

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ЧЕРНІГІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

## **Математичне моделювання процесів і систем**

МЕТОДИЧНИЙ ПОСІБНИК ДО ВИКОНАННЯ ПРАКТИЧНОЇ ТА  
САМОСТІЙНОЇ РОБОТИ З КУРСУ  
ТЕОРІЯ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ  
ДЛЯ МАГІСТРІВ НАПРЯМУ ПІДГОТОВКИ  
171 ЕЛЕКТРОНІКА

ЧЕРНІГІВ – 2016-09-19

**Математичне моделювання процесів і систем.** Методичний посібник до виконання практичної та самостійної роботи. з курсу ТАУ з напрямку підготовки 171 Електроніка – Чернігів: ЧНТУ, 2016-09-19. – 67 с.

Укладач: Денисов Юрій Олександрович І, докт. техн. наук, проф.;

Відповідальний за випуск – Денисов Юрій Олександрович І, завідувач кафедри назва кафедри, докт. техн. наук, проф.

Рецензент: Степенко Сергій Анатольевич, канд. техн. наук, доц., доцент кафедри ІВТ та Ф для студентів напряму підготовки електронні системи

## Зміст

Математичне моделювання процесів і систем.....	1
Зміст.....	3
ВСТУП .....	4
Практичне заняття 1 Математична модель перетворювача з резонансним регулюючим елементом .....	5
Теоретичні відомості .....	5
Перелік основних завдань .....	11
Питання для дискусії .....	12
2. Практичне заняття 2 Стійкість систем точного електроприводу.....	12
Теоретичні відомості .....	12
3. Практичне заняття 3 Точність Систем стабілізації .....	25
Теоретичні відомості .....	25
4. Практичне заняття 4 Хаотичні процеси в системах живлення.....	35
Теоретичні відомості .....	35
5.Практичне заняття 5 Електропривод з фаззі-керуванням .....	44
Теоретичні відомості .....	44
6.Практичне заняття 6 Теорія нероних мереж .....	53
Теоретичні відомості .....	53
Рекомендована література .....	66

## ВСТУП

Розробка систем електроживлення, питання якісної стабілізації вихідної напруги вирішуються сумісно на засаді найновіших досягнень технології виробництва силових напівпровідникових приладів і мікро схемотехніки та обчислювальної техніки.

Рівень елементної бази силовій електроніці – потужних, повністю керованих напівпровідникових модулів, магнітних матеріалів, конденсаторів – дозволяє розробляти та високоточні джерела живлення для застосування їх в системах точної механіки оптики та нанотехнологій.

Властивості сучасної елементної бази дають можливість досягнення більш високих точностних характеристик джерел живлення. Застосування мікропроцесорних систем керування, систем керування за допомогою мікроконтролерів та ПЛІС з застосуванням нечіткою логіки та нейронного керування з урахуванням специфіки режимів енергоперетворювання.

При розробці високоточних систем стабілізації підвищується вплив перешкод, а також паразитних параметрів реактивних елементів на динамічні процеси в джерелі живлення, що примушує шукати нові принципи побудови систем керування.

В цьому зв'язку з'являється необхідність в дослідженні процесів в імпульсних та високочастотних квазірезонансних перетворювачах точного електроприводу.

Метою дослідної роботи є подальший розвиток методів розрахунку та проектування систем живлення високоточного електроприводу на основі імпульсних та квазірезонансних перетворювачів, зняття їх основних характеристик з метою розробки методики розрахунку та налагодження таких систем.

## Практичне заняття 1 Математична модель перетворювача з резонансним регулюючим елементом

### Теоретичні відомості

Як відзначалося, у роботах [1,2] у джерелах живлення точного електропривода усе більше застосування знаходять квазірезонансні імпульсні перетворювачі, що переключаються при нульовому струмі та напрузі (КРІП-ПНС, КРІП-ПНН) див рис 1.1. Однак, істотним недоліком КРІП-ПНН є те, що струм через їхній силовий транзистор має прямокутну форму. При скиданні навантаження, унаслідок підвищення добротності контуру, на транзисторі можлива поява значної напруги.

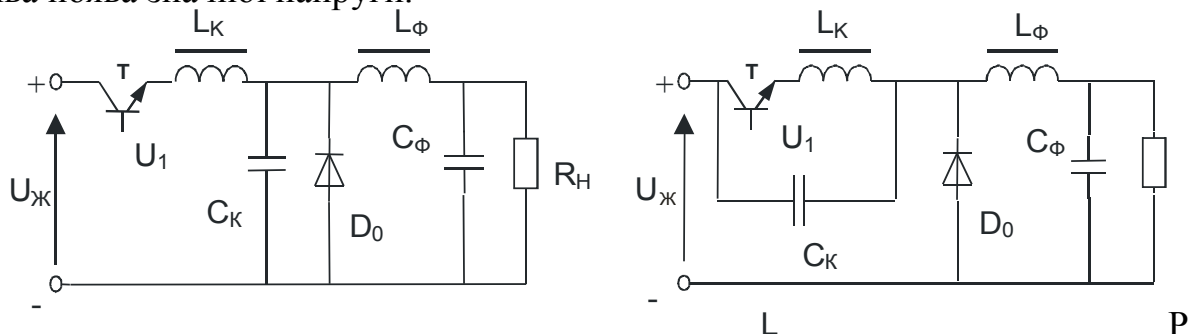


рис 1.1 Квазірезонансні імпульсні перетворювачі

З обліком цього сучасні системи електроживлення, точного електропривода як правило, виконуються на основі КРІП-ПНС із вхідною напругою 36В або 48В и вихідною – 5–12В, потужністю 10–100Вт. Вони працюють на частоті до 2МГц, мають ККД 90–95% і питомі характеристики 2–4кВт/дм<sup>3</sup>.

Проектування мережних джерел живлення зв'язано з оцінкою величини струму, напруги на перемикаючих і фільтруючих елементах схеми в перехідних режимах.

У замкнутій системі в перехідному режимі частота переключення транзистора змінюється в широких межах, що створює відомих труднощів для розрахунку процесів у системі. Зокрема, виключається можливість їхнього аналітичного розрахунку (вихідні різниці рівняння мають перемінний період), тому виникає необхідність у методиці чисельного розрахунку процесів у замкнутій системі з КРІП-ПНС. Особливість цього перетворювача полягає в тому, що інтервал провідності транзистора  $T$  є постійним, обумовленим напівперіодом власних коливань контуру  $L_k, C_k$ .

Напруга  $U_1$  на виході силового транзистора являє собою послідовність імпульсів регульованої частоти, причому, амплітуда імпульсів і їхня тривалість постійні. Ці імпульси впливають на послідовно включені ланки – резонансний контур і навантаження. Реакцію лінійної безперервної частини на імпульсну послідовність можна одержати у виді суми реакцій на окремі імпульси постійної тривалості з перемінною частотою проходження.

Реакцією безперервної частини на одиночний імпульс є різниця двох перехідних функцій зміщених друг щодо друга на час, рівний тривалості імпульсу.

При такому підході не враховується вплив зворотного діода  $D_0$ , що вносить тимчасову затримку в процес заряду конденсатора  $C_k$  [2], що помітно лише на високих частотах.

Таким чином, для розрахунку перехідного процесу в необхідно знайти реакцію безперервної частини на одиничну східчасту функцію, тобто знайти перехідну функцію двох послідовно включених ланок – резонансного контуру і навантаження.

Зображення перехідної характеристики

$$H(p) = \frac{\omega_k^2 \cdot \omega_H^2}{p \cdot (p^2 + \omega_k^2) \cdot (p^2 + 2\xi\omega_H p + \omega_H^2)}, \quad (1.1)$$

$$\text{де } \omega_k = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}; \omega_H = \frac{1}{\sqrt{L_\phi C_\phi}}; \xi = \frac{\rho}{2R_H}; \rho = \sqrt{\frac{L_\phi}{C_\phi}}.$$

Відповідно до теореми розкладання оригінал перехідної характеристики

$$H(t) = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} + A_3 e^{p_3 t} + A_4 e^{p_4 t} + A_5 e^{p_5 t}, \quad (1.2)$$

$$\text{де } A_1 = 1; A_{2,3} = A_2 e^{\pm j\psi};$$

$$A_{4,5} = \frac{\omega_k^2 \omega_H^2 e^{\pm j\varphi}}{\sqrt{4b^4(3a^2 - b^2 + \omega_k^2)^2 + 4a^2 b^2(a^2 + \omega_k^2 - 3b^2)^2}}; A_2 = \frac{\omega_H^2}{2\sqrt{(\omega_H^2 - \omega_k^2)^2 + 4\xi^2 \omega_H^2 \omega_k^2}};$$

$$\psi = \arctg \frac{2\xi\omega_H\omega_k}{\omega_H^2 - \omega_k^2};$$

$$\varphi = \arctg \frac{a(a^2 + \omega_k^2 - 3b^2)}{b(3a^2 - b^2 + \omega_k^2)};$$

$$a = -\xi\omega_H; b = \omega_H \sqrt{1 - \xi^2}.$$

Якщо врахувати, що  $\omega_k \gg \omega_H$ , те з (1.2) одержуємо:

$$H(t) = 1(t) - A_2 \sin\omega_H t - \frac{e^{at}}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin(\omega_H \sqrt{1 - \xi^2} \cdot t + \varphi_1), \quad (1.3)$$

$$\text{де } \varphi_1 = \arctg \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{\xi}.$$

Реакцію безперервної частини на прямокутний імпульс можна знайти віднімаючи з (1.3) перехідну характеристику, зміщену на час  $t_{in}$ , що дорівнює інтервалові провідності силового транзистора.

У розімкнутій системі з КРП-ПНС перехідний процес можна одержати підсумовуванням реакцій безперервної частини на ряд прямокутних імпульсів, період проходження яких не є постійним, тобто

$$V_k(t) = \sum_{k=0}^n H_k(t),$$

де

$$H_k(t) = H_k\left(t - \sum_{k=0}^n T_k\right) - H_k\left(t - \sum_{k=0}^n T_k - t_u\right). \quad (1.4)$$

У (1.4)  $T_k$  – тривалість періоду роботи КРП, до  $= 0, 1, 2, \dots, n$  – кількість періодів, протягом яких установлюється перехідний процес, причому:

$$H_k\left(t - \sum_{k=0}^n T_k\right) = 0, \text{ якщо } t < \sum_{k=0}^n T_k;$$

$$H_k\left(t - \sum_{k=0}^n T_k - t_u\right) = 0, \text{ якщо } t < \sum_{k=0}^n T_k + t_u.$$

З врахуванням (1.3) одержуємо:

$$H_k\left(t - \sum_{k=0}^n T_k\right) = 1\left(t - \sum_{k=0}^n T_k\right) - A_2 \sin \omega_k\left(t - \sum_{k=0}^n T_k\right) - \frac{e^{a\left(t - \sum_{k=0}^n T_k\right)}}{\sqrt{1 - \xi^2}} \cdot \sin \left[ \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \left(t - \sum_{k=0}^n T_k\right) + \varphi \right]; \quad (1.5)$$

$$H_k\left(t - \sum_{k=0}^n T_k - t_u\right) = 1\left(t - \sum_{k=0}^n T_k - t_u\right) - A_2 \sin \omega_k\left(t - \sum_{k=0}^n T_k - t_u\right) - \frac{e^{a\left(t - \sum_{k=0}^n T_k - t_u\right)}}{\sqrt{1 - \xi^2}} \cdot \sin \left[ \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \left(t - \sum_{k=0}^n T_k - t_u\right) + \varphi \right]. \quad (1.6)$$

Використовуючи рівняння (1.4), (1.5), (1.6) можна розрахувати перехідні процеси в розімкнутій системі електроживлення з КРП-ПНС, що представлена у вигляді структурної схеми, розімкненої САР рис. 1.2.

Система керування СК здійснює регулювання частоти роботи імпульсних елементів ІЕ1, ІЕ2 за принципом модуляції I або ж II роду. Надалі розглянемо процеси в системі з ЧІМ II, у якій частота комутації КРП-ПНС змінюється відповідно до поточних помилок регулювання.

На виході ІЕ1 присутні миттєві імпульси, модульовані по частоті проходження:

$$U_1^*(t) = U(t) \sum_{k=0}^n \delta(t - kT_k),$$

таким чином на вхід формуючого елемента  $\Phi$  надходить гратчаста функція з перемінним періодом проходження, що звичайно задають у виді рекурентних співвідношень або числових послідовностей.

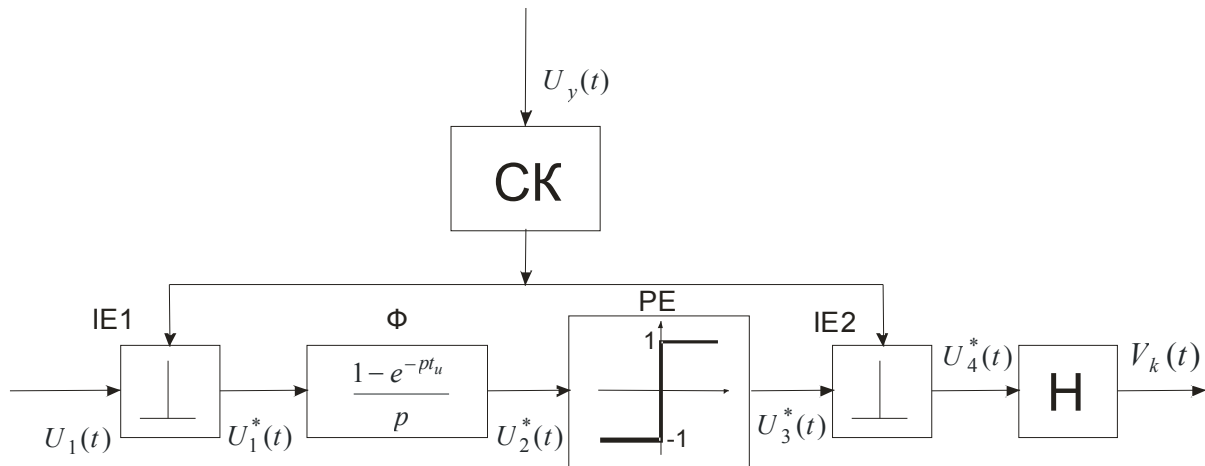


Рис. 1.2 - Структурна схема КРІІ-ПІІ як ланки системи

Оскільки в КРІІ-ПІІ силовий транзистор працює з постійним інтервалом провідності, то на структурній схемі САР формуючий елемент представляємо формуванням прямокутних імпульсів постійної тривалості  $t_n$ .

Наявність у структурній схемі САР релейного елемента РЕ дозволяє враховувати знак вхідного сигналу.

Основною характеристикою СК є характеристика вихід-вхід – залежність вихідної частоти від напруги керування. Звичайно СК для КРІІ-ПІІ виконуються на основі інтегрального таймера. З його виходу знімаються імпульси постійної тривалості і регульованої частоти, що після посилення і формування подаються на затвор силового транзистора.

Розглянемо порядок розрахунку перехідних процесів у замкнутій системі з КРІІ-ПІІ, структурна схема САР якої приведена на рис. 1.3, де:  $K_{\Phi\epsilon}(p)$ ,  $K_k(p)$ ,  $K_H(p)$ ,  $K_p(p)$  – передатні функції формуючого елемента, резонансного контуру, навантаження, регулятора.

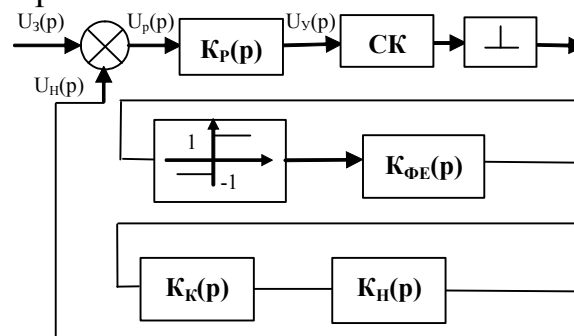


Рис. 1.3 - Структурна схема САР замкнутого КРІІ-ПІІ

У замкнутій системі сигнал, що надходить на вхід системи керування

$$U_y(t) = [U_3(p) - U_H(p)] \cdot K_p(p).$$

Рівняння замикання системи в оригіналі має вигляд:



$$U_p \left( t - \sum_{k=0}^n T_k, T_k \right) = U_3 \left( t - \sum_{k=0}^n T_k, T_k \right) - U_H \left( t - \sum_{k=0}^n T_k, T_k \right), \quad (1,7)$$

Для випадку  $K_p(p) = 1$ :

$$U_H(t) = \sum_{k=0}^n H_k(t) \cdot U_p \left( t - \sum_{k=0}^n T_k, T_k \right),$$

ТАКИМ ЧИНОМ

$$U_H(t) = \sum_{k=0}^n H_k(t) \cdot \left[ U_3 \left( t - \sum_{k=0}^n T_k, T_k \right) - U_H \left( t - \sum_{k=0}^n T_k, T_k \right) \right]. \quad (1,8)$$

Якщо  $U_3 \left( t - \sum_{k=0}^n T_k, T_k \right)$  – одинична східчаста функція, то

$$U_H(t) = \sum_{k=0}^n H_k(t) - \sum_{k=0}^n H_k(t) \cdot U_H \left( t - \sum_{k=0}^n T_k, T_k \right). \quad (1,9)$$

Виразимо реакцію замкнутої системи на імпульси постійної тривалості через відому реакцію  $H_k(t)$  розімкнутої системи.

На нульовому періоді система розімкнута, тому реакція замкнутої системи така ж, як і розімкнутої, тобто  $H_3(t) = H_0(t)$ .

У момент часу  $t = T_0$  обчислюється помилка системи. Для  $K_p(p) = 1$

$$U_p(t - T_0) = U_y(t - T_0, T_0) = U_3(t - T_0, T_0) - H_0(t - T_0, T_0). \quad (1,10)$$

Відповідно до цієї помилки по характеристиці вихід-вхід СУ визначається значення періоду  $T_1$  і знаходиться нове значення  $H_{13}(t)$  для  $T_0 \leq t \leq T_0 + T_1$ , тобто  $H_0 = H_{03}$ .

На вхід системи подається напруга завдання  $U_3(t)$ , а з виходу – знімається послідовність реакцій НЧ на прямокутні імпульси, модульовані по частоті. Закон модуляції частоти задається напругою помилки системи  $U_y(t)$ . Якби система розглядалася, як безперервна, то її рівняння замикання ризо би вид:

$$U_y(t) = U_3(t) - U_H(t).$$

Оскільки мова йде про дискретну систему, що замикається лише в моменти спрацьовування ІЕ, то рівняння замикання буде відповідати значенням періодів  $T_k$ .

У системах з ЧІМ II імпульсним елементом фіксується значення сигналу керування, на підставі чого формується поточне значення відповідного періоду комутації КРІП-ПНС. З обліком цього маємо рівняння замикання частотно-модульованої системи для випадку  $K_p(p) = 1$ :

$$U_y \left( t - \sum_{k=0}^n T_k, T_k \right) = U_z \left( t - \sum_{k=0}^n T_k, T_k \right) - U_n \left( t - \sum_{k=0}^n T_k, T_k \right) \quad (1.11)$$

Тут враховано, що ІЕ фіксує ліве значення вхідної величини.

Розрахунок перехідного процесу на виході системи виконується рекурентно.

У момент часу  $t = 0$  на вхід системи керування надходить тільки сигнал завдання  $U_z(0)$ , тобто  $U_y(0) = U_z(0)$ , тому що реакція на виході в цей момент часу відсутній і система розімкнута. Відповідно до цього на виході системи керування формуються імпульси з періодом  $T_0 = K_{cy}U_y(0)$ .

На навантаженні з'являється напруга  $U_n(t) = H_0(t)$ . У момент часу  $t = T_0$ , що фіксує інтегральний таймер системи керування, спрацьовує ІЕ, формується значення  $U_y(T_0) = U_z(T_0) - H_1(T_0)$  і відповідне йому значення періоду  $T_1 = K_{cy}U_y(T_0)$ , якому відповідає напруга на навантаженні  $U_n(t) = H_1(t - T_0)$ . Для моменту часу  $t = T_0 + T_1$  значення  $U_y(T_0 + T_1) = U_z(T_0 + T_1) - H_1(T_0 + T_1) - H(T_1)$ . Йому відповідає період  $T_2 = K_{cy}U_y(T_0 + T_1)$  і  $H(t - T_0 - T_1)$ .

У загальному випадку процес на виході замкнутої системи визначається сумою реакції розімкнутої системи на послідовність прямокутних імпульсів, період проходження яких реалізує зворотний зв'язок, рис. 1.4.

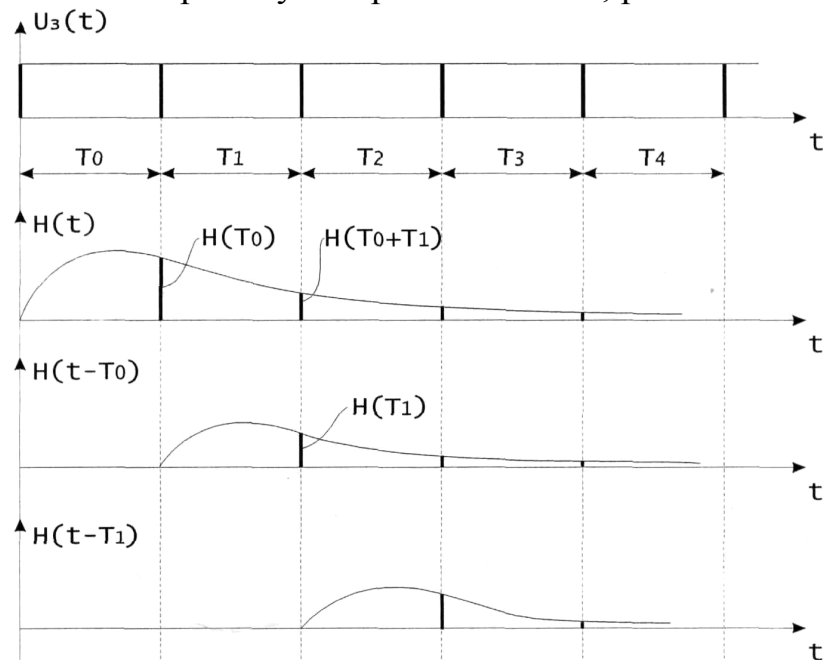


Рис. 1.4 - Реакції розімкнутої системи на імпульси постійної тривалості

Відповідно до рис. 1.4

$$H_3(t) = \sum_{k=0}^m H_k \left( t - \sum_{k=0}^m T_k, T_k \right).$$

Результати розрахунку перехідних процесів на виході замкнутої системи з КРІП-ПНС представлені на рис. 1.5.

Крива 1 відповідає значенням  $R_H=50 \text{ Ом}$ ,  $C_\Phi=10 \text{ мкф}$ ,  $C_K=1,5 \text{ нФ}$ ,  $L_K=35 \text{ мкГн}$ ,  $L_\Phi=0,7 \text{ мГн}$ ; крива 2 –  $R_H=5 \text{ Ом}$ ,  $C_\Phi=10 \text{ мкф}$ ,  $C_K=1,5 \text{ нФ}$ ,  $L_K=35 \text{ мкГн}$ ,  $L_\Phi=1,4 \text{ мГн}$ ; крива 3 –  $R_H=5 \text{ Ом}$ ,  $C_\Phi=1 \text{ мкф}$ ,  $C_K=1,5 \text{ нФ}$ ,  $L_K=35 \text{ мкГн}$ ; крива 4 –  $R_H=5 \text{ Ом}$ ,  $C_\Phi=10 \text{ мкф}$ ,  $C_K=15 \text{ нФ}$ ,  $L_K=35 \text{ мкГн}$ ,  $L_\Phi=1 \text{ мкф}$ .

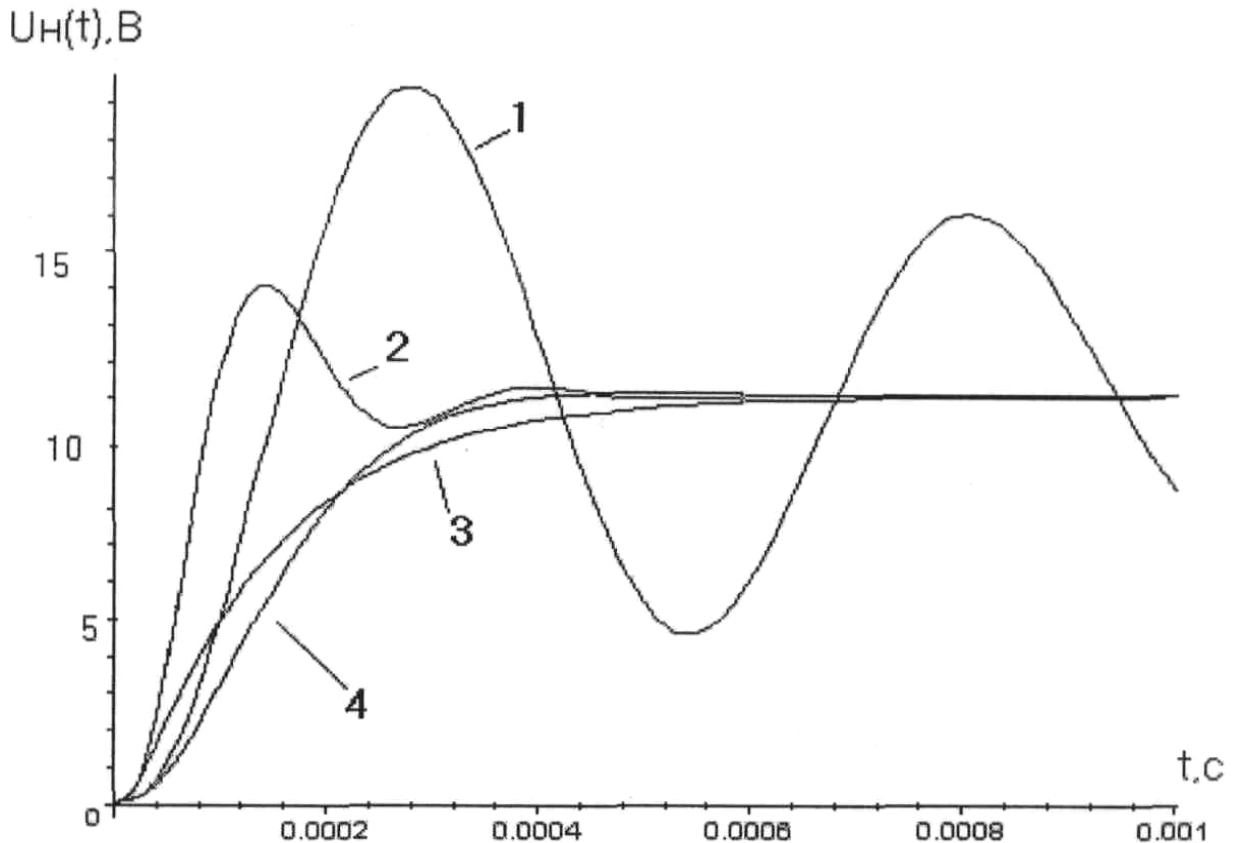


Рис. 1.5 - Перехідні процеси в замкнутій системі з КРІП-ПНС

Проведені експерименти показали, що розрахункові криві, в основному, збігаються з експериментальними. Розбіжність між ними не перевищують 10–12%, що свідчить про коректність розробленої методики розрахунку перехідних процесів у замкнутих системах електроживлення з квазірезонансними імпульсними перетворювачами.

#### Перелік основних завдань:

1. Особливості квазірезонансного перетворювача.
2. Математичний апарат розрахунку систем з частотною модуляцією .

3. Особливості чисельно-аналітичного методу розрахунку систем з частотної модуляцією .

4. Аналіз отриманих результатів розрахунків

### Питання для дискусії:

1. Можливості математичного апарату що описує системи перетворення електроенергії

2. Чи є можливості до альтернативного шляху до розрахунку систем з частотної модуляцій .

## 2. Практичне заняття 2 Стійкість систем точного електроприводу

### Теоретичні відомості

Особливістю потужних ВД є те, що вони можуть працювати в двох режимах – безколекторного двигуна постійного струму (БДПС) і синхронної машини. На стабільність швидкості високоточного електропривода впливає безліч факторів, з яких при постійному навантаженні найбільш істотними є пульсації напруги джерел живлення. Для їхнього зниження необхідно підвищувати частоту комутації силових ключів перетворювачів. Цій вимозі цілком відповідають джерела живлення, виконані на основі КРІП-ПНС, частота комутації яких досягає одиниць мегагерц. У процесі регулювання частоти змінюється напруга живлення БДПС, а виходить, і його швидкість, що відповідає моментному способу керування. Зміна частоти комутації супроводжується зміною гармонійного складу вихідної напруги КРІП, що ускладнює задачу фільтрації.

На низьких частотах комутації КРІП високочастотні гармоніки напруги живлення можуть привести до появи пульсацій моменту і швидкості обертання БДПС. Крім високочастотних гармонік, що надходять від джерела живлення, на стабільність швидкості обертання в ще більшому ступені впливають субгармоніки, причина появи яких зв'язана зі специфікою силової частини БДПС і специфікою керування.

Розглянемо причини появи субгармонік і їхній вплив на процеси в системі живлення БДПС (рис. 2.1), у якій силовий комутатор (інвертор напруги) виконаний на транзисторах Т1 – Т6, а вентиля В1 – У6 утворюють зворотний діодний міст. Датчики положення ротора ДПР1 – ДПР6 являють собою диск, закріплений на валові двигуна, і оптопари, установлені на його корпусі.

Включення транзисторів комутатора відбувається сигналами  $u_1 - u_6$  від драйверів Д1-Д6, на вхід яких надходять сигнали від ДПР (рис. 3.2). Інтервал

провідності транзисторів  $\lambda = 120^\circ + 2\Delta$ , де  $\Delta$  – кут перекриття. Наявність кутів перекриття дозволяють забезпечити безперервне підключення обмоток БДПС до джерела живлення, що дозволяє збільшити плавність регулювання швидкості.

Розглянемо умови субгармонійної стійкості приводу блоку обертових голівок апарата точного магнітного запису.

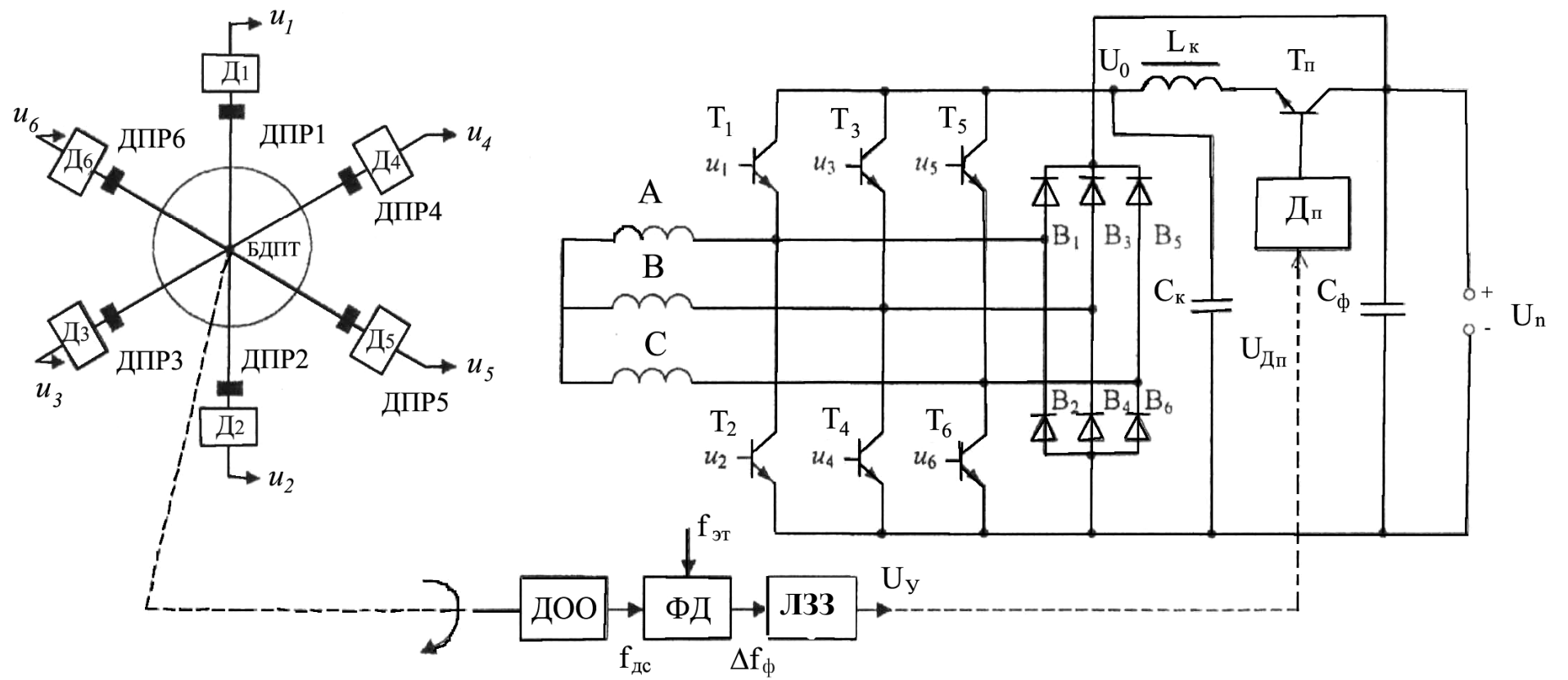


Рис. 2.1 - Система електропривода з БДПС і КРП-ПНС

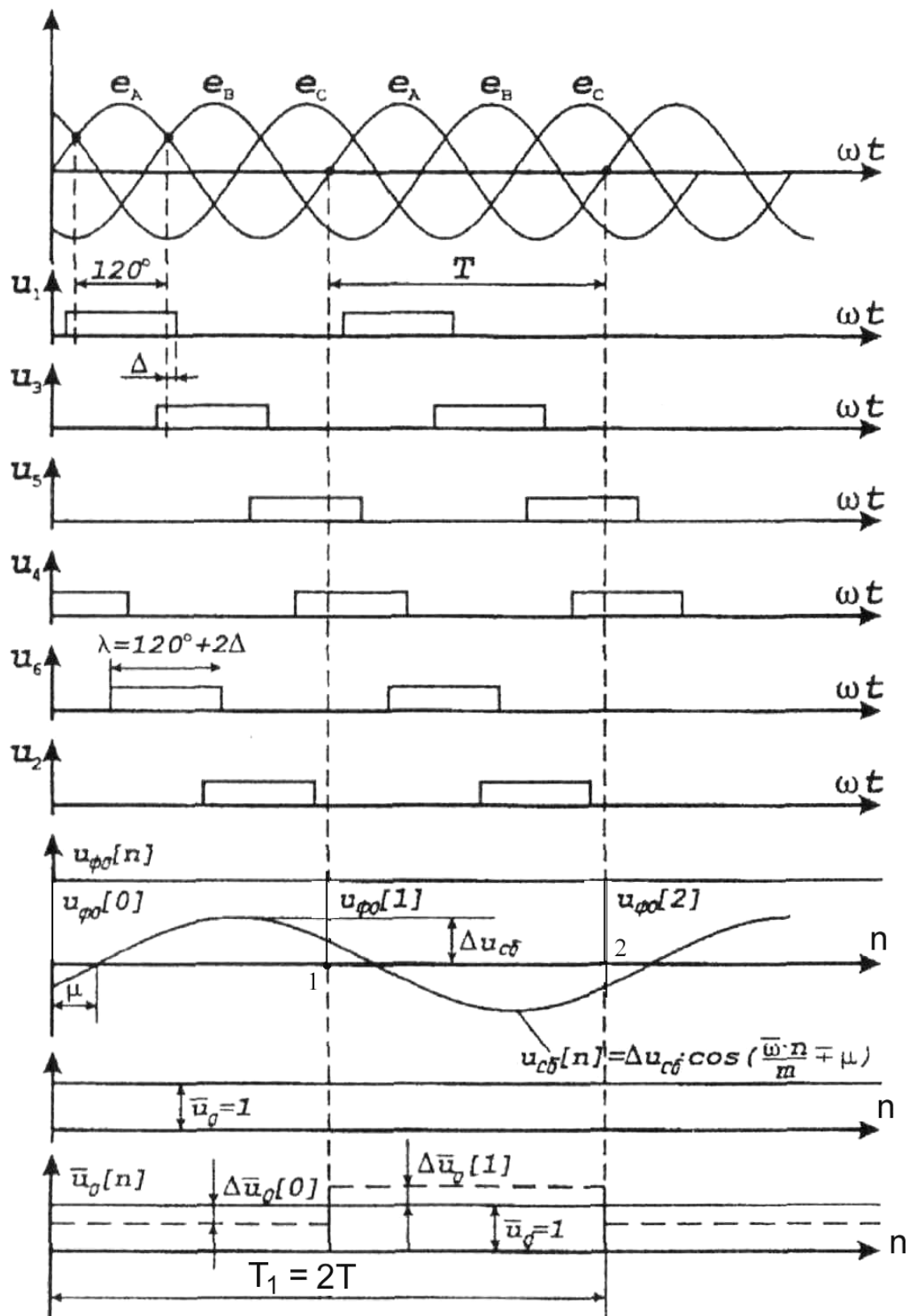


Рис. 2.2 - Часові діаграми системи електропривода з БДПС

Ротор БДПС у цьому приводі являє собою чотирьохполюсну магнітну систему, що складається з чотирьох постійних магнітів, закріплених на втулці з електротехнічної сталі. Статор двигуна безпасовий, залитий термостійким епоксидним компаундом, знаходиться в корпусі з магнітом'якої сталі. Корпус одночасно виконує і функцію електромагнітного екрана.

Основні характеристики БДПС блоку обертових голівок: напруга живлення – 27В; частота обертання номінальна –  $15 \cdot 10^3$  Об/хв; номінальний момент – 0,02 Н·м; номінальний ККД – 57%; споживана номінальна потужність – 54Вт.

На статорі двигуна розміщені обмотки  $A, B, C$ . У них наводиться ЕРС ( $e, e, e$ ) с періодом  $T$ , рівним часу одного обороту. Цей час вимірюється датчиком одного обороту (ДОО), що являє собою магнітну голівку, укріплену на корпусі двигуна, і постійний магніт, розміщений на диску блоку обертових голівок.

Інвертування струму в обмотках  $A, B, C$  здійснюється за допомогою комутатора, напруга живлення якого регулюється в процесі зміни частоти КРІП-ПНС транзистором  $T_{II}$  і резонансним контуром  $L_K, C_K$ .

КРІП-ПНС працює на проти-ЕРС, що наводяться в обмотках статора. Ці ЕРС містять фазову й амплітудну несиметрію, що викликана нерівномірністю кроку установки ДПР по окружності статора, нерівномірністю швидкості обертання в межах одного обороту, розкидом параметрів обмоток статора, силових ключів, наявністю асиметрії в каналах керування ключами комутатора.

Наявність фазової й амплітудної несиметрії ЕРС, що наводяться в обмотках статора, приводить до появи помітних биттів у струмі і швидкості двигуна від обороту до обороту. Ці биття через ДОО передаються на вхід фазового дискримінатора ФД і далі по ланцюзі зворотного зв'язку ЛЗЗ – на інформаційний вхід КРІП-ПНС, створюючи умови для виникнення в замкнутій системі автоколиваючого процесу на субгармоніках, частота яких може бути нижче частоти тактування ФД.

Існує необхідність у методиці, що дозволяє спроектувати систему електропривода на основі БДПС, вільну від наслідків впливу субгармонійних впливів і необхідним запасом, що володіє по відношенню до них, брутальності.

Для дослідження умов субгармонійної стійкості в системі, рис. 2.1, складемо структурну схему САР (рис. 2.3).

У точному електроприводі важливу роль виконує пристрій обчислення помилки системи, у якості якого найчастіше використовується фазовий дискримінатор ФД, що дозволяє реалізувати принцип фазового автопідстроювання частоти.

На вхід ФД надходять дві імпульсні послідовності – еталонним, стабілізованим кварцом частота  $f_{\text{эт}}$ , і частота  $f_{\text{де}}$  із датчика одного обороту ДОО, що містить інформацію про поточну швидкість обертання БДПС.



У процесі обчислення помилки регулювання частота імпульсів, що надходять з ДОО і їхнє фазове положення стосовно імпульсів еталонної частоти, безупинно змінюються під впливом факторів, що обурюють, основними з яких є пульсації напруги живлення КРІП-ПНС і зміни моменту опору на валу двигуна.

У залежності від знака помилки в системі реалізуються режими розгону ( $f_{\text{эт}} > f_{\text{дс}}$ ) або гальмування ( $f_{\text{эт}} < f_{\text{дс}}$ ). При цьому буде змінюватися і знак фазової неузгодженості. Для забезпечення адекватної реакції ланцюга зворотного зв'язку ФД повинний виконувати дві функції: обчислення фазової неузгодженості й обчислення різниці частоти ( $f_{\text{эт}} - f_{\text{дс}}$ ) [4].

Обчислення фазової неузгодженості імпульсів еталонної й обмірюваної частот здійснюється на основі RS-тригера, а їхня різниця обчислює частотний детектор, що входить до складу фазового дискримінатора.

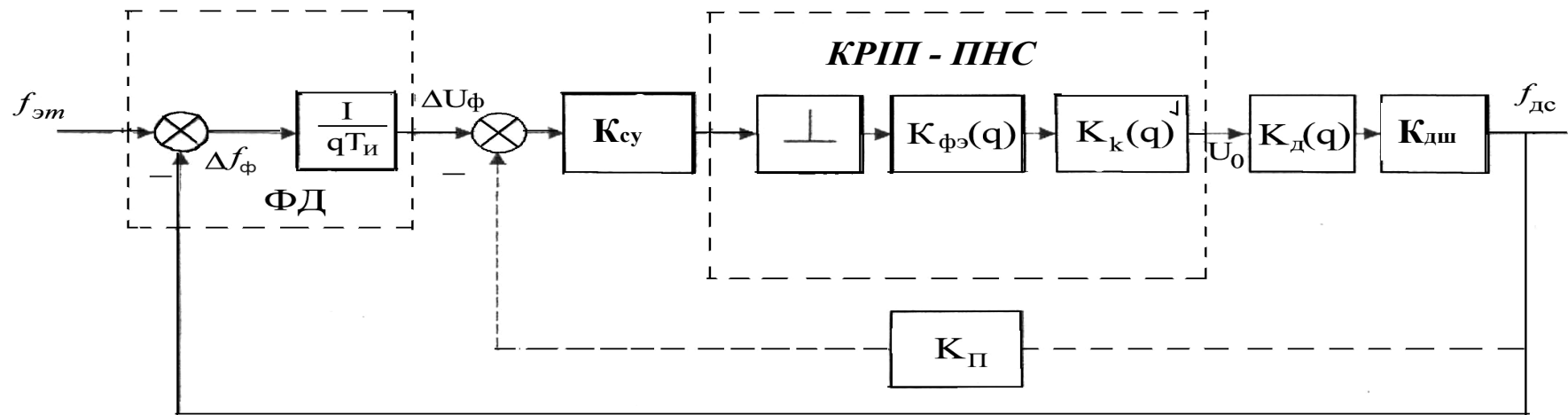


Рис. 2.3 - Структурна схема САР швидкості електропривода

Знак обчисленої різниці частот ( $f_{\text{эт}}$ , -  $f_{\text{дс}}$ ) дозволяє реалізувати адекватну реакцію системи на зміну їхньої фазної неузгодженості, тобто здійснити або розгін, або ж гальмування БДПС.

На виході RS-тригера, що входить до складу ФД, формуються прямокутні імпульси, шпаруватість яких  $\gamma = \frac{\Delta t_{\text{ф}}}{T}$  може мінятися в межах періоду  $T = \frac{1}{f_{\text{эт}}}$ ;  $\Delta t_{\text{ф}}$  – величина фазової неузгодженості.

Із сигналів, що знімаються з виходу RS-тригера, у відсутності частотної неузгодженості ( $f_{\text{эт}}$ , -  $f_{\text{дс}} = 0$ ) на виході ФД формуються відповідні рівні постійної напруги, величина яких пропорційна фазовій неузгодженості. Якщо ж частотний детектор фіксує значна неузгодженість по частоті, то в залежності від його знака, на виході ФД формується або рівень логічної одиниці, або рівень логічного нуля, що є свідченням властивої йому нелінійності. Варто помітити, що такі режими можуть бути наслідком великих рівнів збурювань по живленню та навантаженню.

У приводі блоку обертових голівок зміни моменту опору в реальних умовах експлуатації незначні, вони не перевищують двох відсотків від номінального моменту опору.

Дана обставина дозволяє не враховувати нелінійність, характерну для ФД, і вважати режим його роботи лінійним, при якому різним рівням фазової неузгодженості відповідають різні рівні постійної напруги, що керують частотою комутації КРІП-ПНС. У результаті регулюється напруга живлення комутатора і частота обертання БДПС.

На виході ФД формується аналоговий сигнал, пропорційний різниці фаз порівнюваних імпульсних послідовностей, що еквівалентно інтегралові від неузгодженості частот. Тому на структурній схемі САР, рис. 2.3, наведеної для відхилень частоти обертання, ФД представлений двома ланками – елементом порівняння частот і інтегратором з постійної часу  $T_{\text{и}}$ , рівної часу одного оберту.

Вихідний сигнал ФД керує частотою комутації КРІП-ПНС через систему керування СК з коефіцієнтом передачі  $K_{\text{СК}}$ . Помилка по швидкості фіксується періодично з еталонною частотою, а керуючий вплив на перебудову частоти КРІП формується з періодичністю  $T$ , рівної часу одного оберту БДПС. Система керування реалізує принцип ЧІМ І.

У статичному режимі на виході ФД є присутнім напруга  $U_{\text{фо}}$  (рис. 2.2). Імпульсний елемент ІЕ1 формує гратчасту функцію  $U_{\text{фо}}[n]$ , що регулює вихідну частоту системи керування. Тут  $n$  – номер періоду гратчастої функції ( $n = 0, 1, 2, \dots$ ), наступної з еталонною частотою, що у статичному режимі дорівнює частоті імпульсів ДОО.

Частота комутації КРІП у статичному режимі  $f_0[n] = K_{\text{СК}} \cdot U_{\text{фо}}[n]$  висока, тому власне КРІП як ланка системи можна представити фіксатором нульового порядку, тобто думати його дискретною ланкою, що формує на періоді  $T$ , рівному часі одного оберту, постійної складової вихідної напруги.

Дискретна передатна функція розімкнутої системи електропривода в статичному режимі має такий вигляд:

$$K_p^*(z, \varepsilon) = K_1 \left\{ \frac{A_1 \varepsilon (z-1) + A_1}{z-1} + \frac{2AM^*(z, \varepsilon)}{z^2 - 2z \cos \bar{\omega}_k + 1} + \frac{A_5 (z-1) e^{-\alpha \varepsilon}}{z - e^{-\alpha}} + A_2 \right\}, \quad (2.1)$$

де  $0 \leq \varepsilon \leq 1$ .

Таким чином

$$M^*(z, \varepsilon) = (z-1) \cdot [z \cdot \cos(\bar{\omega}_k \varepsilon + \varphi) - \cos(\bar{\omega}_k \varepsilon + \varphi) - \bar{\omega}_k],$$

$$A_1 = \beta, \quad \beta = \frac{T}{T_{\text{И}}}, \quad A = \frac{0,5\alpha\beta}{\bar{\omega}(\alpha^2 + \bar{\omega}_k^2)^{1/2}}, \quad A_2 = -\frac{\beta}{\alpha},$$

$$\varphi = \text{arctg}(\alpha / \bar{\omega}_k), \quad A_5 = \frac{\bar{\omega}_k^2 \beta}{\alpha(\alpha^2 + \bar{\omega}_k^2)}, \quad \alpha = \frac{T}{T_{\text{ЭМ}}},$$

$$K_1 = K_0 K_{\text{ДС}} K_{\text{УВ}}, \quad \bar{\omega}_k = \omega_k T, \quad \omega_k = (L_k C_k)^{-1/2},$$

$K_0 = K_{\text{СУ}} E \cdot t_{\text{И}}$  – коефіцієнт підсилення КРІП у статичному режимі;  $E$  – напруга живлення КРІП;  $t_{\text{И}} = \pi(L_k C_k)^{1/2}$  – інтервал провідності ключа КРІП;  $T_{\text{ЭМ}}$ ,  $K_{\text{УВ}}$  – електромеханічна постійна і коефіцієнт передачі по керуючому впливі БДПС;  $K_{\text{ДШ}}$  – коефіцієнт передавача швидкості.

При визначенні статичного коефіцієнта підсилення КРІП  $K_0 = \frac{\Delta U_0}{\Delta U_y}$

врахований, що зміна частоти комутації КРІП, що приводить до появи  $\Delta U_0$ , відбувається миттєво, тому що частота  $f_{\text{ЭТ}}$ , рівна номінальній частоті обертання БДПС, на кілька порядків нижче частоти комутації КРІП. Зокрема, у розглянутій системі електропривода блоку обертових голівок частота тактування ФД складає 250Гц, а діапазон робочих частот КРІП – (0,8–1,2)МГц.

Припустимо, що на вході СК з'явився сигнал субгармонійної частоти  $U_{\text{сб}}[n] = \Delta U_{\text{сб}} \cos(\bar{\omega}n/m + \mu)$ , де  $m = 2, 3, 4, \dots$  – номер субгармоніки;  $\Delta U_{\text{сб}}$ ,  $\mu$  – амплітуда і фаза субгармоніки;  $\bar{\omega} = \omega \cdot T$  – відносна кутова частота. Наявність субгармоніки на вході системи керування приведе до зміни частоти комутації КРІП, у результаті чого на періоді  $m$ -тієї субгармоніки з'явиться гратчаста функція відхилення частоти комутації КРІП

$$\pm \Delta f[n] = \pm K_{\text{СУ}} \sum_{n=0}^{m-1} \Delta U_{\text{сб}} \cdot \cos(\bar{\omega}n/m + \mu),$$

і відповідна їй відносна східчаста функція відхилень постійної складової вихідної напруги

$$\pm \Delta \bar{U}_0[n] = K_0 \sum_{n=0}^{m-1} \Delta \bar{U}_{\text{сб}} \cdot \cos(\bar{\omega}n/m + \mu),$$

$$\Delta \bar{U}_{\text{сб}} = \Delta U_{\text{сб}} / E.$$

Поява субгармонійних коливань приведе до відхилень постійної складової напруги на виході КРІП за законом відповідної субгармоніки. На

рис. 2.2 показані відхилення постійної складової напруги, що є наслідком появи основний субгармоніки з періодом  $T_l = 2T$ .

У цьому випадку на періоді основний субгармоніки, виникнуть два відхилення постійної складової:  $\Delta\bar{U}_0[0]$ ,  $\Delta\bar{U}_0[1]$ . При наявності третьої субгармоніки на її періоді таких відхилень буде три і т.д. У загальному випадку кількість відхилень постійної складової буде відповідати номерів субгармоніки.

Поява відповідної субгармоніки і, як її наслідок – відхилень постійної складової, не означає, що система обов'язково буде знаходитися в режимі несталого руху. Вона при цьому може залишатися стійкою, володіючи необхідним запасом стійкості, однак, при деяких амплітудних і фазових співвідношеннях у системі може виникнути автоколивальний процес. Задача дійсного дослідження полягає в тому, щоб знайти границі субгармонійної стійкості системи при різних амплітудних і фазових співвідношеннях для відповідної субгармоніки.

Для рішення цієї задачі необхідно знайти коефіцієнти підсилення КРІП на субгармонійних частотах. Якщо в системі з'явилася основна субгармоніка, то відхилення постійної складової на виході КРІП можна представити наступним набором східчастих функцій:

$$\Delta\bar{U}_{\text{вих}}(\bar{\omega}/2) = \Delta\bar{U}_{\text{сб}} K_0 \{ \Delta\bar{U}_0[0] \cdot [1(t) - 1(t - T)] + \Delta\bar{U}_0[1] \cdot [1(t - T) - 1(t - 2T)] \}, \quad (2.2)$$

$$\text{де } \Delta\bar{U}_0[0] = \Delta\bar{U}_{\text{сб}} \cdot \cos \mu; \quad \Delta\bar{U}_0[1] = -\Delta\bar{U}_{\text{сб}} \cdot \cos \mu; \quad \Delta\bar{U}_0 = \Delta U_0 / E.$$

При наявності третьої субгармоніки

$$\Delta\bar{U}_{\text{вих}}(\bar{\omega}/3) = \Delta\bar{U}_{\text{сб}} K_0 \{ \Delta\bar{U}_0[0] \cdot [1(t) - 1(t - T)] + \Delta\bar{U}_0[1] \cdot [1(t - T) - 1(t - 2T)] + \Delta\bar{U}_0[2] \cdot [1(t - 2T) - 1(t - 3T)] \}, \quad (2.3)$$

$$\text{де } \Delta\bar{U}_0[1] = \Delta\bar{U}_{\text{на}} \cdot 0,5(\sqrt{3} \cos \mu - \sin \mu);$$

$$\Delta\bar{U}_0[2] = -\Delta\bar{U}_{\text{сб}} \sin \mu.$$

Розкладаючи вирази (2.2), (2.3) у ряд Фур'є, одержуємо для відповідних субгармонік на виході КРІП

$$\Delta\bar{U}_{\text{вих}}(m = 2) = \Delta\bar{U}_{\text{сб}} \frac{4K_0 \cos \mu}{\pi} \cdot \sin \frac{\omega t}{2}, \quad (2.4)$$

$$\Delta\bar{U}_{\text{вих}}(m = 3) = \bar{U}_{m3} \cdot \sin\left(\frac{\omega t}{3} + \varphi\right), \quad (2.5)$$

$$\text{де } \bar{U}_{m3} = (\bar{U}_{m3s}^2 + \bar{U}_{m3c}^2)^{1/2};$$

$$\bar{U}_{m3s} = K_0 \cdot \Delta\bar{U}_{\text{сб}} \frac{2,25}{\pi} (\cos \mu + \sin \mu),$$

$$\bar{U}_{m3c} = -K_0 \cdot \Delta\bar{U}_{\text{сб}} \frac{0,95}{\pi} (\cos \mu - \sin \mu).$$

Функцію, що описує, КРІП на відповідній субгармоніці можна знайти відношення субгармонічних процесів на його виході і вході.

Для  $m = 2$  маємо

$$N(j\frac{\omega}{2}) = \frac{\Delta\bar{U}_{сб} 4K_0 \cos\mu \cdot \sin\frac{\omega t}{2}}{\pi \cdot \Delta\bar{U}_{сб} \cdot \cos(\frac{\omega t}{2} + \mu)}.$$

Якщо врахувати, що  $\sin\frac{\omega t}{2} = \cos\left[\frac{\pi}{2} - \left(\frac{\omega t}{2} + \mu - \mu\right)\right]$ , то

$$N(j\frac{\omega}{2}) = \frac{4K_0}{\pi} \cdot \cos\mu \cdot e^{-j(\frac{\pi}{2} + \mu)}. \quad (2.6)$$

З (2.6) видно, що максимальний коефіцієнт підсилення КРІП на основний субгармоніці при  $\mu = 0$  перевершує коефіцієнт підсилення КРІП по постійній складові в 1,28 рази.

Для третьої субгармоніки  $m = 3$  функція, що описує

$$N(j\frac{\omega}{3}) = K_0(0,6 + 0,86 \cdot \cos\mu \cdot \sin\mu)^{1/2} \cdot e^{-j(\mu - \psi)}, \quad (2.7)$$

$$\text{де } \psi = \frac{\pi}{2} + \text{arctg}\left(2,37 \cdot \frac{1 + \text{tg}\mu}{1 - \text{tg}\mu}\right).$$

Очевидно, що коефіцієнт підсилення КРІП на третій субгармоніці має максимальне значення, якщо  $\mu = 45^\circ$ , тоді він у 1,2 рази перевершує коефіцієнт підсилення КРІП у статичному режимі.

Для оцінки областей субгармонійної стійкості системи знаходимо характеристичне рівняння для лівого значення вхідної величини імпульсного елемента

$$1 + z^{-1} \cdot K_p^*(z,1) = 0.$$

Підставляючи в (2.1)  $\varepsilon = 1$  і множачи його на  $z^{-1}$ , одержуємо

$$z^{-1} \cdot K_p^*(z,1) = z(z-1)(z^2 - 2z \cdot \cos\bar{\omega}_k + 1) \times (z - e^{-\alpha}) + K_1 K_{сб} \left\{ (z^2 - 2z \cdot \cos\bar{\omega}_k + 1) \times \right. \\ \times [A_1 z(z - e^{-\alpha}) + A_2(z-1)] \times (z - e^{-\alpha}) + A_5(z-1)^2 e^{-\alpha} + 2A(z-1)^2 \times \\ \left. \times [z \cos(\bar{\omega}_k + \varphi) - \cos\varphi] \cdot (z - e^{-\alpha}) \right\}, \quad (2.8)$$

З огляду на, що  $z = e^{j\bar{\omega}}$ , де  $\bar{\omega} = \bar{\omega}T = 2\pi z$  з (3.8) для основної ( $\bar{\omega}_2 = \pi$ ) і третьої ( $\bar{\omega}_3 = 2\pi/3$ ) субгармоніки одержуємо наступні умови стійкості:

$$K_{12} \leq 4(1 + e^{-\alpha})(1 + \cos\bar{\omega}_k) \cdot \left\{ K_{сб2} [(1 + \cos\bar{\omega}_k) \times (1 + e^{-\alpha})(2A_1 + 4A_2) + 8A_5 e^{-\alpha}] + \right. \\ \left. + 8A(1 + e^{-\alpha}) \cdot [\cos(\bar{\omega}_k + \varphi) - \cos\varphi] \right\}^{-1}, \quad (2.9)$$

$$K_{13} \leq [e^{j\bar{\omega}/3} (e^{j\bar{\omega}/3} - 1)(e^{j2\bar{\omega}/3} - 2e^{j\bar{\omega}/3} \cos\bar{\omega}_k + 1) \times (e^{j\bar{\omega}/3} - e^{-\alpha})] \times \\ \times \left\{ K_{сб3} [(e^{j2\bar{\omega}/3} - 2e^{j\bar{\omega}/3} \cos\bar{\omega}_k + 1) \times P_1^*(j\bar{\omega}/3) + 2A(e^{j\bar{\omega}/3} - 1) \cdot P_2^*(j\bar{\omega}/3)] \right\}^{-1}. \quad (2.10)$$

У виразах (2.9), (2.10):

$$K_{сб2} = 1,28 \cos\mu; \quad K_{сб3} = (0,6 + 0,8 \cos\mu \cdot \sin\mu)^{1/2}; \\ P_1^*(j\bar{\omega}/3) = (A_1 e^{j\bar{\omega}/3} + A_2 e^{j\bar{\omega}/3} - A_2)(e^{j\bar{\omega}/3} - e^{-\alpha}) + A_5(e^{j\bar{\omega}/3} - 1) \cdot e^{-\alpha}; \\ P_2^*(j\bar{\omega}/3) = [e^{j\bar{\omega}/3} \cos(\bar{\omega}_k + \varphi) - \cos\varphi] \times (e^{j\bar{\omega}/3} - 1)(e^{j\bar{\omega}/3} - e^{-\alpha}).$$

По виразах (2.9), (2.10) побудовані, рис. 2.4, області стійкості на другий,  $\mu = 0^\circ$ , (крива 2) і третьої,  $\mu = 45^\circ$  (крива 1) субгармоніках для системи з інтегральним регулятором.

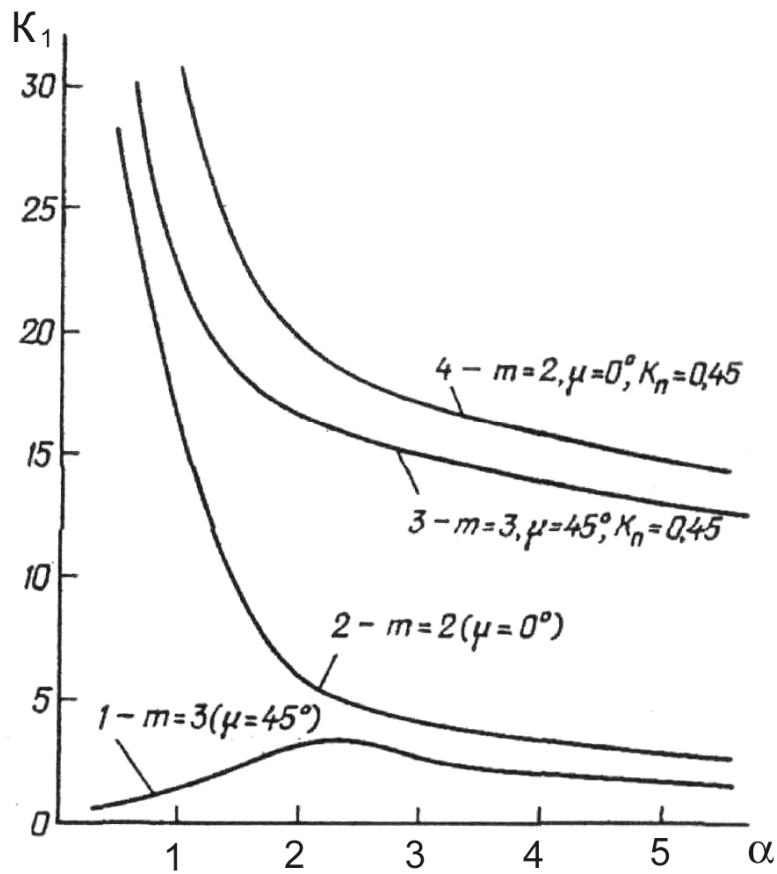


Рис. 2.4 - Криві областей субгармонічної стійкості

Очевидно, що така система має незначний запас стійкості до автоколивань на третій субгармоніці при  $T/T_{ЭМ} < 1$  і до автоколивань на другий і третій субгармоніці при  $T/T_{ЭМ} > 5$ .

Стійкість на субгармонійних частотах можна підвищити, якщо передбачити в системі внутрішній контур із пропорційної (П) складової по швидкості, що замкнений на фазовий дискримінатор. На рис. 2.3 цей контур показаний пунктиром, його вихід підключається безпосередньо до системи керування КРП-ПНС, минаючи фазовий дискримінатор. П-складову для внутрішнього контуру можна одержати від цифрового або ж аналогового датчиків швидкості, і, у найпростішому випадку, для цього можна використовувати комутатор БДПС, вихідна напруга якого залежить від проти-ЕРС двигуна, тобто від швидкості обертання.

При наявності внутрішнього контуру П-складової стійкість на другий субгармоніці забезпечується, якщо

$$K_{12} \leq \left[ 4(1 + e^{-\alpha})(1 + \cos \bar{\omega}_k) \right] \times \left\{ K_{сб2} (1 - 2K_{П}) [2(1 + \cos \bar{\omega}_k) \times \right. \\ \left. \times [-B_1(1 + e^{-\alpha}) - 2B_4 e^{-\alpha}] + 2BM^*(\alpha) ] \right\}^{-1}, \quad (2.11)$$

а на третій, якщо

$$K_{13} \leq \left[ (e^{j2\bar{\omega}/3} - 2e^{j\bar{\omega}/3} + 1)(e^{j\bar{\omega}/3} - e^{-\alpha})(e^{j\bar{\omega}/3} - 1) \right] \times \\ \times \left\{ K_{\text{сб3}}(1 - 2K_{\Pi})(e^{j2\bar{\omega}/3} - 2e^{j\bar{\omega}/3} + 1) \times \right. \\ \left. \times \left[ (B_1(e^{j\bar{\omega}/3} - e^{-\alpha}) + B_4 e^{-\alpha}(e^{j\bar{\omega}/3} - 1)) + 2BM^*(\alpha) \right] \right\}^{-1}, \quad (2.12)$$

де

$$B_1 = 1; \quad B_4 = -\frac{\bar{\omega}_k^2}{(\alpha^2 + \bar{\omega}_k^2)}; \quad B = \alpha(4\alpha^2 + \bar{\omega}_k^2)^{-1/2};$$

$$\varphi = \text{arctg}(\bar{\omega}_k / 2\beta); \quad M^*(\alpha) = (1 + e^{-\alpha})[\cos(\bar{\omega}_k + \varphi) + \cos \varphi],$$

де  $K_{\Pi}$  – коефіцієнт передачі по пропорційній складові.

На рис. 2.4 криві 3, 4 обмежують області стійкості на третій і другий субгармоніках у системі з внутрішнім  $\Pi$ -контуром. Вони побудовані по виразах (2.11), (2.12) для  $K_{\Pi} = 0,45$  і розташовані набагато вище кривих 1, 2, що свідчить про ефективність додаткового контуру в підвищенні субгармонійної стійкості електроприводу БДПС.

Виконані розрахунки показують, що значне підвищення субгармонійної стійкості в двоконтурній системі досягається при  $T/T_{\text{ЭМ}} < 1$ . Для цього варто підвищувати частоту тактування фазового дискримінатора, тобто помилку по фазі варто оцінювати не один раз за оберт, а робити це багаторазово в межах оберту.

У цьому зв'язку замість датчика одного оберту варто використовувати імпульсні датчики швидкості – індукційні або ж оптоелектронні, що призведе до ускладнення і подорожчання системи. Крім цього з'являться додаткові проблеми, зв'язані з похибкою кроку нарізки зубів індукційних і кроку нанесення міток оптоелектронних датчиків. Ці похибки призведуть до появи додаткових паразитних частот, до перекручування фронтів імпульсів, що вплине на області стійкості системи і на її перешкодозахищеність.

Однак, як показує наш досвід розробки таких систем, якщо висуваються вимоги відносної нестабільності швидкості в межах одного обороту порядку  $(10^{-5} - 10^{-6})$ , те саме такий шлях підвищення коефіцієнта підсилення системи при збереженні її стійкості є найбільш ефективним. Якщо ж вимоги по величині нестабільності швидкості на два і більш порядки нижче, те в електроприводі на основі БДПС можна обійтися датчиком одного обороту, вибираючи співвідношення  $T/T_{\text{ЭМ}}$  у межах (2–4).

### Перелік основних завдань:

1. Особливості вентильних двигунів .
2. Робота вентильного двигуна з квазірезонансним перетворювачем .
3. Особливості методу розрахунку стійкості систем точного електроприводу .



#### 4. Аналіз отриманих результатів стійкості

##### **Питання для дискусії:**

1. Можливості розрахунку стійкості систем іншими засобами та критеріями.
2. Чому критичне поняття субгармонічної стійкості

### **3. Практичне заняття 3 Точність Систем стабілізації**

#### **Теоретичні відомості**

Точність стабілізації вихідних параметрів систем силових електроніки прийнято оцінювати інтегральним коефіцієнтом стабілізації за результатами сталого режиму. Однак, така оцінка є не зовсім повною, вона не враховує впливи на точність стабілізації перехідного процесу, що залежить від виду впливу, що обурює, і від принципу організації замкнутої системи.

Тому інтегральний коефіцієнт стабілізації в загальному випадку не може служити об'єктивним критерієм при оптимізації динамічних характеристик систем силових електроніки.

Однак, відомі методи розрахунку сумарної квадратичної помилки імпульсних систем регулювання, орієнтовані лише на системи з амплітудно-імпульсною модуляцією, передатні функції яких відомі.

У дійсній роботі поставлена задача обчислення сумарних квадратичних оцінок систем із ШІМ на основі їхніх передатних функцій "у зоні" і "у великому" [ ], що отримані за результатами апроксимації ШІМ-сигналів функціями Уолша.

Ці передатні функції враховують особливості ШІМ по задньому, передньому і двох фронтах одночасно, а також дозволяють врахувати форму імпульсу, який модулює, що важливо для систем з керованими випрямлячами і з автономними інверторами.

Для випадку модуляції прямокутного імпульсу в кінцевій зоні одиничного періоду отримані наступні передатні функції:

$$K_{III}(q) = N \cdot K_u^{wal_i} \cdot \frac{e^{-\frac{i}{N}q} - e^{-\frac{i+1}{N}q}}{q}, \quad \frac{i}{N} \leq \varepsilon_3 \leq \frac{i+1}{N}; \quad (3.1)$$

- модуляція заднього фронту;

$$K_{III}(q) = N \cdot K_u^{wal_i} \cdot \frac{e^{-(1-\frac{i+1}{N})q} - e^{-\frac{N-i}{N}q}}{q}, \quad 1 - \frac{i+1}{N} \leq \varepsilon_{II} \leq \frac{N-i}{N}; \quad (3.2)$$

- модуляція переднього фронту;

$$K_{III}(q) = N \cdot K_u^{wal_i} \cdot \frac{e^{-(0.5-\frac{i+1}{2N})q} - e^{-(0.5-\frac{i}{2N})q} + e^{-(0.5+\frac{i}{2N})q} - e^{-(0.5+\frac{i+1}{2N})q}}{q},$$

$$\begin{cases} 0.5 - \frac{i+1}{2 \cdot N} \leq \varepsilon_{II} \leq 0.5 - \frac{i}{2 \cdot N}, \\ \frac{i}{2 \cdot N} + 0.5 \leq \varepsilon_3 \leq \frac{i+1}{2 \cdot N} + 0.5. \end{cases} \quad (3.3)$$

- двостороння модуляція.

У формулах (3.1) – (3.3):

$q = p \cdot T$ ;

$N$  – кількість функцій Уолша;

$i=0,1,2, \dots, N-1$  – номер зони модуляції;

$K_i^{wal}$  – коефіцієнт, що враховує форму сигналів, які моделюються.

Запропонована методика розрахунку сумарної квадратичної помилки регулювання реалізована в одноконтурній ШІМ системі з пропорційним регулятором і активно-індуктивним навантаженням. З урахуванням передатних функцій ШІП (3.1) – (3.3) отримані передатні функції замкнутих систем з різними видами ШІМ, а потім знайдене значення  $Z$ -зображення помилки як різниця  $Z$ -зображень перехідного і сталого процесів при впливі на вхід системи одиничного стрибка:

$$\Theta(Z, \varepsilon) = [K_3(Z, \varepsilon) - K_3(1, \varepsilon)] \cdot \frac{Z}{Z-1}. \quad (3.4)$$

Представляючи зображення помилки у виді

$$\Theta(Z, \varepsilon) = \frac{b_k(\varepsilon) \cdot Z^k + b_{k-1}(\varepsilon) \cdot Z^{k-1} + \dots + b_0(\varepsilon)}{a_m \cdot Z^m + a_{m-1} \cdot Z^{m-1} + \dots + a_0}, \quad (3.5)$$

де  $k \leq m$ , можна знайти інтегральну квадратичну помилку  $I_2(\varepsilon) = \sum_{n=0}^{\infty} X^2[n, \varepsilon]$  - суму відхилень гратчастої функції помилки по інтервалах дискретності  $n=0,1,2, \dots$

Для системи першого порядку [ ]

$$I_2(\varepsilon) = \frac{\begin{vmatrix} \gamma_0 & a_1 \\ \gamma_1 & a_0 \\ a_0 & a_1 \\ a_1 & a_0 \end{vmatrix}}{a_1^2}, \quad (3.6)$$

$$\text{де } \gamma_0 = \frac{b_0(\varepsilon) \cdot b_1(\varepsilon)}{a_1}, \quad \gamma_1 = \frac{(b_0^2(\varepsilon) + b_1^2(\varepsilon)) \cdot a_1 - a_0 \cdot b_0(\varepsilon) \cdot b_1(\varepsilon)}{a_1^2}.$$

У результаті обчислень отримано:  
якщо ШІМ переднього фронту, то

$$I_2(\varepsilon) = \frac{\left( \left( A + e^{\frac{4\varepsilon+2i-3}{4}\alpha} - e^{\frac{\varepsilon+i-1}{2}\alpha} \right) \cdot K_0 - e^{\frac{4\varepsilon+i+1}{4}\alpha} + e^{\frac{\varepsilon+i}{4}\alpha} \right) \cdot K_0 \cdot Z}{-B \cdot Z + B \cdot A \cdot K_0 + e^{-\alpha}}, \quad (3.7)$$

$$\text{де } A = e^{\frac{i+1}{4}\alpha} - e^{\frac{i}{4}\alpha}, \quad B = A \cdot K_0 - 1 + e^{-\alpha};$$

якщо ШІМ заднього фронту, то

$$I_2(\varepsilon) = \frac{\left( \left( A + e^{\frac{-4\varepsilon+2i-3}{4}\alpha} - e^{\frac{-2\varepsilon+i+1}{2}\alpha} \right) \cdot K_0 - e^{\frac{-4\varepsilon-i+1}{4}\alpha} + e^{\frac{-4\varepsilon-i+3}{4}\alpha} \right) \cdot K_0 \cdot Z}{-B \cdot Z + B \cdot A \cdot K_0 + e^{-\alpha}}, \quad (3.8)$$

$$\text{де } A = e^{\frac{i-1}{4}\alpha} - e^{\frac{i-3}{4}\alpha}, \quad B = A \cdot K_0 - 1 + e^{-\alpha};$$

при двосторонній модуляції

$$I_2(\varepsilon) = \frac{\left[ \left( -2e^{\frac{i-3}{8}\alpha} + 2e^{\frac{i-4}{8}\alpha} + A_1 + A_2 - 2A_3 \right) \cdot K_p + A_4 \right] \cdot K_p \cdot Z}{(-1 + A_3 \cdot K_p) \cdot ((A_3 + B) \cdot K_p - 1 - e^{-\alpha}) \cdot Z + (B \cdot K_p + e^{-\alpha}) \cdot ((A_3 + B) \cdot K_p - 1 - e^{-\alpha})}, \quad (3.9)$$

де:

$$\begin{aligned} A_1 &= -e^{\frac{8\varepsilon_3-2i-1}{8}\alpha} + e^{-\alpha\varepsilon_3} + e^{\frac{4\varepsilon_3-i}{4}\alpha} - e^{\frac{8\varepsilon_3-1}{8}\alpha} \\ , A_2 &= e^{\frac{8\varepsilon_\Pi-1}{8}\alpha} - e^{-\alpha\varepsilon_\Pi} - e^{\frac{\varepsilon_\Pi-i+1}{4}\alpha} + e^{\frac{8\varepsilon_\Pi+2i-1}{8}\alpha}, \quad A_3 = e^{\frac{i+4}{8}\alpha} - e^{\frac{i+5}{8}\alpha}, \\ A_4 &= e^{\frac{8\varepsilon_3+i+3}{8}\alpha} - e^{\frac{8\varepsilon_3-i+4}{8}\alpha} + e^{\frac{8\varepsilon_\Pi+i+4}{8}\alpha} - e^{\frac{8\varepsilon_\Pi+i+5}{8}\alpha}, \quad B = e^{\frac{i+5}{8}\alpha} - e^{\frac{i+4}{8}\alpha}, \quad \alpha = \frac{T}{T_H}, \quad T_H = \frac{L_H}{R_H}. \end{aligned}$$

Використовуючи цю методику, можна розрахувати сумарну квадратичну помилку для систем із ШІМ і більш високого порядку.

Відповідно до (3.7) - (3.9) розрахована сумарна квадратична помилка для різних зон модуляції, результати представлені на рисунку 5.1, де рисунок а відповідає ШІМ заднього фронту, рисунок б – переднього фронту, рисунок в – двосторонньої ШІМ.

Розрахунок виконаний при обліку чотирьох функцій Уолша,  $\alpha=0,5$ . Криві 1-4 побудовані для зон модуляції з номерами  $i=0,1,2,3$ , відповідно. Результати розрахунку показують, що характер залежності квадратичної помилки від коефіцієнта підсилення регулятора ідентичний для усіх видів ШІМ, однак, кількісні показники помилки й областей стійкості по зонах модуляції і між собою відрізняються. Якщо для ШІМ заднього фронту і двосторонньої ШІМ помилка слабо залежить від номера зони, то при модуляції переднього фронту ця залежність очевидна – найменша помилка відповідає зоні з  $i=3$ , а найбільша – зоні з номером  $i=0$ . Отримані результати показують, що двостороння ШІМ є найбільш кращою, тому що забезпечує найменшу помилку в більш широкому діапазоні стійкості системи. На рисунку 3.1 крива 5 побудована для  $i=3$ ,  $\alpha=0,35$ . Видно, що з ростом постійної часу навантаження помилка системи збільшується, хоча діапазон усталеної роботи розширюється. Отримані результати справедливі для систем із ШІМ I при обмеженні ширини зони модуляції і її розташувань на одиничному періоді.

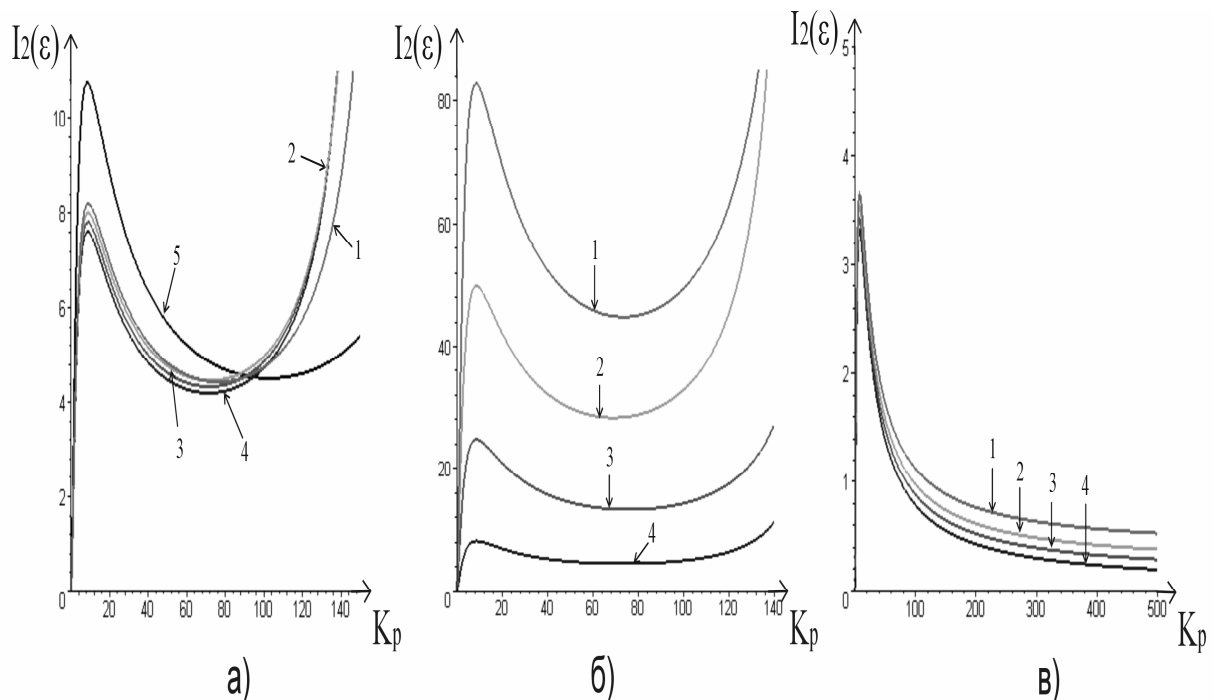


Рисунок 3.1 – - Залежність  $I_2(\varepsilon) = f(K_p)$  для випадків модуляції:

а) переднього фронту; б) заднього фронту; в) двостороннього фронту

Становить інтерес розрахунок сумарної квадратичної помилки без обмеження діапазону ШІМ. У роботі [ ] отримані модуляційні характеристики контурів для різних видів ШІМ, що являють собою кусочно-лінійні функції.

Ці залежності можна апроксимувати поліномами Ерміта, функція ваги яких являє собою нормальний закон розподілу випадкової величини

$$f(u) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2}}, \quad (3.10)$$

де  $u = \frac{\bar{x} - \bar{x}}{\sigma}$ ,  $\bar{x}$  - напруга керування ШПП у відносних одиницях.

$\sigma^2$  – середньоквадратичне відхилення випадкової величини.

Вибір  $I=1$  свідчить про слабоколивальний процес, коли максимальне значення сигналу керування не перевершує його значення, що відповідає одиничній шпаруватості імпульсу на виході ШПП.

Покажемо порядок статистичної лінеаризації на прикладі контуру sal 1, коли має місце ШІМ заднього фронту імпульсу. Його модуляційна характеристика  $F(x)$  і крива нормального закону розподілу випадкової величини  $f(u)$  (сигналу керування) представлені на рисунку 5.2.

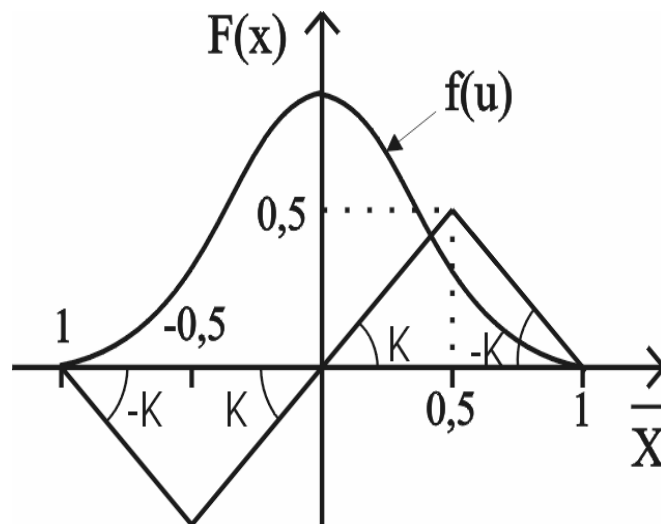


Рисунок 3.2 – Функції нормального закону розподілу випадкових величин та функції sal1

Амплітуда полінома Ерміта  $m$ -го порядку

$$c_m = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} \cdot a^{\text{val}_i}(\bar{x}) \cdot \lambda_m(\bar{x}) d\bar{x}, \quad (3.11)$$

де  $a^{\text{val}_i}(\bar{x})$  - модуляційна характеристика – залежність амплітуди відповідної функції Уолша від сигналу керування. Як видно з рисунка 5.2, модуляційна характеристика контуру sal1 має три інтервали зміни:  $-1 \leq \bar{x} \leq -0.5$ ;  $-0.5 \leq \bar{x} \leq 0.5$ ;  $0.5 \leq \bar{x} \leq 1$ ;

$\lambda_m(u) = \frac{1}{\sqrt{m!}} \cdot H_m(u)$ , де  $H_m(u) = (-1)^m \cdot [f(u)]^{-1} \cdot \frac{d^m}{du^m} [f(u)]$  - поліном Ерміта  $m$ -го порядку.

У результаті розкладання модуляційних характеристик по системі поліномів Ерміта можна знайти їхні апроксимировані значення:

$$\varphi(\text{wal}_i) = \sum_{m=0}^n \lambda_m \left( \frac{x}{\sigma} \right) \cdot c_m^{\text{wal}_i}, \quad (3.12)$$

де  $n$  – кількість апроксимуючих поліномів Ерміта.

У таблиці 3.1 представлені результати статистичної лінеаризації модуляційних характеристик контурів систем з різними видами ШІМ для чотирьох функцій Уолша. При двосторонній модуляції амплітуди непарних функцій Уолша будуть дорівнюють нулю, тому в таблиці 5.1 для цього випадку присутні лише результати апроксимації каналів парних функцій Уолша. Передатна функція ШІП "у великому" є скалярним добутком вектора апроксимованих поліномами Ерміта модуляційних характеристик контурів і вектора функцій Уолша в операційній формі.

Таблиця 3.1 - Модуляційні характеристики контурів

Функція	Модуляційні характеристики контурів		
	ШІМ зад. фронту	ШІМ пер. фронту	Двуст. ШІМ
$\varphi(\text{Wal0})$	$0,8023 kx - 39,89 \cdot 10^{-3} kx^3$	$0,8023 kx - 39,89 \cdot 10^{-3} kx^3$	$0,8023 kx - 39,89 \cdot 10^{-3} kx^3$
$\varphi(\text{Sal1})$	$-0,2303 kx + 48,98 \cdot 10^{-3} kx^3$	$0,2303 kx - 48,98 \cdot 10^{-3} kx^3$	-
$\varphi(\text{Cal1})$	$32,95 \cdot 10^{-3} kx - 5,584 \cdot 10^{-3} kx^3$	$32,95 \cdot 10^{-3} kx - 5,584 \cdot 10^{-3} kx^3$	$0,2303 kx - 48,98 \cdot 10^{-3} kx^3$
$\varphi(\text{Sal2})$	$9,055 \cdot 10^{-2} kx - 1,69 \cdot 10^{-2} kx^3$	$-9,055 \cdot 10^{-2} kx + 1,69 \cdot 10^{-2} kx^3$	-

Так, для однобічної модуляції передатна функція ШІП

$$K_{\text{ШІП}}(q) = \begin{vmatrix} \varphi(\text{Wal0}) \\ \varphi(\text{Sal1}) \\ \varphi(\text{Cal1}) \\ \varphi(\text{Sal2}) \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} L(\text{Wal0}) \\ L(\text{Sal1}) \\ L(\text{Cal1}) \\ L(\text{Sal2}) \end{vmatrix}, \quad (3.13)$$

а для двосторонньої ШІМ

$$K_{\text{ШП}}(q) = \left| \frac{\varphi(\text{Wal}0)}{\varphi(\text{Cal}1)} \right| \cdot \left| \frac{L(\text{Wal}0)}{L(\text{Cal}1)} \right|. \quad (3.14)$$

Якщо врахувати лише перші що складаються апроксимованих модуляційних характеристик (таблиця 5.1), то передатна функція ШП "у великому"

$$K_{\text{ШП}}(q) = 4 \cdot K^{\text{wal}} \cdot \frac{\Phi_1 + \Phi_2 e^{-0.25q} + \Phi_3 e^{-0.5q} + \Phi_4 e^{-0.75q} + \Phi_5 e^{-q}}{q}. \quad (3.15)$$

Значення коефіцієнтів  $\Phi_i$  в (70) для різних видів ШП приведені в таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 Коефіцієнти для різних типів модуляції

Параметр	Задній фронт	Передній фронт	Двостороння модуляція
$\Phi_1$	1,090	0,9092	0,5720
$\Phi_2$	-0,1152	0,2470	0,4606
$\Phi_3$	-0,2795	-0,6417	0
$\Phi_4$	-0,2470	0,1152	-0,4606
$\Phi_5$	-0,4486	-0,6296	-0,5720

З використанням передатних функцій ШП "у великому" розраховані залежності сумарної квадратичної погрішності від коефіцієнта підсилення регулятора.

Результати розрахунку представлені на рисунку 3.3, де криві: 1 – ШП заднього фронту, 2 – ШП передні фронти, 3 – двостороння ШП.

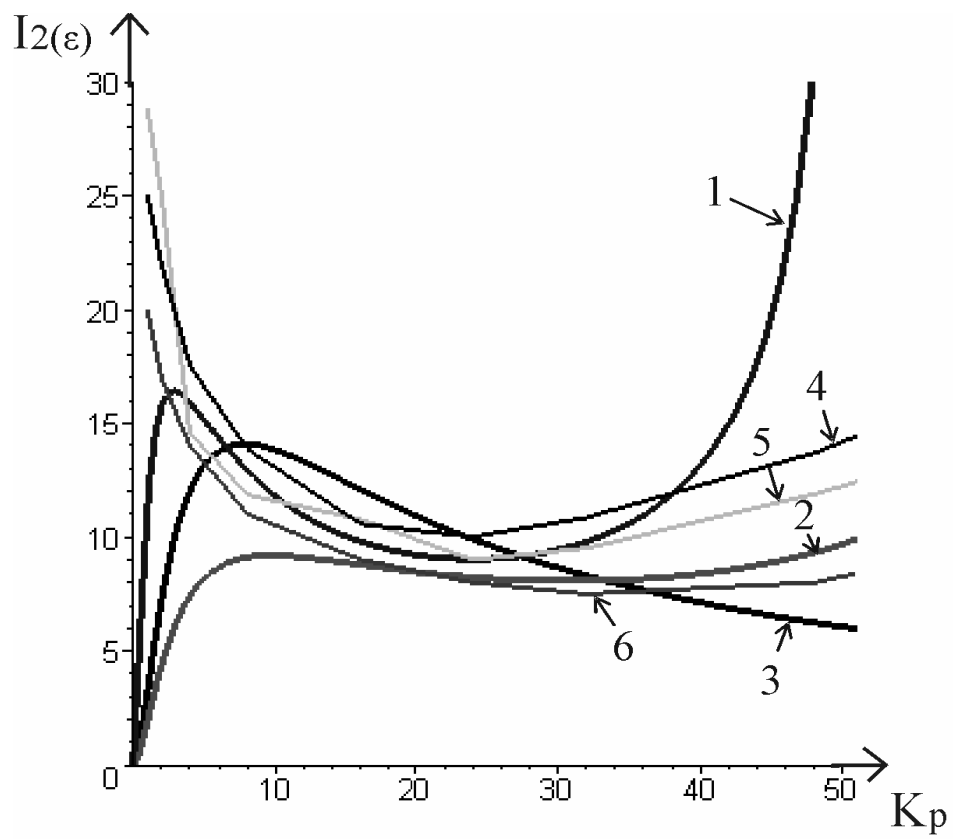
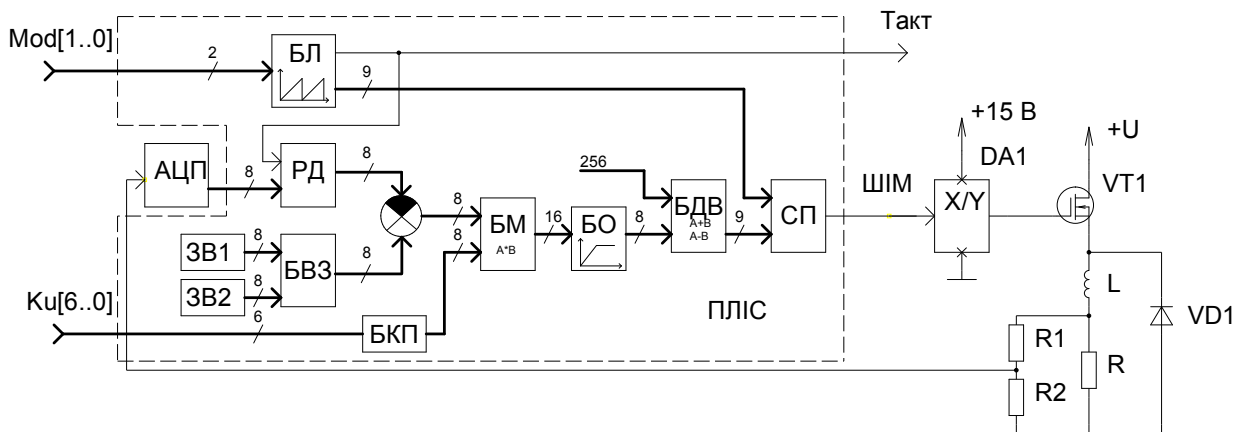


Рисунок 3.3 – Залежність  $I_2(\varepsilon) = f(K_p)$





*Рисунок 3.4 - Схема експериментального стабілізатора напруги з видами ШІМ, які перестроюються*

Для перевірки вірогідності результатів розрахунку розроблена цифро-аналогова система стабілізації з видами, що перебудовуються, ШІМ. Її структурна схема представлена на рисунку 5.4, де: АЦП – аналого-цифровий перетворювач; БВЛ – блок вибору лічильників; БЛ – блок лічильників; БДВ – блок додавання-вирахування; БКП – блок коефіцієнтів підсилення; БО – блок обмеження; БК – блок керування; ЗВ1, ЗВ2 – задатчики; СП – схема порівняння; РД – регістр даних.

Силова частина системи виконана на транзисторі MOSFET типу MTP305 і драйвері MC34152, а інформаційна – на базі ПЛІС.

Напруга навантаження перетворюється в 8-розрядний код і далі надходить у регістр даних. Вид модуляції задається за допомогою двох перемикачів, код з виходу яких комутує одну з 8-розрядних шин блок додавання (БД).

Спочатку лічильники формують сигнал переносу (сигнал «такт»), по якому дані з виходу АЦП записуються в РД, що відповідає модуляції першого роду. Наявність схеми порівняння дозволяє при деякій доробці використовувати цю систему для перебудови видів ШІМ II.

Код напруги навантаження віднімається з коду сигналу задатчика, що визначає помилку системи. Для імітації впливу, що обурює, використані два задатчики (генеруючі коди 100D і 170D відповідно), що комутуються з частотою 2 Гц блоком вибору за датчиків (БВЗ).

Сигнал помилки надходить у регулятор, виконаний у виді помножувача 2-х восьмирозрядних двійковий чисел. Коефіцієнт підсилення регулятора задається п'ятьма перемикачами. У сукупності із шостим перемикачем, що реалізує множення коду на 4, досягається перебудова коефіцієнта підсилення в межах від 1 до 124. Вага кожного перемикача представлений у таблиці 5.3.

Таблиця 3.3 Залежність коефіцієнту підсилення регулятора від положення перемикачів

№ перемикача	SA1	SA2	SA3	SA4	SA5
$K_{ц}$ , коли SA6 викл	1	2	4	8	16
$K_{ц}$ , коли SA6 вкл	4	8	16	32	64

Після множення помилки на коефіцієнт підсилення регулятора формується 16-розрядний код, що обмежується далі до рівня 8-ми розрядного в БО. Якщо вихідний 16-розрядний код менше 256D, використовуються молодші 8 розрядів, якщо ж більше, те цей код замінюється на 256D.

Перед подачею сигналу в схему порівняння відбувається підсумовування сигналу з виходу регулятора і числа 256D у блоці підсумовування-вирахування, що необхідно для завдання номінальної шпаруватості вихідної напруги ШПІ. У результаті виходить 9-и розрядний код (0..512D), що порівнюється з одним з опорних кодів з виходу БС. Якщо отриманий код більше, ніж опорний, на виході встановлюється високий логічний рівень, що відкриває MOSFET-транзистор, і контур зворотного зв'язку по напрузі замикається.

Методика експерименту наступна. За допомогою осцилографа Tektronix TDS220 минулого зняті осцилограми напруги на навантаженні і на виході схеми порівняння для різних значень коефіцієнта підсилення регулятора. По них для кожного значення коефіцієнта підсилення визначені сумарні середньоквадратичні помилки в моменти переключення ШПІ, на підставі чого побудовані експериментальні криві  $I_2(0)=f(K_p)$  для 3-х видів модуляції, рисунок 3.3, де криві: 4 – модуляція переднього фронту, 5 – модуляція заднього фронту, 6 – двостороння модуляція. Зовнішній вигляд експериментального макету системи стабілізації наведено додатку Б

Порівняння теоретичних і експериментальних результатів показало їхній гарний збіг, що підтверджує вірогідність теоретичних передумов у частині представлення передатних функцій ШПІ із глибокої ШІМ, і коректність їхнього застосування для оцінки квадратичної сумарної помилки замкнених систем силової електроніки.

#### **Перелік основних завдань:**

1. Особливості оцінки точності систем живлення .
2. Математичний апарат розрахунку систем точності систем .
3. Особливості критеріїв оцінки точності .
4. Аналіз отриманих результатів розрахунків точності систем живлення

### Питання для дискусії:

1. Чи варто проводити порівняльний аналіз систем різними відами ШІМ
2. Чи справедлив критерій оцінки точності систем по СКП.

## 4. Практичне заняття 4 Хаотичні процеси в системах живлення

### Теоретичні відомості

В імпульсних системах силової електроніки можуть спостерігатися режими роботи, у яких умова стійкості виконується (періодичні і квазіперіодичні процеси), а також режими, у яких умови стійкості не виконуються (хаотичні процеси). У випадку періодичного процесу рух системи характеризується деякою ділянкою простору, у якій усі початкові траєкторії прагнуть до сталого значення. Квазіперіодичний процес виникає в тому випадку, коли в системі присутні 2 різних частоти. Хаотичний процес являє собою нерегулярний рух, при якому система нестійка в малому, але траєкторії фазового простору не залишають певну ділянку простору. Ділянка, у якій існують хаотичні рухи, зветься дивним аттрактором.

Перші роботи, присвячені дослідженню хаотичних режимів роботи систем силової електроніки, з'явилися наприкінці 80-х років минулого сторіччя, і в останні роки інтерес до них значно підсилюється. Основна увага в цих роботах була приділена аналізу періодичних і хаотичних режимів роботи систем силової електроніки. Найбільше поширення в аналізі хаотичних процесів одержав метод простору станів. Найбільш розповсюдженими біфуркаціями в силовій електроніці є біфуркації Хопфа (народження граничного циклу), і подвоєння періоду, властивим і іншим нелінійним системам. Крім того, у системах силової електроніки виникають також особливі явища – "зіткнення меж" (border collision), пов'язані з тим, що з-за великої швидкості зміни вихідного параметра можливі пропуски точок комутації і перехід на нижчі субгармоніки.

У силовій електроніці хаотичні процеси в основному погіршують роботу систем (збільшуються пульсації вихідного параметра), і основна задача проектувальника – уникнути їхньої появи. Однак, в останні роки з'явилися роботи, у яких починаються спроби знайти практичну цінність з

використання хаосу в силовій електроніці. Так, напрямки, у яких планується одержати практичні результати – поліпшення електромагнітної сумісності перетворювачів з мережею, методи поліпшення часових характеристик і підвищення керованості системою.

В перших роботах проблема практичного застосування хаосу навіть не зачіпалася, так як фахівцям було відомо, що основним (і найкращим) режимом роботи більшості пристроїв силової електроніки є однопериодний. Однак, на сьогоднішній день, в інших галузях електроніки, наприклад у системах зв'язку, хаотичні режими вже знайшли своє застосування. Відомі публікації, де хаос застосовується для захисту переданої інформації шляхом підмішування в передавачі хаотичного сигналу до корисного, а також такі, де хаос застосовується для синхронізації приймача і передавача.

У силовій електроніці можна виділити 2 шляхи "керування хаосом":

1) Навмисний перевід системи в хаотичний режим роботи ("хаотизация", або ж "антикерування хаосом"). Прикладом можуть слугувати роботи, у яких показується можливість поліпшення електромагнітної сумісності з мережею для перетворювача, що працює в хаотичному режимі. Такий підхід схожий на техніку "розмазування спектру" (Spread spectrum), що вже застосовується в серійних мікросхемах і чипсетах персональних комп'ютерів для зменшення максимальних значень визначених гармонік. Іншим застосуванням хаосу надалі може служити переведення траєкторії системи на потрібну фазову траєкторію за мінімальний час.

2) Відстеження траєкторій руху системи, і переведення її в основний однопериодний режим у тому випадку, якщо її рух стає хаотичним із-за зовнішніх впливів, або ж зміни параметрів системи з часом. У цьому випадку поряд з такими загальноприйнятими методами, як адаптивне керування, нечітка логіка, нейронні мережі, застосовують лінеаризацію відображення Пуанкаре і зворотний зв'язок із запізнюванням (time-delayed feedback, метод Пірагаса).

Досить ефективним інструментом для дослідження регулярних і нерегулярних процесів у системах силової електроніки є перетин Пуанкаре. Одержати перетин Пуанкаре для імпульсної системи можна, зробивши вибірку координат на фазовому просторі в певні проміжки часу. Для імпульсних систем період вибірки приймається рівним періоду роботи системи. Якщо на перетині Пуанкаре присутні  $n$  не зв'язаних одна з одною точок, то в системі присутні постійні коливання з періодом  $T_{\text{КОЛ}} = nT$ , де  $T$  – період роботи системи. Перетин для квазіперіодичного процесу буде мати вигляд замкнутої кривої.

Основним, і найбільш наочним "інструментом" для дослідження хаосу в будь-якій системі є біфуркаційна діаграма, що в залежності від кількості параметрів, що змінюються, і може бути однопараметрична або ж двопараметрична. При достатній кількості вихідних даних, по ній можна визначити відношення періоду вихідного параметра до періоду роботи

системи (номер субгармоніки), амплітуду пульсацій у хаотичному режимі роботи, і багато чого іншого. Діаграма може бути побудована як аналітично, так і чисельним моделюванням.

Моделювання проводилось при параметрах, зазначених у табл.4.1. Задатчик (блок Constant), встановлював вихідну напругу 10 В.

Таблиця 4.1

№	Мод	$R_H$ , Ом	$L_\Phi$ , мГ	$C_\Phi$ , мкФ	$U_{ВХ}$ , В
1	1	10	1	100	20
2	1	10	1	100	15
3	2	10	2	10	20

Біфуркаційна діаграма вихідної напруги для 1-го випадку (див. табл. 4.1) при зміні коефіцієнта підсилення регулятора  $K_{РЕГ}$  показана на рис. 4.1.

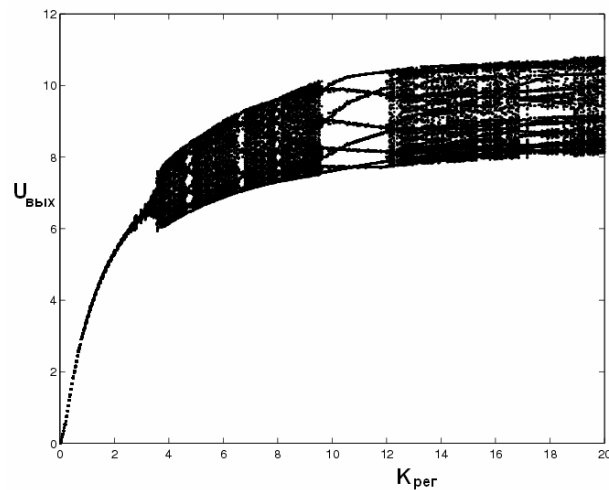


Рис. 4.1 - Біфуркаційна діаграма для системи з ШІМ-1

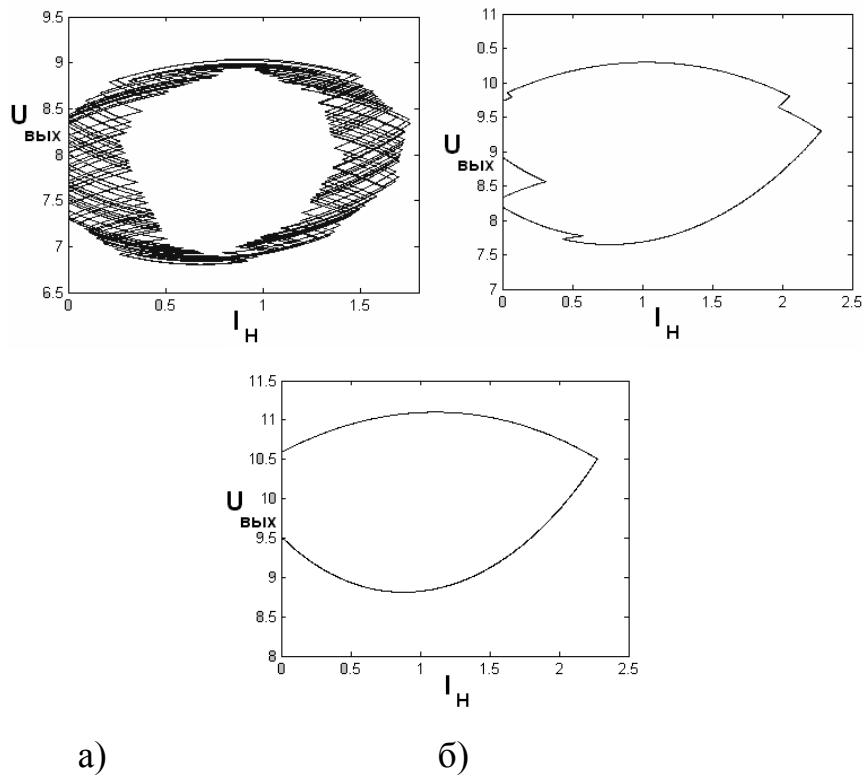


Рис. 4.2 - Фазовий вигляд системи для 1-го випадку:

а)  $K_{\text{РЕГ}}=6$ ; б)  $K_{\text{РЕГ}}=11$ ; в)  $K_{\text{РЕГ}}=60$ .

Специфікою системи керування з ШІМ-1 є затримка, пов'язана з тим, що вихідна напруга фіксується на початку періоду, і система не відслідковує її подальшу зміну. Це обумовлює пропуск точок комутації, і виникнення субгармонік при менших значеннях коефіцієнта підсилення П-регулятора, ніж для системи з ШІМ-2.

У діапазоні зміни  $K_{\text{РЕГ}}$  від 4 до 9 присутній процес, що зовні схожий на хаотичний. Однак, побудувавши фазовий вигляд системи при  $K_{\text{РЕГ}}=6$  (рис. 4.2 а), видно, що в цьому діапазоні присутній квазіперіодичний процес. В діапазоні коефіцієнта підсилення від 9 до 12 у системі спостерігається періодичний процес з періодом, рівним 7 періодам роботи ШІМ, що підтверджується рис. 4.2 б).

Подальше збільшення коефіцієнта підсилення регулятора призводить до виникнення в системі хаотичних коливань, що при деяких значеннях  $K_{\text{РЕГ}}$  змінюються періодичними процесами (рис. 4.2 в,  $K_{\text{РЕГ}}=60$ ).

При зменшенні вхідної напруги якісно вигляд біфуркаційної діаграми не змінюється (рис. 4.3), однак, ділянка квазіперіодичного процесу зміщується у бік менших значень  $K_{\text{РЕГ}}$ .

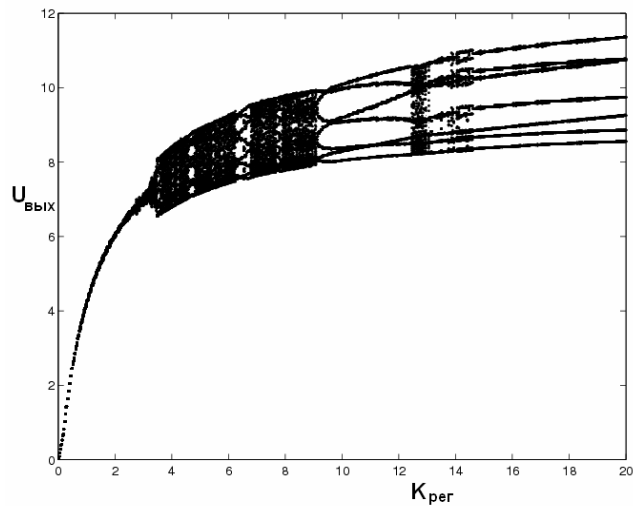


Рис. 4.3 - Біфуркаційна діаграма для системи з ШІМ-1

Біфуркаційна діаграма для системи з ШІМ-2 показана на рис. 3.4. При малих значеннях  $K_{рег} < 12$  у системі спостерігається постійний одноперіодний процес, що після біфуркації змінюється двоперіодним процесом.

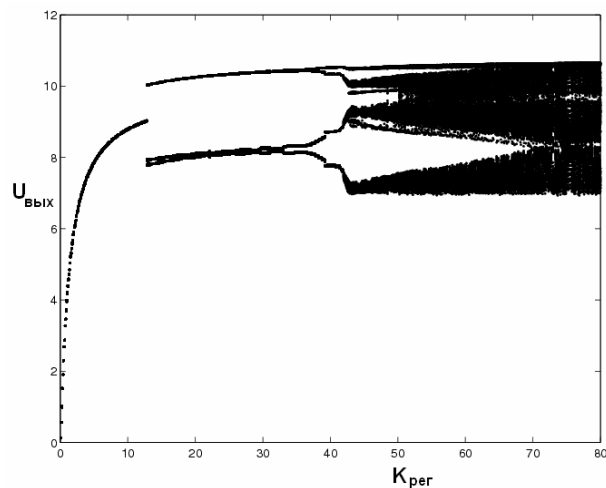


Рис. 4.4 - Біфуркаційна діаграма для системи з ШІМ-2, 3 випадок

Фазовий вигляд системи з ШІМ-2 при  $K_{рег} = 20$  показаний на рис. 4.5 а.

Після циклу біфуркацій подвоєння періоду, при  $K_{рег} > 60$  постійний процес в системі змінюється хаотичними коливаннями, фазовий вигляд для цього випадку показаний на рис. 3.5 б.

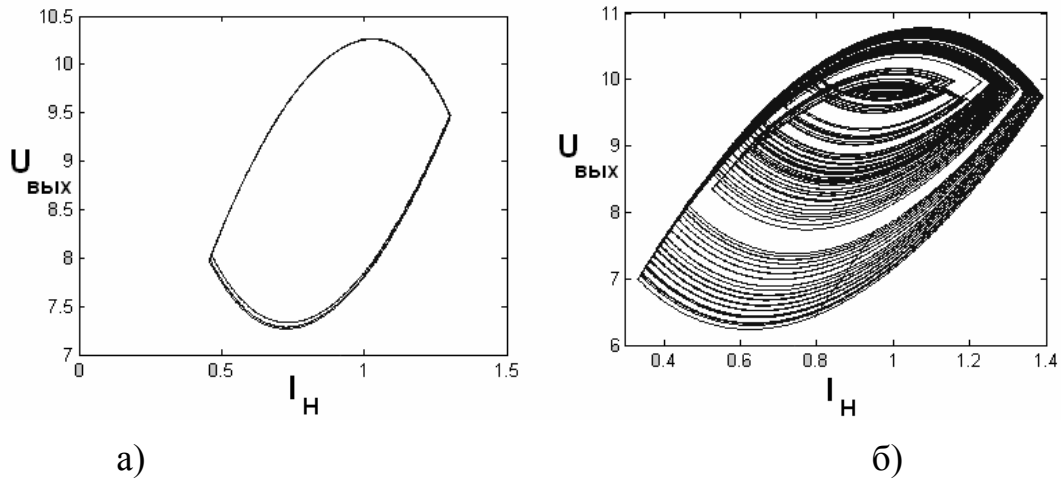


Рис. 4.5 - Фазовий вигляд системи,  $K_{REG}=20$  (а),  $K_{REG}=60$  (б)

Поява такого могутнього засобу як Matlab дозволило врахувати при моделюванні безліч додаткових параметрів, які звичайно в силу складності їхнього обліку зневажали при аналітичному розрахунку. Так, у процесі функціонування пристрою він піддається впливу перешкод, що зазвичай не враховується в розрахунках, у той час як у середовищі Matlab є блок Random Number, що дозволяє реалізувати випадкову послідовність. Simulink-модель з врахуванням завад представлена на рис. 4.6.

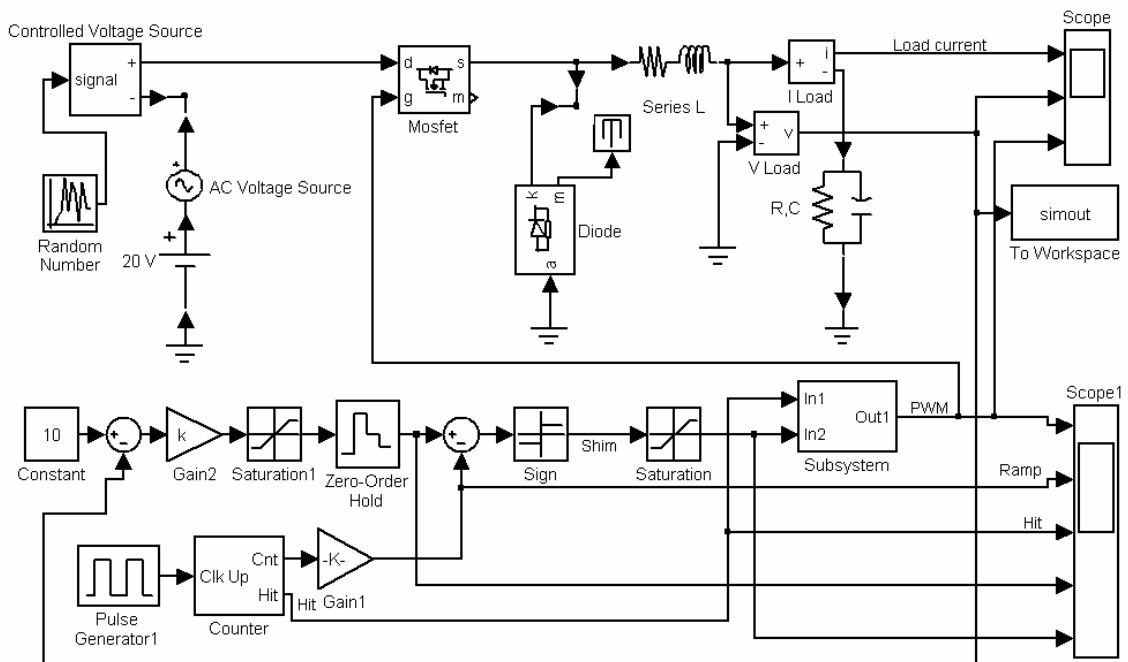
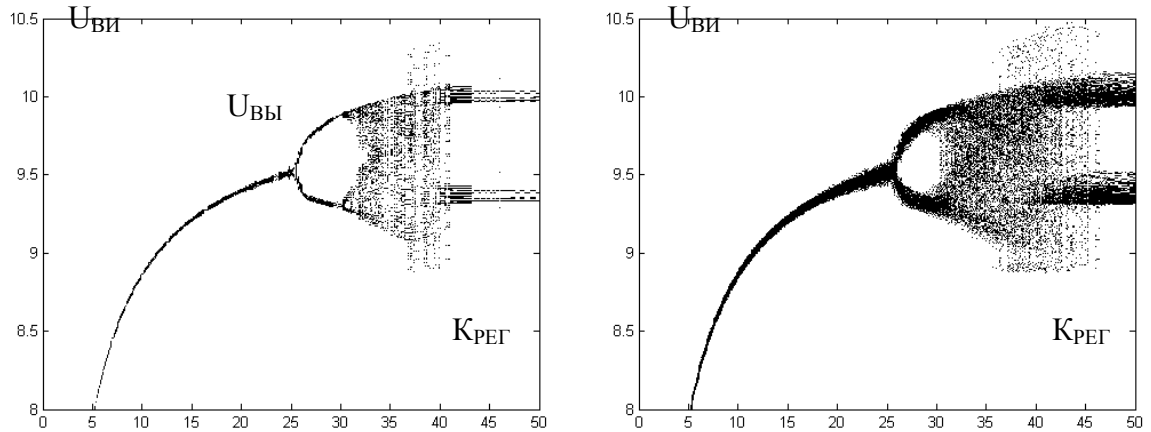


Рис. 4.6 - Simulink-модель системи стабілізації постійної напруги з врахуванням завад

Біфуркаційні діаграми для системи стабілізації з ШІМ-1 з параметрами  $R_H=22$  Ом,  $L_\Phi=22$  мГн,  $C_\Phi=1$  мкф,  $T_{ШИМ}=0,1$  мс,  $U_{ВХ}=20$  В и



$U_{ВИХ}=20$  В без і з урахуванням завад по живленню представлені на рис. 4.7 а



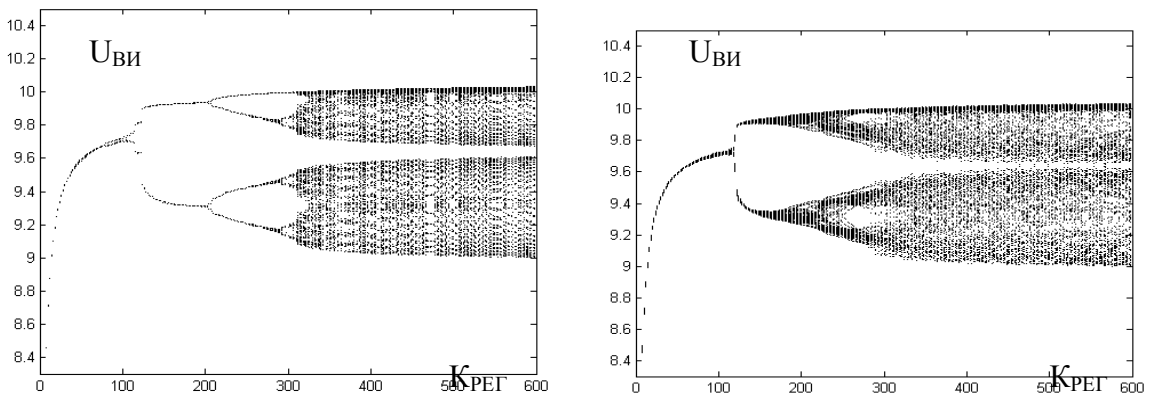
та .

а)

б)

Рис. 4.7 - Біфуркаційна діаграма системи з ШІМ-1 без врахування завад (а), з врахуванням завад (б)

Порівняння біфуркаційних діаграм для системи стабілізації з ШІМ-1 (рис. 4.7 а та б) без і з врахуванням завад по живлячій мережі вказує на те, що завади не викликали якісних змін у поведінці системи. Вплив завад викликав лише "розмазування" біфуркаційної діаграми біля точок біфуркації подвоєння періоду. Слід зазначити, що система найбільш чутлива до завад при підході до точки біфуркації, і практично нечутлива до них після неї. Чутливість системи до перешкод збільшується зі збільшенням коефіцієнта підсилення регулятора у зворотному зв'язку. Результати моделювання для системи з ШІМ-2 при тих же параметрах силової частини наведені на рис. 4.8 а і б. Видно, що при значенні  $K_{РЕГ}=120$  відбувається "зіткнення меж" (border collision), при якому в періоді роботи ШІМ з'являється пропуск точки комутації, і на біфуркаційній діаграмі з'являється розрив. Шлях до хаосу йде крізь серію "м'яких" біфуркацій подвоєння періоду, що відбуваються при  $K_{РЕГ}=80$ ,  $K_{РЕГ}=200$  і  $K_{РЕГ}=280$ .



а)

б)

Рис. 4.8 - Біфуркаційна діаграма системи з ШІМ-2 без врахування завад (а), з врахуванням завад (б)

Біфуркаційна діаграма для системи з ШІМ-2 при зміні вхідної напруги представлена на рис. 4.9. На відміну від зміни  $K_{\text{РЕГ}}$ , у цьому випадку відбувається "тверда" біфуркація подвоєння періоду при  $U_{\text{ВХ}}=45,5 \text{ В}$ .

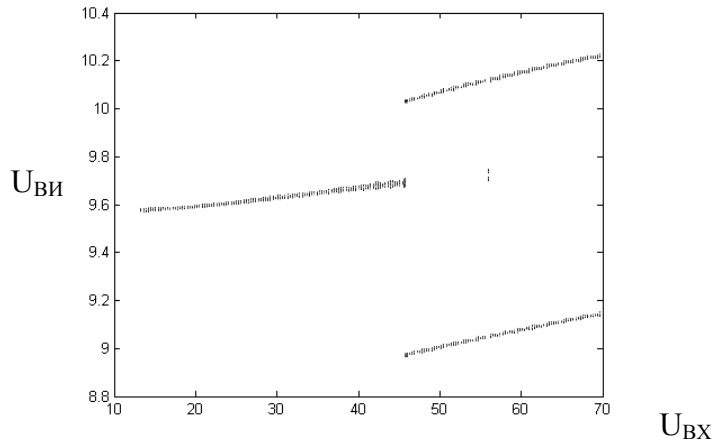


Рис. 4.9 - Біфуркаційна діаграма системи із ШІМ-2 при зміні вхідної напруги

Методика експериментальних досліджень хаотичних процесів у системах силової електроніки розглянута в літературі, де пропонується пристрій, виконаний на цифрових і аналогових мікросхемах малого і середнього ступеня інтеграції. Однак, широке поширення мікросхем програмованої логіки, і їх переваги (можливість перепрограмування, зміни схеми без зміни друкованої плати) дозволяють реалізувати і систему керування і пристрій для побудови біфуркаційної діаграми на одній мікросхемі.

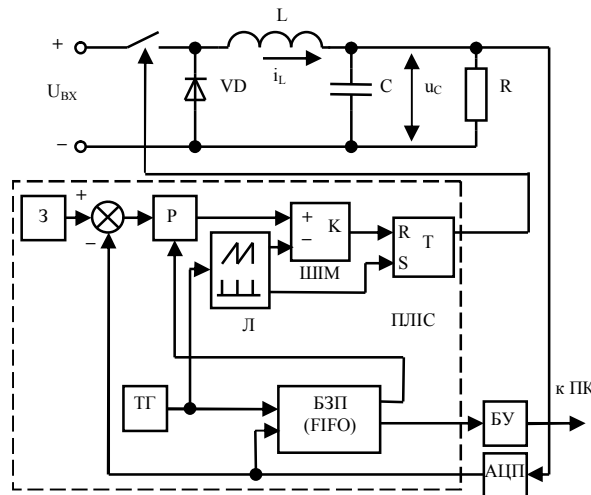


Рис. 4.10 - Функціональна схема перетворювача напруги з пристроєм для побудови біфуркаційних діаграм.

Схема розробленого пристрою показана на рис. 3.10. За основу був взятий перетворювач напруги понижуючого типу. Схема керування виконана на мікросхемі ПЛІС EPF10K10 фірми Altera. Алгоритм роботи пристрою наступний. При включенні живлення пристрою встановлюється початкове значення коефіцієнта підсилення регулятора (P), рівне одиниці. Тактовий

генератор, що працює з частотою 20 МГц, подає імпульси на вхід лічильника Л, що реалізує на виході наростаючий код, а також на вхід буферного запам'ятовуючого пристрою (БЗП), побудованого за принципом FIFO. У БЗП на початку кожного періоду ШІМ відбувається запам'ятовування вибірок напруги з навантаження. Після накопичення 256 вибірок у БЗП виробляється сигнал, що збільшує на одиницю значення коефіцієнта підсилення регулятора, а також починається передача даних з пам'яті в персональний комп'ютер. Для зв'язку з ПК використовується інтерфейс RS-232 (швидкість обміну 9600 біт/сек), узгодження рівнів з яким здійснюється в блоці узгодження (БУ), передача ведеться парами значень "K<sub>РЕГ</sub>" – "U<sub>ВИХ</sub>".

По закінченню передачі останнього байта БЗП переходить у режим запису вибірок напруги з навантаження. Розглянутий процес повторюється доти, поки значення коефіцієнта підсилення регулятора не досягне 256.

У роботі виконано аналіз систем стабілізації з різними видами ШІМ. З отриманих біфуркаційних діаграм і фазових портретів видно характер процесів, що протікають у системі. Встановлено, що при визначених параметрах у системі з ШІМ першого роду після обноперіодного процесу відбувається біфуркація Хопфа, і з'являється квазіперіодичний процес. Причому, при зниженні коефіцієнта заповнення ШІМ квазіперіодичний процес у системі настає при менших значеннях K<sub>РЕГ</sub>. Зміна виду ШІМ якісно змінює біфуркаційні діаграми вихідної напруги, і у випадку модуляції першого роду, пропуск точок комутації відбувається при менших значеннях K<sub>РЕГ</sub>, ніж у випадку ШІМ другого роду.

З виконаного аналізу систем стабілізації з ШІМ-1 і ШІМ-2 як в ідеалізованому випадку, так і з урахуванням впливу перешкод встановлено, що при зміні K<sub>РЕГ</sub> у системі спостерігаються "м'які" біфуркації подвоєння періоду, у той час як при зміні U<sub>ВИХ</sub> – "тверді". Запропоновано схему пристрою для побудови біфуркаційних діаграм перетворювачів напруги з ШІМ, який реалізований на базі мікросхеми програмованої логіки.

#### **Перелік основних завдань:**

1. Особливості хаотичних процесів в системах живлення .
2. Математичний апарат розрахунку хаотичних процесів .
3. Особливості критеріїв оцінки процесів за допомогою біфуркаційних діаграм .
4. Аналіз отриманих результатів розрахунків хаотичних процесів

### Питання для дискусії:

1. Чи варто проводити порівняльний аналіз систем різними відами ШІМ
2. Чи справедлив критерій оцінки точності систем по СКП.

## 5. Практичне заняття 5 Електропривод з фаззі-керуванням

### Теоретичні відомості

Системи стабілізації швидкості для електроприводу постійного струму найчастіше виконуються по одноконтурним або ж двоконтурним структурним схемам рис. 5.1 і 5.2. У двоконтурній схемі головному контуру із зворотнім зв'язком по швидкості підлеглий внутрішній контур зі зворотним зв'язком по струму. На рис. 5.1 й 5.2:  $K_{рш}(p)$ ,  $K_{рт}(p)$  - передатні функції регуляторів контурів швидкості і току; СК - система керування; ІІ - імпульсний перетворювач; ДШ - датчик швидкості з коефіцієнтом передачі  $K_{дш}$ ;  $K_{дс}(p)$  - передатна функція двигуна по струму;  $J$  - момент інерції електроприводу;  $C_E$ ,  $C_M$  - постійні проти-ЕРС і моменту;  $K_{дс}$  - коефіцієнт передачі датчика струму;  $E(p)$  - зображення проти-ЕРС двигуна.

У структурних схемах, рис. 5.1 і 5.2 регулятор головного контуру з передатною функцією  $K_{рш}(p)$  відіграє головну роль у формуванні закону імпульсної модуляції силового ключа ІІ. Передатна функція  $K_{рш}(p)$  зазвичай є результатом оптимізації електроприводу по швидкодії. Найчастіше ці завдання вирішуються на основі методу логарифмічних амплітудно-частотних характеристик.

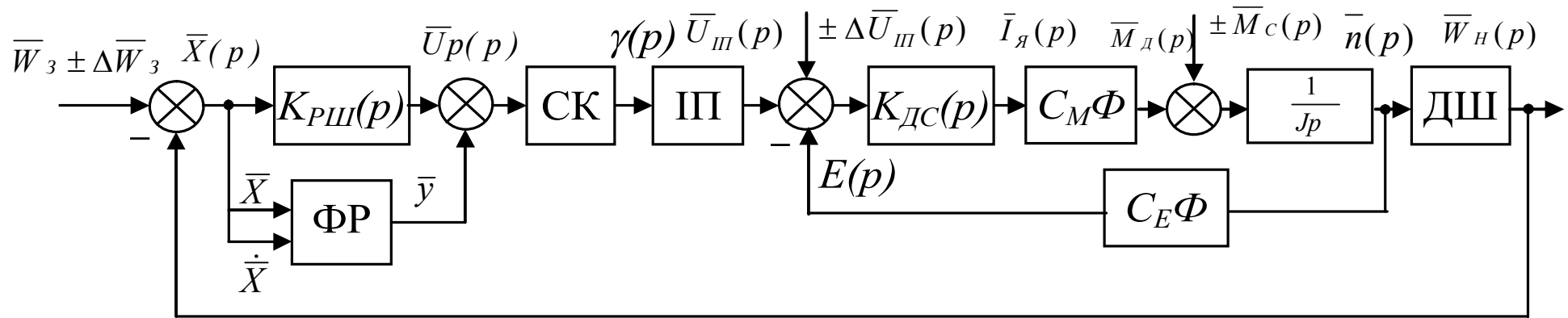


Рис.5.1 - Одноконтурна структурна схема САР системи стабілізації швидкості

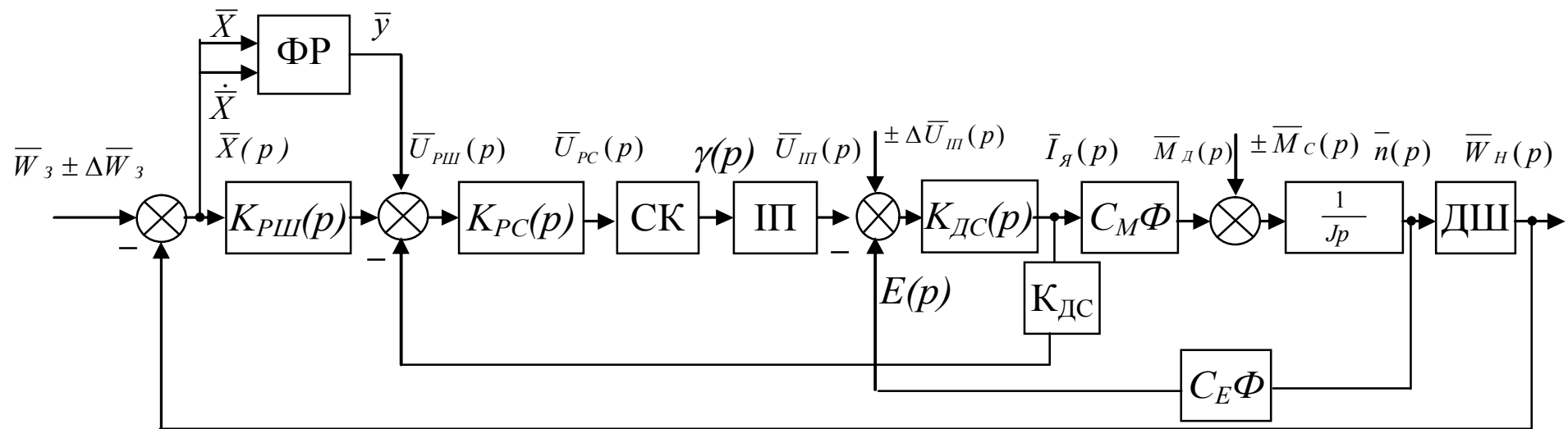


Рис.5.2 - Двоконтурна структурна схема САР системи стабілізації швидкості

В якості імпульсного перетворювача в таких системах найчастіше використовується ШП. При аналізі імпульсних систем постійного струму часто прибігають до спрощеної форми представлення ШП як ланки системи, приймаючи його аперіодичною ланкою або фіксатором нульового порядку. Таке представлення ШП у системах високої точності є неприпустимим, оскільки в цьому випадку неможливо врахувати вплив пульсацій вихідної напруги перетворювача, на точність системи, а також не можна врахувати те, що перетворювач вносить у систему додаткову нелінійність, обумовлену зміною його коефіцієнта підсилення в процесі глибокої широтно-імпульсної модуляції.

Модель ШП, що враховує відзначені особливості, представлена на рис.5.3. У моделі, рис. 5.3, нульовий канал містить у собі імпульсний елемент ІЕ<sub>0</sub>, його формуючий елемент ФЕ<sub>0</sub> являє собою фіксатор нульового порядку (ФНП), а нелінійний елемент НЕ<sub>0</sub> - типову нелінійність "насичення". Таким чином, нульовий канал моделі враховує вплив постійної складової у всьому діапазоні зміни шпаруватості, а канал Sal1 - вплив пульсацій. Лінійна область нульового каналу відповідає діапазону зміни напруги керування  $-1 \leq \bar{U}_p \leq 1$ ,

де  $\bar{U}_p = \frac{U_p}{U_{PH}}$ ,  $U_{PH}$  - напруга регулятора (на вході СК), що відповідає границі насичення, вочевидь, що  $U_{PH}$  дорівнює половині амплітуди пилки  $U_{PM}$ .

Якщо взяти до уваги сталість статичного коефіцієнта підсилення СК, який можна врахувати в будь-якій ланці системи, то  $U_p(\bar{t}) = \gamma(\bar{t})$ . У лінійній області нульового каналу коефіцієнт підсилення  $K = 1$ , якщо прийняти, що  $\bar{U}_p = \bar{U}_0 = \frac{U_0}{E}$ , де  $E$  - напруга живлення ШП.

Вплив пульсаційної складової враховує канал формування функції Уолша Sal1. Цей канал має три гілки, у кожній з яких є імпульсні елементи ІЕ1, ІЕ2, ІЕ3, що працюють синхронно та синфазно.

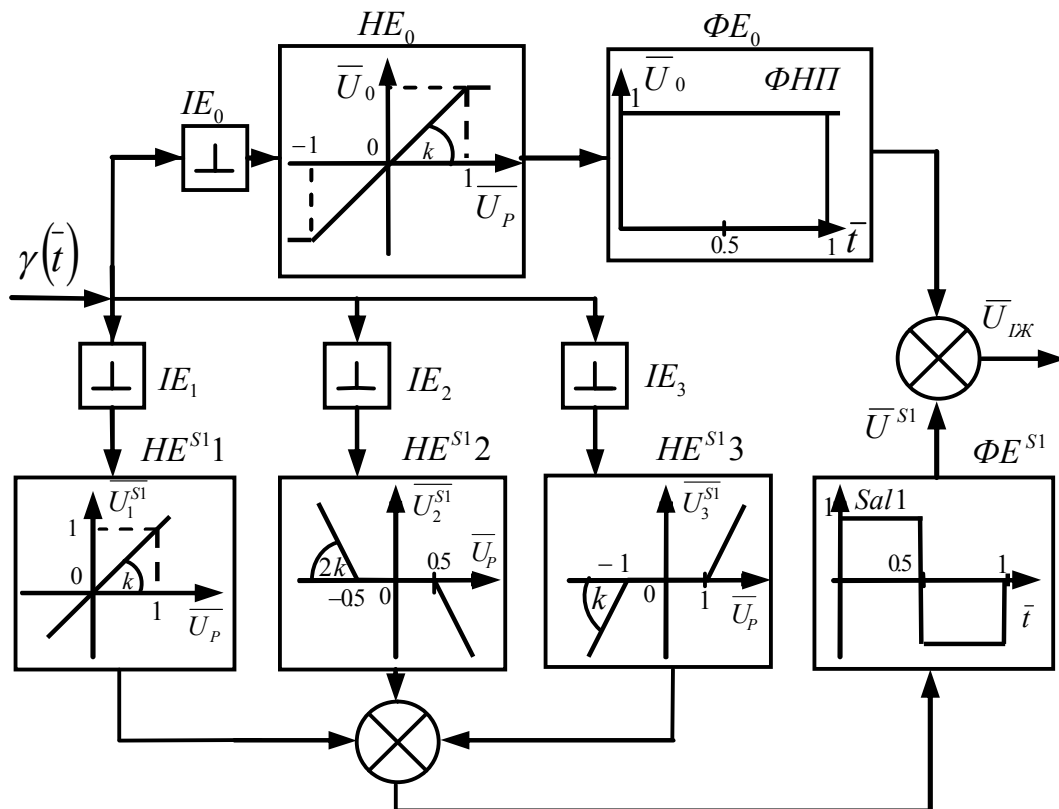


Рис. 5.3 - Модель ШП „у великому“

Лінійна гілка каналу Sal1 має коефіцієнт підсилення  $K = 1$ , а дві паралельні їй гілки містять типові нелінійності "зона нечутливості" в діапазонах:  $-0,5 \leq \bar{U}_p \leq 0,5$ ;  $-1 \leq \bar{U}_p \leq 1$ . За межами цих зон коефіцієнти підсилення у відповідних гілках рівні  $-2K$  й  $K$ .

У структурних схемах, рис. 5.1 і рис. 5.2, об'єктом керування є безколекторний двигун постійного струму, що характеризується наступними передатними функціями по струму

$$K_{\text{ДС}}(p) = \frac{1}{R_{\text{я}}(T_{\text{Э}}p + 1)} \quad (5.1)$$

і по швидкості

$$K_{\text{ДШ}}(p) = \frac{K_{\text{ДК}}\omega_{\text{Э}}^2}{p^2 + 2\xi\omega_{\text{Э}}p + \omega_{\text{Э}}^2}. \quad (5.2)$$

$$\text{В (5.1), (5.2)} \quad \omega_{\text{Э}} = \frac{1}{\sqrt{T_{\text{Э}}T_{\text{ЭМ}}}}, \quad \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_{\text{ЭМ}}}{T_{\text{Э}}}}, \quad K_{\text{ДК}} = \frac{1}{C_{\text{Е}}\Phi}, \quad T_{\text{Э}} = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}},$$

$$T_{\text{ЭМ}} = \frac{J R_{\text{я}}}{C_{\text{М}} C_{\text{Е}} \Phi^2}.$$

На структурних схемах рис. 5.1 і рис. 5.2 показано можливі збурюючі впливи по завданню швидкості  $\Delta W_3$ , по живленню  $\Delta \bar{U}_{\text{П}}$  і моменту опору  $\Delta \bar{M}_{\text{С}}$ , які впливають на помилку системи. Вочевидь, що помилка

регулювання системи  $\bar{X}(t) = \bar{X}_3(t) + \bar{X}_Ж(t) + \bar{X}_M(t)$  - являє собою деякий сумарний результат від впливу різних збурень.

Оскільки помилка системи залежить від безлічі змінних, то в загальному виді врахувати їхній вплив на сумарний результат не представляється можливим. У цьому випадку настроювання регуляторів електроприводів виконують спочатку по керуючому впливі, а потім по збурюванню. З урахуванням отриманих результатів роблять остаточні висновки щодо параметрів настроювання регуляторів. Безумовно, що отримані в такий спосіб результати мають потребу в уточненні, яке можна виконати в процесі електронного моделювання або ж експерименту.

Для проведення моделювання системи стабілізації швидкості БДПС на основі прямого включення нечіткого регулятора і оцінки якості його роботи була побудована модель системи наведена на рис. 5.4.

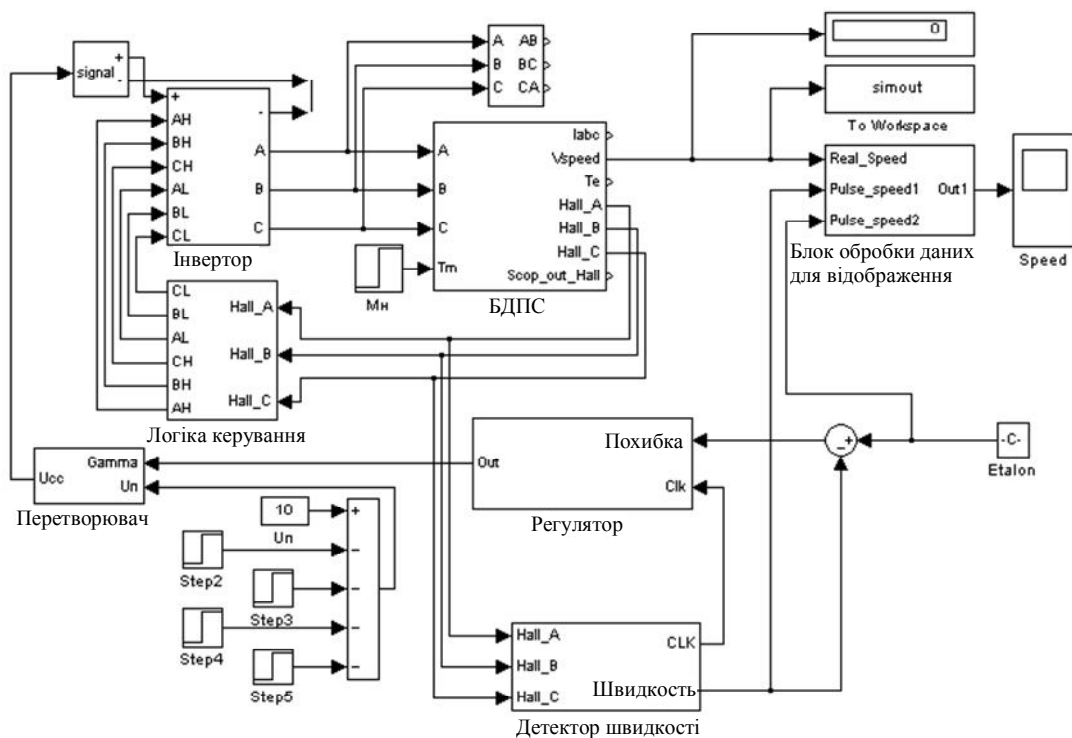


Рис. 5.4 - Модель системи стабілізації швидкості БДПС

Блоки Step2-5 призначені для завдання збурювання по живленню двигуна. Детектор швидкості по сигналах з датчиків положення ротора визначає значення швидкості двигуна і подає його на елемент порівняння, також на елемент порівняння подається еталонне значення стабілізованої величини, що задається константою еталон.

Дані про помилку з виходу елемента порівняння подаються на вхід блоку Регулятор. В цьому блоці реалізується необхідний регулятор, який на підставі помилки формує керуючий вплив для двигуна. З виходу блоку регулятора керуючий вплив, а саме коефіцієнт ШІМ приходиться на вхід блоку Перетворювач, який перетворює значення коефіцієнта ШІМ у відповідну напругу. Дане значення напруги є напругою живлення інвертора.



Для моделювання системи стабілізації з прямим включенням нечіткого регулятора була використана структура боку Регулятор наведена на рис. 5.5.

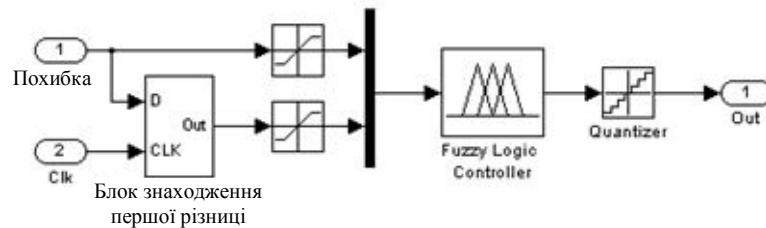


Рис. 5.5 - Нечіткий регулятор у прямому включенні

Даний нечіткий регулятор працює на підставі двох входів: помилки й швидкості помилки. Для знаходження швидкості помилки був побудований блок знаходження першої різниці. Структура даного блоку представлена на рис. 5.6.

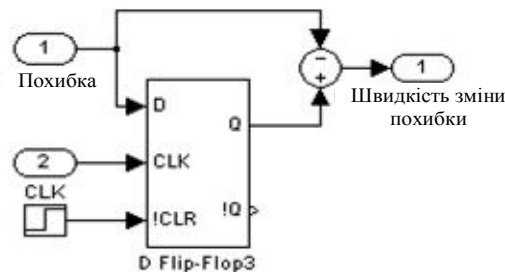


Рис. 5.6. Блок знаходження першої різниці

Для побудови нечіткого регулятора був використаний стандартний блок Fuzzy Logic Controller пакета MATLAB 6.5 у якому існує можливість настроювання входних і вихідних термів, визначення типу і розміщення їхніх функцій приналежності, вибору алгоритму роботи регулятора і методів здійснення операцій агрегації і імплікації, а також вибору методу дефазифікації.

Для реалізації був обраний алгоритм Мамдані. Відповідно настроювання нечіткого регулятора будуть такими: алгоритм - mamdani, метод імплікації - min, метод агрегації - max. Для дефазифікації використаємо метод центра мас (centroid); логічне «І» формується методом min; логічне «АБО» - методом max.

Вхідні змінні нечіткого регулятора Speed й Accelerate мають по п'ять термів (NB, N, Z, P, PB). Вид і розташування їхніх функцій приналежності показаний на рис. 5.7 та 5.8. Вхідні функції приналежності мають стандартну  $\lambda$ -подібну форму (trimf). Характерні крапки визначалися по результатам попереднього моделювання.

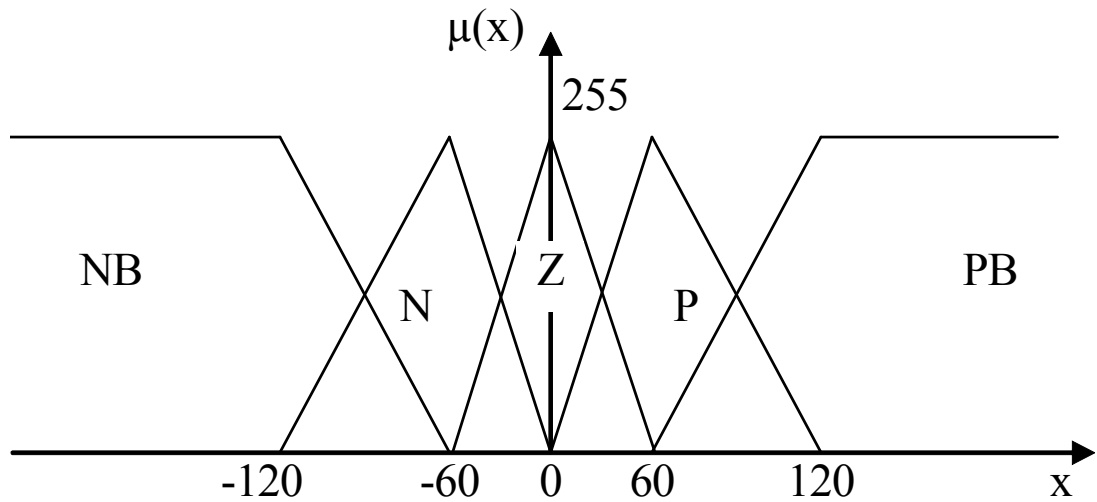


Рис.5.7 - Вид і розташування вхідних функцій приналежності для помилки швидкості

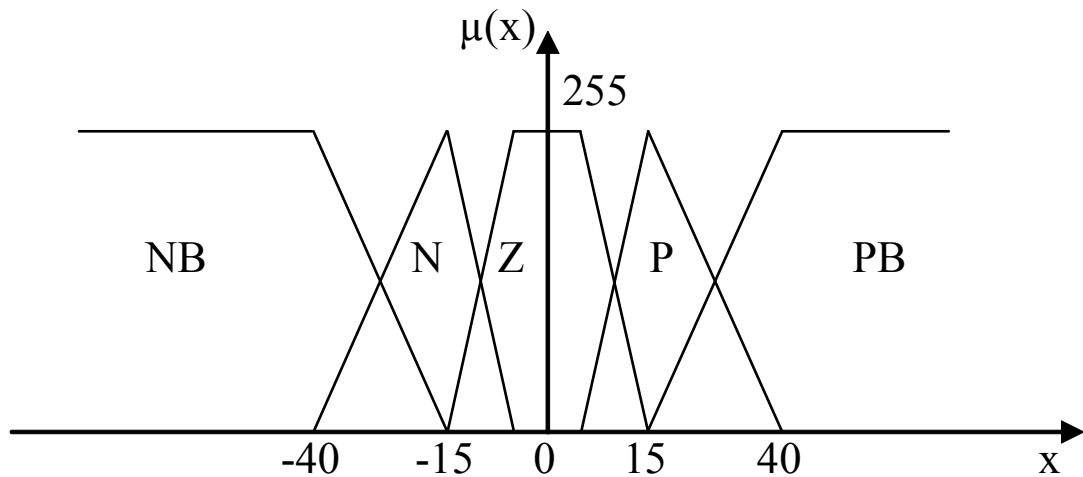


Рис. 5.8 - Вид і розташування вхідних функцій приналежності для першої різниці помилки.

Терми NB і PB відповідають максимальним по модулю негативним і позитивним відхиленням вхідних величин; терм Z відповідає еталонному значенню вхідної величини; терміни N і P відповідають проміжним негативним і позитивним відхиленням вхідних величин.

Оскільки кількість вхідних змінних дорівнює двом, і в кожній по п'ять вхідних термів, то загальна кількість правил керування дорівнює 25. Таблиця правил створювалася на підставі аналізу фазового портрету, а потім коректувалася за результатами експериментів. Кінцевий вид таблиця правил наведена в таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 – Таблиця правил.

		Похибка ( $\varepsilon$ )				
		<b>BN</b>	<b>N</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>	<b>BP</b>
Перша різниця ( $\dot{\varepsilon}$ )	<b>BP</b>	BP	Z	N	BN	BN
	<b>N</b>	BP	P	Z	N	BN
	<b>Z</b>	BP	P	Z	N	BN
	<b>P</b>	BP	P	P	N	BN
	<b>BN</b>	BP	BP	P	Z	BN

Вихідні функції приналежності наведені на рис. 5.9. У представленій системі вони відповідають п'ятьом вхідним термам - NB, N, Z, P, PB. При реалізації системи керування використалися однокрапкові функції, тому що це значно спрощує процес дефазифікації, однак, у моделі, через відсутність однокрапкових функцій у пакеті MatLab, використовувались прямокутні функції приналежності (trampf). Положення функцій приналежності для термів NB і PB відповідають найбільш швидкому розгону і гальмуванню двигуна відповідно. Значення керуючого впливу пов'язаного з термом Z відповідає еталонній швидкості двигуна. Функції приналежності N і P визначають відхилення швидкості двигуна від еталонної.

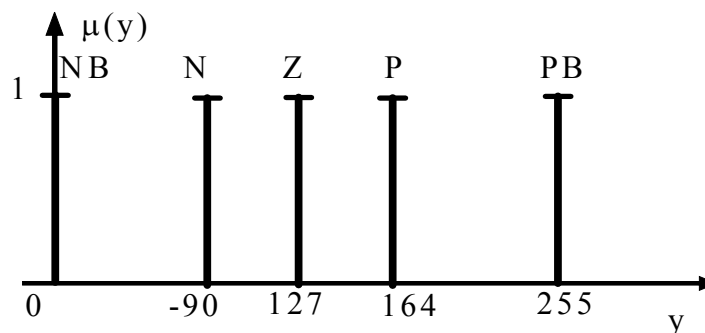


Рис. 5.9 - Вид і розташування вихідних функцій приналежності

Для оцінки якості роботи системи стабілізації з прямим включенням нечіткого регулятора був отриманий ряд діаграм, який ілюструє її роботу.

Діаграми розгону двигуна при різних напругах живлення інвертора представлені на рис. 5.10.

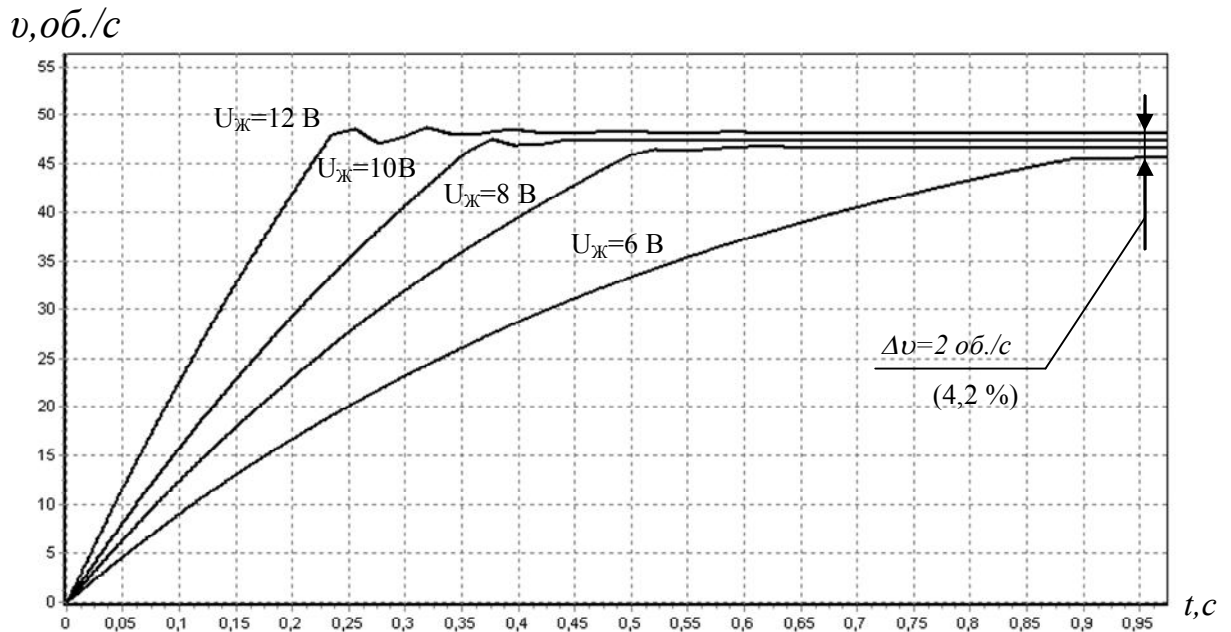


Рис. 5.10 - Розгін двигуна при різних напругах живлення інвертора

Діаграми роботи системи при збуреннях живлення наведені на рис. 5.11. У даному експерименті при роботі двигуна в номінальному режимі проводилася стрибкоподібна зміна значення напруги живлення інвертора на 1, 2, 3 та 4 В (спадання напруги живлення на 10, 20, 30, 40 %).

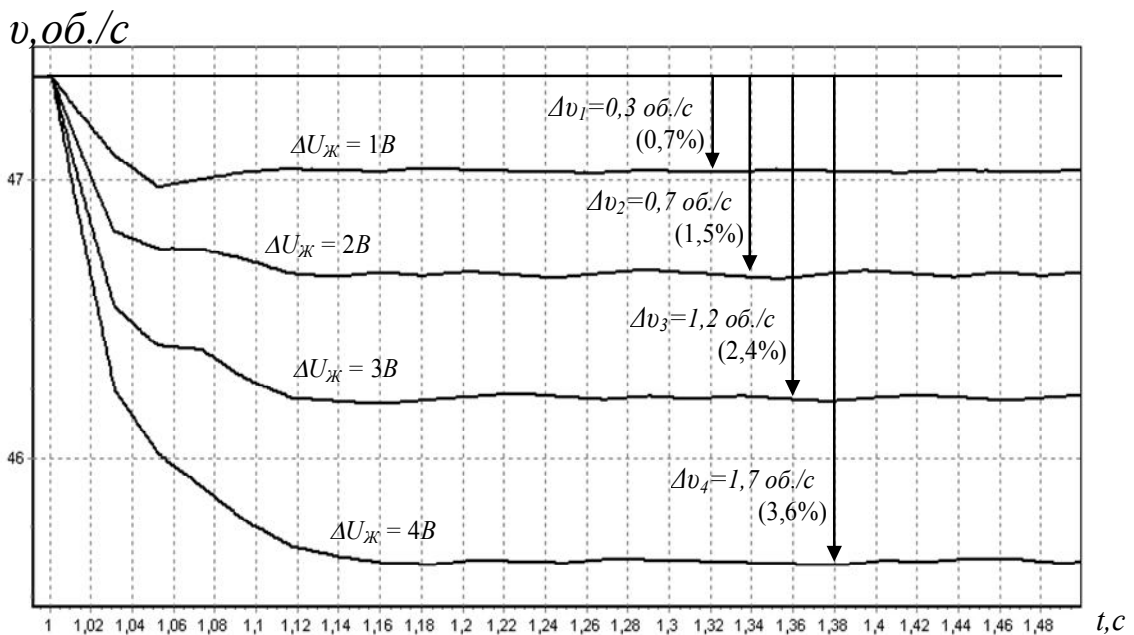


Рис. 5.11 - Діаграми роботи системи при збуреннях живлення

Діаграми роботи системи стабілізації швидкості при збуреннях по навантаженню наведені на рис. 5.12. У даному експерименті при роботі двигуна в номінальному режимі проводилася стрибкоподібна зміна значення моменту на валу.

### Перелік основних завдань:

1. Особливості роботи фаззи контролера .
2. Математичний апарат систем з фаззи керуванням.
3. Особливості таблиці правил в системі з вентильним двигуном .
4. Місце нечіткого регулятора в системі регулювання БДПС

### Питання для дискусії:

- 1.
- 2.

## 6. Практичне заняття 6 Теорія нероних мереж

### Теоретичні відомості

Історія розвитку нейронних мереж бере свій початок у сорокових роках двадцятого сторіччя. Своєю появою штучні нейрони зобов'язані нейрофізіологам і нейроанатомам, які з їхньою допомогою намагалися моделювати роботу біологічних нейронів. Однак штучні нейрони й нейронні мережі виявилися корисними й в інших галузях науки. Основні результати в галузі вивчення нейронних мереж пов'язані з іменами У. Маккалоха, Д. Хебба, Ф. Розенблатта, М. Мінського, Дж Хопфилда й інших. Бурхливий розвиток теорії нейронних мереж у шістдесятих роках, викликаний роботами Розенблатта й Уидроу, змінився періодом розчарування, викликаним роботою Мінського, у якій доводилася неможливість вирішення ряду простих завдань за допомогою одношарового персептрона. На сьогоднішній день спостерігається поновлення інтересу до нейронних мереж, що пов'язано з відкриттям методів навчання багатошарових мереж та зі зростанням обчислювальної потужності сучасних ЕОМ.

На сьогоднішній день основні завдання, що вирішуються за допомогою штучних нейронних мереж – розпізнавання й класифікація образів, апроксимація функцій, асоціативна пам'ять, прогнозування часових рядів, системи керування й регулювання.

Застосування нейронних мереж у системах керування дозволяє підвищити якість функціонування систем з нелінійними об'єктами, а також з об'єктами, параметри яких змінюються в процесі функціонування. Математична модель системи ДПС – НР

Штучний нейрон у першому наближенні моделює роботу біологічного нейрона. Модель штучного нейрона (див. рис. 6.1) складається із блоків:

зважування, зсуву, суматорів, а також завдання передатної (активаційної) функції нейрона.

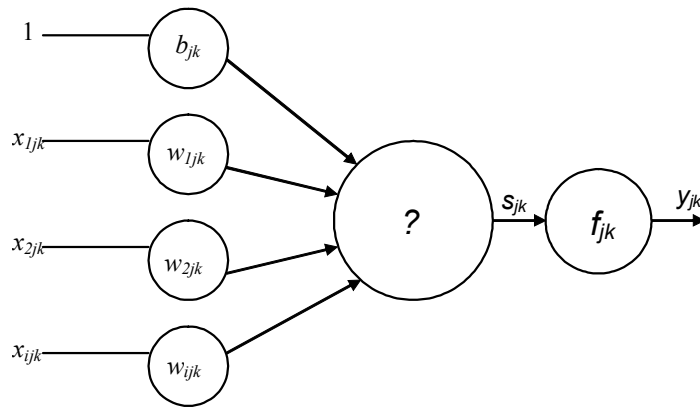


Рис.6.1 - Модель штучного нейрона.

На рис. 6.1 представлений  $j$ -тий нейрон  $k$ -того шару, де:

$i$  – номер входу;

$x_{1jk} \dots x_{ijk}$  – входи нейрона;

$w_{1jk} \dots w_{ijk}$  – вагові коефіцієнти;

$b_{jk}$  – коефіцієнт зсуву;

$\Sigma$  - суматор;

$f_{jk}$  – активаційна функція;

$y_{jk}$  – вихід нейрона;

$s_{jk}$  – зважена сума.

Роботу нейрона можна описати наступними співвідношеннями:

$$s_{jk} = \sum_{i=1}^N w_{ijk} x_{ijk} + b_{jk}, \quad (6.1)$$

$$y_{jk} = f_{jk}(s_{jk}). \quad (6.2)$$

у матричній формі вираз (6.1) прийме вид:

$$s_{jk} = W_{jk} X_{jk} + b_{jk}, \quad (6.3)$$

Активаційна функція  $f_j$  може мати різну форму залежно від завдання, що вирішує нейрон. Найпоширеніші активаційні функції наведені на рис.6.2

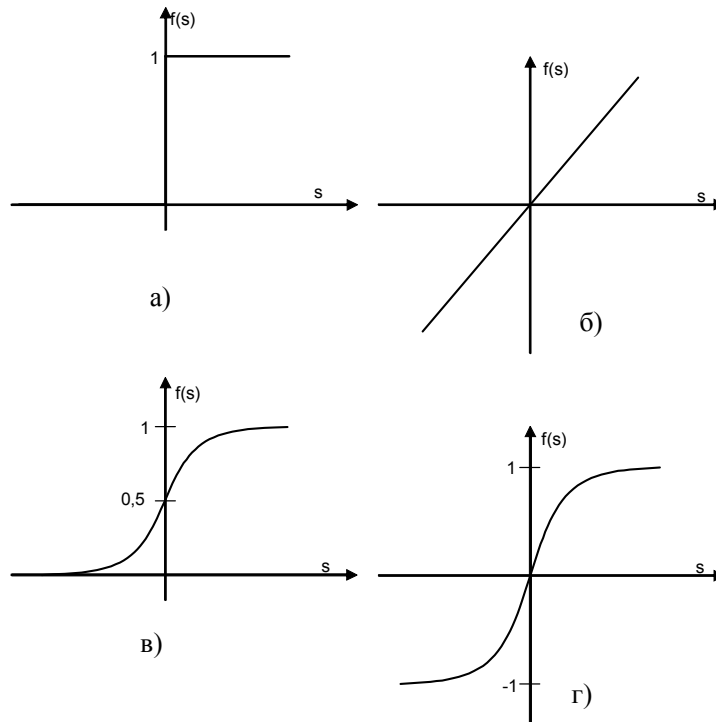


Рис.6.2 - Активаційні функції: а) – гранична; б) – лінійна; в) - сигмоїдальна (логістична); г) – гіперболічний тангенс.

Наведені на рис 6.2 активаційні функції описуються наступними рівняннями.

Гранична функція:

$$f(s) = \begin{cases} 0, s < 0, \\ 1, s \geq 0. \end{cases} \quad (6.4)$$

Лінійна функція:

$$f(s) = s. \quad (6.5)$$

Сигмоїдальна (логістична) функція:

$$f(s) = \frac{1}{1 + e^{-s}}. \quad (6.6)$$

Функція гіперболічного тангенса:

$$f(s) = \frac{e^s - e^{-s}}{e^s + e^{-s}}. \quad (6.7)$$

Великого поширення набули логістична функція й функція гіперболічного тангенса завдяки своїй властивості добре підсилювати слабкі сигнали й зменшувати свій коефіцієнт підсилення в міру збільшення вхідного сигналу. Таким чином, той самий нейрон однаково добре обробляє як слабкі, так і сильні вхідні сигнали. На відміну від логістичної функції гіперболічний тангенс може приймати як позитивні, так і негативні значення, що сприяє більше швидкому (з погляду кількості ітерацій) навчанню мережі, що використовує нейрони з даною активаційною функцією.

Штучна нейронна мережа – це набір нейронів, з'єднаних між собою. Як правило, активаційні функції всіх нейронів у мережі фіксовані, а ваги є параметрами мережі й можуть змінюватися. По топології всі штучні нейронні мережі можна розділити на три основні групи: повно зв'язні мережі, слабо зв'язні мережі, багат шарові мережі (див. рис. 6.3).

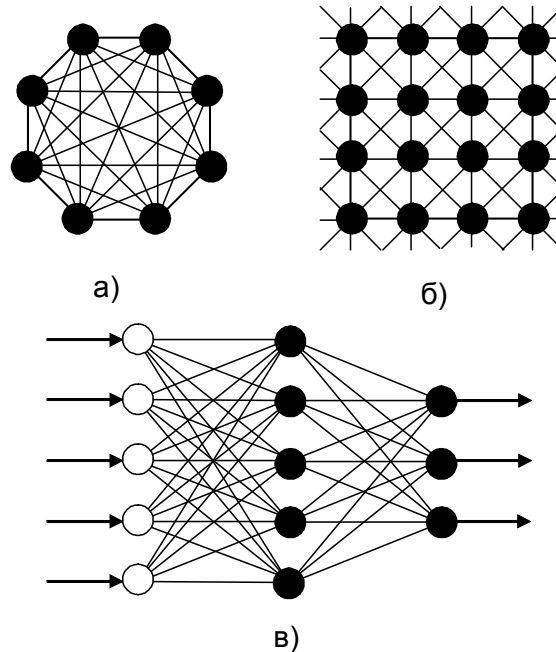


Рис.6.3 - Архітектури штучних нейронних мереж:

а) - повно зв'язна мережа; б) - слабо зв'язна мережа;

в) - багат шарова мережа

Так як для вирішення завдань керування найбільш прийнятною є мережа, побудована по багат шаровій архітектурі, то надалі зупинимося на розгляді даного класу мереж.

У структурі багат шарових мереж можна виділити три основні різновиди нейронів:

1. Вхідні нейрони - не виконують ніяких обчислень, їхнє завдання полягає в передачі вхідного сигналу на всі нейрони наступного шару (не зафарбовані кола, див. рис. 6.3 в).
2. Проміжні нейрони (нейрони схованих шарів) - становлять основу нейронної мережі, як правило, мають однакові активаційні функції.
3. Вихідні нейрони - вихідні сигнали даних нейронів є виходом всієї мережі.

Багат шарові мережі діляться на два класи: мережі прямого поширення й рекурентні мережі (мережі зі зворотними зв'язками).

У мережах прямого поширення в режимі нормального функціонування сигнали поширюються від входів до виходів. Мережі прямого поширення називаються статичними, тому що стан виходів такої мережі залежить тільки від поточного стану входів і не залежить від їхнього попереднього стану. До



класу мереж прямого поширення належить багатошаровий персептрон і мережі з радіальними базисними функціями (RBF-мережі).

Рекурентні мережі крім прямих зв'язків мають зворотні зв'язки між шарами. Вихідний стан таких мереж залежить не тільки від поточного стану входів, але й від їхніх попередніх станів. Рекурентні мережі в силу специфіки їх функціонування називають динамічними мережами. До даного класу належать мережі Кохонена й Гроссберга, Хопфилда й Хеммінга та інші. Варто відзначити, що данні мережі знайшли широке застосування в галузі розпізнавання образів, стиску даних й асоціативної пам'яті.

Сама по собі нейронна мережа без попередньої підготовки не може вирішувати поставлене перед нею завдання. Під попередньою підготовкою розуміють адаптацію мережі до умов поставленого завдання, або навчання нейронної мережі.

Існує два основних різновиди алгоритмів навчання (настроювання) нейронної мережі:

1. Навчання із вчителем – припускає, що для кожного вхідного вектора існує цільовий вектор, що представляє собою необхідний вихід. Разом вони називаються навчальною парою. Звичайно мережа навчається на деякому числі таких навчальних пар. Пред'являється вхідний вектор, обчислюється вихід мережі й порівнюється з відповідним цільовим вектором. Різниця (помилка) за допомогою зворотного зв'язку подається в мережу, і ваги змінюються відповідно до алгоритму, що прагне мінімізувати помилку. Вектори навчальної множини пред'являються послідовно, обчислюються помилки, і ваги підбудовуються для кожного вектора доти, поки помилка по всьому навчальному масиві не досягне прийнятно низького рівня.
2. Навчання без вчителя – навчальна множина складається лише із вхідних векторів. Навчальний алгоритм змінює ваги мережі так, щоб отримати погоджені вихідні вектори, тобто, щоб пред'явлення досить близьких вхідних векторів давало однакові виходи. Процес навчання, таким чином, виділяє статистичні властивості навчальної множини й групує подібні вектори в класи. Пред'явлення на вхід вектора з даного класу дасть певний вихідний вектор, але до навчання неможливо передбачити, який вихід буде активізуватись даним класом вхідних векторів. Отже, виходи подібної мережі повинні трансформуватися в деяку зрозумілу форму, обумовлену процесом навчання. Це не є серйозною проблемою. Звичайно не складно ідентифікувати зв'язок між входом і виходом, установлений мережею.

Для вирішення задач керування зазвичай використовується алгоритм навчання з учителем, тому що він дозволяє навчити мережу, яким чином необхідно реагувати на вхідні сигнали. Алгоритм навчання без учителя знайшов широке застосування в галузі класифікації й розпізнавання образів.

Узагальнена схема керування на основі штучної нейронної мережі прямого поширення наведена на рис. 6.4.

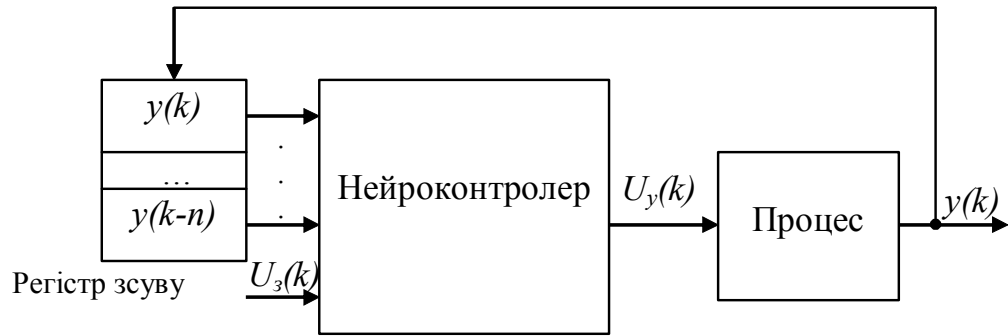


Рис. 6.4 - Схема системи керування на основі штучної нейронної мережі прямого поширення

Дана схема є основою більшості інтелектуальних систем керування. Нейроконтролер у даній схемі може бути реалізований двома способами. Перший спосіб представлений на рис. 6.4, коли нейроконтролер виконаний на основі штучної нейронної мережі прямого поширення. Так як дана мережа є статичною, то вона сама по собі не придатна для керування динамічним об'єктом або процесом. Щоб зробити дану мережу придатною для керування динамічним об'єктом, необхідно, щоб на процес керування впливали не тільки сигнал завдання ( $U_3(k)$ ) і вихідна змінна ( $y(k)$ ), але й попередні значення вихідної змінної ( $y(k-1) \dots y(k-n)$ ). Для зберігання попередніх значень використовують регістр зсуву. Другий спосіб полягає у використанні рекурентної нейронної мережі замість мережі прямого поширення. У цьому випадку відпадає необхідність у регістрі зсуву. Однак рекурентні мережі використовуються рідше, ніж мережі прямого поширення, внаслідок більших обчислювальних ресурсів, необхідних для їхнього функціонування. Що стосується мереж прямого поширення, те слід зазначити, що в деяких випадках об'єкт містить додаткові змінні, доступні для спостереження, які описують динаміку процесу. Отже, у регістрі зсуву немає необхідності.

На наступному етапі проектування необхідно вибрати схему навчання нейроконтролера. На рис. 6.5 наведений один з варіантів такої схеми.

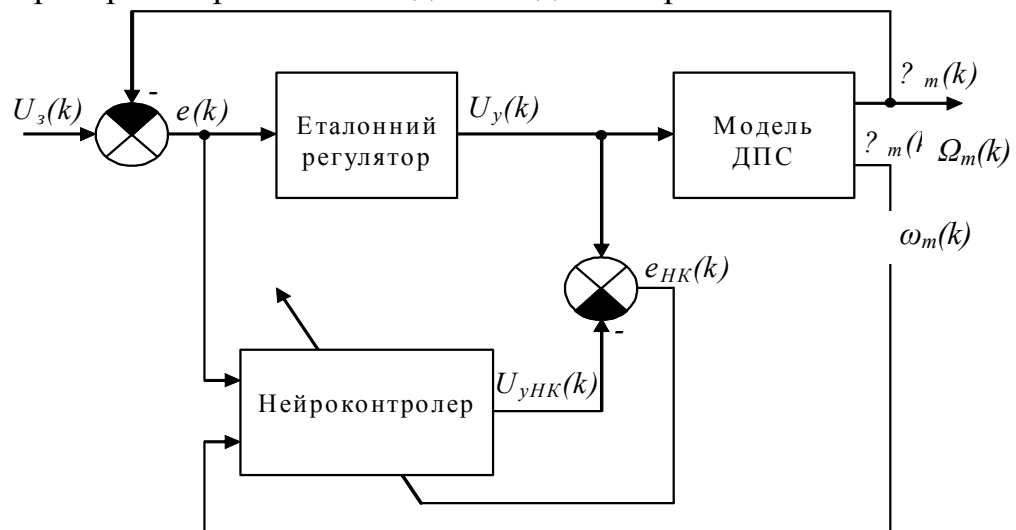


Рис. 6.5 - Схема навчання нейроконтролера по моделі з еталонним регулятором

У даній схемі для навчання нейроконтролера використовується еталонний регулятор і модель ДПС. На вхід схеми подають різні сигнали завдання ( $U_z(k)$ ), а еталонний регулятор відповідно до сигналу помилки ( $e(k)$ ) виробляє керуючий вплив ( $U_y(k)$ ), що подається на вхід моделі ДПС, прагнучи привести вихід моделі ( $\Omega_m(k)$  – кут повороту ротора) до заданого значення. Вхідними змінними для нейроконтролера є сигнал помилки й допоміжна змінна, що характеризує динаміку об'єкта. У даному випадку – це швидкість обертання ротора ( $\omega_m(k)$ ). Нейроконтролер у відповідності з вхідними змінними виробляє керуючий вплив ( $U_{yHK}(k)$ ), що порівнюється з вихідним сигналом еталонного регулятора. Результатом порівняння є помилка ( $e_{HK}(k)$ ), що використовується алгоритмом зворотнього поширення помилки для настроювання вагових коефіцієнтів нейроконтролера.

Слід відзначити, що дана схема використовує модель ДПС, а не сам ДПС для навчання нейроконтролера, що дозволяє уникнути небажаних перевантажень двигуна під час навчання. Модель ДПС може бути отримана або з використанням класичних методів ідентифікації, або за допомогою нейронної мережі, що буде навчена моделювати динаміку двигуна. Перший спосіб має перевагу, тому що дозволяє одержати коефіцієнти передатної функції двигуна, які використовуються для розрахунку еталонного регулятора.

Еталонний регулятор обирається виходячи з вимог, що висуваються до системи. У якості еталонний регулятор можна використати будь-який з відомих типів регуляторів. Може виникнути питання, чи є сенс у використанні нейроконтролера, якщо він після навчання буде імітувати роботу вже відомого регулятора? Такий сенс є в тих випадках коли:

1. Об'єкт працює в різних режимах, і для ефективного керування їм у всьому діапазоні доводиться перебудовувати коефіцієнти регулятора в реальному масштабі часу.
2. Використання еталонного регулятора безпосередньо для керування об'єктом сполучено з необхідністю виконувати складні обчислювальні процедури в реальному часі.

Забезпечити мінімальний час перехідного процесу для різних кутів завдання може регулятор з неоднаковою тривалістю кроків керування й максимальною по модулю амплітудою керуючого впливу на кожному кроці. Таким чином, даний регулятор доцільно використати як еталонний регулятор при навчанні нейронної мережі. Розрахуємо еталонний регулятор за наступною методикою.

Передатна функція двигуна постійного струму по куту позиціонування має вигляд:

$$W(p) = \frac{k}{p(p+a)(p+b)}, \quad (6.8)$$

$$\text{де } k = \frac{1}{T_m T_e k_m};$$

$$a = \frac{1 + \sqrt{1 - 4 \frac{T_e}{T_m}}}{2T_e};$$

$$b = \frac{1 - \sqrt{1 - 4 \frac{T_e}{T_m}}}{2T_e};$$

$T_e = \frac{L}{R}$  – електрична постійна двигуна з індуктивністю обмотки  $L$  й опором  $R$ ;

$T_m = \frac{JR}{k_m C_e}$  – електромеханічна постійна двигуна ( $J$  – момент інерції якоря,  $k_m$  – постійна струму,  $C_e$  – постійна проти - ЕРС).

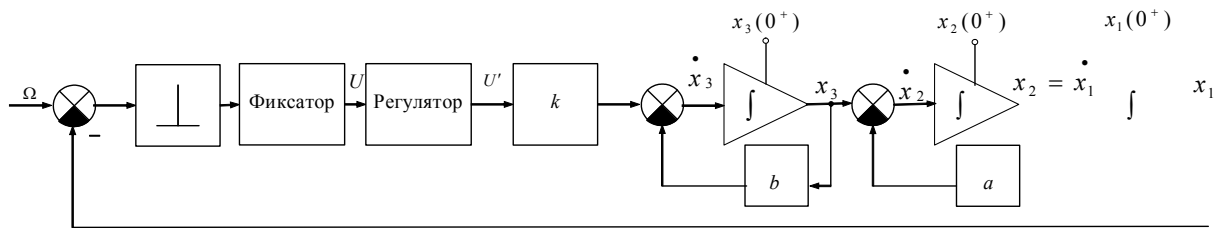


Рис.6.6 - Схема моделювання об'єкта керування й еталонного регулятора

Для визначення цифрового регулятора з нерівномірним кроком квантування, що формує керуючі впливи  $m_1$ ,  $m_2$ ,  $m_3$ , рівні за модулем, виходячи зі схеми моделювання об'єкта керування рис. 6.6, запишемо диференціальні рівняння й рівняння перехідних станів (без врахування регулятора):  $\dot{\Omega} = 0$ ;  $\dot{x}_1 = x_2$ ;  $\dot{x}_2 = x_3 - ax_2$ ;  $\dot{x}_3 = kU - bx_3$ ;  $\dot{U} = 0$ ;  $\Omega(nh^+) = \Omega(nh)$ ;  $x_1(nh^+) = x_1(nh)$ ;  $x_2(nh^+) = x_2(nh)$ ;  $x_3(nh^+) = x_3(nh)$ ;  $U(nh^+) = \Omega(nh) - x_1(nh)$ . Спираючись на диференціальні рівняння стану, складемо матрицю коефіцієнтів  $A$ :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -a & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -b & k \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

Виходячи з рівнянь перехідних станів, складемо матрицю  $B$ :

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

Запишемо розширений вектор-стовпець стану системи:

$$V = \begin{bmatrix} \Omega \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ U \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

Вектор-стовпець початкових умов буде мати вигляд:

$$V(0) = \begin{bmatrix} \Omega(0) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \Omega(0) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

За матрицею коефіцієнтів визначаємо матрицю переходу системи на першому інтервалі квантування:

$$\Phi(h_1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & M_1 & P_1 & kL_1 \\ 0 & 0 & A_1 & W_1 & kP_1 \\ 0 & 0 & 0 & B_1 & kQ_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (6.13)$$

$$\text{де } A_1 = e^{-ah_1}; \quad B_1 = e^{-bh_1}; \quad L_1 = \frac{abh_1 - a - b + \frac{b^2 e^{-ah_1} - a^2 e^{-bh_1}}{b-a}}{b^2 a^2};$$

$$M_1 = \frac{1 - e^{-ah_1}}{a}; \quad P_1 = \frac{1 + \frac{be^{-ah_1} - ae^{-bh_1}}{a-b}}{ab}; \quad Q_1 = \frac{1 - e^{-bh_1}}{b};$$

$$W_1 = \frac{e^{-ah_1} - e^{-bh_1}}{b-a}.$$

Для визначення стану системи в різні моменти часу скористаємося рівняннями перехідних станів:

$$V(nh^+) = BV(nh); \quad (6.14)$$

$$V((n+1)h) = \Phi(h) V(nh^+). \quad (6.15)$$

З урахуванням нерівномірності кроку квантування з (6.14), (6.15) для першого кроку квантування одержимо:

$$V(0^+) = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ m_1 \end{bmatrix}; \quad (6.16)$$

$$V(h_1) = \begin{bmatrix} 1 \\ kL_1 m_1 \\ kP_1 m_1 \\ kQ_1 m_1 \\ m_1 \end{bmatrix}. \quad (6.17)$$

Для другого інтервалу квантування матриця переходу системи буде мати вигляд:

$$\Phi(h_2) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & M_2 & P_2 & kL_2 \\ 0 & 0 & A_2 & W_2 & kP_2 \\ 0 & 0 & 0 & B_2 & kQ_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (6.18)$$

$$\text{де } A_2 = e^{-ah_2}; B_2 = e^{-bh_2}; L_2 = \frac{abh_2 - a - b + \frac{b^2 e^{-ah_2} - a^2 e^{-bh_2}}{b-a}}{b^2 a^2};$$

$$M_2 = \frac{1 - e^{-ah_2}}{a}; P_2 = \frac{1 + \frac{be^{-ah_2} - ae^{-bh_2}}{a-b}}{ab}; Q_2 = \frac{1 - e^{-bh_2}}{b};$$

$$W_2 = \frac{e^{-ah_2} - e^{-bh_2}}{b-a}.$$

З (6.14), (6.15) з урахуванням (6.17), (6.18) одержимо:

$$V(h_1^+) = \begin{bmatrix} 1 \\ kL_1 m_1 \\ kP_1 m_1 \\ kQ_1 m_1 \\ m_2 \end{bmatrix}; \quad (6.19)$$

$$V(h_1 + h_2) = \begin{bmatrix} 1 \\ kL_1m_1 + kM_2P_1m_1 + kP_2Q_1m_1 + kL_2m_2 \\ kA_2P_1m_1 + kW_2Q_1m_1 + kP_2m_2 \\ kB_2Q_1m_1 + kQ_2m_2 \\ m_2 \end{bmatrix}. \quad (6.20)$$

Для третього інтервалу квантування матриця переходу системи буде мати вигляд:

$$\Phi(h_3) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & M_3 & P_3 & kL_3 \\ 0 & 0 & A_3 & W_3 & kP_3 \\ 0 & 0 & 0 & B_3 & kQ_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (6.21)$$

$$\text{де } A_3 = e^{-ah_3}; B_3 = e^{-bh_3}; L_3 = \frac{abh_3 - a - b + \frac{b^2e^{-ah_3} - a^2e^{-bh_3}}{b-a}}{b^2a^2};$$

$$M_3 = \frac{1 - e^{-ah_3}}{a}; P_3 = \frac{1 + \frac{be^{-ah_3} - ae^{-bh_3}}{a-b}}{ab}; Q_3 = \frac{1 - e^{-bh_3}}{b};$$

$$W_3 = \frac{e^{-ah_3} - e^{-bh_3}}{b-a}.$$

З (6.14), (6.15) з урахуванням (6.20), (6.21) одержимо:

$$V((h_1 + h_2)^+) = \begin{bmatrix} 1 \\ kL_1m_1 + kM_2P_1m_1 + kP_2Q_1m_1 + kL_2m_2 \\ kA_2P_1m_1 + kW_2Q_1m_1 + kP_2m_2 \\ kB_2Q_1m_1 + kQ_2m_2 \\ m_3 \end{bmatrix}; \quad (6.22)$$

$$V(h_1 + h_2 + h_3) = \begin{bmatrix} 1 \\ kL_1m_1 + kM_2P_1m_1 + kP_2Q_1m_1 + kL_2m_2 + kM_3A_2P_1m_1 + kM_3W_2Q_1m_1 + \\ + kM_3P_2m_2 + kP_3B_2Q_1m_1 + kP_3Q_2m_2 + kL_3m_3 \\ kA_3A_2P_1m_1 + kA_3W_2Q_1m_1 + kA_3P_2m_2 + kW_3B_2Q_1m_1 + kW_3Q_2m_2 + kP_3m_3 \\ kB_3B_2Q_1m_1 + kB_3Q_2m_2 + kQ_3m_3 \\ m_3 \end{bmatrix}. \quad (6.23)$$

Так як передатна функція об'єкта керування (6.8) третього порядку, у системі можна реалізувати процес кінцевої тривалості за три періоди замикання ключа. Для реалізації процесу кінцевої тривалості повинні виконуватися умови:

$$\begin{cases} x_1(h_1 + h_2 + h_3) = \Omega \\ x_2(h_1 + h_2 + h_3) = 0 \\ x_3(h_1 + h_2 + h_3) = 0 \end{cases}$$

(6.24)

На підставі (6.23) і (6.24) складемо систему рівнянь.

$$\begin{cases} k \left( L_1 m_1 + M_2 P_1 m_1 + P_2 Q_1 m_1 + L_2 m_2 + M_3 A_2 P_1 m_1 + M_3 W_2 Q_1 m_1 + \right. \\ \left. + M_3 P_2 m_2 + P_3 B_2 Q_1 m_1 + P_3 Q_2 m_2 + L_3 m_3 \right) = \Omega \\ k(A_3 A_2 P_1 m_1 + A_3 W_2 Q_1 m_1 + A_3 P_2 m_2 + W_3 B_2 Q_1 m_1 + W_3 Q_2 m_2 + P_3 m_3) = 0 \\ k(B_3 B_2 Q_1 m_1 + B_3 Q_2 m_2 + Q_3 m_3) = 0 \end{cases}$$

(6.25)

Амплітуда керуючих впливів  $m_1, m_2, m_3$  відома і має фіксоване та рівне за модулем для кожного кроку регулювання значення  $m$ , яке обумовлене обмеженнями впливу для конкретного двигуна, таким чином система (6.25) містить три невідомі величини –  $h_1, h_2, h_3$ . Отже, вирішуючи дану систему для різних кутів завдання  $\Omega$ , можна визначити необхідну тривалість кроків квантування –  $h_1, h_2, h_3$  і реалізувати еталонний регулятор. Однак дана система не має аналітичного рішення, і для реалізації еталонного регулятора необхідно чисельними методами одержати рішення системи для всіх кутів завдання, які формують навчальну вибірку.

Завершальним етапом проектування системи із НР є вибір структури НМ й її навчання.

Якість функціонування нейронної мережі залежить не стільки від її розмірів (кількість шарів і нейронів у кожному шарі), скільки від того наскільки добре була навчена нейронна мережа. Процес навчання нейронної мережі з математичної точки зору – це мінімізація цільової функції, як правило, квадратичної, з великою кількістю параметрів, що змінюються, (число параметрів дорівнює числу зв'язків мережі). Даний процес сильно залежить від вибору навчальної множини. Таким чином, правильно сформована навчальна множина може істотно поліпшити якість навчання мережі. Яким же вимогам повинна відповідати навчальна множина, щоб навчання мережі було ефективним?

Насамперед, необхідно щоб приклади представлені для навчання перекривали весь діапазон функціонування мережі. По-друге, необхідно забезпечити рівномірність розподілу прикладів по всьому діапазону функціонування мережі. По-третє, необхідно зробити попереднє масштабування даних до робочого діапазону активаційних функцій, це допоможе уникнути насичення, і як наслідок паралічу мережі на початковому етапі навчання. По-четверте, необхідно уникати суперечливих даних, коли близьким за значенням вхідним векторам відповідають істотно різні вихідні сигнали.

Часто для навчання нейронної мережі навчальна множина формується, як випадковий сигнал що знаходиться у рамках заданого діапазону



функціонування системи. Недоліком такого сигналу є нерівномірність його розподілу по діапазону функціонування, що спричиняє невиправдане збільшення розмірів нейронної мережі. Для усунення даного недоліку необхідно сформувати навчальну множину, рівномірно розподілене по діапазону функціонування системи. На рис. 6.7 наведений сигнал завдання кута повороту, що дозволяє сформувати навчальну множину із необхідними параметрами.

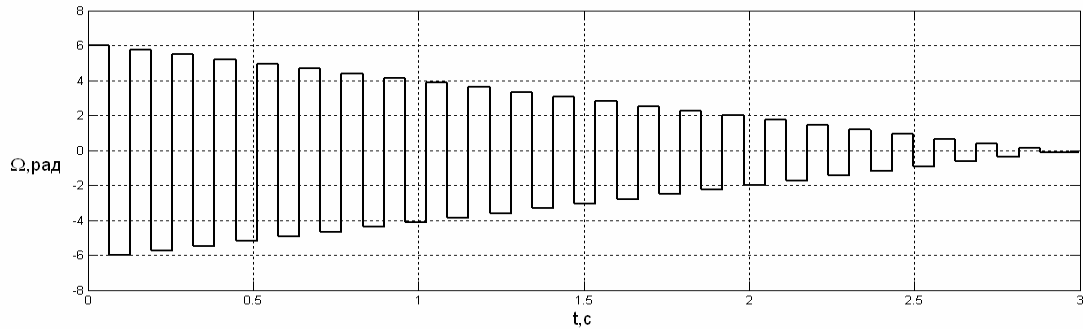


Рис. 6.7 - Сигнал завдання кута повороту ротора

Контроль якості навчання нейронної мережі можна здійснити за допомогою «тестової множини». Тестова множина – це набір прикладів, що не пред'являвся мережі в процесі навчання. Помилка виходу нейронної мережі щодо прикладів з «тестової множини» називається помилкою узагальнення. Дана помилка дозволяє судити про якість навчання нейронної мережі. Чим менше помилка узагальнення, тим краще навчена мережа.

### Перелік основних завдань:

- 1..
- 2..
- 3..
- 4.

### Питання для дискусії:

- 1.
- 2..

Питання до самосційної роботи

## Рекомендована література

1. Ф.К. Ли Высокочастотные квазирезонансные преобразователи// ТИИЭР. – 1988. – Т. 76, №4. – С. 83 – 97.
2. Ю.А. Денисов. Стабилизаторы постоянного напряжения с широтно-импульсными квазирезонансными преобразователями. – К.: Изд. Ин-та электродинамики НАН Украины, 2001. – 146с.
3. В.П. Войтенко, Ю.А. Денисов. Расчет переходных процессов в квазирезонансном импульсном преобразователе, переключаемом при нулевом напряжении// Техн. електродинаміка. Тем. випуск “Силовая електроніка та енергоефективність”, Ч. 1. – 2001, С. 23 –26.
4. В.И. Гостев Системы управления с цифровыми регуляторами: Справочник. – К.: Техніка, 1990. – 280 с.
5. Терехов В. М. Алгоритмы фаззі – регуляторов в электрических системах // Электричество, 2001, №12, с. 55-63.
6. Боярченков М. А., Черкашина А.Г. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники.– М.: Высшая школа, 1976.
7. Мишкин Д.Д. Магнитные материалы.- М.: Высшая школа, 1981.
8. , переключаемый при нулевом токе – двигатель постоянного тока. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки. Ч. с. Київ, - 2000.
9. Денисов А.И., Зволинский В.М., Руденко Ю.В. Вентильные преобразователи в системах точной стабилизации. - Киев: Наукова думка, –1995. -250 с.
10. Денисов А.И., Зволинский В.М., Руденко Ю.О. Вентильные преобразователи в системах точной стабилизации. – К.: Наукова думка, 1995. – 250 с.
11. Попов Е.П., Пальтов И.П. Приближенные методы исследования нелинейных автоматических систем. – М.: Физматгиз, 1960. –792 с.
12. Солодовников В.В. Теория нестационарных, нелинейных и самонастраивающихся систем автоматического регулирования. Сб. «Техническая кибернетика. Теория автоматического управления». Кн.3. Ч.2. – М.: Машиностроение, 1969. – 680 с.
13. Казаков И.Е., Доступов Б.Г. Статистическая динамика нелинейных автоматических систем. – М.: Физматгиз, 1962. – 332 с.
14. Чаки Ф. Современная теория управления. Нелинейные, оптимальные и адаптивные системы. – М.: Мир, 1975. – 424 с.
15. Дискретные нелинейные системы / А.Д. Аверина, А.Н. Герасимов, С.П. Забродин и др. / Под ред. Ю.И. Топчиева. – М.: Машиностроение, 1982. – 312 с.
16. Пупков К.А., Капалин В.И. Применение многомерных преобразований Лапласа для анализа нелинейных систем автоматического управления // Труды МИЭМ. – М.: 1970. – Вып. 14. – С. 22 – 34.
17. Цыпкин Я.З., Попков Ю.С. Теория нелинейных импульсных систем. – М.: Наука, 1973. – 414 с.

18. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. – М.: Наука, 1965. – 771 с.