

УДК 681.51, 621.3.07

М.Паламар, канд. техн. наук; А.Хом'як*Тернопільський державний технічний університет імені Івана Пулюя***МОДЕЛЮВАННЯ СХЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ АНТЕННОЇ СИСТЕМИ СУПРОВОДУ НИЗЬКООРБІТАЛЬНИХ КОСМІЧНИХ АПАРАТІВ**

В статті пропонується метод керування наведенням наземних антенних систем на космічні апарати за допомогою силового слідкуючого приводу, в основі якого лежить асинхронний електропривід. Здійснено аналіз і запропоновано ефективний спосіб керування даним електроприводом. Також здійснено математичний опис роботи двигуна, який приведено до зручної форми обчислення з можливістю підстановки реальних значень. Розроблено модель системи автоматичного керування, в якій втілено принцип поєднання модульного і векторного ШІМ-управління.

M. Palamar, A. Homyak**MODELING OF VECTOR CONTROL SCHEME OF ASYNCHRONOUS ELECTRODRIVE OF ANTENNA SYSTEM FOR TRACKING OF LOW-ORBITAL SPACE VEHICLES**

In this article is represented method of ground antenna system pointing to space vehicles, using power tracking drive, which is based on asynchronous electrodrive. It was made the analysis and was offered the effective method of control of this electrodrive. The mathematical description of the motor work was made, and this description was brought to suitable form of calculation, including possibility of real value substitution. It was developed the model of automatic control system, in which was embodied the principle of combination of module control and PWM-control.

Умовні позначення U — напруга на статорі двигуна; f — частота напруги живлення; ω_0 — швидкість обертання магнітного поля статора; p — кількість пар полюсів.

Вступ. Задачі управління рухом механічних систем за заданою траєкторією пов'язані зі стабілізацією динамічної системи відносно кривої чи поверхні. Такі задачі вирішуються за допомогою нелінійних систем управління, які базуються на диференційно-геометричних методах теорії багатозв'язних систем. Більшість робіт, які присвячені керуванню за траєкторією, вирішуються в стаціонарних умовах, тобто здійснюється стабілізація відносно стаціонарної кривої (поверхні).

Перед розробниками сучасних систем керування механічними системами виникає необхідність врахування зовнішнього середовища, що має різну природу і може мати стаціонарний і динамічний характер. Характерним прикладом стаціонарного зовнішнього середовища можуть бути нерухомі об'єкти або механізми, які накладають обмеження на рух керуючої системи.

Складність реалізації високих вимог до точності наведення антенних систем визначається призначенням і властивостями об'єкта керування. В прямій залежності від нього знаходяться показники якості, що є основою для синтезу систем автоматичного управління (САУ). Об'єктом управління в САУ наземними антенними системами (АС) є рефлектор, металокопункції опорно-поворотного механізму (ОПМ) і механізму наведення АС разом із виконавчими двигунами.

Особливостями конструкцій АС, призначених для космічного зв'язку є великі геометричні розміри, а для рухомих частини — великі моменти інерції, причому вся ця механічна частина знаходиться під впливом низькочастотних вітрових навантажень,

інших метрологічних і кліматичних факторів. Сукупність цих факторів може призвести до виникнення низькочастотних резонансних процесів, які супроводжуються слабким демпфуванням, що викликає вагомі труднощі при проектуванні САУ.

Виконавчим елементом в САУ наземними АС є силовий слідкуючий привід (ССП), що забезпечує рух АС в різних режимах роботи. Проектування ССП належить до однієї з важливих проблем, від вирішення якої залежить ефективність і якість роботи керованої АС в цілому. Розвиток напівпровідникової і мікропроцесорної техніки привів до створення ССП з використанням різних частотних перетворювачів і інверторів на IGBT-транзисторах, які мають ряд переваг над електромашинним приводом, зокрема більший к.к.д на 24-38%.

Задача проектування ССП зводиться до забезпечення точного наведення АС в основних і допоміжних режимах роботи в умовах великих і змінних в часі моментів, які створюються вітровим потоком. Великі швидкості і прискорення при слідкуванні за космічними апаратами (КА) потребують використання виконавчих двигунів великої потужності, а вимоги високої точності наведення викликають необхідність зменшення похибок, які обумовлені впливом вітрових навантажень, люфтів у механічній передачі, динамічних моментів інерції і т.п. Всі ці питання вимагають пошуку ефективних способів керування наведенням АС, вибору виконавчих механізмів, розробки економічно доцільних ОПМ тощо.

Теоретичне обґрунтування. Одним з основних елементів ССП є двигун. В САУ наземними АС використовуються різні типи двигунів, але саме асинхронний двигун з коротко замкнутим ротором є найбільш витривалим до умов навколишнього середовища. Витривалість, низька ціна і високий ККД роблять його використання перспективним у галузі САУ. В останні два десятиліття регульований асинхронний електропривід перетерпів досить великі зміни в своєму розвитку і практично повністю витіснив із багатьох областей синхронний привід і привід постійного струму. Це пов'язано, перш за все, із досягненням в області силової електроніки і мікропроцесорної техніки, на основі яких були розроблені перетворювачі частоти, які забезпечують керування асинхронними короткозамкнутими двигунами з динамічними показниками, що співрозмірні або перевищують показники інших приводів.

Існує ряд відомих методів регулювання асинхронним двигуном, але найбільш раціональним способом плавного регулювання частоти обертання вважається частотний, можливість якого базується на лінійній залежності швидкості обертання магнітного поля статора від частоти напруг живлення: $\omega_0 = \frac{2\pi f}{p}$.

Численні дослідження показали, що ефективним способом керування асинхронними двигунами для забезпечення надійного зв'язку АС із КА є частотне управління за принципом постійного відношення U/f і векторного ШІМ-управління. Цей метод разом із використанням ПД-регулятора дозволяє досягнути необхідної точності наведення. Якщо відношення U/f підтримувати на деякому постійному рівні, то буде зберігатись постійним і магнітний потік статора, таким чином, обертовий момент буде залежати тільки від частоти ковзання. Як видно з рис.1, збільшення магнітного потоку призводить до різкого збільшення струму, а зниження до зменшення моменту.

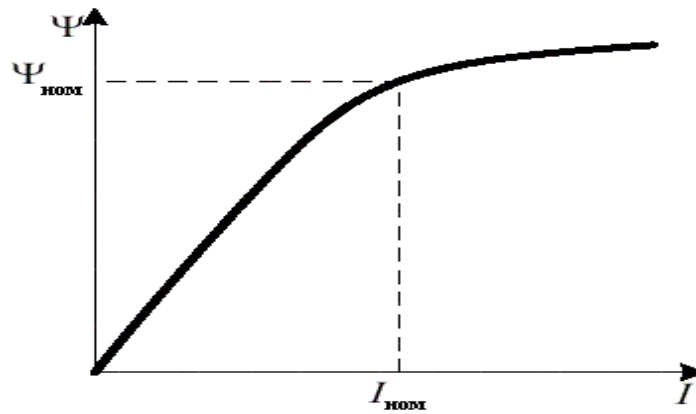


Рисунок 1 – Крива намагнічування двигуна

Рівняння електричної рівноваги для однієї фази можна записати наступним чином:

$$U_1 = i_1 \cdot R_1 + \frac{d\psi_1}{dt}, \quad (1)$$

де U_1 — фазна напруга;

i_1 — фазний струм;

R_1 — активний опір фази статора;

ψ_1 — повне потокозчеплення фазної обмотки.

Якщо знехтувати падінням напруги на активному опорі фази статора, то рівняння (1) спроститься:

$$U_1 = \frac{d\psi_1}{dt}. \quad (2)$$

Фазна напруга змінюється за законом:

$$U_1 = U_{\max} \cdot \sin \omega_0 t, \quad (3)$$

де ω_0 — кутова швидкість обертання поля статора.

Якщо тепер прирівняти праві частини останніх двох рівнянь, то отримаємо вираз:

$$\frac{d\psi_1}{dt} = U_{\max} \cdot \sin \omega_0 t, \quad (4)$$

який після інтегрування прийме вигляд:

$$\psi_1 = -\frac{U_{\max}}{\omega_0} \cdot \cos \omega_0 t \quad \text{або} \quad \psi_1 = -\frac{U_{\max}}{2\pi f} \cdot \cos(2\pi f t). \quad (5)$$

Із виразу (5) видно, що амплітуда магнітного потоку фази прямо пропорційна напрузі і обернено пропорційна частоті, тому для підтримки постійного потоку потрібно змінювати напругу пропорційно зміні частоти:

$$\frac{U}{f} = \text{const.}$$

Якщо підставити в рівняння електричної рівноваги для однієї фази формулу значення напруги для малої швидкості обертів, то доля iR -складової обернено пропорційно збільшиться по відношенні до прикладеної напруги. Ця обставина призводить до суттєвого зменшення магнітного потоку на малих частотах і, відповідно,

зменшення моменту. Для забезпечення навантажувальної здатності за моментом близької до номінальної на всьому діапазоні швидкостей обертання необхідно застосувати iR - компенсацію (буст), тобто завищення напруги відносно закону $U/f = const$, як показано на рис.2.

В області малих частот напруга живлення збільшується по відношенню до лінійного закону. В області високих частот напруга живлення доходить до номінального значення і далі свій ріст припиняє. Збільшувати її більше номінальної не можна, так як під цей рівень напруги розраховуються ізоляції двигуна при проектуванні.

Даний принцип може використовуватися для побудови контурів автоматичного управління швидкістю (рис.3), в яких відхилення необхідної швидкості від фактичного виміряного значення швидкості поступає на вхід ПД-регулятора, де обчислюється значення частоти напруги статора. Для зниження складності контролера в якості вихідних даних для обчислення правила U/f і алгоритму векторного ШІМ-керування використовуються абсолютні значення частоти статорної напруги. Якщо на виході ПД-регулятора присутнє від'ємне значення, то склад двох змінних управління силовими транзисторами інвертора міняється місцями, чим досягається реверс електродвигуна.

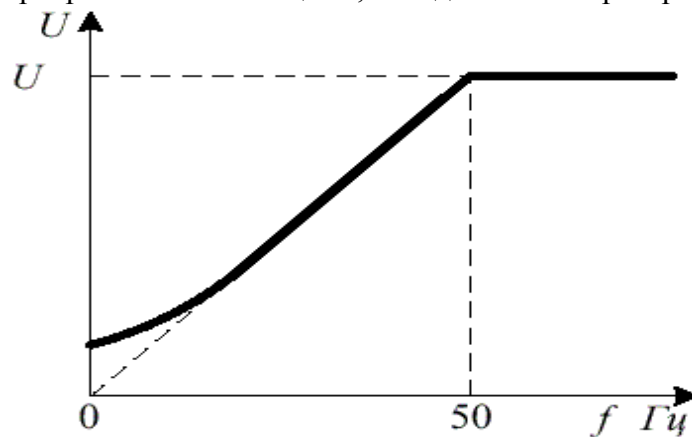


Рисунок 2 – Закон регулювання $U/f = const$ в перетворювачах частоти

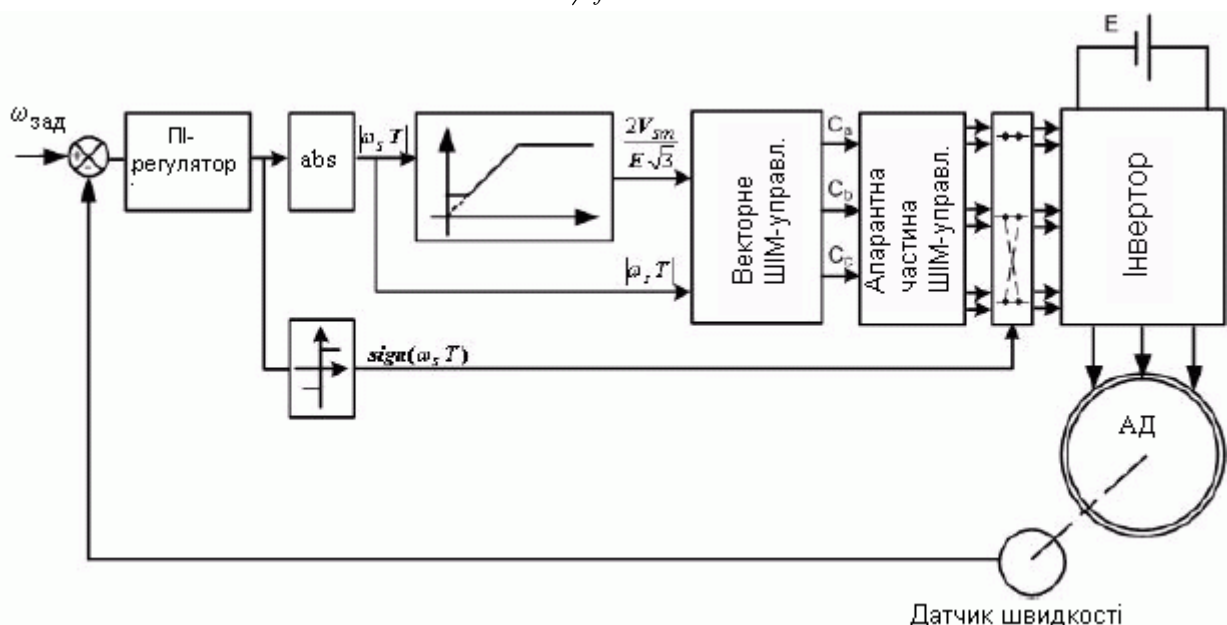


Рисунок 3 – Блок-схема автоматичного управління швидкістю

Математичний аналіз роботи асинхронного електроприводу в АС. При дослідженні несталих режимів приводу з асинхронним двигуном необхідно враховувати електромагнітні процеси в самому двигуні. Особлива необхідність в цьому виникає при дослідженні швидких процесів, коли великий взаємний вплив механічного

і електромагнітних процесів, при дослідженні взаємовпливу джерела і двигуна, стійкості, вплив зворотніх зв'язків і т. п.

При виведенні диференціальних рівнянь асинхронного двигуна для спрощення задачі застосовують наступні припущення:

1. Фазні обмотки виконані однаковими і розміщені по окружності статора симетрично.
2. Повітряний зазор рівномірний.
3. Втрати в сталі і вплив пазів на магнітну нерівномірність у повітряному зазорі не враховуються.

Магнітний матеріал ротора і статора має лінійну характеристику намагнічування з дуже високою відносною проникністю. Вплив насичення враховується тільки вибором параметрів, які відповідають насиченому стану, але в межах розглядуваного процесу параметри двигуна приймаються невідомими.

Вищі просторові гармоніки магнітного поля не враховуються; приймається, що намагнічуюча сила кожної обмотки розподілена синусоїдально по окружності статора (ротора). Із цих припущень випливає, що розподіл магнітної індукції у повітряному зазорі двигуна по колу статора (ротора) приймається синусоїдальним.

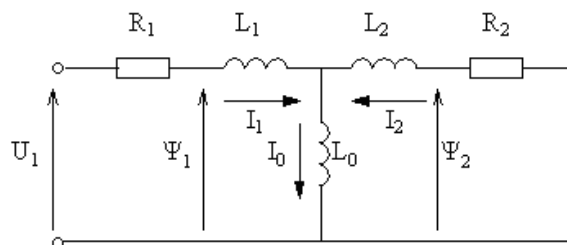


Рисунок 4 – Т-подібна схема заміщення асинхронного двигуна

Якщо до обмотки статора прикладена трьохфазна напруга, а обмотка ротора замкнута, то миттєві значення фазних напруг статора і ротора, згідно з рис.4, задаються наступними рівняннями:

$$\begin{cases} u_{1a} = i_{1a} \cdot R_1 + \frac{d\psi_{1a}}{dt}, \\ u_{1b} = i_{1b} \cdot R_1 + \frac{d\psi_{1b}}{dt}, \\ u_{1c} = i_{1c} \cdot R_1 + \frac{d\psi_{1c}}{dt}, \\ 0 = i_{2a} \cdot R_2 + \frac{d\psi_{2a}}{dt}, \\ 0 = i_{2b} \cdot R_2 + \frac{d\psi_{2b}}{dt}, \\ 0 = i_{2c} \cdot R_2 + \frac{d\psi_{2c}}{dt}, \end{cases} \quad (6)$$

де $u_{1a}, u_{1b}, u_{1c}, u_{2a}, u_{2b}, u_{2c}$ — миттєві значення фазних напруг статора і ротора,

$i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}, i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}$ — миттєві значення фазних струмів статора і ротора,

$\psi_{1a}, \psi_{1b}, \psi_{1c}, \psi_{2a}, \psi_{2b}, \psi_{2c}$ — повні потокозчеплення фазних обмоток,

R_1, R_2 — активні опори обмоток статора і ротора.

При обертанні ротора взаємне положення обмоток статора і ротора неперервно міняється, відповідно змінюється і взаємна індуктивність між ними. З урахуванням прийнятих припущень можна вважати, що взаємна індуктивність пропорційна

косинусу текучого кута між осями обмоток ротора і статора. Повна система рівнянь поточкозчеплень в обмотках статора і ротора визначається рівняннями:

$$\begin{bmatrix} \psi_{1a} \\ \psi_{1b} \\ \psi_{1c} \\ \psi_{2a} \\ \psi_{2b} \\ \psi_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_1 & 0 \\ 0 & 0 & L_1 \\ L_{12} \cos \theta_2 & L_{12} \cos (\theta_2 - 4\pi / 3) & L_{12} \cos (\theta_2 - 4\pi / 3) \\ L_{12} \cos (\theta_2 - 4\pi / 3) & L_{12} \cos \theta_2 & L_{12} \cos (\theta_2 - 4\pi / 3) \\ L_{12} \cos (\theta_2 - 2\pi / 3) & L_{12} \cos (\theta_2 - 4\pi / 3) & L_{12} \cos \theta_2 \\ L_{12} \cos \theta_2 & L_{12} \cos (\theta_2 + 2\pi / 3) & L_{12} \cos (\theta_2 + 4\pi / 3) \\ L_{12} \cos (\theta_2 + 4\pi / 3) & L_{12} \cos \theta_2 & L_{12} \cos (\theta_2 + 2\pi / 3) \\ L_{12} \cos (\theta_2 + 2\pi / 3) & L_{12} \cos (\theta_2 + 4\pi / 3) & L_{12} \cos \theta_2 \\ L_2 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \\ i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

де $L_1 = L_{1\sigma} + L_m$, $L_2 = L_{2\sigma} + L_m$ — повні еквівалентні індуктивності фаз статора і ротора, які складаються з індуктивностей від полів розсіювання ($L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$) і головного потоку ($L_m = 3/2 L_{12}$);

L_{12} — максимальна взаємна індуктивність між будь-якою обмоткою статора і будь-якою обмоткою ротора, яка має місце при співпаданні їх осей;

θ_2 — текучий кут між осями обмоток фаз статора і ротора.

Рівняння (7) містить гармонічні коефіцієнти, що створює значні труднощі при дослідженні перехідних процесів. Для того, щоб виключити гармонічні коефіцієнти, використовують перетворення координат. З цією ціллю реальні змінні статора і ротора замінюються їх проекціями на взаємно перпендикулярні осі координат, що обертаються з довільною швидкістю ω_k . Таке перетворення координат відповідає приведенню трьохфазного електродвигуна до еквівалентного двохфазного.

При математичному описі трьохфазних асинхронних двигунів зручно оперувати не миттєвими значеннями координат, а їх результуючими векторами. Якщо, наприклад, миттєві значення струмів рівні i_a, i_b, i_c , то результуючий вектор струму визначається рівнянням:

$$\vec{i} = \frac{2}{3} (\bar{a}^0 i_a + \bar{a} i_b + \bar{a}^2 i_c) = \frac{2}{3} (i_a + \bar{a} i_b + \bar{a}^2 i_c), \quad (8)$$

де $\bar{a}^0 = e^{j0} = 1$; $\bar{a} = e^{j2\pi/3}$; $\bar{a}^2 = e^{j4\pi/3}$.

Аналогічно визначаються результуючі вектори напруги

$$\vec{u} = \frac{2}{3} (u_a + \bar{a} u_b + \bar{a}^2 u_c) \quad (9)$$

і поточкозчеплення

$$\vec{\psi} = \frac{2}{3} (\psi_a + \bar{a} \psi_b + \bar{a}^2 \psi_c) \quad (10)$$

Використовуючи визначення результуючих векторів, рівняння (6) можна записати у вигляді одного диференціального рівняння у векторній формі. Для цього

перше рівняння із (6) множиться на $\frac{2}{3}\bar{a}^0$, друге на $\frac{2}{3}\bar{a}$, третє на $\frac{2}{3}\bar{a}^2$. Підсумовуючи отримані добутки, одержимо:

$$\frac{2}{3}(u_{1a} + \bar{a}u_{1b} + \bar{a}^2u_{1c}) = \frac{2}{3}(i_{1a} + \bar{a}i_{1b} + \bar{a}^2i_{1c})R_1 + \frac{2}{3}(\psi_{1a} + \bar{a}\psi_{1b} + \bar{a}^2\psi_{1c}) \quad (11)$$

або у векторній формі

$$\bar{u}_1 = \bar{i}_1 R_1 + \frac{d\bar{\psi}_1}{dt}. \quad (12)$$

Аналогічно векторне рівняння напруг ротора:

$$0 = \bar{i}_2 R_2 + \frac{d\bar{\psi}_2}{dt}. \quad (13)$$

Вибір змінних (струми або потокозчеплення), через які записані рівняння, визначається задачами дослідження. В тих випадках, коли досліджується поведінка струмів або взаємний вплив двигуна і джерела, а також в ряді спеціальних випадків (наприклад, процес з обмеженою величиною струму) рівняння записуються через струми. При дослідженні динамічних властивостей двигуна як елемента системи автоматизованого електроприводу, коли основний інтерес представляє характер руху вала двигуна, в цілях спрощення запису і вирішення рівнянь необхідно записувати їх через потокозчеплення.

Отримаємо систему рівнянь узагальненого асинхронного двигуна:

$$\begin{cases} u_1 = i_1 R_1 + \frac{d\psi_1}{dt}, \\ 0 = i_2 R_2 + \frac{d\psi_2}{dt}, \\ \psi_1 = i_1 L_1 + i_2 L_m e^{j\varphi}, \\ \psi_2 = i_1 L_m e^{-j\varphi} + i_2 L_2. \end{cases} \quad (14)$$

Система рівнянь асинхронного двигуна (14) непридатна для математичного моделювання на ПЕОМ, так як вектори, які відносяться до статора і ротора, записані в різних системах координат.

Привівши систему (14) до системи координат, яка є нерухомою відносно поля статора, що обертається з кутовою швидкістю ω_0 , а потім спроектувавши отримані рівняння на осі d і q, що обертаються з частотою поля системи координат, отримаємо систему рівнянь асинхронного двигуна в системі координат, що обертається з частотою поля:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{10d}}{dt} = u_{10d} + k_2 \alpha_1 \psi_{20d} - \alpha_1 \psi_{10d} + \omega_0 \psi_{10q}, \\ \frac{d\psi_{10q}}{dt} = u_{10q} + k_2 \alpha_1 \psi_{20q} - \alpha_1 \psi_{10q} - \omega_0 \psi_{10d}, \\ \frac{d\psi_{20d}}{dt} = k_1 \alpha_2 \psi_{10d} - \alpha_2 \psi_{20d} + \beta \psi_{20q}, \\ \frac{d\psi_{20q}}{dt} = k_1 \alpha_2 \psi_{10q} - \alpha_2 \psi_{20q} - \beta \psi_{20d}, \\ M = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2 \cdot L_1'} \cdot (\psi_{20d} \psi_{10q} - \psi_{20q} \psi_{10d}), \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{p}{J} \cdot (pM - M_n). \end{cases} \quad (15)$$

Система рівнянь (15) зручна тим, що може бути розв'язана числовими методами. Так, задавшись напругою, статичним моментом і параметрами схеми заміщення, можна

знайти потокозчеплення статора і ротора ψ_{10} і ψ_{20} , момент M і швидкість обертання ротора асинхронного двигуна ω .

Моделювання та експериментальні дослідження приводу АС. За допомогою середовища Matlab 7 і бібліотек його додатку Simulink було побудовано модель системи керування антеною (рис.7), в якій асинхронний двигун представлений повними диференціальними рівняннями, описаними вище. В результаті були отримані перехідні характеристики струму і напруги статора, частоти обертання вала двигуна, а також характеристики на виходах регуляторів, які підтверджують ефективність даної моделі. Аналіз похибок, які виникли при регулюванні швидкістю обертів двигуна показав, що запропонований вище метод можна використовувати в САУ наземними АС.

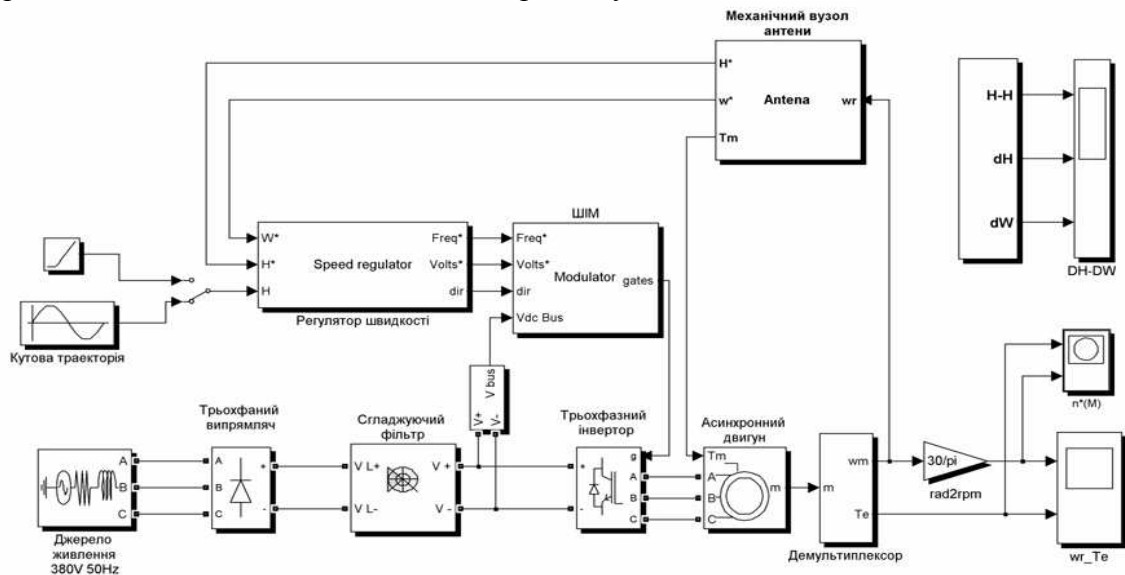


Рисунок 7 – Імітаційна модель вузла керування антеною

Структурна схема регулятора швидкості в MatLab/Simulink представлено на рис.8.

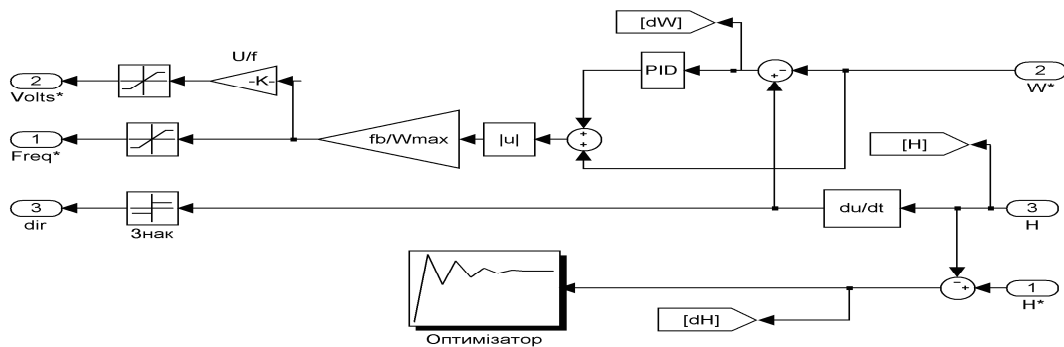


Рисунок 8 – Схема регулятора швидкості

Регулятор швидкості базується на пропорційно-інтегрально-диференційному (ПІД) законі регулювання ковзання двигуна. ПІД-контролери найпоширеніші в управлінні промисловими об'єктами завдяки їх надійності, простоті у багатьох реальних застосуваннях. Зокрема, в Японії доля ПІД-контролерів серед всіх методів управління, що використовуються на практиці, складає 84%. Крім того, в модель введено блок настройки і оптимізації параметрів ПІД-регулятора "оптимізатор" (рис.8).

Керуючий вихідний сигнал ПІД-контролера, яким є величина ковзання, задається рівнянням:

$$y(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau + k_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (16)$$

де $e(t) = \omega^*(t) - \omega(t)$ — відхилення заданої кутової швидкості руху антени $\omega^*(t)$ від реальної $\omega(t)$;

k_p, k_i, k_d — ПД коефіцієнти регулювання.

Керуючий сигнал ПД-контролера додається до кутової швидкості ротора для того, щоб виробляти потрібну частоту інвертора. Остання частота також використана, щоб генерувати необхідну напругу інвертора і підтримати сталим співвідношення U/f .

На виходах сформованої частоти і напруги стоять блоки, які обмежують вихідні величини по верхньому і нижньому рівнях з одночасною реалізацією буста.

В моделі передбачений алгоритм оптимальної настройки ПД коефіцієнтів за критерієм мінімізації динамічної похибки. Він базується на оцінці похибки кута і підборі коефіцієнтів k_p, k_i, k_d такими, які б зменшували похибку регулювання до потрібних меж, за що і відповідає блок “оптимізатора”.

В блоці оптимізації задавались межі похибок відхилення руху АС від заданої синусоїдальної траєкторії (таблиці наведення, ТН). В результаті процесу моделювання одержуємо графік зміни траєкторії руху АС, з амплітудою кута повороту $\varphi_m = 10^\circ$ (рис.9) та похибки кутового відхилення від розрахункової ТН (рис.10). Як показують результати моделювання, тільки на початкових ділянках ТН виникають значні відхилення внаслідок динамічних моментів опору при початковому старті і розгоні АС, а далі похибки знаходяться в межах 3 кутових минут.

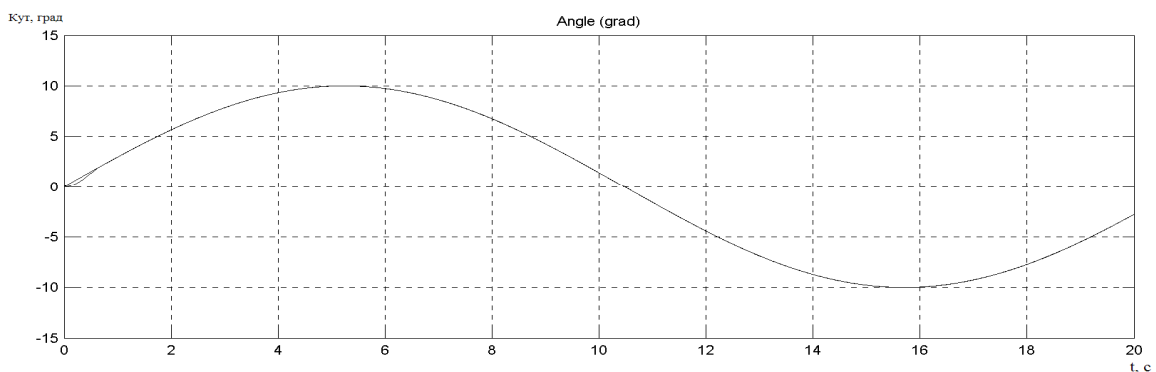


Рисунок 9 – Графік зміни траєкторії руху АС в градусах за час $t=20с$

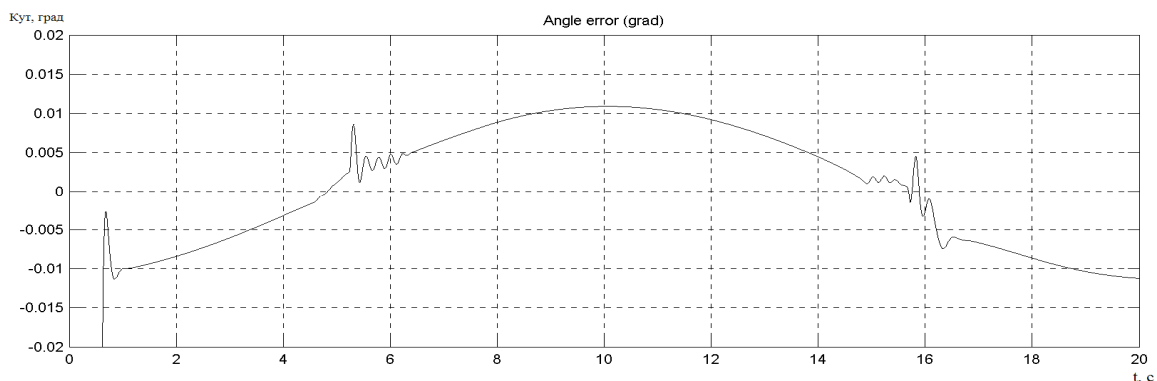


Рисунок 10 – Графік зміни похибки кутового відхилення від розрахункової ТН в градусах за час $t=20с$

Особливістю системи векторного керування асинхронними двигунами є необхідність використання додаткового обчислювального блоку, в якому проводиться оцінка поточного кутового положення вектора потокозчеплення ротора. Це робиться на

основі вирішення в реальному часі системи диференційних рівнянь, складених у відповідності з математичною моделлю двигуна.

Таким чином, реальні системи векторного управління приводами змінного струму потребують для своєї реалізації високопродуктивних мікроконтролерів з широким набором вбудованих перефрмійних пристроїв, які потребують від центрального процесора мінімальних ресурсів на своє обслуговування. На даний час це стало можливим завдяки розробкам передових фірм (INTEL, TEXAS INSTRUMENTS, ANALOG DEVICES і ін.) процесорів для обробки сигналів — DSP-процесорів. Особливе місце в них займають універсальні генератори періодичних сигналів, які забезпечують сучасні алгоритми управління інверторами, зокрема, алгоритми векторної широтно-імпульсної модуляції.

Висновок. Результати, отримані при моделюванні запропонованої системи керування, показали, що використання частотно керованого асинхронного електроприводу, як керуючої ланки САУ наземними АС, дозволяє добитися похибок наведення, які не перевищують 3 кут. минут, що для антен з діаметром рефлектора до 7 м є допустимою нормою. Звідси випливає висока ефективність такого підходу до структури та алгоритмів керування, що забезпечує можливість високоточного супроводу динамічних космічних об'єктів у високочастотних діапазонах з великими діаметрами рефлекторів наземних антен, зменшуючи при цьому вартість приводу і збільшуючи надійність роботи системи.

Література

1. Козярук А.Е., Рудаков В.В. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов. — СПб.: — С.-Петербургская электротехническая компания, 2004. — 352с.
2. Паламар М.І. Керування слідкуючими антенами із невизначеними динамічними параметрами для супроводу низькоорбітальних космічних апаратів. Автоматика, вимірювання та керування // Вісник ДУ “Львівська політехніка”. - 2006. - № 401. - С.32-38.
3. Паламар М., Умзар Ю., Данілін А. Моделювання і метрологічні дослідження наземних антенних станцій прийому інформації ДЗЗ для “EgyptSat-1”. Матеріали сьомої Української конференції з космічних досліджень. – НЦУІКС, Євпаторія, 3-8 вересня 2007. – С.150.
4. Назаренко Д.В., Семко І.А., Чуйко А.С. Система позиционирования на базе асинхронного частотного привода на примере привода РЛС. Современные проблемы информатизации в технике и технологиях: Сб. тр. по итогам VIII междунар. открытой науч. конф. - Воронеж, 2003. - Вып.8. – С.52-63.
5. Мирошник И.В., Фпадков А.Л., Никифоров В. О. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. — СПб.: Наука, 2000. — 653с.
6. Бурдаков С.Ф., Синтез управляемых механических систем. — СПб.: Политехника, 1993. — 375с.
7. Баширин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. — СПб.: Энергоиздат, 1982. — С.84-94.
8. Математическая модель асинхронной машины в фазной системе координат //Омск: ОмГТУ, 2001-7с. Рук. Г.В. Мальгин, А.Г. Щербаков. ИНВ № 50200100256.
9. http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=4062150.

Одержано 16.11.2007 р.