЕМА ЗАПУСКУ ДВИГУНА ВЕРТОЛЬОТА З ЦИФРОВИМ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНИМ МОДУЛЯТОРОМ НАПРУГИ ЖИВЛЕННЯ БЕЗКОЛЕКТОРНОГО ДВИГУНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Розроблено систему запуску газотурбінного двигуна (ГТД) вертольота, в якій управління комутатором безколекторного двигуна постійного струму (БДПС) здійснюється за допомогою цифрового блоку з синусоїдальним законом широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). В результаті знижуються амплітуди вищих гармонік в напрузі живлення БДПС і з системи запуску виключається дискретна силова ланка, що регулює постійну напругу на вході комутатора, що покращує ККД і знижує електромагнітні перешкоди. Отримана передавальна функція комутатора БДПС, система управління якого реалізує закон синусоїдальної ШІМ. У ній, на відміну від відомих уявлень, врахована дискретність системи в широкому діапазоні регулювання. Запропоновано рекомендації з налаштування регулятора системи на кінцеву тривалість процесу запуску ГТД.

Ключові слова: безколекторний двигун постійного струму, широтно-імпульсний модулятор, передавальна функція, цифровий регулятор, постійний запам'ятовуючий пристрій, оптимізація.

Вступ

Постановка проблеми. На даний час накопичено величезний досвід застосування безколекторних двигунів постійного струму (БДПС) у промисловому електроприводі, в ракетній і авіаційній техніці. Разом з тим, в системах запуску ГТД вертольотів продовжують використовувати колекторні двигуни постійного струму з пусковими опорами або ж з широтно-імпульсними перетворювачами [1]. Недоліки таких систем обговорені в [2], що дозволило поставити проблему їх удосконалення з метою підвищення енергоефективності, зниження електромагнітних перешкод і масогабаритних характеристик. Її рішення, як показано в [2], можливе на основі застосування в системах запуску ГТД вертольотів безколекторних двигунів постійного струму, керованих за допомогою квазірезонансних імпульсних перетворювачів, що переключаються при нульовому струмі (КРІП-ПНС).

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Конструктивні особливості БДПС, пов'язані з наявністю ротору-магніту, комутатора і обмеженої кількості обмоток статора, впливають на пускові режими і динамічні характеристики електроприводу, що потребує проведення їх досліджень з урахуванням специфіки галузей застосування. Окремі результати таких досліджень наведені в ряді відомих публікацій. Пускові режими приводу ГТД за посередництвом вбудованої вентиляльної електричної машини, призначеної для роботи в режимі турбогенератора,

досліджені в [3]. Засоби зниження впливу пульсацій вихідної напруги комутатора на пульсації моменту БДПС запропоновані в роботах [4–5].

Дослідження режиму розмагнічування ротора БДПС під впливом пульсуючих струмів в обмотках статора виконано в [6] з метою зниження вібрацій поршневого компресора під час пуску.

Пускові режими операційних систем і верстатів, що приводяться до дії за посередництвом вентиляльних електричних машин, досліджені в роботах [7–8].

В [2] запропоновано здійснювати управління БДПС посередництвом КРІП-ПНС, які знайшли широке застосування в коректорах коефіцієнту потужності [9], а також в якості проміжних ланок постійного струму автономних інверторів напруги, що дозволило забезпечити енергоефективні режими комутації в процесі частотного регулювання навантажень змінного струму [11–12].

Метою даної роботи є подальше підвищення енергоефективності і зниження масогабаритних показників системи запуску ГТД, запропонованої в [2]. Задана мета досягається, якщо для управління швидкістю БДПС використовувати комутатор з синусоїдальним законом широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) напруги на виході. При цьому знижуються втрати потужності за рахунок виключення з системи КРІП-ПНС і застосування закону синусоїдальної ШІМ для управління комутатором БДПС, що призводить до мінімізації вищих гармонік в його напрузі на виході.

Виклад основного матеріалу

1. Порядок роботи схеми

Структурна схема системи запуску ГТД представлена на рис. 1. Роботою комутатора (К) безколекторного двигуна постійного струму (БДПС) керує цифровий широтно-імпульсний модулятор (ШИМ), формувач імпульсів, тривалості яких на інтервалах провідності транзисторів комутатора модулюються за синусоїдальним законом. Комутатор являє собою трьохфазний мостовий автономний інвертор напруги. Модуляція ширини імпульсів, що запускають транзистори комутатора за синусоїдальним законом, дозволяє забезпечити максимальний рівень основної гармоніки і звести до мінімуму амплітуди вищих гармонік, що підвищує к.к.д. системи і мінімізує електромагнітні перешкоди. Управління транзисторами комутатора, живлення якого здійснюється від акумуляторної батареї (АБ), відбувається від блоку ШИМ, принципову електричну схему якого наведено на рис. 2. Блок ШИМ має два входи управління: установочний – 2, тактовий – 1. Його запуск здійснюється тактовими імпульсами, що подаються від дільника частоти (ДЧ), вхід якого підключено до виходу задаючого генератора (ЗГ), рис. 1. Імпульс для запуску надходить на тактовий вхід 1 лічильника СЧ1, рис. 2, через схему “ИЛИ” і схему збігу “U1”, на другий вхід якої подається дозвільний сигнал з виходу тригера Тг, рис. 1.

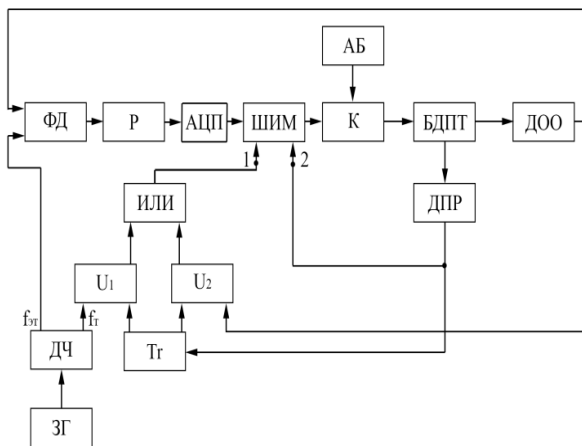


Рис. 1. Структурна схема запуску газотурбінного двигуна вертольота з безколекторним двигуном постійного струму і блоком синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції

На рис. 1: БДПТ – безколекторний двигун постійного струму, ДПР – датчик положення ротора, ШИМ – широтно-імпульсний модулятор, АБ – акумуляторна батарея, ДОО – датчик одного оберту, Р – регулятор, ФД – фазовий дискримінатор, ИЛИ – схема “ИЛИ”, U_1 , U_2 – схеми збігів, Тг – тригер, ЗГ – задаючий генератор, ДЧ – дільник частоти, $f_{тр}$, f_t – еталонна і тактові частоти.

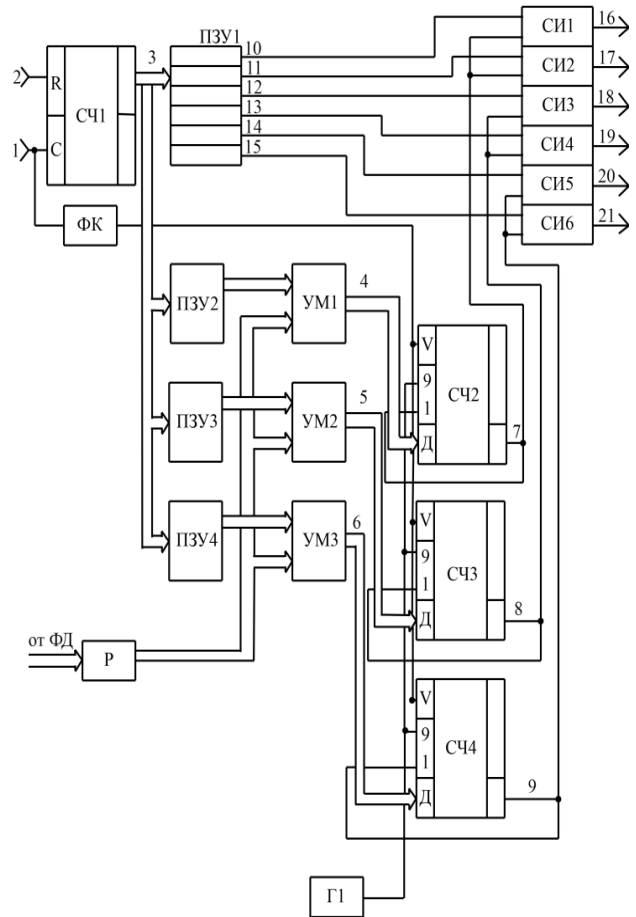


Рис. 2. Електрична принципова схема широтно-імпульсного модулятора

На рис. 2: 1 – тактовий вхід лічильника СЧ1; 2 – установочний вхід лічильника СЧ1; ФК – формувач коротких імпульсів, що дозволяють запис лічильниками СЧ2 –СЧ4 добутків сигналу глибини модуляції і дискретних значень синусоїдальних функцій; УМ1–УМ3 – схеми множення; ПЗУ1 – постійно запам’ятовуючий пристрій, в якому зберігаються шість значень інтервалів провідності транзисторів комутатора зі здвигом 60° на періоді його роботи; ПЗУ2–ПЗУ4 – постійні запам’ятовуючі пристрої, що зберігають дискретні значення синусоїдальних законів модуляції управляючих імпульсів транзисторів комутатора для трьох його фаз; Г1 – генератор імпульсів, що зводить до нуля значення лічильників СЧ2–СЧ4; Р – регулятор; СИ1 – СИ6 – схеми збігів, що управляють драйверами силових транзисторів комутатора БДПС.

На етапі запуску вихідні імпульси ШИМ, що керують роботою транзисторів комутатора, формуються с низькою частотою. БДПС розгортається повільно – йде вибірка люфту. При цьому на виході датчика положення ротору (ДПР), рис. 1, з’являються імпульси, що слідують з інтервалом 60° в межах одного оберту. Передній фронт першого імпульсу від ДПР переключає тригер Тг, що призво-

дить до замкнення схеми збігів “U₁” та відкриттю схеми збігів “U₂”, рис. 1, тому на тактовий вхід 1 лічильника СЧ1, рис. 2, через схему “ИЛИ” поступають імпульси від датчика одного оберту ДОО. Їх частота встановлюється до значення еталонної частоти ($f_{эм}$), що подається від другого виходу дільника частоти на перший вхід фазового дискримінатора ФД, рис. 1. На його другий вхід поступають імпульси від ДОО. Процес встановлюється, коли фазова неузгодженість імпульсів еталонної частоти та імпульсів від ДОО дорівнюватиме нулю.

Формування імпульсів управління комутатором БДПС відбувається в наступній послідовності. При поданні сигналу від ДПР на установчий вхід 2 лічильника СЧ1, рис. 2, він встановлюється в нульове положення. Цей лічильник лічить інтервали, на які розбито період імпульсів управління транзисторами комутатора. Виходи розрядів лічильника СЧ1 поєднані з адресними входами чотирьох постійних запам’ятовуючих пристроїв (ПЗУ). В ПЗУ1 записано шість тривалостей запускаючих імпульсів транзисторів комутатора з відповідними часовими зсувами в межах періоду його роботи. Ці імпульси визначають інтервали провідності транзисторів комутатора. В ПЗУ2 ÷ ПЗУ4 відповідно до величини кута повороту валу двигуна записані дискретні значення синусоїдальних функцій, які визначають закон модуляції ширини імпульсів управління транзисторами комутатора. Їх значення, записані до i -го осередку ПЗУ, округлюються до цілого числа, яке обчислюється за формулою:

$$N_i = k - \frac{\sin \frac{\pi}{2n}}{\frac{\pi}{2n}} \left\{ \sin \left[-\frac{\pi}{2n} (2i-1) \right] \right\},$$

де i – номер осередку пам’яті ПЗУ або номер поточного значення числа в лічильнику СЧ1, рис. 2;

k – коефіцієнт пропорційності, що визначається розрядністю ПЗУ;

$2n$ – число інтервалів за період, яке кратне числу фазних обмоток двигуна.

Імпульс, що поступає на тактовий вхід 1 лічильника СЧ1, рис. 2, змінює його число на одиницю і через формувач коротких імпульсів (ФК) дає дозвіл лічильникам СЧ2–СЧ4 на запис добутків сигналу глибини модуляції і дискретних значень синусоїдальних функцій для конкретного часового інтервалу. Сигнал глибини модуляції формується на виході цифрового регулятора Р, на вхід якого поступає цифровий код від аналого-цифрового перетворювача, підключеного до виходу ФД, що реєструє фазову неузгодженість між еталонною частотою і частотою з виходу датчика одного оберту. Добутки сигналів глибини модуляції і дискретних значень синусоїдальних функцій обчислюють блоки множення (УМ1 ÷ УМ3). На їх об’єднані другі входи поступає код

від АЦП регулятора Р, рис. 2, а на перші входи – сигнали з виходів ПЗУ2÷ПЗУ4, адресні входи яких підключені до виходу лічильника СЧ1. Виходи 4÷6 блоків множення підключені до інформаційних входів лічильників СЧ2–СЧ4, а їх установочні входи – до формувача коротких імпульсів ФК, на вхід якого надходять тактові імпульси. На входи віднімаючих лічильників СЧ2–СЧ4 подаються імпульси від генератора Г1, які зчитують записані в них числа до повного обнуління.

В процесі зчитування робота лічильників СЧ2–СЧ4 блокується їх вихідними імпульсами до моменту надходження чергового імпульсу на їх установчі входи від формувача коротких імпульсів ФК.

Виходи дешифрування нульового стану лічильників СЧ2–СЧ4 підключені до других об’єднаних входів схем збігів СИ1–СИ6, перші входи яких з’єднані з виходами (10–15) ПЗУ1. На виходах схем збігів СИ1–СИ6 формуються сукупності високочастотних імпульсів, тривалості яких на інтервалі провідності транзисторів змінюються за синусоїдальним законом.

Ці імпульси (16–21) поступають на входи драйверів, які управляють транзисторами комутатора. Форми сигналів на виході окремих елементів схеми ШІМ наведені на рис. 3. Комутатор безколекторного двигуна постійного струму в системі запуску ГТД вертольоту виконано за схемою трьохфазного автономного інвертора напруги (АІН). Як зазначено вище, управління транзисторами комутатора на інтервалі їх провідності за посередництвом сукупності імпульсів, модульованих за тривалістю відповідно до закону синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції, дозволяє підвищити к.к.д. системи запуску. Однак, при цьому слід враховувати таку обставину, що під час перехідного процесу сигнал зворотного зв’язку негативно впливатиме на закон синусоїдальної ШІМ, що потребує включення до системи управління комутатора додаткового коригуючого блоку, що забезпечуватиме інваріантність закону модуляції до сигналу зворотного зв’язку. Схему ШІМ, рис. 2, можна виконати на однокристальній ЕОМ або на спеціалізованому однокристальному контролері. Її реалізація можлива і на основі програмованої логічної інтегральної схеми (ПЛІС) з зовнішньою мікросхемою завантаження (FDGA). ПЛІС може мати енергонезалежну пам’ять, розподілену по кристалу (CPLD). Запропонована реалізація схеми ШІМ на дискретних логічних елементах середнього ступеню інтеграції виправдана специфікою бойового застосування вертольота, коли необхідно забезпечити його роботу в умовах підвищеного іонізуючого випромінювання, електромагнітних завад, коливань температури в діапазоні (-60°C÷85°C). Важливою вимогою є забезпечення оперативної діагностики і швидкого усунення мож-

ливих порушень роботи схеми управління запуском ГТД вертольота. Остаточне ж рішення відносно елементної бази може бути прийнято з урахуванням конкретних умов застосування вертольота.

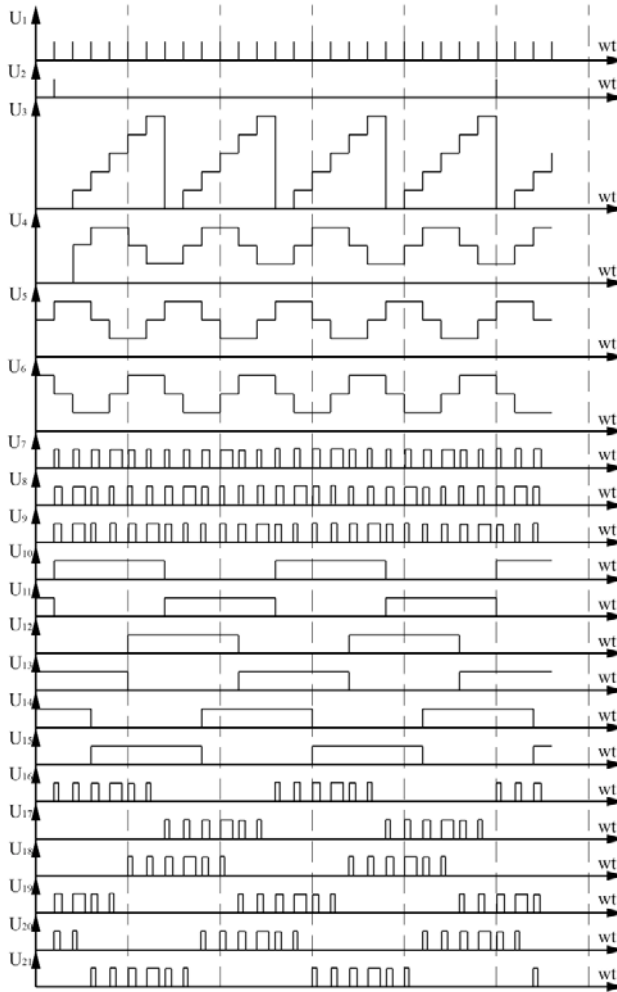


Рис. 3. Часові діаграми імпульсів, сформованих широтно-імпульсним модулятором

На рис. 3: U_1 – на тактовому вході лічильника СЧ1; U_2 – на установочному вході лічильника СЧ1; U_3 – на вході лічильника СЧ1; U_4 – U_6 – на виході лічильників СЧ2–СЧ4; U_7 – U_9 – на виході лічильників СЧ2–СЧ4; U_{10} – U_{15} – на виходах ПЗУ1; U_{16} – U_{21} – на вході драйверів, управляючих транзисторами комутатора.

2. Оптимізація за швидкодією системи запуску ГТД вертольота з цифровим блоком ШІМ

Система запуску ГТД вертольота, рис. 1, одноконтурна, як і аналогічна схема, оптимізацію якої за швидкодією виконано в [2]. Ці схеми відрізняються між собою способом регулювання напруги на обмотках БДПС. В схемі рис. 1 управління швидкодією БДПС здійснюється за допомогою ШІМ вихідної напруги комутатора, а в схемі, наведеній в [2], – за

посередництвом квазірезонансного імпульсного перетворювача, що переключється при нульовому струмі (КРІП-ПНС), який підключено до входу комутатора – амплітудний метод регулювання.

Для оптимізації за швидкодією схеми, рис. 1, необхідно знайти передавальну функцію автономного інвертора напруги (комутатора) синусоїдальним законом ШІМ, яка, згідно з [4], являється вектором, отриманим в результаті перемноження транспонованої матриці можливих станів і вектору функцій Уолша в операторній формі запису, тобто:

$$[K(p)]_{A1H} = [MBC]^T [L(Wali, \bar{t})],$$

де i – частковість (секвента) відповідної функції Уолша; $\bar{t} = \frac{t}{T}$ – відносний час, T – період вихідної напруги комутатора.

Елементи матриці можливих станів відображають собою закономірності зміни амплітуд функцій Уолша або ж їх коефіцієнтів підсилення в процесі ШІМ [4]. Її порядок визначається порядком матриці Уолша $m=2^N$ (двійково раціональне число).

Рядки матриці можливих станів, як показано в [4], містять закономірності змінювання в процесі ШІМ коефіцієнтів підсилення амплітуд функцій Уолша, які надають у вигляді матриць $[W]_m$ -го порядку $m=2^N$, де:

$$N = \log_2 \left[-\frac{T}{\tau_H \frac{1-\Delta}{1+\Delta}} \right],$$

де τ_H – постійна навантаження, що визначається частотою зрізу системи запуску ГТД;

Δ – відносна похибка;

T – період вихідної напруги комутатора.

Матриця можливих станів амплітуд функцій Уолша в процесі ШІМ:

$$[MBC]_m^A = \frac{1}{2^N} [S]_m [W]_m,$$

де $[S]_m$ – матриця середніх значень вихідної напруги комутатора на одиничному періоді для m значень управляючої координати;

$[W]_m$ – матриця Уолша.

Із ММС амплітуд функцій Уолша можливо отримати ММС коефіцієнтів їх підсилення.

Порядок отримання матриці $[S]_m$ для аналогової синусоїдальної ШІМ наведено в [4], де тривалості модульованих імпульсів, що управляють транзисторами комутатора, визначалися за результатами рішення трансцендентних рівнянь на відповідних періодах опорної напруги.

В цифровій схемі ШІМ аналогічний результат отримують за результатами перемноження коду з виходу регулятора і кодів, записаних в чарунках

ПЗУ2–ПЗУ4. При теоретичному розрахунку результати отриманих добутків дозволяють обчислити елементи матриці $[S]_m$ для m значень управляючої координати. Для цього необхідно використовувати аналогові значення відповідних кодових посилення, що призводитиме до деякої відмінності матриць $[S]_m$ для аналогового і цифрового варіантів реалізації блоку синусоїдальної ШІМ. Для отримання матричного добутку (1) оберемо матрицю Уолша (2), що має порядок $m=8$, і в якій функції Уолша впорядковані за частковістю (секвентою)

$$[W_m] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{matrix} Wal\ 0,\bar{t} \\ Sal\ 0,\bar{t} \\ Cal\ 0,\bar{t} \\ Sal\ 2,\bar{t} \\ Cal\ 2,\bar{t} \\ Sal\ 3,\bar{t} \\ Cal\ 3,\bar{t} \\ Sal\ 4,\bar{t} \end{matrix} \quad (2)$$

Матрицю $[S]_m$ знайдемо відповідно з методикою [4], для чого одиничний період вихідної напруги комутатора розділимо на m інтервалів тривалістю $\Delta\bar{t} = \frac{1}{m}$ і обчислимо його середні значення для m

можливих значень управляючої координати на кожному інтервалі $\Delta\bar{t}$. Відносний діапазон зміни управляючої координати (вихід регулятора) приймаємо за одиницю, що визначає $\frac{1}{m}$ його можливих

значень в діапазоні $\frac{k}{m} \leq \Delta t_k = \frac{k}{m} + \frac{1}{m}$, де $k=0,1,2,\dots,m-1$.

Для $k=0\dots7$, при реалізації матричного добутку (1), отримаємо матрицю закономірностей зміни амплітуд функцій Уолша в процесі ШІМ вихідної напруги комутатора БДПС, відносна амплітуда якої дорівнює одиниці.

$$[A(Wal_i, \bar{t})] = \begin{bmatrix} Wal\ 0,\bar{t} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Sal\ 1,\bar{t} & 0,8 & 0,9 & 1 & 1,1 & 1,2 & 1,3 & 1,4 & 1,5 \\ Cal\ 1,\bar{t} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Sal\ 2,\bar{t} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Cal\ 2,\bar{t} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Sal\ 3,\bar{t} & -0,4 & -0,4 & 0,4 & 0,4 & -0,4 & -0,4 & -0,4 & -0,4 \\ Cal\ 3,\bar{t} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Sal\ 4,\bar{t} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K & 0 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 \end{bmatrix} \quad (3)$$

З матриці (3) видно, що амплітуд функції Sal, \bar{t} (сінуса Уолша) в процесі ШІМ змінюється за

лінійним законом з коефіцієнтом підсилення $K^{Si} = 0,8$ на інтервалі $0,125 \leq \bar{t} \leq 1$. За межами цього інтервалу має місце нелінійність типу “насищення”. Функція $Sal3, \bar{t}$ має постійну амплітуду, а інші шість функцій Уолша в розкладенні відсутні. Розкладення за шістнадцятьма функціями Уолша підтвердило помічену закономірність – матриця, що отримана, мала нульові амплітуди для функцій $Wal0, \bar{t}$; $Cal1, \bar{t}$; $Sal2, \bar{t}$; $Cal2, \bar{t}$; $Cal3, \bar{t}$; $Sal4, \bar{t}$; $Cal4, \bar{t}$; $Cal5, \bar{t}$; $Sal6, \bar{t}$; $Cal6, \bar{t}$; $Cal7, \bar{t}$; $Sal8, \bar{t}$, а амплітуди інших функцій залишались незмінними: $Sal3, \bar{t} = -0,39$; $Sal5, \bar{t} = -0,792$; $Sal7, \bar{t} = -0,2$. Амплітуда функції $Sal1, \bar{t}$ змінилась з коефіцієнтом підсилення $K^{Si} = 0,8$. Якщо обмежитися одиничним інтервалом регулювання, то комутатор з блоком ШІМ можна представити у вигляді одноконтурної системи, рис. 4, з лінійною амплітудно-імпульсною модуляцією $Sal1, \bar{t}$.

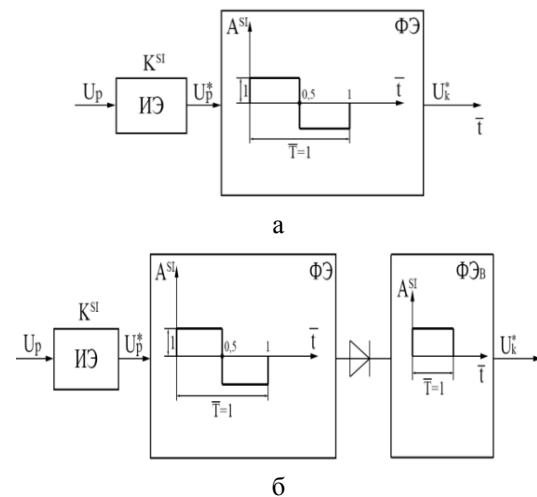


Рис. 4. Еквівалентні схеми заміщення комутатора ланкою САР з синусоїдальною ШІМ: а – вихідна; б – перетворена

На рис. 4: ИЭ – імпульсний елемент, ФЭ, ФЭВ – формуючі елементи: вихідний та “випрямлений”, A^{Si} – амплітуда (відносна) функції $Sal1, \bar{t}$; \bar{U}_p^* , \bar{U}_ϕ^* – відносні дискретні значення вихідних напруг регулятора і формуючого елемента, B – вентиль, $\bar{T} = 1$ – відносний одиничний період вихідної напруги комутатора; $K^{Si} = 0,8$ – коефіцієнт підсилення імпульсного елемента для функції $Sal1, \bar{t}$.

В системі запуску ГТД вертольота на обмотки БДПС подається змінна напруга, форма якої повторює форму запускаючих імпульсів транзисторів комутатора позиції (U16-U21), рис. 3. Реакцією двигуна є частота обертання, яка є незмінною за напрямком. Ця особливість дозволяє вважати, що БДПС має вентильні властивості по відношенню до вхідної напруги. Тому при аналізі систем змінного електро-

привода зазвичай знаходять реакцію двигуна на діюче значення основної гармоніки, яке є певним аналогом постійної складової. В [4] показано, що такий підхід являється одним з варіантів відомого методу “гладкої”, тобто постійної складової, коли не враховується дискретність управління і залежність коефіцієнта підсилення автономного інвертора від рівня і діапазону зміни сигналу управління. Подання автономного інвертора як дискретної ланки з еквівалентною амплітудно-імпульсною модуляцією функції $Sa1, \bar{t}$ дозволяє застосовувати теорію лінійних імпульсних систем для аналізу систем з глибокою ШІМ. “Вентильні” властивості БДПС враховує еквівалентна схема, рис. 4, б, де вентиль B випрямлює функцію $Sa1, \bar{t}$. В результаті цього формуючий елемент еквівалентної схеми, рис. 4 б, перетворюється на фіксатор нульового порядку, передавальна функція якого:

$$K(p)_{AII} = K^{Si} \frac{1 - e^{-pT}}{q}$$

При переході до відносної комплексної перемінної:

$$K(q)_{AII} = K^{Si} \frac{1 - e^{-q}}{q}$$

де $q = pT$; T – період вихідної напруги комутатора.

В [2] передавальну функцію силової ланки САР (КРІП-ПНС) представлено фіксатором нульового порядку, частоту роботи якого задає оптимальний за швидкістю регулятор. Ця частота змінюється з постійним періодом дискретності, що призводить до дискретної зміни напруги живлення БДПС. На відміну від [2], в схемі рис. 1 силовою регулюючою

ланкою є комутатор. Як і КРІП-ПНС в [2], він представлений фіксатором нульового порядку зі своїм коефіцієнтом підсилення імпульсного елемента і періодом дискретності, що свідчить про ідентичність структурних схем САР на рис. 1 і наведеної в [2]. Тому результати оптимізації регулятора за швидкістю, отримані в цій роботі для загального випадку, справедливі і для регулятора схеми на рис. 1.

Висновки

1. Запропонована система запуску ГТД вертольота, в якій регулювання напруги живлення БДПС здійснюється за допомогою комутатора, що виключає з неї ланку постійного струму (ШІМ, КРІП-ПНС).

2. Розроблений цифровий блок для управління комутатором БДПС з ШІМ за синусоїдальним законом, що призводить до підвищення к.к.д. системи запуску ГТД і зниженню електромагнітних завад.

3. Отримано передавальну функцію комутатора БДПС з ШІМ за синусоїдальним законом, яка дозволяє аналізувати систему запуску ГТД вертольота з урахуванням дискретності дії в широкому діапазоні регулювання. Відомий підхід до рішення аналогічної задачі заснований на врахуванні діючого значення основної гармоніки вихідної напруги комутатора, що виключає врахування його дискретності та обмежує аналіз областю нескінченно малих відхилень координат системи від усталеного режиму.

4. Отримані результати рекомендовано використовувати в процесі модернізації та розробки нових систем запуску ГТД вертольотів з покращеними енергетичними та динамічними показниками.

Список літератури

1. Цалимов Г.Ф. Разработка электронных блоков управления стартер-генераторами для систем запуска авиационных двигателей / Г.Ф. Цалимов, С.В. Козюра, Е.Е. Васьюк // Вестник двигателестроения. – 2015. – № 2. – С. 102-105.
2. Денисов А.И. Совершенствование системы бортового электропитания и запуска газотурбинных двигателей вертолетов / А.И. Денисов, Е.А. Бурсала, К.В. Башинский // Системы озброєння і військова техніка. – 2016. – №4(48). – С. 10-15.
3. Особенности стартовой раскрутки ГТД с помощью встроенной вентиляционной машины / И.Е. Китайчук, В.С. Михеев, Е.А. Модиевский, Б.В. Остроумов // Аэрокосмическая техника и технологии. – 2009. – № 8(65). – С. 143-147.
4. Матрицы возможных состояний автономного инвертора напряжения (АИН) в системе запуска газотурбинного двигателя (ГТД) военно-транспортного самолета / В.Г. Башинский, А.И. Денисов, Е.А. Бурсала, О.Л. Шаповалов // Збірник наукових праць Харківського національного університету Повітряних Сил. – 2017. – № 1(50). – С. 6-11.
5. Fang J. Instantaneous torque control of small inductance brushless DC motor / J. Fang, X. Zhou, G. Liu // IEEE Trans. Power Electron. Dec. – 2012. – Vol. 27, No. 12. – P. 4952-4964.
6. Fang J. Precise accelerated torque control for small inductance brushless DC motor / J. Fang, X. Zhou, G. Liu // IEEE Trans. Power Electron. Mar. – 2013. – Vol. 28, No. 3. – P. 1400-1412.
7. A novel starting method of the surface permanent-magnet BLDC motors without position sensor for reciprocating compressor / K.W. Lee, D.K. Kim, B.T. Kim, B.I. Kwon // IEEE Trans. Ind. Appl. Jan./Feb. – 2008. – Vol. 44, No. 1. – P. 85-92.
8. Ku M. A novel sensorless starting method of BLDC motor for large inertia system / M. Ku, Y. Li // in Proc. IEEE Electron. Mech. Eng. Inf. Technol. – 2011. – P. 3449-3452.
9. Wang Z. A simple startup strategy based on current regulation for back-EMF-based sensorless control of PMSM / Z. Wang, K. Lu, F. Blaabjerg // IEEE Trans. Power Electron. – 2012. – Vol. 27, No. 8. – P. 3817-3825.
10. Denisov Y. Power Factor Corrector Based on Parallel Quasi-Resonant Pulse Converter with Fast Current Loop / Y. Denisov, S. Stepenko // Electrical, Control and Communication Engineering. – 2013. – Vol. 3. – P. 5-11.
11. Zero-current-switched quasi-resonant boost converter in power factor correction application / S. Tomioka, S. Abe, M. Shoyama, T. Ninomiya, E. Firmansyah // Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC): Twenty-Fourth Annual IEEE. – 2009. – P. 1165-1169.

12. A zero-current-switch quasi-resonant boost converter with transformer compensated clamp circuit / S. Tomioka, S. Abe, M. Shoyama, T. Ninomiya, E. Firmansyah // *EPE*, Barcelona. – 2009. – P. 1-8.
13. Steady state characteristics of active-clamped full-wave zero-current-switched quasi-resonant boost converters / S. Tomioka, S. Abe, M. Shoyama, T. Ninomiya, E. Firmansyah // *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC): Twenty-Fourth Annual IEEE*. – 2009. – P. 556-560.

References

1. Tsalmimov, G.F., Kozura, S.V. and Vasko, E.E. (2015), “Razrabotka elektronnykh blokov upravleniia starter-generatorami dlia sistem zapuska aviatsionnykh dvigatelei” [Development of starter-generators control unit for starting system of aviation engines], *Engine Building Journal*, No. 2, pp. 102-105.
2. Denisov, A.I., Bursala, E.A. and Bashinskiy, K.V. (2016), “Sovershenstvovanie sistemy bortovogo elektropitaniia i zapuska gazoturbinnnykh dvigatelei vertoletov” [Improvement of the on-board power supply systems and start gas turbine engines of helicopters], *Systems of Arms and Military Equipment*, No. 4(48), pp. 10-15.
3. Kitaichuk, I.E., Mikheev, V.S., Modievskii, E.A. and Ostroumov, B.V. (2009), “Osobnosti startovoi raskrutki GTD s pomoshchiu vstroennoi ventilnoi mashiny” [Some features of bringing to rotation the gas-turbine engine by built-in valve electric machine], *Aerospace Technic and Technology*, No. 8(65), pp. 143-147.
4. Bashinskiy, V.G., Denisov, A.I., Bursala, E.A. and Shapovalov, O.L. (2017), “Matritcy vozmozhnikh sostoianii avtonomnogo invertora napriazheniia (AIN) v sisteme zapuska gazoturbinnogo dvigatel'ia (GTD) voenno transportnogo samoleta” [Matrix state possible of autonomous inverter the gas turbine engine start system military transport aircraft], *Scientific Works of Kharkov National Air Force University*, No. 1(50), pp. 6-11.
5. Fang, J., Zhou, X. and Liu, G. (2012), Instantaneous torque control of small inductance brushless DC motor, *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 27, No. 12, pp. 4952-4964.
6. Fang, J., Zhou, X. and Liu, G. (2013), Precise accelerated torque control for small inductance brushless DC motor, *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 28, No. 3, pp. 1400-1412.
7. Lee, K.W., Kim, D.K., Kim, B.T. and Kwon, B.I. (2008), A novel starting method of the surface permanent-magnet BLDC motors without position sensor for reciprocating compressor, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 44, No. 1, pp. 85-92.
8. Ku, M. and Li, Y. (2011), A novel sensorless starting method of BLDC motor for large inertia system, *Proc. IEEE Electron. Mech. Eng. Inf. Technol.*, pp. 3449-3452.
9. Wang, Z., Lu, K. and Blaabjerg, F. (2012), A simple startup strategy based on current regulation for back-EMF-based sensorless control of PMSM, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 8, pp. 3817-3825.
10. Denisov, Y. and Stepenko, S. (2013), Power Factor Corrector Based on Parallel Quasi-Resonant Pulse Converter with Fast Current Loop, *Electrical, Control and Communication Engineering*, Vol. 3, pp. 5-11.
11. Tomioka, S., Abe, S., Shoyama, M., Ninomiya, T. and Firmansyah, E. (2009), Zero-current-switched quasi-resonant boost converter in power factor correction application, *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC): Twenty-Fourth Annual IEEE*, pp. 1165-1169.
12. Tomioka, S., Abe, S., Shoyama, M., Ninomiya, T. and Firmansyah, E. (2009), A zero-current-switch quasi-resonant boost converter with transformer compensated clamp circuit, *EPE*, Barcelona, pp. 1-8.
13. Tomioka, S., Abe, S., Shoyama, M., Ninomiya, T. and Firmansyah, E. (2009), Steady state characteristics of active-clamped full-wave zero-current-switched quasi-resonant boost converters, *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC): Twenty-Fourth Annual IEEE*, pp. 556-560.

Надійшла до редколегії 18.02.2019

Схвалена до друку 12.03.2019

Відомості про авторів:

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 Олександр Леонідович

кандидат технічних наук старший науковий співробітник
начальник відділу Державного науково-дослідного
інституту випробувань і сертифікації озброєння
та військової техніки,
Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-8523-8987>

Information about the authors:

Alexander Denisov

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

Alexander Bursala

Candidate of Technical Sciences Senior Research
Chief of Department
of State Scientific-Research Institute for Testing
and Certification of Armament and Military Equipment,
Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-8523-8987>

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>

Olena Bursala

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

Шаповалов Олег Леонідович

начальник відділу Державного науково-дослідного інституту випробувань і сертифікації озброєння та військової техніки, Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-2809-7444>

Oleg Shapovalov

Chief of Department of State Scientific-Research Institute for Testing and Certification of Armament and Military Equipment, Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-2809-7444>

Башинський Кирило Володимирович

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

Kyrill Bashinskiy

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

СИСТЕМА ЗАПУСКА ДВИГАТЕЛЯ ВЕРТОЛЕТА С ЦИФРОВЫМ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ МОДУЛЯТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ БЕСКОЛЛЕКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

А.И. Денисов, А.Л. Бурсала, Е.А. Бурсала, О.Л. Шаповалов, К.В. Башинский

Разработана система запуска газотурбинного двигателя (ГТД) вертолета, в которой управление коммутатором бесколлекторного двигателя постоянного тока (БДПТ) осуществляется с помощью цифрового блока с синусоидальным законом широтно-импульсной модуляции (ШИМ). В результате снижаются амплитуды высших гармоник в напряжении питания БДПТ и из системы запуска исключается дискретное силовое звено, регулирующее постоянное напряжение на входе коммутатора, улучшающее КПД и снижающее электромагнитные помехи. Получена передаточная функция коммутатора БДПТ, система управления которого реализует закон синусоидальной ШИМ. В ней, в отличие от известных представлений, учтена дискретность системы в широком диапазоне регулирования. Предложены рекомендации по настройке регулятора системы на конечную продолжительность процесса запуска ГТД.

Ключевые слова: бесколлекторный двигатель постоянного тока, широтно-импульсный модулятор, передаточная функция, цифровой регулятор, постоянное запоминающее устройство, оптимизация.

A STARTING SYSTEM ENGINE OF A HELICOPTER WITH A DIGITAL PULSE WIDTH MODULATOR OF VOLTAGE BY POWER OF A BDLC MOTOR

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

The problem of improving the efficiency, speed, reduction of electromagnetic interference, mass and dimensions of the systems for launching hydro turbine engines of helicopters is solved on the basis of achievements in electrical machine building, power electronics and digital control. In this regard, single-loop and two-loop systems for launching gas turbine engines for helicopters based on DC-free direct-current motors controlled by quasi-resonance pulsed zero-current converters were proposed. This allowed improving the dynamic and mass-dimensional characteristics of launch systems. In this paper, a system for launching a gas turbine engine which is controlled by the commutator of the brushless DC motor stvom digital block with a sinusoidal law of pulse width modulation. As a result, the amplitudes of the higher harmonics in the supply voltage of the electric motor are reduced and the quasi-resonant pulse converter is eliminated from the triggering system to regulate the voltage at the input of the switch, which improves the efficiency. and reduces electromagnetic interference. As a result of approximation of the output voltage of the commutator by the Walsh-Fourier series, its transfer function is obtained, which, in contrast to known representations, takes into account the discreteness of regulation in the pulsed pulse-width modulation range. Recommendations are proposed that allow the system controller to be tuned to the final duration of the start-up process. The block that implements pulse-width modulation by sinusoidal law and controls the operation of the switch is made on typical discrete elements. It includes the main and three additional counters, four memory devices, three multiplication devices, two generators, six "AND" elements (by the number of switch transistors), six drivers and a pulse driver. Synchronization of the pulse width modulation unit is performed from the master oscillator through a frequency divider. The modulator setting input is connected to the rotor position sensor of the brushless DC motor.

Keywords: brushless DC motor, pulse width modulator, transfer function, digital controller, read-only memory, optimization.