Розвиток, бойове застосування та озброєння авіації

УДК 629.374.7

DOI: 10.30748/nitps.2021.45.04

В.Г. Башинський, О.І. Денисов, Ю.О. Денисов, А.М. Березняк, О.О. Бурсала

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

ОПТИМАЛЬНЕ ЗА ШВИДКОДІЄЮ АДАПТИВНЕ РЕГУЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ В КОНТУРІ СТРУМУ ЛІНІЙНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ БОРТОВОЇ АВІАЦІЙНОЇ ТЕХНІКИ

Для точного виконання команд бортового комп'ютера на лінійне переміщення робочого органу відповідного механізму літального апарату запропоновано адаптувати параметри налаштування регулятора контуру струму в залежності від глибини широтно-імпульсної модуляції напруги живлення електродвигуна з збереженням оптимальної швидкодії.

З цією метою розроблений визначник номеру зон широтно-імпульсної модуляції, який подає команди на перебудову параметрів регулятора контуру струму залежно від глибини модуляції. З урахуванням специфіки широтно-імпульсної модуляції першого і другого роду виконано аналіз процесів в контурі струму лінійного електроприводу, надані рекомендації щодо структури регулятора контуру струму і його налаштування на процес кінцевої тривалості.

Ключові слова: лінійний електродвигун, широтно-імпульсна модуляція, адаптивний регулятор, оптимальна швидкодія, контур струму.

Вступ

Постановка проблеми. На динамічні характеристики бортової системи позиціонування головним чином впливають процеси, що протікають в контурі струму, куди включено широтно-імпульсний перетворювач (далі - ШІП), який є джерелом пульсацій струму лінійного двигуна (далі - ЛД). Звідси виникає проблема забезпечення високої точності позиціонування за рахунок оптимізації цих процесів за швидкодією та перерегулюванням з врахуванням глибокої широтно-імпульсної модуляції (далі - ШІМ) напруги живлення ЛД.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Покращення льотно-технічних характеристик бортових систем літальних апаратів пов'язано з заміною гідравлічних і пневматичних приводів лінійними електроприводами, які забезпечують діапазон зусиль $(0,1 \div 10^5)$ Н і діапазон швидкості від 1 мкм/с до 10 м/с.

Висока якість їх динамічних та енергетичних характеристик забезпечується оптимізацією процесів управління силовим перетворювачем і мінімізацією втрат потужності в двигуні. Тому при конструюванні лінійних двигунів враховується специфіка галузей їх застосування [1–3].

Динамічні характеристики лінійного електроприводу можливо оптимізувати на основі строгих математичних методів, що ускладняється відсутністю таких

для систем, що містять силові перетворювачі з ШІМ. Перетворювачі з ШІМ в системах позиціонування управляють напругою живлення лінійного двигуна. Їх пульсації суттєво впливають на точність лінійних електроприводів. Цей вплив на процес запуску газотурбінного двигуна вертольоту досліджено в [4].

В роботах, присвячених застосуванню лінійних електроприводів в авіації і космонавтиці, основна увага приділяється їх конструюванню [5–6] і аналізу процесів на основі наближених аналітичних методів [7].

В роботах, присвячених дослідженню характеристик лінійного електроприводу з урахуванням особливостей конкретного навантаження, широке застосування отримало електронне моделювання [8–10], яке за результатами варіації параметрів регуляторів системи дозволяє досягнути прийнятної якості її динамічних показників.

Проте, строге розв'язання задачі оптимізації процесів в імпульсній системі лінійного електроприводу можливе на основі аналітичного методу, який дозволяє у загальному вигляді встановити складний взаємозв'язок її параметрів в процесі регулювання.

Метою даної роботи є розробка аналітичного методу для оптимізації за швидкодією процесів в контурі струму лінійного електроприводу з глибокою ШІМ.

Виклад основного матеріалу

1. Пошук методу оптимізації за швидкодією процесів в контурі струму лінійного електроприводу

Контур струму системи лінійного і звичайного електроприводу з ШІМ, як правило, виконується з пропорційно-інтегральним регулятором (далі – ПІ-регулятором), за допомогою якого компенсується електрична стала двигуна. Величину сталої інтегрування регулятора знаходять згідно з результатами оптимізації процесу за швидкодією і перерегулюванням. На швидкодію і перерегулювання динамічних процесів в контурі струму впливають пульсації, джерелом яких є ШІП постійної напруги. Напруга на його виході є сумою постійної складової і нескінченного ряду гармонік (пульсацій), рівень і характер яких в процесі регулювання змінюються внаслідок нелінійної залежності коефіцієнта підсилення ШІП від частоти і рівня вхідного сигналу. Тому основна проблема аналізу і оптимізації процесів в контурі струму пов'язана з поданням ШІП у вигляді динамічної ланки системи, що має складну дискретну нелінійність. Але необхідно відзначити, що гострота цієї проблеми залежить від інерційності навантаження, яке є фільтром гармонік, і від того, наскільки “послаблені” після фільтрації пульсації впливають на точність системи регулювання. В системах позиціонування, де потрібне точне переміщення і фіксування положення виконавчого органу, врахування впливу навіть “послаблених” пульсацій є необхідним.

В інерційних системах невисокої і середньої точності впливом пульсацій зазвичай нехтують. Оптимізація за швидкодією здійснюється за результатами підгонки до одиниці модуля передавальної функції замкненого контуру струму – модульний принцип. Для цього можна використовувати і симетричний оптимум – на діаграмі Боде точки зламу лінії модуля оптимізованої передавальної функції контуру струму повинні бути симетричні щодо нульової осі діаграми. Обидва ці методи обмежені неперервними системами третього порядку.

Для аналізу і оптимізації процесів у неперервних системах використовується і метод логарифмічних амплітудно-частотних характеристик, який знаходить застосування для розв'язання аналогічних задач в імпульсних системах, коли здійснюється перехід від реальної частоти до псевдо частоти. Проте, слід відмітити, що застосування цього методу обмежене імпульсними системами середньої і невисокої точності.

Як позначено вище, системи позиціонування повинні точно зафіксувати кінцеве положення свого робочого органу без додаткових коливань зусилля, чого неможливо досягти без врахування впливу пульсацій ШІП на процес його усталення.

В загальному випадку задача оптимального управління найбільш строго розв'язується на основі принципу максимуму Л.С. Понтрягіна. Критерієм оптимальності тут є час, виконання якого (критерію) забезпечує релейний закон управління з необхідними інтервалами перемикання. На першому інтервалі для досягнення граничної швидкодії формується максимальний вплив управління. На наступних інтервалах процес усталюється на заданому рівні. Принцип максимуму знайшов ефективне практичне застосування для виведення на земну орбіту космічного апарату за оптимальною траєкторією з мінімальною витратою палива.

Проте, слід відмітити, що застосування принципу максимуму обмежене лінійними системами. Також необхідно відзначити і те, що знаходження моментів перемикання управляючої дії ускладнене, якщо корені рівняння об'єкту управління комплексні.

Контур струму системи позиціонування містить ланку імпульсної дії (ШІП), отже, його оптимізацію необхідно здійснювати з урахуванням цієї особливості. В теорії лінійних імпульсних систем показником оптимальності є функціонал ґратчастої функції – різниця між бажаною і реальною перехідними характеристиками. Оптимізація зводиться до мінімізації цього функціоналу за середньоквадратичним або інтегральним показниками. Сучасна теорія імпульсних систем обмежена лінійними системами з амплітудно-імпульсною модуляцією першого роду (АІМ I), в яких момент спрацьовування імпульсного елемента відомий заздалегідь. Однак, ланки з амплітудно-імпульсною модуляцією не знаходять практичного застосування в електроприводах, де звичайно використовують прості в реалізації силові перетворювачі з широтно-імпульсною модуляцією першого (ШІМ I) або ж другого (ШІМ II) роду.

В системах з ШІМ I момент спрацьовування імпульсного елемента відомий, це відбувається з постійною частотою задаючого генератора системи управління ШІП. Тому формування ширини модульованих імпульсів тут відбувається з затримкою, яка дорівнює тривалості цих імпульсів. Очевидно, що в системах з ШІМ I максимальна затримка в управлінні дорівнює періоду комутації ШІП.

В системах з ШІМ II ширина модульованих імпульсів формується системою управління в момент рівності опорної (пилкоподібної) напруги і її вхідного сигналу, без затримки у часі. В таких системах момент спрацьовування імпульсного елемента теоретично можна знайти лише приблизно, при розв'язанні трансцендентного рівняння для випадку рівності опорної і управляючої напруги. Слід відмітити, що в системах з ШІМ II затримка в часі відсутня, якщо виконується умова теореми Котельникова про невикривлену передачу неперервного сигналу управління дискретними вибірками.

Системи з ШІМ II значно простіші у виконанні, ніж системи з ШІМ I, це є характерним для їх аналогової реалізації.

Підбиваючи попередній підсумок виконаного аналізу пошуку методу оптимізації імпульсних систем, можна дійти не зовсім втішного висновку: сучасну їх теорію обмежено системами з амплітудно-імпульсною модуляцією першого роду, яка не знаходить практичного застосування в електроприводах і у силовій електроніці. Математичний апарат систем з ШІМ I і ШІМ II, які в зазначених галузях застосовують повсюдно, на сьогоднішній день відсутній. Усе ж, це зовсім не свідчить про практичну некорисність теорії лінійних імпульсних систем (АІМ I). Вона знаходить застосування там, де дискретний процес з ШІМ можна замінити еквівалентним дискретним процесом з АІМ. Проблема зводиться до пошуку цієї еквівалентності, яка існує, якщо в процесі ШІМ відхилення ширини імпульсу, що модулюється, відповідають нескінченно малим

значенням, тобто “в малому”. Такий підхід до аналізу і оптимізації систем з ШІМ знайшов широке застосування, проте він не зупинив пошук умов їх еквівалентності системам з АІМ при глибокому регулюванні, тобто “у великому”.

Нами запропоновано наближене вирішення цієї проблеми на основі апроксимації дискретних широтно-модульованих сигналів базисом дискретних ортогональних функцій ряду Уолша-Фур'є. Покажемо це на прикладі оптимізації за швидкодією контуру струму системи позиціонування з глибокою широтно-імпульсною модуляцією.

2. Дискретна передавальна функція розімкненого контуру струму лінійного електроприводу

Система позиціонування звичайно має три контури - струму, швидкості і положення. Контур струму, структурну схему якого представлено на рис. 1, підпорядкований контурам швидкості і положення.

Рис. 1. Структурна схема контуру струму
Джерело: розроблено авторами.

На схемі, рис. 1: $K_{pc}(p) = \frac{1 + pT_e}{pT_c}$, $K_{nc}(p) = \frac{1}{1 + p\sigma}$, $K_{fc}(p) = \frac{1}{R(1 + pT_e)}$ – передавальні функції регулятора, некомпенсованої ланки і ланки формування струму, де T_e – електрична стала якоря, R – опір обмотки якоря лінійного двигуна, σ – величина некомпенсованої сталої, T_c – стала інтегрування регулятора; K_{cy} , K_{dc} – коефіцієнти підсилення системи управління ШІП і датчика струму; $I_3(p)$, $I(p)$ – зображення струму завдання і вихідного струму. На структурній схемі ШІП представлено поєднанням імпульсного (ІЕ) і формуючого (ФЕ) елементів. На його виході формується широтно-модульована напруга, пульсації якої призводять до відповідних пульсацій струму $I(p)$.

Для розв'язання поставленої задачі адаптованої оптимізації за швидкодією процесів у контурі струму необхідно отримати його передавальну функцію.

Як зазначено вище, її необхідно знайти у вигляді амплітудно-імпульсного еквіваленту широтно-імпульсної модуляції, щоб у подальшому аналізі

використовувати z-перетворення – математичний апарат лінійних імпульсних систем.

Для цього широтно-модульовану вихідну напругу ШІП для множини станів координати управління представимо множиною сукупністю коефіцієнтів ряду Уолша-Фур'є, які є результатом інтегрування добутку модульованої за тривалістю напруги і базисної функції Уолша. Оскільки форми модульованої напруги і базисної функції прямокутні, то в результаті інтегрування їх добутку формуються кусочно-лінійні залежності амплітуд функцій Уолша від сигналу управління. Результатом є амплітудний еквівалент функцій Уолша для часових зон кінцевої тривалості.

На підставі виконаної апроксимації передавальна функція ШІП представлена як N-розмірний вектор, компонента якого для i-ї зони ШІМ має вигляд:

$$K_{Shi}(p) = N \cdot K^{Wal i} \frac{\exp\left(-\frac{i}{N} pT\right) - \exp\left(-\frac{i+1}{N} pT\right)}{p}, \quad (1)$$

де N – кількість апроксимуючих функцій Уолша, $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ – номер зони ШІМ, T – період комутації ШІП, $K^{Wal i}$ – коефіцієнт підсилення амп-

літуди відповідної функції Уолша в процесі ШІМ. Якщо модулюється імпульс одиничної амплітуди прямокутної форми, то $K^{Wal} = 1$.

Компонента вектора (1) передавальної функції ШІП справедлива для зони $\frac{i}{N} \leq \varepsilon \leq \frac{i+1}{N}$, де $\varepsilon = \frac{\Delta t}{T}$ - відносний час.

Передавальна функція приведеної неперервної частини контуру струму:

$$K_{нч}(p) = K_{pc}(p) \cdot K_{nc}(p) \cdot K_{fc}(p) \cdot K_{ш}(p) \cdot K_{cy} \cdot K_{dc}.$$

З заміною $p = \frac{q}{T}$ отримаємо:

$$K_{нч}(q) = K_{0c} \frac{e^{-\frac{i}{N}q} - e^{-\frac{i+1}{N}q}}{q^2(q+\beta)}, \quad (2)$$

$$\text{де } K_{0c} = \frac{K_{dc} \cdot K_{cy} \cdot K^{Wal} N \cdot T^2}{R \cdot \sigma \cdot T_c}, \quad \beta = \frac{T}{\sigma}.$$

На підставі теореми розкладання з (2) отримуємо:

$$K_{нч}(q) = K_{0c} \left(\frac{A_1}{q^2} + \frac{A_2}{q} + \frac{A_3}{q+\beta} \right) \left(e^{-\frac{i}{N}q} - e^{-\frac{i+1}{N}q} \right). \quad (3)$$

В результаті модифікованого z-перетворення (3) отримаємо i -ту компоненту вектору передавальної функції розімкненого контуру струму:

$$W_{pc}^*(z, \varepsilon) = K_{0c} \left[A_2 + A_1 \frac{z(\varepsilon - i/N) - (\varepsilon - (i+1)/N)}{z-1} + A_3 e^{-\beta(\varepsilon - i/N)} \frac{z - e^{-\beta \frac{N-1}{N}}}{z - e^{-\beta}} \right],$$

$$\text{де } A_1 = \frac{1}{\beta}, \quad A_2 = -\frac{1}{\beta^2}, \quad A_3 = \frac{1}{\beta^2}, \quad \frac{i}{N} \leq \varepsilon \leq \frac{i+1}{N}.$$

Після необхідних перетворень отримуємо:

$$W_{pc}^*(z, \varepsilon) = K_{0c} \frac{B_2(\varepsilon)z^2 + B_1(\varepsilon)z + B_0(\varepsilon)}{(z-1)(z-e^{-\beta})}, \quad (4)$$

$$\text{де } \frac{i}{N} \leq \varepsilon \leq \frac{i+1}{N},$$

$$B_2(\varepsilon) = A_1(\varepsilon - i/N) + A_2(1 - e^{-\beta(\varepsilon - i/N)});$$

$$B_1(\varepsilon) = A_1(1 + e^{-\beta})(i/N - \varepsilon) + \frac{A_1}{N} - A_2 \left[1 + e^{-\beta} - e^{-\beta(\varepsilon - i/N)} \left(1 + e^{-\beta \frac{N-1}{N}} \right) \right];$$

$$B_0(\varepsilon) = A_1 e^{-\beta} \left(\varepsilon - \frac{i+1}{N} \right) + A_2 \left(e^{-\beta} - e^{-\beta \left(\varepsilon + 1 - \frac{i+1}{N} \right)} \right).$$

Аналогічно отримуємо передавальну функцію розімкненого контуру струму, справедливу для діапазону, що знаходиться поза зоною ШІМ в межах одиничного періоду комутації ШІП.

$$W_{pc}^*(z, \varepsilon) = K_{0c} \frac{B_{21}(\varepsilon)z^2 + B_{11}(\varepsilon)z + B_{01}(\varepsilon)}{(z-1)(z-e^{-\beta})}, \quad (5)$$

$$\text{де } \frac{i+1}{N} \leq \varepsilon \leq 1,$$

$$B_{21}(\varepsilon) = A_1 \left(\varepsilon - \frac{i+1}{N} \right) + A_2 \left(1 - e^{-\beta \left(\varepsilon - \frac{i+1}{N} \right)} \right);$$

$$B_{11}(\varepsilon) = A_1 \left[1 - \varepsilon - e^{-\beta} \left(\varepsilon - \frac{i+1}{N} \right) \right] - A_2 \left[1 + e^{-\beta} - e^{-\beta \varepsilon} - e^{-\beta \left(\varepsilon - \frac{i+1}{N} \right)} \right];$$

$$B_{01}(\varepsilon) = -A_1 e^{-\beta} (1 - \varepsilon) + A_2 (e^{-\beta} - e^{-\beta \varepsilon}).$$

Принципова відмінність імпульсної системи регулювання від неперервної полягає в тому, що її замикання відбувається в момент спрацьовування імпульсного елемента, тоді як неперервна система постійно знаходиться в замкненому стані. Тому для імпульсної системи важливо знайти значення її передавальної функції в момент квантування. В цей момент сигнал зворотного зв'язку може відчувати стрибки, якщо імпульсна характеристика приведеної неперервної частини не дорівнює нулю, коли $t = 0$.

В цьому випадку при складанні рівняння замкнення враховується ліве від моменту спрацьовування імпульсного елемента значення передавальної функції розімкненої системи.

Як було зазначено вище, положення моменту спрацьовування імпульсного елемента на періоді комутації ШІП залежить від роду ШІМ. Будемо враховувати цю особливість при оптимізації за швидкодією процесів в контурі струму системи позиціонування.

3. Оптимізація за швидкодією процесів в контурі струму системи позиціонування

а) Система управління ШІП реалізує ШІМ І.

Знайдемо передавальну функцію замкненого контуру струму для i -ї зони ШІМ. В момент квантування сигнал на вході імпульсного елемента не буде відчувати стрибка, якщо

$$W_{pc}^*(z, 0) = W_{pc}^*(z, 1).$$

З (4), для $i = 0, \varepsilon = 0$ отримуємо:

$$W_{pc}^*(z, 0) = K_{0c} \frac{B_2(0)z^2 + B_1(0)z + B_0(0)}{(z-1)(z-e^{-\beta})}, \quad (6)$$

де $B_2(0) = 0$; $B_1(0) = \frac{A_1}{N} - A_2 e^{-\beta} \left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}}\right)$;

$$B_0(0) = -\frac{A_1}{N} + A_2 e^{-\beta} \left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}}\right).$$

З (5), для $i = 0$, $\varepsilon = 1$ маємо:

$$W_{pc}^*(z, 1) = K_{0c} \frac{B_{21}(1)z^2 + B_{11}(1)z + B_{01}(1)}{(z-1)(z-e^{-\beta})}, \quad (7)$$

$$\text{де } B_{21}(1) = A_1 \frac{(N-1)}{N} + A_2 \left(1 - e^{-\beta \left(1 - \frac{(N-1)}{N}\right)}\right);$$

$$B_{11}(1) = -\frac{(N-1)e^{-\beta}}{N} - A_2 \left(1 - e^{-\beta \frac{(N-1)}{N}}\right); \quad B_{01}(1) = 0.$$

При порівнянні (6) і (7) видно, що $W_{pc}^*(z, 0) \neq W_{pc}^*(z, 1)$. Отже, в момент квантування сигнал на вході імпульсного елементу відчуває стрибки. Тому передавальна функція замкнутого контуру струму:

$$W_{zc}^*(z, \varepsilon) = K_{0c} \frac{W_{pc}^*(z, \varepsilon)}{1 + W_{pc}^*(z, -0)},$$

де $W_{pc}^*(z, -0) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 1} z^{-1} \cdot W_{pc}^*(z, \varepsilon)$ – ліве від моме-

нту спрацювання імпульсного елементу значення передавальної функції розімкненого контуру струму.

З урахуванням (4), (7) отримуємо:

$$W_{zc}^*(z, \varepsilon) = K_{0c} \times \frac{B_2(\varepsilon)z^2 + B_1(\varepsilon)z + B_0(\varepsilon)}{z^2 - z \left[K_{0c} B_{21}(1) - 1 - e^{-\beta} \right] + K_{0c} B_{11}(1) + e^{-\beta}}, \quad (8)$$

$$\frac{i}{N} \leq \varepsilon \leq \frac{i+1}{N}.$$

З (8) видно, що процес в замкнутому контурі струму можна завершити за два періоди комутації ШІП, якщо виконати умови: $K_{0c} B_{21}(1) - 1 - e^{-\beta} = 0$, $K_{0c} B_{11}(1) + e^{-\beta} = 0$, тобто, якщо

$$K_{0c} = \frac{\beta \cdot N}{(N-i-1)(1-e^{-\beta})}, \quad (9)$$

це дозволяє знайти сталу інтегрування регулятора:

$$T_c = \frac{K_{dc} \cdot K_{cy} \cdot K^{Wal} i T^2 (N-1-i)(1-e^{-\beta})}{R \cdot \sigma \cdot \beta}.$$

При цьому оптимальна передавальна функція замкнутого контуру струму:

$$W_{zc\ onm}^*(z, \varepsilon) = K_{0c} \frac{B_2(\varepsilon)z^2 + B_1(\varepsilon)z + B_0(\varepsilon)}{z^2}. \quad (10)$$

Як видно з (9), параметри налаштування регулятора залежать від номеру зони ШІМ, що є наслідком нелінійності цього процесу. Дана обставина спричиняє необхідність адаптації (перебудови) параметрів регулятора у відповідній зоні модуляції для збереження умови кінцевої тривалості процесу. Для цього необхідно до схеми регулятора контуру струму внести додатковий пристрій – визначник номера зони ШІМ. Структурна схема такого пристрою представлена на рис. 2.

Рис. 2. Структурна схема визначника номера зони ШІМ

Джерело: розроблено авторами.

На рис. 2. ШІМ I – широтно-імпульсний модулятор першого роду – система управління ШІП; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; БПУ – блок перетворення Уолша; ВЗ – визначник номера зони ШІМ; ТГ – тактовий генератор.

Принцип роботи визначника номера зони ШІМ заснований на тому, що амплітуди функцій Уолша в процесі регулювання змінюються за кусочно-лінійним законом. Ця особливість дозволяє встановлювати номер зони модуляції за результатами порівняння їх амплітуд.

Частота ШІМ I постійна, вона задається ТГ. Тривалість імпульсу задає код, який надходить на вхід ШІМ I з частотою тактування. Код з виходу ШІМ I надходить на вхід ЦАП, з нього за допомогою АЦП формується восьмирозрядний код, який надходить на вхід БПУ. З виходу БПУ функції Уолша надходять на вхід визначника номера зони ШІМ. Структурна схема алгоритму його роботи надана на рис. 3 з урахуванням чотирьох функцій Уолша.

Рис. 3. Структурна схема алгоритму роботи визначника номера зони ШІМ

Джерело: розроблено авторами.

На рис. 3 W_0, S_1, C_1, S_2 – амплітуди постійної складової і функцій Уолша $Sal(1, \bar{t})$; $Cal(1, \bar{t})$; $Sal(2, \bar{t})$ відповідно, $\bar{t} = \frac{t}{T}$ – відносний час.

Пристрій, що реалізує алгоритм, рис. 3, входить до складу ПІ-регулятора, структурна схема якого представлена на рис. 4.

Рис. 4. Структурна схема адаптивного оптимального за швидкодією ПІ-регулятора
Джерело: розроблено авторами.

На рис. 4. ГФУ – генератор функцій Уолша, RG – регістр для зберігання коефіцієнтів амплітуд функцій Уолша, ВЗМ – визначник зони модуляції, БК – блок коефіцієнтів, ПІ – ПІ-регулятор, 33 – код сигналу зворотного зв'язку за струмом, БПУ – блок перетворення Уолша, Pulse – імпульс синхронізації, Pila – код опорної пілкоподібної напруги.

Адаптивний оптимальний регулятор, рис. 4, реалізує конвеєрну процедуру перебудови параметрів ПІ-регулятора контуру струму при зміні номеру зони модуляції під час перехідного процесу. Це відбувається один раз за період комутації ШПІ. В розробленому визначнику зони модуляції генератор функцій Уолша формує перші чотири функції, впорядковані за частотою слідування. Вони подаються до входу БПУ, з виходу якого коефіцієнти амплітуд чотирьох функцій Уолша надходять до регістру RG і в подальшому використовуються в процесі реалізації алгоритму роботи визначника номеру зони модуляції, рис. 3.

Залежно від номеру зони ШІМ з БК обираються необхідні коефіцієнти налаштування параметрів (K_{0c}, T_c) ПІ-регулятора, які дозволяють реалізувати в контурі струму процес кінцевої тривалості.

Схематичну реалізацію ГФУ, БПУ докладно освітлено в [11].

Для контуру струму системи позиціонування, виконаної на основі лінійного двигуна ЛЕД АТ605ТУ, за формулою (9) розраховані значення K_{0c}, T_c для $K_{0c} = 10 \text{ В/А}$; $R = 3 \text{ Ом}$; $T = 10^{-4} \text{ с}$; $\sigma = 10^{-4} \text{ с}$; $K_{cy} = 1$; $\beta = 1$. Результати наведено в табл. 1 для чотирьох зон ШІМ.

Таблиця 1

Результати розрахунку параметрів системи позиціонування

i	0	1	2	3
K_{0c}	2,10	3,15	6,36	∞
$T_c, \text{с}$	$6,34 \cdot 10^{-4}$	$4,22 \cdot 10^{-4}$	$2,10 \cdot 10^{-4}$	0

Джерело: розроблено авторами.

З наведеної таблиці видно, що в зоні модуляції $i = 3$ налаштувати процес на кінцеву тривалість неможливо. Тому в цій зоні можна зберегти параметри налаштування попередньої, які відповідають модульному оптимуму, або ж обмежити її ширину збільшенням кількості функцій апроксимації.

Зображення перехідної характеристики замкненого контуру струму з оптимальним регулятором для кінцевої зони ШІМ:

$$\bar{T}[z, \varepsilon] = \frac{z}{z-1} W_{zcnm}^*(z, \varepsilon),$$

де $\bar{T}[z, \varepsilon]$ – зображення відносного струму на виході контуру струму.

З урахуванням (10) маємо:

$$\bar{T}(z, \varepsilon) = K_{0c} \left[\frac{B_2(\varepsilon)z^2}{z-1} + \frac{B_1(\varepsilon)z}{z-1} + \frac{B_0(\varepsilon)}{z(z-1)} \right].$$

Оригінал перехідної характеристики замкненого контуру струму з оптимальним регулятором для зони кінцевої тривалості:

$$\bar{T}(n, \varepsilon) = K_{0c} [B_2(\varepsilon) + B_1(\varepsilon) \cdot [n-1, \varepsilon] + B_0(\varepsilon) \cdot [n-2, \varepsilon]],$$

$$\text{де } \frac{i}{N} \leq \varepsilon \leq \frac{i+1}{N}.$$

Результати розрахунку перехідної характеристики контуру струму з оптимальним адаптивним ПІ-регулятором для $\beta = 1$ надані на рис. 5, крива 1, яка відповідає зміні шпаруватості регулювання від нуля до одиниці. При зміні шпаруватості (зони регулювання) за лінійним законом відбувається перебудова параметрів ПІ-регулятора у відповідності до табл. 1. При цьому параметри регулятора в зоні $i = 3$ відповідають значенням зони $i = 2$.

Рис. 5. Перехідні характеристики замкненого контуру струму

Джерело: розроблено авторами.

Перехідний процес завершується за два періоди комутації ШПП без перегулювання, що дозволяє без коливань зусиль плавно зафіксувати положення робочого органу механізму лінійного електроприводу.

б) Система управління ШПП реалізує ШІМ ІІ.

Передавальна функція замкненого контуру струму:

$$W_{zc}^*(z, \varepsilon) = \frac{W_{pc}^*(z, \varepsilon)}{1 + W_{pc}^*(z, \varepsilon_i)},$$

де $\frac{i}{N} \leq \varepsilon \leq \frac{i+1}{N}$, ε_i - момент спрацьовування імпульсного елемента для i -ї зони ШІМ.

В цей момент ліве від моменту спрацьовування імпульсного елемента значення передавальної функції розімкненого контуру струму:

$$W_{pc}^*(z, \varepsilon_i) = \lim_{\varepsilon \rightarrow \frac{i}{N}} z^{-1} \cdot W_{pc}^*(z, \varepsilon).$$

З урахуванням (4) отримуємо:

$$W_{zc}^*(z, \varepsilon_i) = K_{0c} \frac{B_1\left(\frac{i}{N}\right)z + B_0\left(\frac{i}{N}\right)}{z(z-1)\left(z - e^{-\beta}\right)}, \quad (11)$$

$$\text{де } B_1\left(\frac{i}{N}\right) = \frac{A_1}{N} - A_2 e^{-\beta} \left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}}\right);$$

$$B_0\left(\frac{i}{N}\right) = -\frac{A_1 e^{-\beta}}{N} + A_2 e^{-\beta} \left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}}\right).$$

З урахуванням цього передавальна функція замкненого контуру струму:

$$W_{zc}^*(z, \varepsilon) = K_{0c} \times \frac{B_2(\varepsilon)z^3 + B_1(\varepsilon)z^2 + B_0(\varepsilon)z}{z(z-1)\left(z - e^{-\beta}\right) + K_{0c} \left[B_1\left(\frac{i}{N}\right)z + B_0\left(\frac{i}{N}\right)\right]}.$$

В результаті перетворень отримуємо:

$$W_{zc}^*(z, \varepsilon) = K_{0c} \times \frac{B_2(\varepsilon)z^3 + B_1(\varepsilon)z^2 + B_0(\varepsilon)z}{z^3 - z^2(1 - e^{-\beta}) + z \left[e^{-\beta} + K_{0c} B_1\left(\frac{i}{N}\right)\right] + B_0\left(\frac{i}{N}\right) K_{0c}}, \quad (12)$$

$$\text{де } \frac{i}{N} \leq \varepsilon \leq \frac{i+1}{N}.$$

З (12) видно, що процес в замкненому контурі струму можна завершити за три періоди комутації ШПП при виконанні наступних умов:

$$1 - e^{-\beta} = 0; \quad e^{-\beta} + K_{0c} B_1\left(\frac{i}{N}\right) = 0; \quad B_0\left(\frac{i}{N}\right) K_{0c} = 0.$$

Очевидно, що ці умови виконати неможливо, тому в контурі струму з ШІМ ІІ і ПІ-регулятором налаштувати процес на кінцеву тривалість не мож-

на. Для того, щоб добитися оптимальної швидкодії контуру струму з ШІМ ІІ, необхідний регулятор, складніший за ПІ-регулятор. Його закон і структуру можливо синтезувати з використанням другого поліноміального рівняння синтезу систем з кінцевою тривалістю процесу [12].

Знайдемо перехідну характеристику замкненого контуру струму системи лінійного електроприводу, в якому реалізується ШІМ ІІ напруги живлення електродвигуна в зоні $i=0$ при наявності ПІ-регулятора.

Зображення неоптимізованої перехідної характеристики замкненого контуру струму з ПІ-регулятором:

$$\bar{T}(z, \varepsilon) = \frac{z}{z-1} W_{zc}^*(z, \varepsilon),$$

$$\text{де } \frac{i}{z} \leq \varepsilon \leq \frac{i+1}{z}.$$

З урахуванням (11) отримуємо після відповідних перетворень:

$$\bar{T}(z, \varepsilon) = K_{0c} \frac{B_4(\varepsilon)z^4 + B_3(\varepsilon)z^3 + B_2(\varepsilon)z^2}{D_4z^4 + D_3z^3 + D_2z^2 + D_1z + D_0}. \quad (13)$$

Для $K_{0c}=1$ і параметрів лінійного електродвигуна, наведених вище, коефіцієнти в виразі (13) мають наступні значення:

$$D_4 = 1; \quad D_3 = -1,632; \quad D_2 = 1,15; \quad D_1 = 0,53; \quad D_0 = -0,014;$$

$$B_4(\varepsilon) = \varepsilon - 1 + e^{-\varepsilon}; \quad B_3(\varepsilon) = -1,368\varepsilon + 1,618 - 1,47e^{-\varepsilon};$$

$$B_2(\varepsilon) = 0,368\varepsilon - 0,448 + e^{-(\varepsilon+0,75)}.$$

Для знаходження оригіналу зображення перехідної характеристики (13) скористаємось методом розкладання його в ступеневий ряд. Згідно з цим методом, обчислення перехідної характеристики зводиться до реалізації наступної рекурентної процедури:

$$\bar{T}[n+1-k, \varepsilon] = \frac{1}{D_l} \left[B_{k-n}(\varepsilon) - \sum_{m=0}^{k-1} \bar{T}[m+1-k, \varepsilon] \cdot D_{l-n+m} \right],$$

де $n=0, 1, 2, 3, 4$ - номер періоду комутації ШПП; $l=4, k=4$ - порядок знаменника і чисельника оригіналу зображення перехідної характеристики (13).

Для випадку, що розглядається, маємо:

$$\bar{T}[n, \varepsilon] = B_{4-n}(\varepsilon) - \sum_{m=0}^{k-1} \bar{T}[m, \varepsilon] \cdot D_{4-n+m}, \quad (14)$$

де $0 \leq \varepsilon \leq 0,25$.

Відповідно до (14) дискретні значення перехідної характеристики замкненого контуру струму мають наступні значення:

$$\bar{T}[0, \varepsilon] = B_4(\varepsilon) = \varepsilon - 1 + e^{-\varepsilon},$$

де $0 \leq \varepsilon \leq 0,25$;

$$\begin{aligned}\bar{I}[1, \varepsilon] &= B_3(\varepsilon) - \sum_{m=0}^0 \bar{I}[m, \varepsilon] \cdot D_{4-1+m} = \\ &= -1,368\varepsilon + 1,618 - 1,47e^{-\varepsilon} - (\varepsilon - 1 + e^{-\varepsilon})(-1,632),\end{aligned}$$

де $0 \leq \varepsilon \leq 0,25$, і так далі реалізується рекурентна процедура (14). Результати розрахунку неоптимізованої перехідної характеристики замкненого контуру струму з ПІ-регулятором в зоні $i=0$ надані на рис. 5, крива 2. В неоптимізованому контурі струму процес завершується за чотири періоди комутації ШПІ.

В контурі струму з ШІМ ІІ можна завершити перехідний процес швидше, якщо включити до нього оптимальний регулятор. Його передавальну функцію можна отримати на підставі другого поліноміального рівняння синтезу.

Для цього передавальну функцію розімкненого контуру струму (11) для моменту спрацьовування імпульсного елемента представимо у вигляді:

$$W_{pc}^*(z, \varepsilon_i) = \frac{P^*(z, \varepsilon_i)}{Q^*(z)}, \quad (15)$$

$$\text{де } P^*(z, \varepsilon_i) = K_{0c} \left[B_1 \left(\frac{i}{N} \right) z + B_0 \left(\frac{i}{N} \right) \right];$$

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

$$Q_1^*(z) = z(z-e^{-\beta}). \quad (16)$$

З (11) видно, що власний астатизм контуру струму $r_0 = 1$, який збережемо і в результаті оптимізації, тобто $r = 1$.

Перехідний процес в оптимізованому за швидкістю контурі струму можна завершити за $S_{\min} = l_Q + r - r_0 = 3$ періодів комутації ШПІ, де $l_Q = 3$ - порядок поліному $Q^*(z)$.

Відповідно до [12] друге поліноміальне рівняння синтезу регулятора контуру струму має вигляд:

$$M_1^*(z, \varepsilon_i) \cdot P^*(z, \varepsilon_i) + (z-1) \cdot N_1^*(z, \varepsilon_i) = z^{S_{\min}}, \quad (17)$$

де $M_1^*(z, \varepsilon_i) = a_0$ - поліном ступеню $r - r_0 = 0$;

$N_1^*(z, \varepsilon_i) = b_2 z^2 + b_1 z + b_0$ - поліном ступеню $l_M \geq l_P = 2$.

В результаті (17) отримає вигляд:

$$\begin{aligned}K_{0c} \left[B_1 \left(\frac{i}{N} \right) z + B_0 \left(\frac{i}{N} \right) \right] a_0 - \\ - (z-1)(b_2 z^2 + b_1 z + b_0) = z^3.\end{aligned}$$

При порівнянні коефіцієнтів при однакових ступенях z у лівій і правій частинах поліноміального рівняння отримуємо:

$$b_1 = 1; b_2 = 1;$$

$$b_0 = \frac{B_0 \left(\frac{i}{N} \right)}{B_1 \left(\frac{i}{N} \right) + B_0 \left(\frac{i}{N} \right)}; a_0 = \frac{1}{K_{0c} \left[B_1 \left(\frac{i}{N} \right) + B_0 \left(\frac{i}{N} \right) \right]}.$$

Передавальна функція оптимізованого за швидкістю контуру струму має вигляд:

$$K_p^*(z, \varepsilon_i) = \frac{M_1^*(z, \varepsilon_i) \cdot Q_1^*(z)}{(z-1)^{r-r_0} \cdot N_1^*(z, \varepsilon_i)}.$$

З урахуванням (16) і знайдених значень поліномів $M_1^*(z, \varepsilon_i)$, $N_1^*(z, \varepsilon_i)$ отримуємо:

$$K_p^*(z, \varepsilon_i) = \frac{z(z-e^{-\beta})}{K_{0c} \left\{ z(z+1) \left[B_1 \left(\frac{i}{N} \right) + B_0 \left(\frac{i}{N} \right) \right] \right\} + B_0 \left(\frac{i}{N} \right)}.$$

З передавальної функції розімкненого контуру струму (11) видно, що многочлени $B_1 \left(\frac{i}{N} \right)$, $B_0 \left(\frac{i}{N} \right)$

залежать тільки від параметру β , тому в контурі струму з ШІМ ІІ відсутня необхідність в перебудові параметрів регулятора в процесі ШІМ. Наслідком цього є відсутність в його структурі визначника зон модуляції.

Для вищенаведених значень $\beta = 1$, $K_{0c} = 1$, для яких розрахований процес в зоні модуляції неоптимального за швидкістю контуру струму, передавальна функція оптимального регулятора:

$$K_p^*(z, \varepsilon_i) = \frac{z(z-0,368)}{z(z+1) \cdot 0,342 + 0,195}. \quad (18)$$

Регулятор з такою передавальною функцією можна виконати у вигляді цифрового рекурсивного фільтра, який розв'язує рекурентне рівняння:

$$U_{\text{вих}}^*[n, T] = \sum_0^1 \Delta_k U_{\text{вх}}^*[n-k, T] - \sum_1^2 \alpha_k U_{\text{вх}}^*[n-k, T], \quad (19)$$

де для прийнятих умов:

$$\Delta_0 = 2,92; \Delta_1 = 1,08; \alpha_1 = 1; \alpha_2 = 0,57.$$

З (19) видно, що цифровий рекурсивний фільтр повинен мати в своїй структурі дві ланки затримки – кожна на період комутації ШПІ, два суматори, ланку віднімання і формувачі з коефіцієнтами Δ_0, Δ_1 в ланцюгу прямої передачі та з коефіцієнтами α_1, α_2 в ланцюгу зворотної передачі.

Регулятор з передавальною функцією (18) можна реалізувати і в аналоговому варіанті. Для цього необхідно перейти від дискретної передавальної функції до неперервної через заміну реальної частоти на псевдо частоту. Перехід здійснюється через заміну в (18): $z = \frac{1-W}{1+W}$, де $W = j \frac{\lambda T}{2}$ - псевдо частота. Реальна частота ω і псевдо частота λ пов'язані

співвідношенням: $\lambda = \frac{2}{T} \operatorname{tg} \frac{WT}{2}$. Очевидно, що при низькому значенні реальної частоти $\operatorname{tg} \frac{WT}{2} = \frac{\omega T}{2}$ і тоді $\lambda = \omega$ - реальна частота і псевдо частота рівноцінні.

Перехід від дискретного регулятора до неперервного дозволяє для синтезу імпульсних систем використовувати методи синтезу неперервних систем. Зокрема, для цього часто застосовують метод логарифмічних амплітудно-частотних характеристик. Проте, для систем дискретних високої точності цей метод дає велику похибку при оцінці їх часових і частотних характеристик, тому для таких систем необхідно використовувати дискретні методи синтезу.

При побудові систем точного позиціонування робочих органів механізмів бортової авіаційної техніки окрім оптимізації контуру струму вирішуються питання оптимізації процесів в контурах швидкості і положення. Якщо в контурі струму на процес регулювання, як було показано, основний вплив справляє некомпенсована стала, то в контурах швидкості і положення – електромеханічна стала системи електроприводу. Очевидно, що ці контури інерційніші, ніж контур струму, і через це методи їх оптимізації за швидкодією можуть бути менш строгими, ніж вищерозглянуті.

Реалізація контуру струму пов'язана з вибором роду модуляції - ШІМ I або ШІМ II, що визначається схемотехнікою системи управління ШІП. Дослідження, що були проведені, показали, що в контурі струму системи позиціонування з ШІМ I при наявності ПІ-регулятора процес можна завершити за два періоди комутації з затримкою регулювання на один період. У міру зміни глибини ШІМ для збереження умови кінцевої тривалості процесу параметри регулятора потребують перебудови – адаптації до зони модуляції. З'являється необхідність у додатковій ланці – визначнику зони модуляції.

В контурі струму з ШІМ II оптимальна швидкодія відповідає трьом періодам комутації ШІП за відсутності затримки регулювання і необхідності

адаптувати параметри регулятора у міру зміни глибини модуляції. Однак, тут необхідно синтезувати регулятор з складнішою структурою, ніж простий ПІ-регулятор контуру струму з ШІМ I.

Реалізація регулятора і системи управління ШІП з ШІМ II на основі мікроконтролера, що програмується, з урахуванням наведених результатів досліджень, не є, на думку авторів, більш трудомісткою, ніж аналогічна реалізація регулятора і системи управління ШІП з ШІМ I.

Тому розробник у кожному конкретному випадку може самостійно вирішувати питання обрання роду ШІМ в контурі струму бортової системи позиціонування, хоча накопичений досвід свідчить, що найчастіше перевагу віддають системам управління з ШІМ II.

Висновки

1. Розроблено метод врахування впливу пульсацій ШІП на перехідні характеристики контуру струму лінійного електроприводу для позиціонування робочих органів механізмів бортової авіаційної техніки.

2. Встановлено, що в контурі струму з глибокою ШІМ I для збереження умови кінцевої тривалості процесу необхідно перебудовувати параметри ПІ-регулятора – коефіцієнт підсилення за пропорційною складовою і величину сталої інтегрування, що підтверджено проведеними розрахунками.

3. Розроблено схему визначника зон ШІМ I, яка дозволяє перебудовувати параметри ПІ-регулятора контуру струму для збереження оптимальної швидкодії.

4. Показано, що в контурі струму з ШІМ II неможливе налаштування ПІ-регулятора на процес кінцевої тривалості. Цього можливо досягти в результаті синтезу більш складного регулятора на основі другого поліноміального рівняння синтезу дискретних систем.

5. Для контуру струму з ШІМ II виконано синтез цифрового регулятора, який забезпечує кінцеву тривалість процесу без перебудови його параметрів при зміні глибини модуляції.

Список літератури

1. Мошкин В. Н., Нейман В. Ю., Угаров Г. Г. Импульсные линейные электромагнитные двигатели: моногр. Курган : Издательство Курганского государственного университета, 2010. 220 с.
2. Католицкий Н. А. Линейный электродвигатель. *Nauka: Rastudent.ru*. 2015. № 4(16). С. 40-44.
3. Шестаков И. Я., Строк А. И., Фадеев А. А. Линейные электродинамические двигатели. Конструирование. Практическое применение: моногр. Красноярск : Сибирский государственный аэрокосмический университет, 2013. 148 с.
4. Башинский В. Г., Шаповалов О. Л., Денисов А. И., Бурсала Е. А., Бурсала А. Л. Влияние пульсаций бесколлекторного двигателя постоянного тока на процесс управления запуском газотурбинного двигателя вертолета. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 2. С. 56-66. <https://doi.org/10.15407/techned2020.02.056>.
5. Горловенко П. Г. Возможности применения линейных электродинамических двигателей в авиации и космонавтике. *Актуальные проблемы в авиации и космонавтике. Технические науки*. Красноярск: Сибирский федеральный университет, ИГДТ, 2013. С. 177-185.
6. Chau K. T., Wang Z. Chaos in Electric Drive Systems: Analysis, Control and Application. John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2011. 318 p.

7. Чиликин М. Г., Ключев В. И., Сандлер С. А. Теория автоматизированного электропривода. Москва : Энергия, 1979. 615 с.
8. Бондар Р. П., Голенков Г. М. Моделирование электромеханических процессов линейного магнитоэлектричного двигателя на привода двомассовой виброударной системы. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 6. С. 43-48. <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.043>.
9. Бондар Р. П., Голенков Г. М., Мазуренко Л. И., Подольцев А. Д. Моделирование многоканального колебательного движения вибрационной системы с линейным двигателем. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 1. С. 49-56. URL: <http://dspace.nbuv.gov.ua/handle/10.15407/123456789/62059>.
10. Подольцев О. Д., Бондар Р. П. Моделирование связанных электромеханических и тепловых процессов в линейном магнитоэлектричном двигателе на основе теории мультифизических кил. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 2. С. 50-55. <https://doi.org/10.15407/techned2020.02.050>.
11. Денисов А. И., Зволинский В. М., Руденко Ю. В. Вентильные преобразователи в системах точной стабилизации: моногр. Киев: Наук. думка, 1997. 249 с.
12. Цыпкин Я. З. Основы теории автоматических систем: моногр. Москва : Наука, 1977. 560 с.

Надійшла до редколегії 07.09.2021

Схвалена до друку 16.11.2021

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>

Денисов Юрій Олександрович

доктор технічних наук професор
провідний науковий співробітник Державного
науково-дослідного інституту випробувань і сертифікації
озброєння та військової техніки,
Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0003-2293-7964>

Березняк Анатолій Миколайович

начальник науково-дослідного відділу
Державного науково-дослідного інституту випробувань
і сертифікації озброєння та військової техніки,
Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0003-4081-9152>

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 Bashynskiy**

Doctor of Engineering Science Senior Researcher
Head of State Scientific Research Institute
for Testing and Certification
of Arms and Military Equipment,
Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0003-0966-5714>

Alexander Denysov

Doctor of Engineering Science Professor
Leading Researcher
of State Scientific Research Institute for Testing
and Certification of Arms and Military Equipment,
Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0001-8357-2378>

Yuri Denisov

Doctor of Engineering Science Professor
Leading Researcher
of State Scientific Research Institute for Testing
and Certification of Arms and Military Equipment,
Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0003-2293-7964>

Anatoli Bereznjak

Head of Scientific Research Department
of State Scientific Research Institute for Testing
and Certification of Arms and Military Equipment,
Chernigiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0003-4081-9152>

Olena Bursala

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

ОПТИМАЛЬНОЕ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ АДАПТИВНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В КОНТУРЕ ТОКА ЛИНЕЙНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА БОРТОВОЙ АВИАЦИОННОЙ ТЕХНИКИ

В.Г. Башинский, А.И. Денисов, Ю.А. Денисов, А.М. Березняк, Е.А. Бурсала

По результатам проведенного анализа известных аналитических методов показана невозможность учета на их основе влияния пульсаций широтно-импульсного преобразователя (ШИП), который является звеном контура тока линейного электропривода, на его переходную характеристику в процессе глубокого регулирования. Разработан метод учета этого влияния на основе аппроксимации широтно-модулированного напряжения преобразователя рядом Уолша-Фурье. Получена передаточная функция ШИП при его глубоком регулировании в виде вектора, компоненты которого

справедливы для диапазонов модуляции конечной длительности. Показано, что в контуре тока с широтно-импульсной модуляцией первого рода возможна реализация процессов конечной длительности на основе пропорционально-интегрального регулятора, что требует перестройки его параметров при глубоком регулировании. Для этого разработана схема определителя зон модуляции, принцип работы которого основан на кусочно-линейном законе изменения амплитуд функций ряда Уолша-Фурье в процессе глубокой широтно-импульсной модуляции. Разработана цифровая схема пропорционально-интегрального регулятора с определителем зон модуляции, позволяющим перестраивать его параметры в процессе регулирования. Выполнен расчет переходных характеристик контура тока для отдельных зон модуляции конечной длительности. Анализ передаточной функции замкнутого контура тока с широтно-импульсной модуляцией второго рода показал, что пропорционально-интегральный регулятор не позволяет настроить здесь процесс на оптимальное быстродействие. Поэтому для контура тока с широтно-импульсной модуляцией второго рода на основании второго полиномиального уравнения синтеза дискретных систем синтезирован регулятор, позволяющий обеспечить его оптимальное быстродействие без перестройки параметров при глубоком регулировании. Предложена схемотехническая реализация регулятора в виде рекурсивного цифрового фильтра на основе двух звеньев задержки. Определены параметры его звеньев для конкретных условий и выполнен расчет переходных характеристик, оптимальных по быстродействию. Проведено сравнение сложности реализации контуров тока линейного электропривода контура тока с широтно-импульсной модуляцией первого и второго рода по результатам их настройки на оптимальное быстродействие на основе разработанных схемотехнических и теоретических предложений. По результатам сравнительных оценок сделаны выводы о предпочтительном применении систем управления ШИП с модуляцией первого и второго рода.

Ключевые слова: линейный электродвигатель, широтно-импульсная модуляция, адаптивный регулятор, оптимальное быстродействие, контур тока.

OPTIMAL IN TERMS OF SPEED ADAPTIVE CONTROL OF PROCESSES IN THE CURRENT LOOP OF A LINEAR ELECTRIC DRIVE OF ON-BOARD AIRCRAFT

V. Bashinskyi, A. Denisov, Y. Denisov, A. Berezniak, O. Bursala

Based on the results of the analysis of known analytical methods, it is shown that it is impossible to take in account, on their basis, the effect of pulsation of a pulse-width converter (PWC), which is a link of the current loop of a linear electric drive, on its transient response in the process of deep regulation. A method has been developed to take this effect into account based on the approximation of the wide-modulated voltage of the converter by the Walsh-Fourier series. The PWC transfer function is obtained with its deep regulation in the form of the vector, the components of which are valid for modulation ranges of finite duration. It is shown that in a current loop with pulse-width modulation of the first kind, it is possible to implement processes of finite duration on the basis of proportional-integral controller, which requires a restructuring of its parameters with deep regulation. For this purpose, a circuit has been developed for the determinant of modulation zones, the principle of operation of which is based on a piecewise linear law of variation of the amplitudes of the Walsh-Fourier functions in the process of deep pulse-width modulation. A diagram of a proportional-integral controller with a modulation zone determinant has been developed, which makes it possible to rebuild its parameters in the process of regulation. The calculation of the transient characteristics of the current loop for individual zones of modulation of a finite duration has been performed. The analysis of the transfer function of a closed current loop with pulse-width modulation of the second kind showed that the proportional-integral controller does not allow tuning the process here to optimal speed. Therefore, for a current loop with pulse-width modulation of the second kind, on the basis of the second polynomial equation for the synthesis of discrete systems, a controller has been synthesized, which makes it possible to ensure its optimal performance without restructuring the parameters with deep regulation. A circuit implementation of the controller in the form of a recursive digital filter based on two delay units is proposed. The parameters of its links are determined for specific conditions and the calculation of transient characteristics, optimal in terms of speed, is carried out. A comparison is made of the complexity of the implementation of the current loops of a linear electric drive of a current loop with pulse-width modulation of the first and second kind based on the results of their tuning for optimal performance based on the developed circuitry and theoretical proposals. Based on the results of comparative evaluations, conclusions were drawn about the preferred use of PWP control systems with modulation of the first and second kind.

Keywords: linear motor, pulse width modulation, adaptive controller, optimal speed, current loop.