Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

В. В. Грабко, В. Ю. Кучерук, О. М. Возняк

МІКРОПРОЦЕСОРНІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Затверджено Вченою радою Вінницького національного технічного університету як навчальний посібник для студентів напряму підготовки 6.050702 – «Електромеханіка». Протокол № 8 від 24 січня 2008 р.

Вінниця ВНТУ 2009

УДК 621(075.8)
Г 75

Рецензенти:

М. Й. Бурбело, доктор технічних наук, професор (ВНТУ)
А. І. Гладир, кандидат технічних наук, доцент (Кременчуцький державний політехнічний університет ім. М. Остроградського)
В. В. Кухарчук, доктор технічних наук, професор (ВНТУ)

Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України

Грабко В. В., Кучерук В. Ю., Возняк О. М.
Г75 **Мікропроцесорні системи керування електроприводами.** Навчальний посібник. - Вінниця: ВНТУ, 2009. – 146 с.
В посібнику розглянуті фундаментальні основи побудови систем керування електроприводами на сучасній елементній базі, наведені приклади практичного застосування. Посібник розроблений у відповідності з планом кафедри та програмами дисциплін «Мікропроцесорні системи керування електроприводами».
УДК 621(075.8)

© В. В. Грабко, В. Ю. Кучерук, О. М. Возняк, 2009

ЗМІСТ

Перелік прийнятих скорочень 5
1 КЕРОВАНІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ СИСТЕМИ 7
1.1 Класифікація і основні характеристики керованих електромеханічних систем 7
1.2 Узагальнена функціональна схема побудови електропривода 9
1.3 Загальні принципи побудови систем керування ЕП 11
1.4 Структурна побудова систем керування ЕП 16
2 АЛГОРИТМИ ОБРОБЛЕННЯ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ІНФОРМАЦІЇ В МІКРОПРОЦЕСОРНИХ СИСТЕМАХ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ 22
2.1 Дискретне подання диференціальних рівнянь неперервних регуляторів 22
2.2 Поняття цифрової системи керування швидкістю і положенням електропривода 25
2.3 Розрахункові моделі ЦСК з урахування квантування за рівнем 27
2.4 Дискретні передатні функції і структурні схеми контуру регулювання електропривода 31
2.5 Методика синтезу цифрового контуру 36
2.6 Оптимізація цифрового контуру струму електропривода з тиристорним перетворювачем 40
2.7 Оптимізація цифрового контуру швидкості 45
2.8 Оптимізація цифрового контуру положення 50
2.9 Цифрові вузли в системах керування електроприводами 53
3 ЕЛЕМЕНТИ МІКРОПРОЦЕСОРНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ 66
3.1 Архітектура процесорів 66
3.2 Мікроконтролери сімейства AVR 71
3.3 Опис виводів 74
3.4 Мікропроцесорний частотомір 76
3.5 Мікропроцесорний фазометр 79
3.6 Мікропроцесорний вимірювач струму та напруги 80
3.7 Вимірювальний канал потужності 82
3.8 Мікропроцесорний вимірювач кутової швидкості 84
3.9 Мікропроцесорний вимірювач ковзання 87

4 МІКРОПРОЦЕСОРНІ СТРУКТУРИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА 89
4.1 Структура цифро-аналогової схеми однокоординатного об'єкта керування 89
4.2 Спряження неперервної і цифрової частин електропривода з мікропроцесорним керуванням 95
4.3 Багатокоординатна структура цифрового слідкувального приводу 98
4.5 Тиристорний електропривод з мікропроцесорним керуванням 100
4.6 Електропривод постійного струму із широтно-імпульсним перетворювачем 105
4.7 Частотно-регульований привод на базі трифазного асинхронного двигуна 108
4.8 Принцип формування вихідної напруги перетворювача частоти 110
5 ПРИКЛАДИ РЕАЛІЗАЦІЇ МІКРОПРОЦЕСОРНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ 118
5.1 Керування двофазним безколекторним електродвигуном постійного струму без датчиків 118
5.2 Керування асинхронним електродвигуном змінного струму за принципом постійності V/f і звичайного ШІМ-керування 130
5.3 Керування асинхронним електродвигуном змінного струму за принципом постійності V/f і векторного ШІМ-керування 138
Перелік літератури 145

Перелік прийнятих скорочень

АД - асинхронний двигун
АІН - автономний інвертор напруги
АЦП - аналого-цифровий перетворювач
БЗІ - блок затримки імпульсів
БРІ - блок розподілу імпульсів
БС - блок синхронізації
ВД - виконавчий двигун
БКЕПС - безколекторний електродвигун постійного струму
ВМ - виконавчий механізм
ВП - вимірювальний перетворювач
ГТІ - генератор тактових імпульсів
ДЖ - джерело живлення
ДПФ - дискретна передаточна функція
ДЗЗ - датчик зворотного зв’язку
ЗЗ - зворотний зв’язок
ЕП - електропривод
ЕДП - електродвигуневий пристрій
ЕМС - електромеханічна система
ЕММ - електромеханічний модуль
ЕОМ - електронно-обчислювальна машина
ЕРС - електрорушійна сила
ІВС - інформаційно-вимірювальна система
КД - кроковий двигун
КП - керований перетворювач
МПК - мікропроцесорне керування
МК - мікропроцесорний контролер
МПС - мікропроцесорна система
НЛ - неперервна ланка
ППП - підсилювально-перетворювальний пристрій
ОК - об’єкт керування
ОЗП - оперативний запам’ятовуючий пристрій
ПС - пружна система
ПК - пристрій керування
ПЛ - приведена ланка
ППФ - приведена передаточна функція
ПКН - перетворювач код-напруга
ПЗП - постійний запам’ятовуючий пристрій
САК - система автоматичного керування
СЕП - система електропостачання
СКЕ - система керування електроприводом

СІФК - система імпульсно-фазового керування
СІ - синхронізуючі імпульси
СОП - спеціалізований обчислювальний пристрій
СМО - спеціалізований мікропроцесорний обчислювач
РШ - регулятор швидкості
РО - робочий орган
ТС - технічна система
ТАК - теорія автоматичного керування
ТП - тиристорний перетворювач
ЦЕП - цифровий електропривод
ЦАП - цифро-аналоговий перетворювач
ЦЕ - цифровий елемент
ЦСК - цифрова система керування
ЦР - цифровий регулятор
ШІМ - широтно-імпульсна модуляція
ШІП - широтно-імпульсний перетворювач
ШІР - широтно-імпульсний регулятор
ШС - шина синхронізації
ШДА - шини даних і адрес

1 КЕРОВАНІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ СИСТЕМИ

1.1 Класифікація і основні характеристики керованих електромеханічних систем

Керована електромеханічна система – це керований електропривод (ЕП), який являє собою цілком певний клас технічних систем (ТС), тобто впорядковане, цілеспрямоване з‘єднання взаємозв‘язаних і взаємодіючих частин цілого, яке входить як елемент в інші системи. Електропривод в сукупності складається з джерела живлення, взаємодіючих електричних і електромеханічних перетворювачів, керуючих і інформаційних пристроїв і пристроїв спряження [1-3] з зовнішніми межуючими електричними, механічними, керуючими і інформаційними системами, які призначені для приведення в рух виконуючого органу машини і керування цим рухом за заданим законом. При цьому ЕП забезпечує цілеспрямоване змінення швидкості обертання, переміщення виконавчого механізму машини в заданому діапазоні регулювання з певною точністю і швидкодією.

Електроприводи ТС класифікуються:

- *за призначенням* – головного руху, подач і допоміжні;
- *за способом регулювання* – з постійним моментом, з постійною потужністю, із зміною напруги на якорі двигуна постійного струму та струму збудження (двозонне регулювання);
- за родом струму виконавчого двигуна – постійного і змінного струму;
- *за схемою силового перетворювача* – керуючі випрямлячі (одно- і багатофазні), широтно-імпульсні перетворювачі, автономні інвертори напруги (струму);
- за структурою системи автоматичного регулювання – одноконтурні і багатоконтурні;
- *за способом керування* – аналогові (з аналоговими „за датчиком інтенсивності” і датчиком основного зворотного зв‘язку) і з аналоговими чи цифровими регуляторами, виходячи з формування заданого закону керування швидкістю виконавчого двигуна (ВД).

Основними параметрами електроприводів є:

- номінальний обертальний момент на валу електродвигуна $M_{ном}$;
- номінальна вихідна потужність на валу електродвигуна $P_{ном}$;
- номінальна кутова швидкість $\Omega_{ном}(n_{ном})$;
- максимальна кутова швидкість $\Omega_{max}(n_{max})$;
- діапазон регулювання – відношення максимальної швидкості до мінімальної ($D = \Omega_{max} / \Omega_{min}$), при якому зберігаються всі параметри вихід-

них координат електропривода за стабільністю для випадку зміни навантаження, напруги мережі, температури навколишнього середовища, реверсування двигуна і нерівномірності обертання;

- чутливість – мінімальний сигнал керування, що виконується електроприводом $U_{e\,min}$;

- перенавантажувальна здатність за потужністю ($P_{час} / P_{ном}$); моментом ($M_{max} / M_{ном}$) в усталеному і перехідному режимах;

- динамічні характеристики за керуючим впливом – час пуску $t_п$ і гальмування $t_г$; за збуренням в навантаженні – час становлення швидкості $t_в$ та динамічна зміна швидкості $\Delta\Omega$;

- масо-габаритні показники – P/m, кВт/кг; P/V, кВт/дм^3, M/m, Н·м/кг; M/V, Н·м/дм^3;

- надійність – виробіток на відмову, ймовірність безвідмовної роботи, строк служби, ремонтопридатність;

- вартість, економічність і простота обслуговування;

Механічні і електричні параметри, наприклад, електропривода постійного струму, пов‘язані між собою відомими співвідношеннями, що математично описують різні способи регулювання швидкості:

$$P_{мех} = M \cdot \Omega;\ P_{ел} = U \cdot I;\ \Omega = (U - IR / c_м \Phi);$$
$$M = c_м / \Phi;\ c_м = p_д N / (2\pi a), \qquad (1.1)$$

де $P_{мех}$ – механічна потужність на валу електродвигуна;

$P_{ел}$ – електрична потужність двигуна;

M – обертальний момент на валу двигуна;

Ω - швидкість двигуна;

U – напруга на якорі двигуна;

I – струм двигуна (діюче значення);

Φ – потік збудження двигуна;

$c_м$ – конструктивна постійна двигуна;

$p_д$ – кількість пар полюсів двигуна;

N – кількість активних провідників обмотки якоря пазу;

a – кількість паралельних віток обмотки якоря.

Залежності граничних значень потужності і обертального моменту на валу двигуна від швидкості [1] при регулюванні напруги якоря і магнітного потоку збудження подані на рис. 1.1.

Регулювання швидкості двигуна постійного струму проводиться зміною двох електричних параметрів – напруги на якорі U і потоку збудження Φ.

В зоні I швидкість регулюється від 0 до $\Omega_{ном}$ зміною напруги на якорі від 0 до $U_{ном}$ при постійному рубіжному моменті $M_{ном}$. Збільшення потужності здійснюється пропорційно швидкості від 0 до $P_{ном}$.

В зоні II швидкість регулюється від $\Omega_{ном}$ до Ω'_{max}, при $U_{я} = U_{я.ном}$ шляхом послаблення магнітного потоку від $Ф_{ном}$ до $Ф_{min}$ при постійній граничній потужності і відповідному зниженні обертального моменту.

В зоні III регулювання вихідних параметрів електродвигуна виконується при виготовлені стендових випробувань в заводських умовах.

Відповідно до зон розрізняють три види регулювання швидкості ЕП:

- при постійному моменті *M=const* (зона I);
- при постійній потужності *P=const* (зона II);
- двозонне регулювання (зона I і II).

Наведені види регулювання параметрів електропривода широко використовуються при проектуванні сучасних технічних систем.

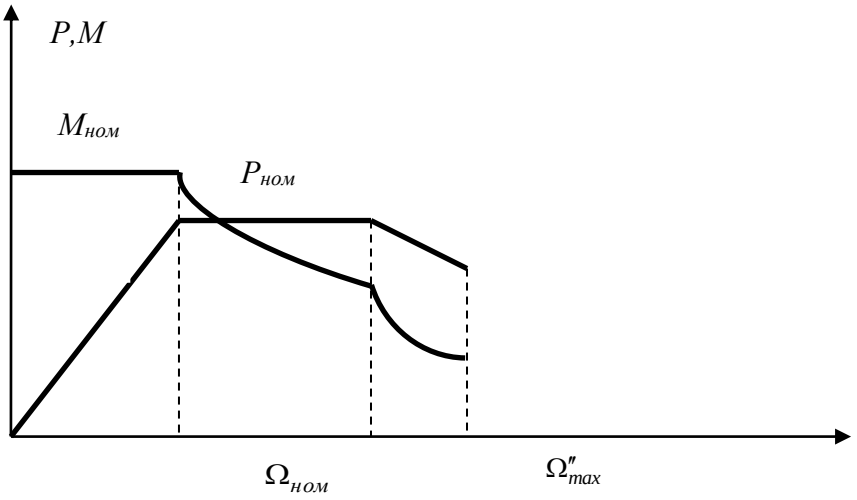


Рисунок 1.1 - Залежності граничних значень потужності і моменту від швидкості електродвигуна

1.2 Узагальнена функціональна схема побудови електропривода

Електропривод ТС являє собою сукупність електродвигуневого (ЕДП) і перетворювального (ППП) пристроїв, системи автоматичного керування (САК); виконавчого механізму (ВМ); об‘єкта керування (ОК). ЕП призначається для приведення робочого органу ТС в рух та керування цим рухом за заданим законом. Оскільки ЕП є основним структурним вузлом будь-якої сучасної технологічної машини автоматизованого виробництва, то можна констатувати, що підвищення якості та виробничості технологічного обладнання спряжено з переважним розвитком та покращенням ЕП і системи керування ним [1]. В той же час, властивості ЕП (рис. 1.2) визна-

чаються взаємозв’язаними характеристиками елементів, які утворюють його підсистеми (механічну, електричну і магнітну) [3].

Джерело живлення (ДЖ) являє собою систему електропостачання (СЕП), що забезпечує виробництво, розподілення і передачу електричної енергії необхідної кількості та заданої якості до ЕП. Система електропостачання може бути виконана на постійному, змінному або комбінованому струмові. Незалежно від використовуваного роду струму СЕП включає в себе такі похідні елементи: безпосередньо джерело електроенергії, регулюючі і узгоджуючі пристрої, акумуляторні батареї або інші альтернативні джерела. Вибір ДЖ здійснюється в залежності від призначення ЕП в цілому, розв‘язуваних задач в технологічному процесі автоматизованого виробництва, техніко-економічного обґрунтування вибору виду ДЖ на стадії технічної пропозиції при проектуванні ЕП.

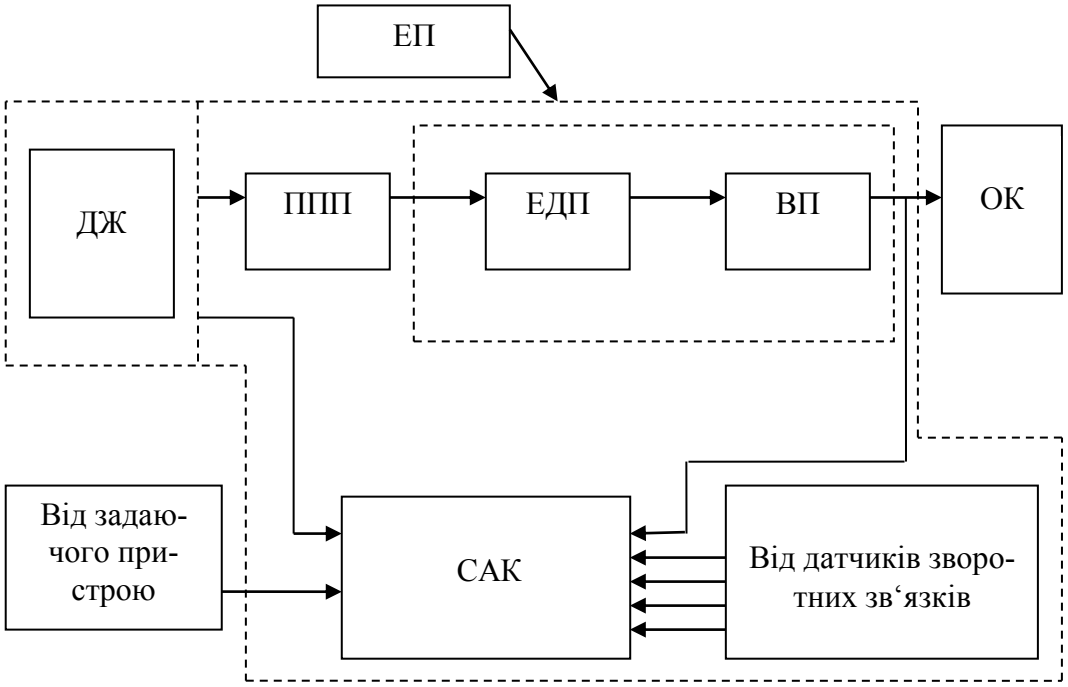


Рисунок 1.2 - Узагальнена функціональна схема побудови електропривода

Підсилювально-перетворювальний пристрій (ППП) є невід’ємною частиною структури будь-якого ЕП [4, 5]. Такі пристрої створюються на базі сучасних напівпровідникових перетворювачів: транзисторних для ЕП із двигунами малої і середньої потужності (від одиниць мікроват до декількох десятків кіловатів), тиристорних, симисторних для двигунів потужністю до 2000 кВт. ППП служить для перетворення електричного струму і напруги: змінного струму в постійний, постійного струму в змінний; змінного струму однієї частоти в змінний струм іншої частоти; низької постійної напруги у високу постійну напругу.

Електродвигунний пристрій (ЕДП) служить для перетворення електричної енергії в механічну для впливу на об’єкт керування (ОК). Іншими

словами, ЕДП повинен розвивати рушійні зусилля: рушійний момент або механічне зусилля, передане ДЖ, тобто виконувати функції виконавчого пристрою (ВП) за переміщенням робочого органу відповідно до заданого закону керування. В наш час як ЕДП широко застосовують колекторні і безконтактні двигуни постійного струму, дво- і трифазні асинхронні двигуни (АД), синхронні двигуни з постійними магнітами, реактивні і гістерезисні, синхронні крокові двигуни, різні модифікації лінійних двигунів постійного і змінного струму. В автоматизованому виробництві широко використовують також електромагнітні ВП: електромагнітні муфти і перетворювачі, ходові електромагніти.

Під об’єктом керування (ОК) варто розуміти одиницю технологічного устаткування, у результаті функціонування якої змінюється форма вихідної заготовки, її положення або фізичні властивості. В автоматизованому виробництві використовують складні технологічні комплекси, що забезпечують обробку заготовки, розмірний контроль, транспортування і збереження виробу. При цьому можуть бути задіяні різні верстати, автоматичні пристрої зміни інструмента і виробу, автоматичні нагромаджувачі і спеціалізовані системи маніпулювання (включаючи і промислові роботи). Кожен ОК, у свою чергу, являє собою конструктивний модуль, що забезпечує можливість необхідного координатного переміщення (наприклад, ріжучого інструмента) щодо виробу, що виготовляється, у пружній системі (ПС) ОК. Під ПС ОК мають на увазі сукупність усіх вузлів і механізмів, що складають корпусну нерухому частину (несучу систему) і виконавчі механізми (ВМ) приводів. Виконавчі механізми безпосередньо забезпечують відносні переміщення робочих органів, а їхні динамічні властивості істотно впливають на вихідні характеристики ЕП.

1.3 Загальні принципи побудови систем керування ЕП

Принцип дії будь-якої автоматичної системи керування полягає у виявленні відхилень регульованих величин від заданих значень і формування впливів на процес керування для усунення цих відхилень. Часто змінну величину, значення якої необхідно підтримувати постійно або змінювати за бажаним законом, називають керованою величиною (координатою). Необхідне значення регульованої величини (координати) прийнято називати заданим, а фактичне - поточним. Різниця між заданим і поточним значеннями є відхиленням або сигналом помилки. Сукупність пристроїв, які впливають на об'єкт керування, підтримуючи поточне значення керованої величини (координати) рівним заданому [2, 6], називають автоматичним регулятором або динамічною системою.

Вплив регулятора на об'єкт із метою наближення поточного значення керованої величини до заданого (або додання замкнутій системі бажаних властивостей), називають керуючим впливом, а сукупність пристроїв і фі-

зичних середовищ, через які керуючий вплив діє на керовану величину - каналом керування.

Процес керування, здійснюваний регулятором, проявляється в зміні заданого значення регульованої величини або відхиленні хоча б однієї з нерегульованих величин, що впливають на регульовану через ланцюги зворотних зв'язків (ЗЗ). Зміну заданого значення регульованої величини називають керуючим або внутрішнім задаючим впливом, а зміну нерегульованих величин - зовнішнім збурюванням. Принцип керування за відхиленням полягає в порівнянні заданого значення регульованої величини (установки) з її поточним значенням. У цьому випадку сигнал помилки Δ використовується для створення такого регулюючого впливу на об'єкт керування, при якому ця помилка, незалежно від причин, що її викликали, не виходить за межі припустимих значень. Функціональна схема системи автоматичного керування з використанням зазначеного принципу наведена на рис. 1.3. У даній схемі введені такі скорочення: *РО* — регулюючий орган; *ОК* — об‘єкт керування; *Д* — датчик; *ЗП* — задавальний пристрій; *КП* — керуючий пристрій (регулятор); ВМ — виконавчий механізм; *Х* — вхідний сигнал регулюючого органу; $f(t)$ — збуджуюча дія; Y_2 — регульований сигнал (вихідна координата); Y_1 — задання; $\Delta = K_n (Y_2 - Y_1)$ — сигнал похибки; *U* — керуючий сигнал; K_n — коефіцієнт передачі ланок *Д* и *ЗП*.

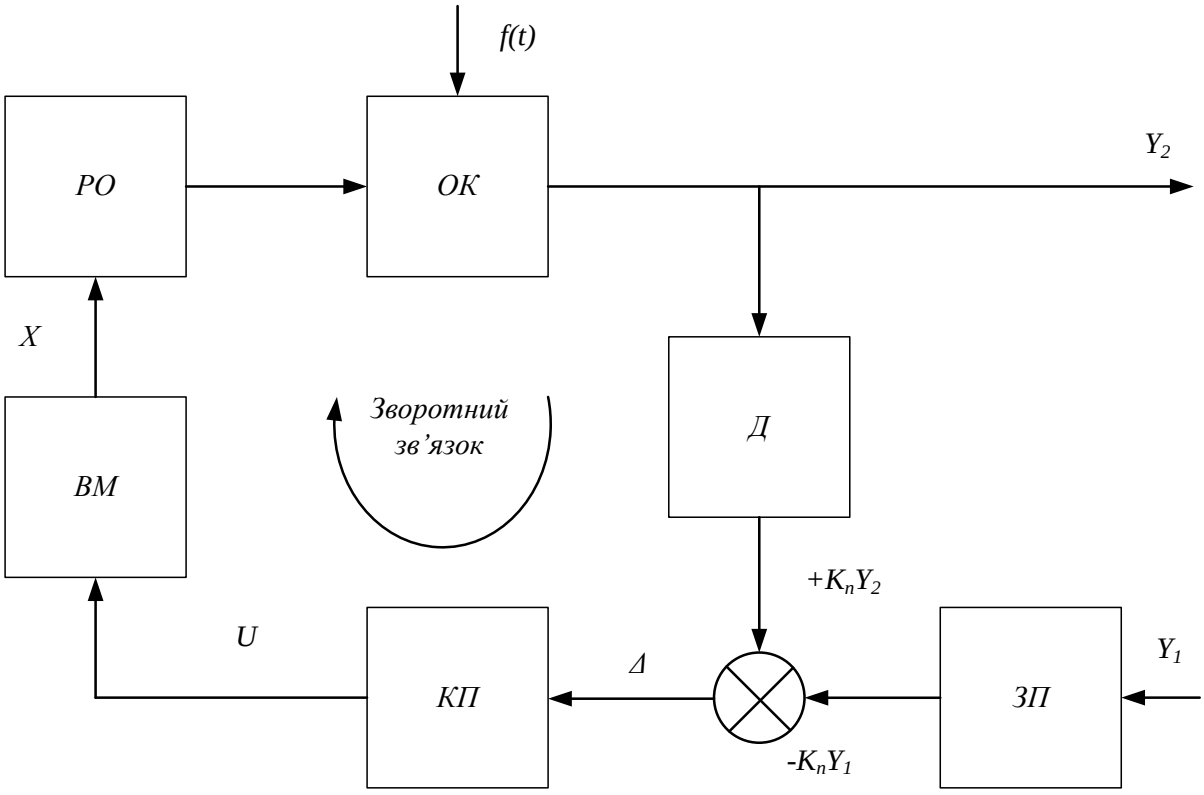


Рисунок 1.3 - Функціональна схема САК із зворотним зв’язком

Принцип керування за збуренням (рис. 1.4) забезпечує задане значення регульованої величини без порівняння заданого й поточного значень цієї величини. При цьому виміряється збурюючий вплив, і залежно від його величини змінюється керуючий вплив таким чином, щоб значення регульованої величини залишалося в заданих межах. Точність регулювання такої системи визначається тим, наскільки повно описана залежність регульованої величини від збурюючих і керуючих впливів, а також тимчасовою стабільністю характеристик елементів системи керування.

При використанні комбінованого принципу керування вплив основних збурювань компенсується системою керування за збуренням, а всі невраховані внутрішні й зовнішні збурювання - системою керування за відхиленням. Залежно від керуючого впливу системи керування розділяють на:

- *системи автоматичної стабілізації*, що підтримують керовану величину на заданому рівні;

- *системи програмного регулювання* зі зміною керованої величини за заданим законом;

- *системи стеження*, у яких задане значення керованої величини змінюється довільно в часі.

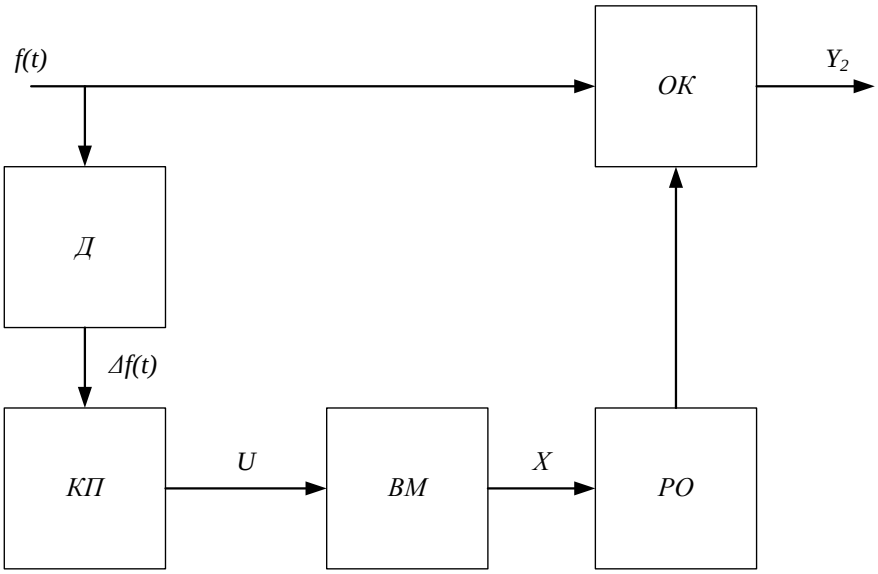


Рисунок 3.4 - Функціональна схема САК із принципом регулювання за збуренням

У загальному випадку на вхід керуючого пристрою подається сигнал похибки Δ, а з виходу знімається сигнал U, що керує виконавчим механізмом. У лінійних неперервних керуючих пристроях між величинами Δ и U існує лінійна залежність, вигляд якої визначає закон керування [7].

Пропорційний закон (П - регулятор) описується виразом:

$$U = - K \cdot \Delta(t), \qquad (1.2)$$

де K - коефіцієнт підсилення регулятора (знак мінус ураховує наявність негативного зворотного зв'язку). У цьому випадку керуючий сигнал змінюється пропорційно відхиленню регульованої величини від заданого значення. Чим більше значення коефіцієнта підсилення K регулятора, тим менша очікується різниця й точніше здійснюється регулювання. Однак нестійкість системи, яка виникає при більших значеннях K (ОК має свою інерційність і вносить фазове запізнювання), не дозволяє використати такий регулятор у реальному ЕП. Для зменшення похибки й збереження стійкості звичайно вводять інтегральний закон керування (І - регулятор) у вигляді

$$u = -K\int_0^t \Delta(t)\ dt \ \text{ або } \frac{du}{dt} = -K \cdot \Delta. \tag{1.3}$$

Даний закон передбачає зміну керуючого сигналу зі швидкістю, пропорційною відхиленню керованої величини від заданого значення. Включення інтегруючої ланки в систему істотно підвищує точність процесу керування.

Пропорційно-інтегральний закон керування (ПІ-регулятор) об’єднує властивості двох вищенаведених законів:

$$U = -K \cdot \Delta + \frac{1}{T_i}\int_0^t \Delta dt, \tag{1.4}$$

де T_i - постійна інтегрування.

Тепер сигнал на виході регулятора змінюється за рахунок інтегрування доти, поки не буде виконана умова $(Y_2 - Y) = 0$.

Недолік пропорційно-інтегрального (ПІ) закону регулювання - мала чутливість до швидких збурювань. Тому іноді вводять ще один член у рівняння (1.4) - похідну вхідного сигналу й формують пропорційно-інтегрально-диференціальний закон керування (ПІД-регулятор). Зазначений закон відрізняється від попередніх введенням складової, пропорційно швидкості зміни керованої величини, що поліпшує динамічні властивості системи (підвищення швидкодії), і записується у вигляді

$$U = -K \cdot \Delta + \frac{1}{T_i}\int_0^t \Delta dt + T_Д \frac{d\Delta}{dt}, \tag{1.5}$$

де $T_Д$ - постійна часу диференціювання.

Даний закон є найбільш універсальним, оскільки, змінюючи параметри настроювання регулятора (K, T_i, $T_Д$) можна підсилювати або послабляти ефекти, вироблені кожною складовою закону.

Широке поширення одержали також нелінійні (релейні) системи керування, що відрізняються своєю простотою.

У випадку великої інерційності об'єкта застосовують імпульсні системи керування. Особливістю таких систем є імпульсний вплив регулювального органу, а в проміжках між імпульсами зворотний зв'язок відключається. Частота імпульсів, як правило, задається з міркувань найкращої керованості об'єкта, а їхня амплітуда або ширина змінюється пропорційно відхиленню регульованої величини [8].

Оптимальні системи керування, метою яких є досягнення найкращих у певному змісті режимів роботи об'єкта керування, у цей час знаходять широке застосування. При цьому мета керування формується у вигляді функціонала (критерію оптимальності). У завдання системи оптимального керування входить відшукання доцільного закону зміни керуючого впливу, мінімізуючого (або максимізуючого) функціонала при дотриманні граничних (заданих) умов.

Крім того, виділяється клас адаптивних систем, що функціонують в умовах неповної апріорної інформації про об'єкт керування. У завдання таких систем входить пошук режиму роботи об'єкта, що задовольняє задану умову [2, 7].

До даного класу систем відносяться:

- *екстремальні системи керування*, які характеризуються тим, що залежність показника якості процесу від керуючого впливу має екстремум, який відповідає оптимальному режиму роботи об'єкта. Завданням такої системи є забезпечення найкращого (відповідно до показника якості) статичного режиму роботи об'єкта керування.

- *самоналагоджувані системи керування*, що самостійно змінюють свої параметри й структуру залежно від зовнішніх умов;

- *системи керування, що самонавчаються*, до яких можна віднести нейромережні системи, що мають можливість накопичувати й узагальнювати інформацію, робити висновки й самостійно обирати стратегію керування. Нейромережні системи керування побудовані подібно до структури людського мозку і складаються з безлічі найпростіших елементів (нейронів), з'єднаних інформаційними каналами. Кінцевою метою даних систем керування є побудова ЕП з елементами штучного інтелекту.

Останнім часом усе більше широке застосування знаходять нечіткі системи керування [9], що дозволяють використати в алгоритмах керування лінгвістичні експертні оцінки типу "добре - погано", "багато - мало" "холодно - тепло - гаряче" і ін. Застосування даних систем дозволяє здійснювати керування складними технологічними об'єктами, що не мають формалізованого опису або неможливість безпосереднього вимірювання найважливіших технологічних параметрів.

1.4 Структурна побудова систем керування ЕП

Під керуванням в електроприводі варто розуміти таку організацію перетворення електричної енергії в механічну, при якій забезпечується необхідний закон зміни в часі регульованих координат і реалізується необхідний алгоритм функціонування ЕП технологічної установки, що ним обслуговується. Процесом керування в цьому випадку називають процес формування керуючих впливів на об'єкт керування для реалізації необхідного закону зміни вихідних регульованих координат, а пристроєм керування (ПК) - сукупність технічних засобів, що забезпечують процес керування. У загальному випадку для керування об'єктом необхідна така інформація: перелік можливих станів об'єкта, перелік вхідних параметрів об'єкта й діапазони зміни їхніх значень; припустимі керуючі впливи; характер збурень; ціль керування об'єктом. На основі наявної інформації для досягнення мети керування потрібні алгоритми й засоби перетворення входів об'єкта в необхідні керуючі впливи й мету керування - у послідовність стану об'єкта. Під алгоритмом керування розуміється приписання (кінцевий набір правил), що визначає процес однозначного перетворення вихідних даних у вихідні в керуючому пристрої з метою формування керуючого впливу на об'єкт керування (ОК). Під об'єктом керування варто мати на увазі сукупність елементів, що входять у силовий канал електропривода: електричні, електромеханічні, механічний перетворювачі й робочий орган машини.

Для реалізації алгоритму керування застосовуються пристрої керування, у яких широко використаються цифрові, аналогові або гібридні інтегральні мікросхеми, мікропроцесорні пристрої. Принципово можливі варіанти пристроїв керування, у яких інформація передається й перетворюється як у вигляді цифрових кодів, так і у вигляді аналогових (неперервних) сигналів. При практичному проектуванні завжди виникає завдання вибору способу реалізації електронного пристрою з урахуванням таких факторів:

- виду сигналів задаючого й керуючого впливів, вихідного сигналу вимірювального пристрою, що несе інформацію про керовану величину;
- видів операцій формування сигналів задаючого й керуючого впливів;
- способу задання й підстроювання параметрів передатної функції керуючого пристрою;
- величин припустимої похибки керування в установленому режимі, і похибки відтворення динамічних характеристик процесу керування.

Пристрої формування сигналів у цифрових і аналогових приладах керуючої частини й комплекс вимірювальних пристроїв, як правило, є змінюваною частиною системи й містять взаємодіючі один з одним канали перетворення всіх видів інформації. Слід зазначити, що багато ОК можуть мати у своєму складі декілька взаємозалежних ЕП, які є у сукупності до-

сить складною єдиною ТС. Керування в таких системах може здійснюватися за основною регульованою координатою, яка називається одновимірною, а за декількома координатами - багатовимірною [5, 6].

У загальному випадку пристрій керування забезпечує прийом команд (запуск, регулювання процесу керування й ін.) і установлення вихідних координат, які далі будемо називати задаючими впливами, від системи керування більш високого рівня й (або) від людини-оператора (рис. 1.5) і здійснює процес керування відповідно до цих «вказівок». Якщо всі функції керування виконуються без участі людини-оператора, керування називається автоматичним, а електропривод з таким керуючим пристроєм - автоматизованим.

Сукупність елементів інформаційного каналу [10], що беруть участь у процесі керування, формує систему керування електропривода СКЕ. У загальному випадку СКЕ складається (рис. 1.5) із пристрою керування, пристрою уведення команд оператора, пристрою виведення інформації про стан привода й технологічного процесу для контролю й прийняття оператором управлінських рішень, інформаційно-вимірювальної системи (ІВС) і схем сполучення (інтерфейсу) пристрою керування з перерахованими вище пристроями.

Узагальнено інформаційно-вимірювальна система СКЕ містить у собі: датчики параметрів мережі (напруги, частоти й ін.); датчики електричних змінних усередині й на вихідних затискачах електричних перетворювачів (напруги, струму, потужності й ін.); датчики електричних і електромагнітних величин, що характеризують стан електромеханічного перетворювача (напруги, струму, потоку й т.д.). Доповненням комплектуючих ІВС є датчики механічних змінних на валу двигуна й (або) робочого органу (швидкості, положення, прискорення, моменту, зусилля); датчики параметрів технологічного процесу (температури, тиску, витрати і т.д.), які в сукупності забезпечують первинну інформацію поточного стану ЕМС у цілому. При цьому первинні перетворювачі переміщення (датчики положення об'єкта керування) у вихідні електричні сигнали можуть мати різну природу:

- *обертові трансформатори* із пристроєм виділення зміщення фаз, фотоелектричні перетворювачі;

- *індуктосини*, на скануючій головці яких нанесені друковані обмотки.

У цифрових слідкуючих ЕП вихідні сигнали датчиків можуть бути перетворені в код, імпульси (двійковий код) і дискретні сигнали кінцевих вимикачів, релейних датчиків температури й тиску, об'єднані в групи й підключені до різних ліній паралельних портів уведення з одночасним запитом ПК.

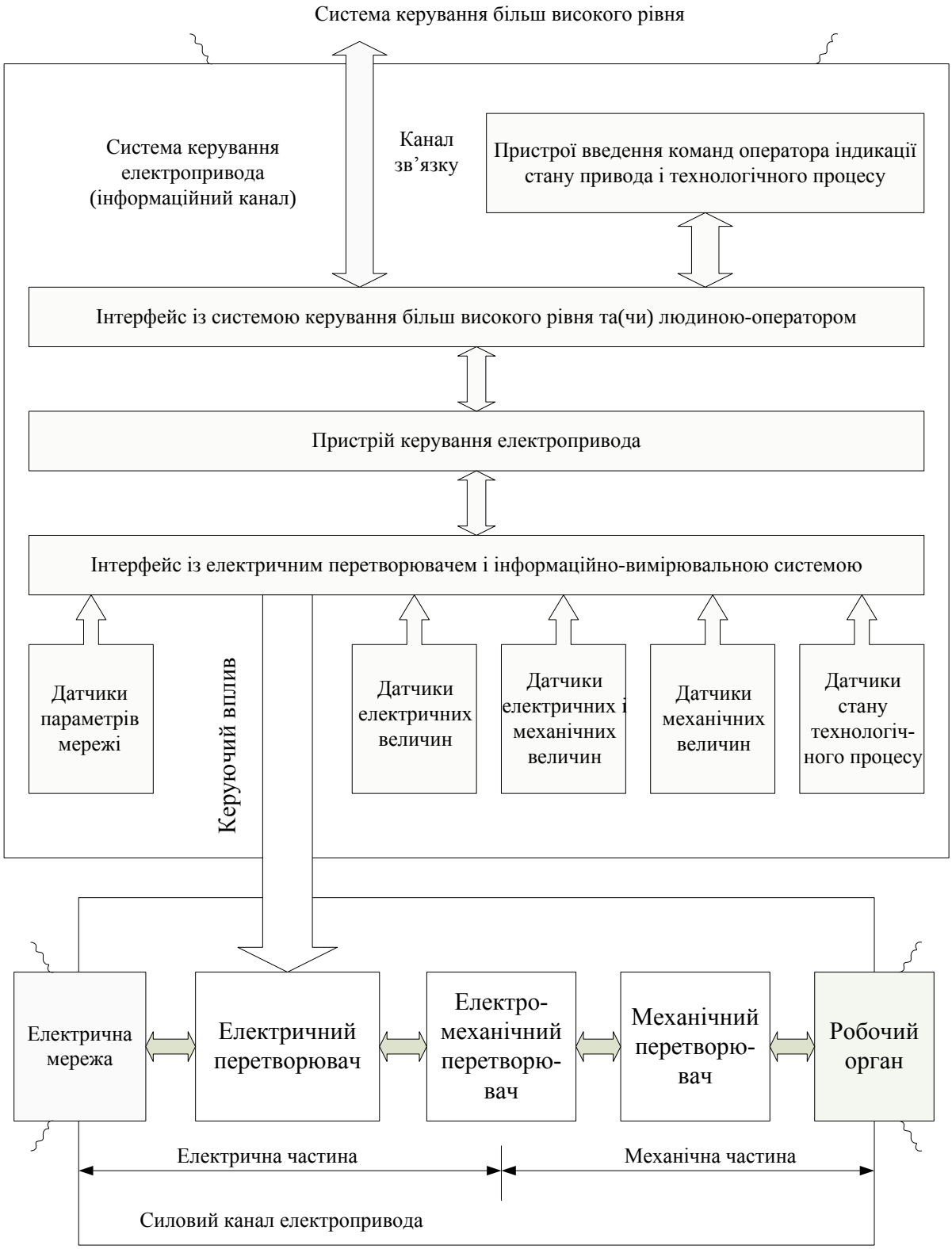


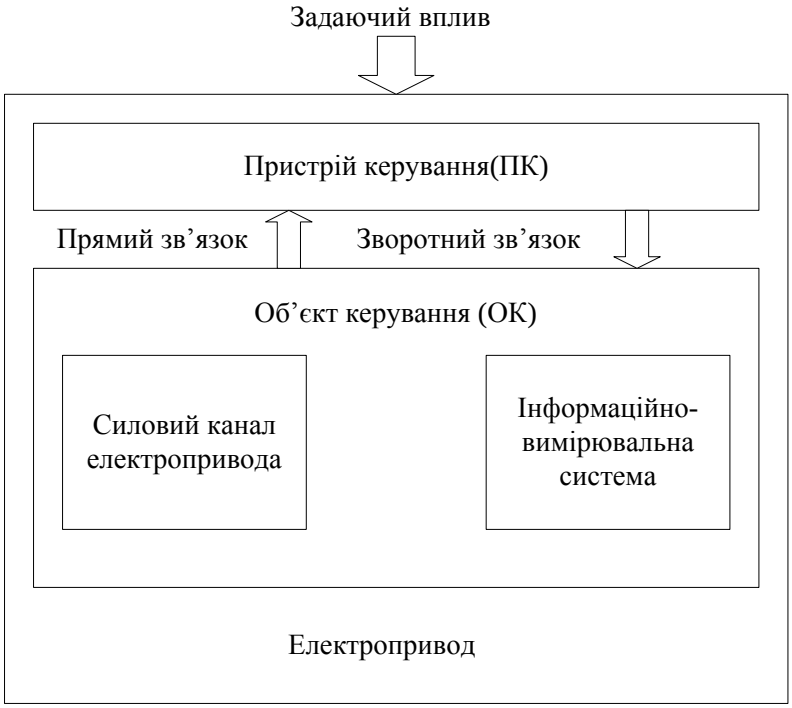
Рисунок 1.5 - Система керування електропривода

Аналіз структур ІВС показує, що найбільш характерними компонентами ІВС є різні вимірювальні перетворювачі (ВП): пристрої узгодження (ЦАП, АЦП і ін.), пристрої сполучення (інтерфейси), пристрої обробки вимірювальної інформації (мікро-ЕОМ і мікропроцесорні пристрої).

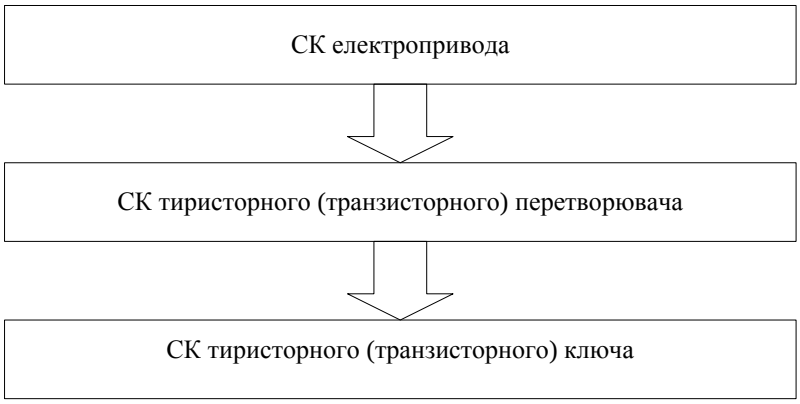
Класичне зображення ЕП як системи, прийняте в теорії автоматичного керування, показане на рис. 1.6, *а*.

Відомо також, що ІВС виконує функції сполучної ланки між силовим і інформаційним каналами. Пристрій керування на основі інформації про значення задаючих впливів і інформації, що надходить із об'єкта керування через ІВС про фактичні значення координат, виробляє керуючі впливи на об'єкт керування ЕП.

У складі окремого ЕП завжди можна виділити підсистеми керування більш низького рівня, наприклад, підсистему керування тиристорного перетворювача або автономного інвертора напруги (АІН). У свою чергу підсистема низького рівня також містить підсистеми ще більш низького рівня керування, наприклад підсистему керування тиристорного (або IGBT-транзисторного) ключа (рис. 1.6, *б*).



а



б

Рисунок 1.6 - *а* – електропривод як система; *б* – підсистема керування перетворювачем і ключовим елементом

ЕП звичайно поставляється (фірмою - виготовлювачем) з вбудованим пристроєм керування, що дозволяє реалізувати всі розрахункові можливості ЕП відповідно до технічної характеристики й параметрів ТС. При цьому керування ЕП може зводитися лише до формування в тій або іншій формі задаючого впливу, від системи керування верхнього рівня, наприклад, установлення швидкості або положення. Всі інші операції керування щодо відтворення заданого значення регульованої координати будуть виконуватися автоматично ПК ЕП на нижчому рівні ієрархії керування. Узагальнену структуру організації багаторівневих ієрархічних систем керування можна подати у вигляді деякого числа взаємодіючих підсистем (рис. 1.7). Всі підсистеми більше низького рівня для системи керування верхнього рівня розглядаються як об'єкти керування. Так, пристрій керування (ПК) третього рівня формує керуючі впливи для n підсистем другого рівня, а пристрій керування другого рівня - для k підсистем першого рівня і т.д. Особливі локальні підсистеми ІВС можуть бути виділені в кожній підсистемі.

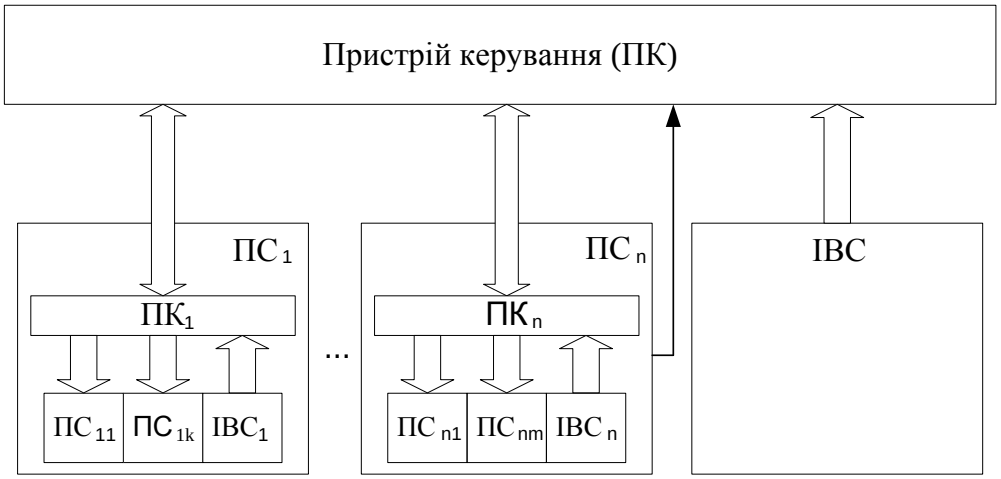


Рисунок 1.7 - Принцип організації багаторівневих систем керування

Ієрархічний принцип побудови ТС передбачає й відповідну структуру розподілу засобів керуючої обчислювальної техніки. Розподіл за рівнями ієрархії обчислювальних засобів здійснюється таким чином, щоб при відключенні пристроїв верхніх рівнів процес керування тривав від пристроїв нижніх рівнів, хоча й з меншим ступенем автоматизації. Такий режим роботи СКЕ передбачається в будь-яких позаштатних ситуаціях, коли повністю зберігається надійне функціонування достатньо розвинутої системи зв'язку, що забезпечує трансляцію цифрових даних, які несуть інформацію від одних пристроїв до інших. Якщо врахувати негативний вплив перетворювачів, виконаних на силових напівпровідникових ключах, що є дискретними пристроями, на якість електричної енергії мережі живлення, то проблемі підвищення рівня електромагнітної сумісності при проектуванні СКЕ повинна приділятися особлива увага. Це викликано тим, що ро-

бота керованих і некерованих випрямлячів, автономних інверторів напруги (АІН) викликає похибки якісних показників електричної енергії в точках підключення ЕП до мережі живлення, а також супроводжується появою індустріальних радіоперешкод, що негативно впливають на надійне функціонування СКЕ в цілому. Універсального рішення для усунення такого впливу поки не існує, оскільки рівень перешкод залежить від складності схемотехнічного рішення перетворювача, щільності компонування елементів, їхнього взаємного розташування, виду застосованого електромагнітного екранування, форми й матеріалу екранів електронних вузлів СК. Одним з ефективних способів зниження впливу радіоперешкод і високочастотних гармонічних складових на працездатність СКЕ є блочно-модульне проектування силових і слабкострумових електронних вузлів відповідно до прийнятих рекомендацій [11, 12, 13].

2 АЛГОРИТМИ ОБРОБЛЕННЯ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ІНФОРМАЦІЇ В МІКРОПРОЦЕСОРНИХ СИСТЕМАХ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

2.1 Дискретне подання диференціальних рівнянь неперервних регуляторів

Існують різні методи синтезу цифрових регуляторів, основані на теорії z-перетворення і простору станів [6, 7]. Скористаємося одним із простих підходів, що входить до попереднього синтезу неперервних регуляторів відомими методами теорії автоматичного регулювання для неперервних систем з наступним переходом до цифрового регулятора, еквівалентного синтезованому аналоговому. Цей метод може бути використаний тільки тоді, коли інтервал дискретизації за часом цифрової системи T малий у порівнянні з найменшою постійною часу системи регулювання T_μ. Відповідно до теореми Шеннона (Котельникова) [8, 15] неперервний сигнал досить точно відновлюється за сукупністю його дискретних значень, якщо $T < 0.5T_\mu$, де T_μ — сума малих постійних часу, що характеризує некомпенсовану частину об'єкта керування в оптимізованому контурі слідкуючого приводу. Зазвичай рекомендується вибирати значення T в межах $(0.1\ldots0.2)T_\mu$.

Перехід від неперервних регуляторів до цифрових розглянемо на прикладі ПІД-регулятора, що має передавальну функцію типу

$$W(p) = k_n + \frac{1}{T_i p} + T_\partial p, \tag{2.1}$$

де k_n — коефіцієнт передачі пропорційної частини регулятора;

T_i — постійна інтегрування;

T_∂ — постійна диференціювання.

Сигнал неузгодженості на вході регулятора позначимо через $e(t) = x_з(t) - x_{факт}(t)$, а вихідний сигнал регулятора — через $u(t)$. Тоді передатній функції (2.1) буде відповідати диференціальне рівняння вигляду

$$U(t) = k_n e(t) + \frac{1}{T_i}\int_0^t e(t)dt + T_\partial \frac{de(t)}{dt}. \tag{2.2}$$

Дискретизація рівняння (2.2) полягає в безпосередній заміні всіх змінних їхніми дискретними значеннями, причому похідна замінюється лі-

вою різницею першого порядку (рис. 2.1, а), а інтеграл — сумою, обчисленої методом прямокутників (рис. 2.1, б) або трапецій (рис. 2.1, в). У першому випадку рівняння (2.2) приводиться до вигляду

$$u(k) = k_n e(k) + \frac{T}{T_i}\sum_{i=0}^{(k-1)} e(i) + \frac{T_\partial}{T}\left[e(k) - e(k-1)\right]. \qquad (2.3)$$

У другому випадку реалізації способу рівняння (2.2) можна записати

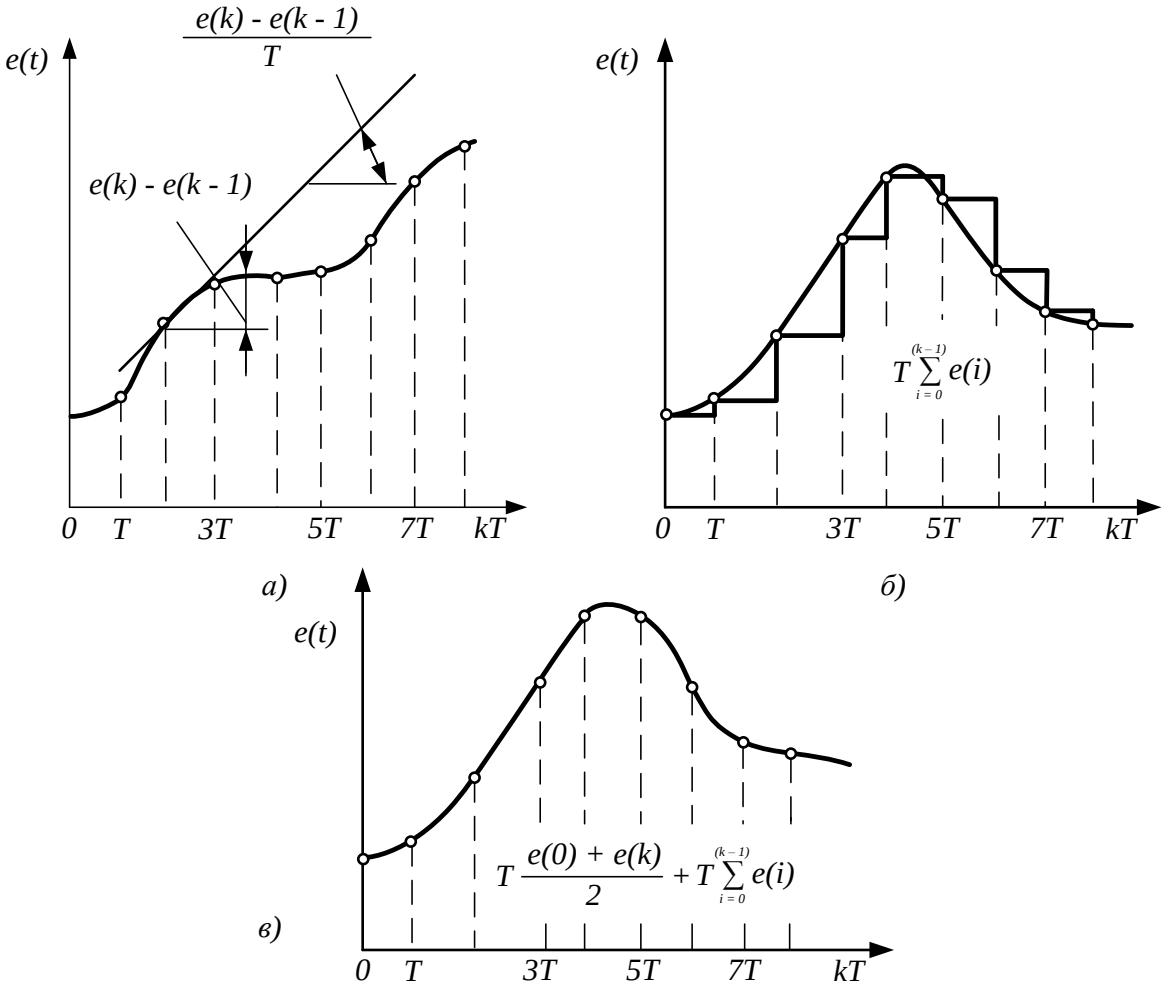


Рисунок 2.1 - Реалізація способів дискретизації рівнянь неперервних регуляторів

$$u(k) = k_n e(k) + \frac{T}{T_i}\left[\frac{e(0)+e(k)}{2} + \sum_{i=1}^{(k-1)} e(i)\right] + \frac{T_\partial}{T}\left[e(k) - e(k-1)\right]. \quad (2.4)$$

Отримані вирази (2.3) і (2.4) відповідають так званим «позиційним» алгоритмам обчислення керуючих дій, що базуються на запам'ятовуванні всіх попередніх значень сигналів неузгодженості. При обмежених обчислювальних ресурсах мікропроцесорних систем (МПС) доцільно перейти

від «позиційного» до «рекурентного» алгоритму, коли поточне значення керуючої дії *u(k)* обчислюється через значення керуючої дії на попередньому такті керування *u(k - 1)* і деяку поправку Δ*u(k)*

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k). \qquad (2.5)$$

Для визначення Δ*u(k)* необхідно виконати підстановку *u(k-l)* у (2.3) і (2.4) замість *k(k - 1)*. Віднімемо від *u(k)* вираз для *u(k - 1)*. Після перетворень для методів прямокутників і трапецій відповідно отримаємо

$$\Delta u(k) = \left(k_n + \frac{T_\partial}{T}\right)\cdot e(k) - \left(k_n + 2\frac{T_\partial}{T} - \frac{T}{T_i}\right)\cdot e(k-1) + \frac{T_\partial}{T}\cdot e(k-2); \qquad (2.6)$$

$$\Delta u(k) = \left(k_n + \frac{T_\partial}{T} + \frac{T}{2T_i}\right)\cdot e(k) - \left(k_n + 2\frac{T_\partial}{T} - \frac{T}{2T_i}\right)\cdot e(k-1) + \frac{T_\partial}{T}\cdot e(k-2). \qquad (2.7)$$

Таким чином, отриманий «швидкісний» алгоритм обчислення керуючої дії, оснований на обчисленні поточного значення збільшення керуючої дії

$$\Delta u(k) = k_0\cdot e(k) - k_1\cdot e(k-1) + k_2\cdot e(k-2);\ u(k) = u(k-1) + \Delta u(k), \qquad (2.8)$$

де коефіцієнти k_0, k_1 і k_2 залежать від параметрів регулятора й обраного інтервалу дискретизації.

Для реалізації згаданого алгоритму необхідно керуватися лише трьома останніми значеннями сигналу неузгодженості *e(k)*, *e(k-1)* і *e(k-2)*, що дозволяє визначити збільшення керуючої дії і розрахувати її з урахуванням значення керуючої дії на попередньому такті.

При другому способі дискретизації рівняння (2.2) виконується його диференціювання з метою виключення інтеграла і наступній заміні першою похідною лівою різницею другого порядку, тобто

$$\frac{du(t)}{dt} = k_n\cdot\frac{de(t)}{dt} + \frac{1}{T_i}\cdot e(t) + T_\partial\frac{d^2e(t)}{dt^2}, \qquad (2.9)$$

звідки

$$\frac{u(k)-u(k-1)}{T} = k_n\cdot\frac{u(k)-e(k-1)}{T} + \frac{1}{T_i}\cdot e(k) + T_\partial\cdot\frac{e(k)-2e(k-1)+e(k-2)}{T^2},$$

або після перетворень отримані вирази можна записати

$$\Delta u(k)=\left(k_n+\frac{T}{T_i}+\frac{T_\partial}{T}\right)\cdot e(k)-\left(k_n+2\frac{T_\partial}{T}\right)\cdot e(k-1)+\frac{T_\partial}{T}\cdot e(k-2). \qquad (2.10)$$

Рівняння (2.10) може бути знайдене також після подання (2.9) системою диференціальних рівнянь першого порядку, записаних у формі Коші

$$\left.\begin{aligned}\frac{du(t)}{dt}&=k_n\cdot\dot e(t)+\frac{1}{T_i}\cdot e(t)+T_\partial\cdot\ddot e(t);\\ \frac{de(t)}{dt}&=\dot e(t);\\ \frac{d\dot e(t)}{dt}&=\ddot e(t).\end{aligned}\right\}. \qquad (2.11)$$

При розв’язуванні систем диференціальних рівнянь неперервних регуляторів у мікропроцесорних керуючих пристроях рекомендується використовувати чисельні методи інтегрування диференціальних рівнянь. Точність розрахунку звичайно супроводжується ускладненням алгоритму, обумовленого збільшенням інтервалу квантування за часом T, що залежить від тривалості розрахунків. Відомо, що алгоритми можуть бути реалізовані шляхом синтезу відповідних технічних пристроїв у вигляді, наприклад, аналогових електронних або електромеханічних приладів, за допомогою розробки відповідних комп'ютерних програм.

2.2 Поняття цифрової системи керування швидкістю і положенням електропривода

До цифрових систем керування (ЦСК) відносять системи, які складаються з цифрових елементів. Термін «цифровий елемент» (ЦЕ) означає конкретну конструктивну електротехнічну одиницю дискретної дії, яка виконує різноманітні функції – логічні, обчислювальні, перетворювальні, запам’ятовування сигналів. В складі ЦСК цифрові елементи утворюють вузли, які виконують ті чи інші задачі керування. На рис. 2.1 подана схема ЦСК деякої координати x електропривода, де ЦЗП – цифровий задавальний пристрій, ЦС – цифровий суматор, ЦР – цифровий регулятор, ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач, АЦП – аналого-цифровий перетворювач, КП-Д – система керований перетворювач - двигун, в якій КП є вихідною виконавчою частиною СКЕП. Великими латинськими літерами позначені багаторозрядні цифрові сигнали.

Вхідний цифровий сигнал $x_{з0}$ встановлює початкові параметри для $x_з$, наприклад, $x_{з\,max}, \dot{x}_{з\,max}, \ddot{x}_{з\,max}$, що означає для керованої координати електропривода x, наприклад, для переміщення, відповідно задані значення переміщення, максимально допустимої швидкості та прискорення.

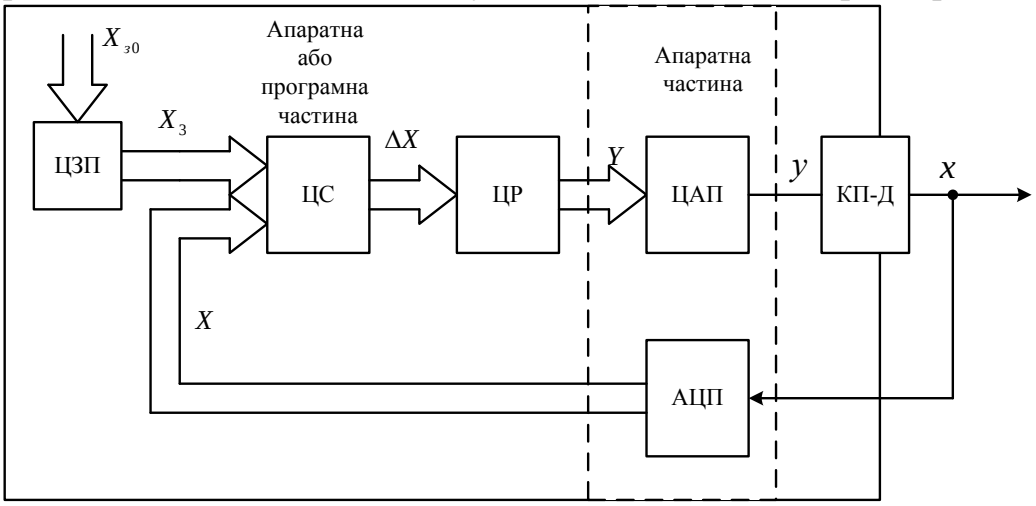


Рисунок 2.2 - Схема цифрової системи керування електропривода за допомогою однієї координати

ЦСК відрізняються перевагою цифрових елементів у порівнянні з аналоговими – великою завадостійкістю і точністю датчиків швидкості і положення, простотою і зручністю в цифровому заданні програми на переміщення електропривода, неухильною тенденцією до зниження габаритів і вартості ЦЕ, до підвищення надійності і ступеня інтеграції цифрових вузлів.

Функціональні вузли ЦСК, що показані на рис. 2.2, можуть бути реалізовані двояко:

- апаратно – кожний функціональний вузол являє собою окремий блок у складі ЦС, виконаний на мікросхемах малого і середнього ступеня інтеграції;

- програмно – функціональні вузли виконуються на єдиному універсальному цифровому приладі – мікро-ЕОМ і алгоритм їх функціонування визначається програмою роботи цього приладу.

Для зміни алгоритму керування ЦСК при апаратному способі необхідна заміна відповідних блоків керування. При програмному способі для зміни алгоритму керування необхідна лиш зміна програми на тій ж елементній базі. Такі ЦСК знаходять широке застосування в електроприводах виробництв, де можлива зміна технологічних процесів, відповідно існує необхідність і у зміні задач керування вищого рівня. Завдяки швидкому вдосконаленню сучасної технології виготовлення мікро-ЕОМ і мікропроцесорних приладів, підвищення їх якості і зниження вартості, програмний спосіб керування як верхнього, так і нижнього рівнів все ширше впроваджується в системи керування електроприводами.

Цифрові СКЕП (ЦСКЕП) відрізняються від неперервних СКЕП, головним чином, елементною базою, її дискретністю за рівнем сигналів і за часом їх дії. ЦСКЕП, як і неперервні СКЕП, формують ті ж самі задачі керування алгоритмами, використовують методи керування – модального керування, підпорядкованого регулювання, послідовної і паралельної корекції і т.д. Однаково в реалізації алгоритмів керування може проявлятись дискретність ЦСКЕП, яка буде відображатись на динамічних і точнісних показниках електропривода.

2.3 Розрахункові моделі ЦСК з урахування квантування за рівнем

При будь-якому способі побудови ЦСК дискретне подання цифрових змінних, яке визначається кінцевим числом їх розрядів, вносить відмінність в перетворення сигналу у порівнянні з неперервними СКЕП. Ця так звана квантованість за рівнем може суттєво впливати на динамічні показники електропривода з ЦСК. Тому необхідно оцінити вплив даної дискретності на перетворення сигналу в цифровому елементі. Найбільша квантованість сигналу має місце в таких перетворювальних елементах, як цифрові датчики, що являють собою аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) і цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП).

Розглянемо АЦП. Квантованість за рівнем полягає в його багатоступінчастій характеристиці керування (рис. 2.3, а). Така характеристика вносить нелінійність в ЦСК. Передавальний коефіцієнт АЦП являє собою відношення одиниці вихідної величини (1) до вхідної величини (Δx_0)

$$k_{АЦП} = \frac{1}{\Delta x_0} = \Delta x_0^{-1} \tag{2.12}$$

визначає тільки усереднену вихідну зміну

$$y_{ср} = k_{АЦП} x\,. \tag{2.13}$$

Якщо замінити вихідну зміну у на зміну x' в масштабі вхідної величини x, то різниця

$$x' - x = \Delta x_П \tag{2.14}$$

визначить похибку від квантування за рівнем у вигляді періодичної функції від x. Тоді опис нелінійності характеристики АЦП буде визначатись виразами

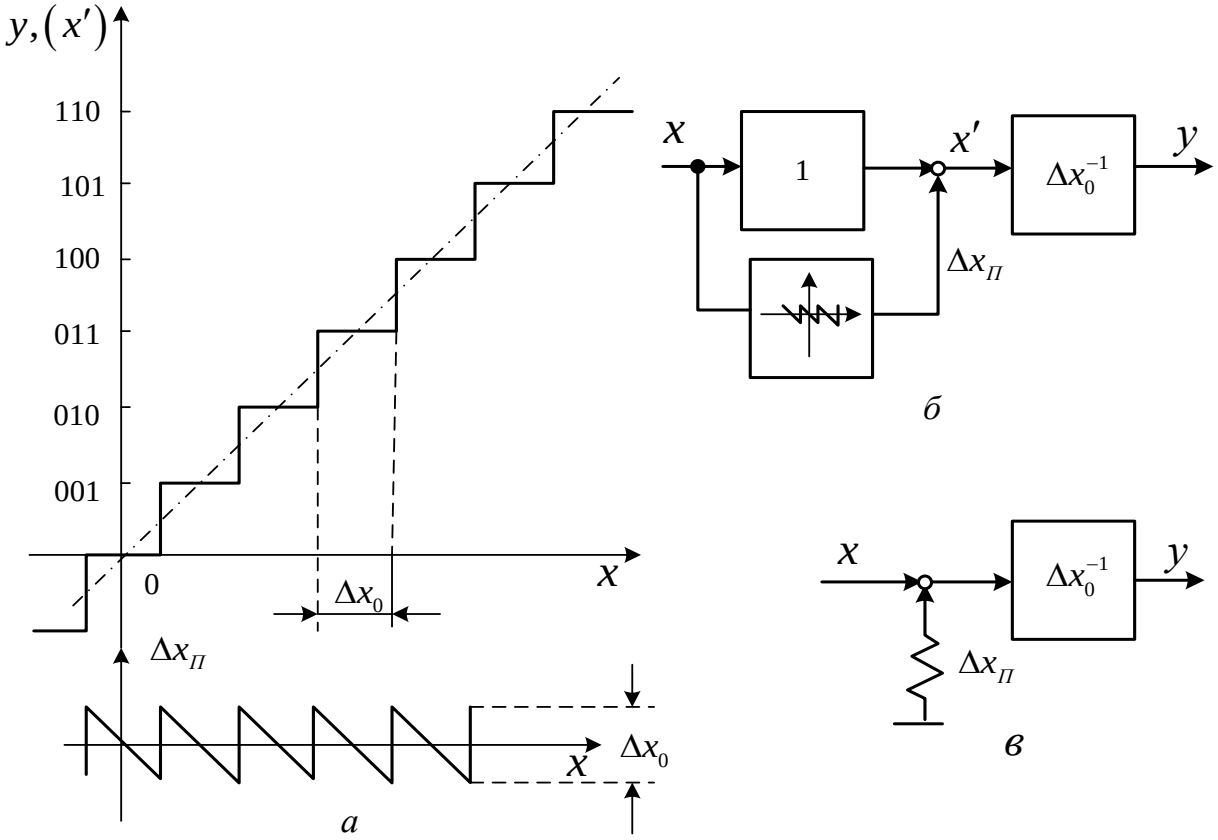


Рисунок 2.3 - Характеристика керування (а), уточнена (б) і спрощена (в) розрахункові моделі АЦП

$$
\begin{aligned}
&y = \Delta x_0^{-1} x';\\
&x' = x + \Delta x_П;\\
&\Delta x_П = \sum_{i=1}^{n} \Delta x_{Пi};\\
&\Delta x_{Пi} = -(x - i\Delta x_0),\ при\ (i-0{,}5)\Delta x_0 \le x \le (i+0{,}5)\Delta x_0\\
&інакше\ \Delta x_{Пi} = 0,
\end{aligned}
\qquad (2.15)
$$

яким відповідає розрахункова модель АЦП, наведена на рис. 2.3, б.

Середній квадрат похибки від квантування буде визначатися як дисперсія похибки

$$\Delta\bar{x}_П^2 = \frac{1}{\Delta x_0}\int_{-0{,}5\Delta x_0}^{0{,}5\Delta x_0} (-x)^2\,dx = \frac{\Delta x_0^2}{12}. \qquad (2.16)$$

При інтегральній оцінці впливу похибки квантування розрахункова модель АЦП спрощується (рис. 2.3, в). Перетворювач подається лінійною

ланкою, на виході якого крім корисного сигналу x діє завада $\Delta\bar{x}_{П}$ типу «білого шуму» зі значенням у межах $-0{,}5\Delta x_0 ... 0{,}5\Delta x_0$ з кореляційною функцією

$$R_{П}(\tau) = \Delta\bar{x}_{П}^2 \delta(t), \tag{2.17}$$

де $\delta(t)$ - дельта-функція, зі спектральною густиною, що дорівнює дисперсії похибки:

$$S_{П}(\omega) = \Delta\bar{x}_{П}^2 = \frac{\Delta x_0^2}{12}. \tag{2.18}$$

В такому поданні АЦП вплив похибки від квантування сигналу можна врахувати інтегральною оцінкою помилки регулювання Δx координати електропривода

$$\Delta\bar{x}_2 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} |W_{П}(j\omega)|^2 S_{П}(\omega) d\omega = \frac{\Delta\bar{x}_0^2}{12\pi}\int_0^{\infty} |W_{П}(j\omega)|^2 d\omega, \tag{2.19}$$

де $|W_{П}(j\omega)|$ - модуль передатної функції системи регулювання по каналу завади квантування, рівний $\left|\frac{x}{\Delta x_{П}}\right|$.

Якщо при описанні АЦП обмежитись усередненою характеристикою керування (2.13), то ефект квантування не буде враховуватись в перетворенні сигналу з АЦП.

Таким чином, існує три варіанти розрахункової моделі АЦП з квантованим за рівнем вихідним сигналом.

Модель 1 – нелінійна ланка з багатоступеневою релейною характеристикою керування (рис. 2.3, а), що характеризується структурною схемою, яка показана на рис. 2.3, б;

Модель 2 – лінійна ланка з додатковим сигналом у вигляді завади, яка має випадковий характер типу «білого шуму» з постійною спектральною густиною, що дорівнює дисперсії завади (рис. 2.3, в).

Модель 3 – лінійна неперервна ланка без урахування квантованості відповідно до виразу (2.13).

Все сказане відносно АЦП стосується також і ЦАП, лиш з тією відмінністю, що вихідною величиною ЦАП є безрозмірна цифрова змінна *y*, а вихідною – розмірна, квантована за рівнем змінна *x*, відповідно,

$$x_{ср} = k_{ЦАП} y, \tag{2.20}$$

де $k_{ЦАП} = \Delta x_0$ - передавальний коефіцієнт ЦАП (Δx_0 - дискретна одиниця вихідної змінної ЦАП).

Вибір тієї чи іншої розрахункової моделі АЦП чи ЦАП можна виконати за рівнем спотворення корисного сигналу, що проходить через квантований перетворювач. Рівень спотворення оцінюється співвідношенням «корисний сигнал-шум»

$$k_s = \frac{x_m}{\Delta x_{П\,m}}, \tag{2.21}$$

де x_m - амплітуда синусоїдального корисного сингалу; $\Delta x_{П\,m}$ - амплітуда синусоїдальної завади квантування $\Delta x_{П\,m} = \sqrt{2x_П} = \frac{\Delta x_0}{\sqrt{6}}$ і в логарифмічному масштабі

$$L_s = 20 lg\, k_s. \tag{2.22}$$

Значення L_s та k_s пов'язані з числом рівнів дискретності N і числом розрядів n перетворювачів:

$$N = \frac{x_{max}}{\Delta x_0} = a_{n-1}2^{n-1} + a_{n-2}2^{n-2} + ... + a_0 2^0, \tag{2.23}$$

де x_{max} - максимальний вихідний сигнал перетворювача.

Для $n = const$ $N_{min} = 2^{n-1} = \frac{1}{2}2^n, N_{max} = 2^n - 1 = 2N_{min} - 1.$

Для корисного сигналу, що дорівнює максимальному вихідному сигналу перетворювача, $k_s = \sqrt{6}N$.

Чим більше k_s, тим менше викривлення, що вноситься в корисний сигнал квантованих перетворювачів, тим більше число рівнів дискретності в ньому необхідно.

Можна виділити два значення $k_s - k_{s\,max}$ і $k_{s\,min}$, такі що:

- якщо $k_s > k_{s\,max}$, то помилка від квантування мала і використовується модель 3;

- якщо $k_s < k_{s\,min}$, то помилка від квантування співрозмірна з корисним сигналом і використовується модель 1;

- якщо $k_{s\,min} \le k_s \le k_{s\,max}$, то похибка від квантування помітна, але може враховуватись приблизно з використанням моделі 1.

Якісно оцінити граничні значення $k_{s\,max}$ і $k_{s\,min}$ можна лише умовно. Так, приймаючи точність виміряного сигналу $\Delta x = 1\%$, отримаємо $k_{s\,max} = 100$ при $k_s > 100$ амплітуда завади при квантуванні $\Delta x_{Пm}$ буде менша похибки виміряного сигналу *x* і квантуванням за рівнем можна буде знехтувати. Якщо прийняти значення $k_{s\,min} = 10$, то при $k_s < 10$ завада від квантування $\Delta x_{Пm}$ складе більше 10% від сигналу *x* тобто буде співрозмірною з корисним сигналом, і постане необхідність в розрахунковій моделі 1.

Якщо для регульованої координати електропривода задана допустима похибка $\Delta x_{доп}$, то вплив квантування за рівнем можна оцінити за значенням похибки $\Delta\bar{x}$ регульованої координати від дії завади $\Delta x_{П}$:

$\Delta\bar{x} = k\Delta x_0 < 0.1\Delta x_{доп}$ - квантування не враховується (модель 3);

$\Delta\bar{x} = k\Delta x_0 \geq \Delta x_{доп}$ - квантування повністю враховується (модель 1);

$0.1\Delta\bar{x} \leq \Delta\bar{x} = k\Delta x_0 < \Delta x_{доп}$ - квантування враховується інтегрально (модель 2).

Відповідно до (2.19) $k = \sqrt{\dfrac{1}{12\pi}\int_0^{\infty}\left|W_{П}(j\omega)\right|^2 d\omega}$.

2.4 Дискретні передатні функції і структурні схеми контуру регулювання електропривода

Цифрові СКЕП з програмним способом керування будуються на основі універсального керуючого приладу – мікро-ЕОМ (рис. 2.4) . Всі необхідні функції ЦСК – формування задаючого сигналу $x_з$, порівняння з сигналом зворотного зв'язку $\Delta x = x_з - x$, формування алгоритму керування *y* – після попереднього завантаження деяких початкових параметрів $x_{з0}$ виконується розрахунково, послідовно за програмним циклом мікро-ЕОМ, який займає інтервал часу T_p. В даний період циклу входять часові інтервали зчитування показань датчиків, розрахунок алгоритму, реалізації сигналу керування. Виконавча частина СКЕП – керований перетворювач КП може бути як неперервним, так і дискретним з деякими часовим інтервалом дискретності $T_П$ (наприклад, керований випрямляч з тиристорними або транзисторними ключами, широтно-імпульсний перетворювач). При цьому в ЦСК будуть діяти два часових квантування з різними періодами T_p і $T_П$. Квантувачі, умовно позначені на рис. 2.4 ключами, які обертаються з кутовою частотою $2\pi / T_П$, і обновляють значення керуючої дії *y* на виході мікро-ЕОМ і ЕРС КП в моменти закритого стану ключів.

Робота квантувачів, тобто робота мікро-ЕОМ і КП повинна бути синхронізованою. Якщо значення періодів T_p і $T_П$ кратні один одному і між передніми фронтами початкових імпульсів відсутній часовий зсув $\Delta\tau$, то замість двох послідовно діючих квантувачів, можна розглядати один з періодом

$$T = max(T_p, T_П). \tag{2.24}$$

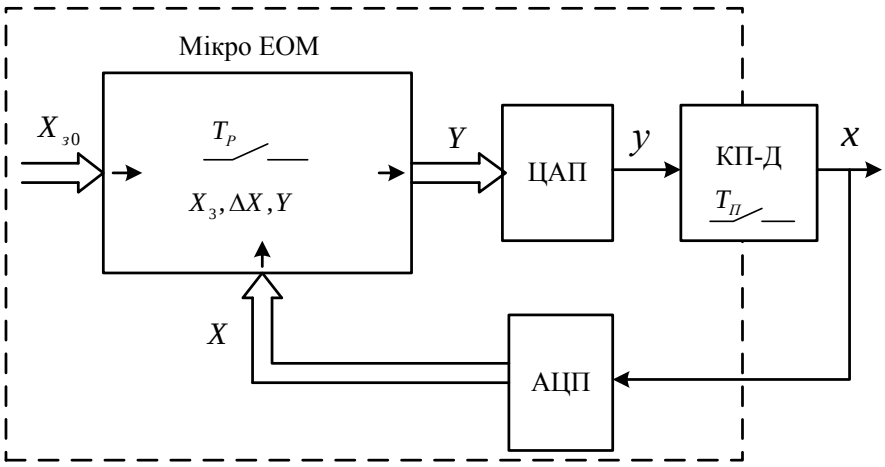


Рисунок 2.4 - Схема цифрового контуру електропривода з мікро-ЕОМ

В процесі роботи ЦСК при зберіганні синхронізму синфазність дій квантувачів через деякі причини може порушитись, що може викликати додаткове чисте запізнення $\Delta\tau_0$, яке змінюється в межах

$$0 < \Delta\tau_0 \le min(T_p, T_П). \tag{2.25}$$

При $T_p = T_П$ $\Delta\tau_{0max} = T$. Оскільки надійну інформацію про конкретне значення змінної $\Delta\tau_0$ отримати важко, то в практичних розрахунках із синтезу і аналізу ЦСК електропривода приймають в залежності від конкретної задачі одне з двох значень чистого запізнення – $\Delta\tau_0 = 0$ або $\Delta\tau_0 = T$.

Відповідно до теорії автоматичного керування (ТАК) ЦСК з програмним способом керування без врахування квантування за рівнем, математично описується на основі теорії імпульсних систем. Неперервний сигнал $x(t)$ перетворюється в квантований за часом імпульсний сигнал $x_i = (nT)$ з амплітудно-імпульсною модуляцією при $T_i = const$, коли амплітуда дорівнює або пропорційна миттєвому значенню $x(t)$ на початку кожного періоду дискретності T (рис. 2.5). При $T_i \to 0$ імпульсний сигнал перетворюється в так звану решітчасту функцію $x[nt] = x[n]$, цілочисельний аргумент якої визначається номером такту n часової дискретності.

Аналіз і синтез імпульсних систем оснований на дискретному перетворені Лапласа в формах:

$$D(p)=\sum_{n=0}^{\infty} f[nT]e^{-pnT} \tag{2.26}$$

або *z*-перетворення

$$F(z)=\sum_{n=0}^{\infty} f[n]z^{-p}. \tag{2.27}$$

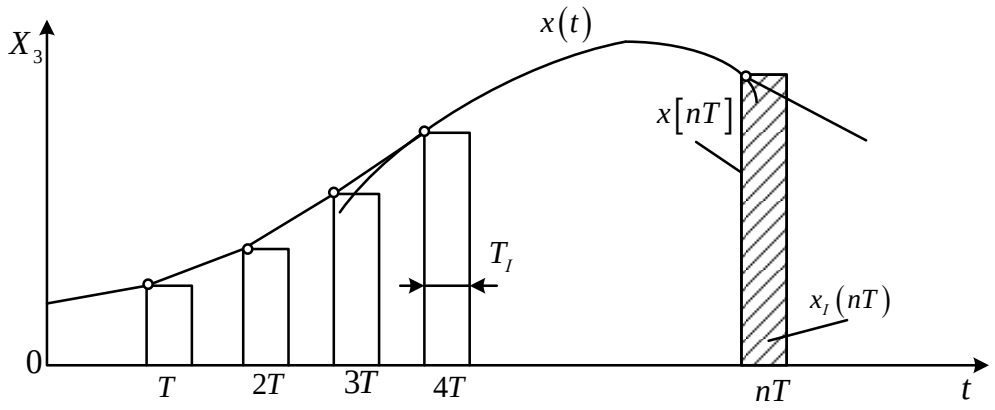


Рисунок 2.5 – Неперервний і квантований за часом сигнали ЦСК

Тут $f[nT]$ - решітчаста функція (оригінал), $f[nT]=f[n]$; $D(p)$ та $F(z)$ - зображення решітчастої функції $z=e^{pT}$.

На рис. 2.6 наведена структурна схема, яка використовується в ТАК для математичного опису перетворення неперервного сигналу в дискретний за часом. Імпульсний елемент (ІЕ) подається в схемі дельта-функцією

$\delta(t-nT)=\infty$ *для* $t=nT$;

$\delta(t-nT)=0$ *для* $t\neq nT$.

Із зображенням за Лапласом вихідного сигналу ІЕ

$$X_\delta(p)=\int_0^{\infty} x(t)\delta(t-nT)^{-pT}dt=x[n].$$

Передавальна функція екстраполятора визначається відношенням зображень його вихідної і вхідної величини при *n=const*

$$W_e(p)=\frac{X_e(p)}{X_\delta(p)}=\frac{X_e(p)}{x[n]}=X_e^*(p). \tag{2.28}$$

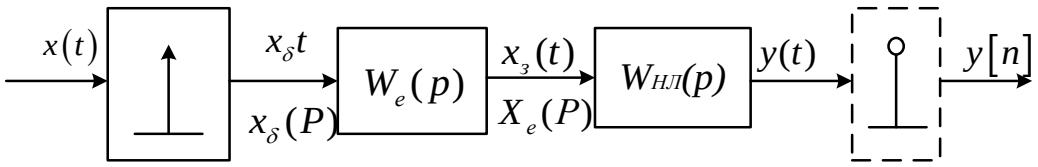


Рисунок 2.6 – Структурна схема імпульсної ланки разом з неперервною ланкою

Відповідно прямокутній формі імпульсу з тривалістю, рівною T, на виході екстраполятора нульового порядку $x_e^*(t) = 1(t) - 1(t-T)$ відповідає зображення

$$X_e^*(p) = \frac{1}{p} - \frac{e^{-pT}}{p} = \frac{1-e^{-pT}}{p},$$

що дорівнює передавальній функції екстраполятора

$$W_e(p) = \frac{1-e^{-pT}}{p} = \frac{z-1}{zp}. \qquad (2.29)$$

Екстраполятор спільно з неперервною ланкою (НЛ) складають приведену ланку (ПЛ) з приведеною передавальною функцією (ППФ)

$$W_П(p) = W_e(p) W_{НЛ}(p) = \frac{z-1}{z} \frac{W_{НЛ}(p)}{p}.$$

Останній елемент в структурній схемі на рис. 2.6 означає виділення із тимчасової реакції НЛ чи ПЛ на імпульсний вплив значень *y(t)* в дискретні моменти часу, виділення решітчастої функції *y[n]*.

Дискретну передавальну функцію (ДПФ) для приведеної ланки можна знайти як z-перетворення виразу (2.30):

$$W_П(z) = Z\left\{\frac{z-1}{z}\frac{W_{НЛ}(p)}{p}\right\} = \frac{z-1}{z} Z\left\{\frac{W_{НЛ}(p)}{p}\right\}. \qquad (2.31)$$

Оскільки $1/p$ є зображенням Лапласа одиничної функції $1(t)$, тоді $W_{НЛ}(p)/p$ являє собою зображення перехідної функції $h(t)$ неперервної ланки, реакції НЛ на одиничний стрибок. Відповідно,

$$Z\left\{\frac{W_{НЛ}(p)}{p}\right\} = Z\{h_{НЛ}[n]\} \text{ і } W_П(z) = \frac{z-1}{z} Z\{h_{НЛ}[n]\},$$

де $h_{НЛ}[n]$ – перехідна решітчаста функція НЛ.

Використовуючи отримані структурну схему для ланок з імпульсним вхідним впливом і їх передавальні функції, можна скласти структурну схему і ДПФ для цифрового контуру регулювання координати електроп-

ривода з врахуванням квантування за часом. Наведена на рис. 2.7, *а* структурна схема не враховує нелінійність від квантування за рівнем.

Неперервною ланкою в даній схемі є об'єкт керування з передавальною функцією $W_{о.к}(p)$, вихідною координатою у якого може бути, наприклад, струм чи момент, швидкість, положення (кут повороту) електропривода. До НЛ приєднані всі ланки розімкнутого в точці *Р* контуру з неперервною передавальною функцією

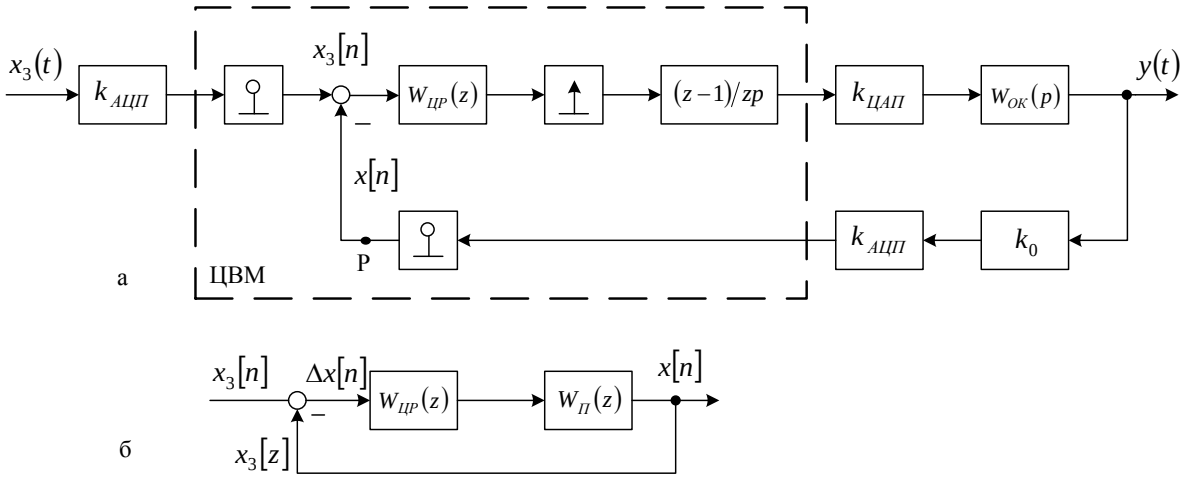


Рисунок 2.7 - Розгорнута (а) і згорнута (б) структурні схеми цифрового контуру регулювання

$$W_П(p) = k_{ЦАП} k_0 k_{АЦП} \frac{z-1}{z} \frac{W_{о.к}(p)}{p} \tag{2.33}$$

і дискретною

$$W(z) = k\ k_0 k\ \frac{z-1}{z} Z\{h_{о.к}[n]\}, \tag{2.34}$$

де k_0 – коефіцієнт зворотного зв'язку.

Дискретна передавальна функція розімкнутого контуру

$$W_o(z) = W_{ЦР}(z) W_П(z), \tag{2.35}$$

де $W_{ЦР}(z)$ – ДПФ цифрового регулятора.

В згорнутому вигляді структурна схема цифрового контуру регулювання показана на рис. 2.7, *б*.

Для визначення динамічних властивостей цифрового контуру регулювання розв'язують задачу аналізу, тобто розраховують перехідну функцію замкнутого контуру $x[n]=h[n]$ для $x_З[n]=1[n]$, за якою оцінюють пе-

регулювання і час перехідного процесу. Процес може бути розрахований на основі ДПФ замкнутого контуру

$$W(z)=\frac{X(z)}{X_3(z)}=\frac{W_o(z)}{1+W_o(z)}=\frac{B(z)}{D(z)} \tag{2.36}$$

за допомогою формули розкладання. Проте для отримання загального розв'язку для *x[n]* необхідне визначення коренів характеристичного полінома *D(z)*, що у випадку високого порядку полінома є непростою задачею.

Без визначення коренів розрахунок перехідного процесу виконують чисельно методом різницевих рівнянь. Для ДПФ замкнутого контуру

$$W(z)=\frac{b_0z^m+b_1z^{m-1}+...+b_{m-1}z+b_m}{d_0z^l+d_1z^{l-1}+...+d_{l-1}z+d_l}=\frac{X(z)}{X_3(z)}, \tag{2.37}$$

де l > *m*, після ділення чисельника і знаменника на z^l з врахуванням теореми запізнення можна скласти відповідне різницеве рівняння

$$\begin{aligned} &d_0x[n]+d_ix[n-1]+...+d_lx[n-l]= \\ &b_0x_3[n-(l-m)]+b_1x_3[n-(l-m+1)]+...+b_mx_3[n-l]. \end{aligned} \tag{2.38}$$

Розв'язуючи (2.38) відносно шуканої функції *x[n]*, отримаємо рекурентну формулу, за якою послідовно розраховуються значення функцій *x[n]* на кожному такті за значеннями вхідної змінної x_3, на даному такті і за значеннями x_3 і x на попередньому такті.

2.5 Методика синтезу цифрового контуру

Мета синтезу – визначити тип і параметри цифрового регулятора, що забезпечуватиме статичні і динамічні показники електропривода. До бажаних показників так же як і для аналогового регулятора, можуть відноситися точність регулювання координат, час перехідного процесу, перерегулювання. Якщо при синтезі досягається найкраще значення будь-якого показника (мінімальний час перехідного процесу, максимальна точність регулювання), тоді такий синтез буде оптимальним за даним показником, а процедура його виконання – оптимізацією контуру за даним показником.

Цифровий контур в згорнутому вигляді (див. рис. 2.7, *б*) складається з двох ланок: цифрового регулятора (ЦР) – змінюваної частини і зведеної неперервної ланки – незмінної частини. Тому безпосереднім об'єктом синтезу є ЦР. Метод синтезу послідовної корекції за бажаною передавальною функцією розімкнутого контуру, що використовується для неперервних

СК ЕП, застосуємо і для цифрових систем керування, для яких замість неперервних передавальних функцій повинні використовуватися ДПФ.

Умова визначення ДПФ ЦР:

$$W_{ЦР}(z)=\frac{W_{0баж}(z)}{W_{П}(z)}. \tag{2.39}$$

Тут

$$W_{0баж}(z)=\frac{W_{баж}(z)}{1-W_{баж}(z)}- \tag{2.40}$$

бажана ДПФ розімкнутого контуру;

$$W_{баж}(z)=\frac{B(z)}{D_{баж}(z)}- \tag{2.41}$$

бажана ДПФ замкнутого контуру, де $D_{баж}(z)$ – бажаний дискретний характеристичний поліном (ДХП) замкнутого контуру.

Процедура синтезу ЦР виконується таким чином. Нехай задані динамічні показники у вигляді бажаної неперервної перехідної функції замкнутого контуру $h_{баж}(t)$. Ця функція при заданому періоді квантування T переводиться в решітчасту - $h_{баж}(n)$. Бажану ДПФ замкнутого контуру можна знайти відповідно до виразу (2.32):

$$W_{баж}(z)=\frac{X(z)}{X_З(z)}=\frac{z-1}{z}Z\{h_{баж}[n]\}. \tag{2.42}$$

За формулою (2.40) визначається $W_{0\ баж}(z)$, а за формулою (2.39) з врахуванням (2.34) – ДПФ цифрового регулятора

$$W_{ЦР}(z)=\frac{W_{0\ баж}(z)}{W_{П}(z)}=\frac{Z\{h[n]\}}{(1-\frac{z-1}{z}Z\{h_{баж}[n]\})Z\{h_{о.у}[n]\}k_{ЦАП}k_{АЦП}k_{О}}. \tag{2.43}$$

В даному синтезі залишається питання, чи можна реалізувати вибрану динаміку при заданому об’єкті керування? Адже забажати можна будь-яку динаміку, наприклад, як завгодно швидку. Чи можна її реалізувати в замкнутому цифровому контурі теоретично і практично? Відповідь на це питання дають умови реалізації бажаної динаміки цифрового контуру регулювання.

Нехай ДПФ ПЛ має такий вигляд:

$$W(z)=\frac{P(z)}{(z-1)^{V_П}Q(z)}, \tag{2.44}$$

де $P(z)$, $Q(z)$ – поліноми порядку відповідно l_p і l_Q;

$V_П$ – порядок астатизму зведеної ланки.

Для прийнятих ДПФ ПЛ (2.44) і замкнутого контуру (2.36) складемо умови реалізації.

1. Умова фізичної реалізовності: бажана ДПФ замкнутого контуру (2.41) повинна бути правильним дробом, в якому порядок чисельника m менший порядку знаменника l; якщо в $W_П(z)$ є запізнення ($e^{-p\tau}$), то воно повинно бути також в $W_{баж}(z)$.

2. Умова „жорсткості" системи: незначні зміни параметрів ЦР можуть викликати незначні зміни показників процесу в замкнутому контурі. Приблизно це означає, що відсоткова зміна показника процесу не повинна перебільшувати відсоткову зміну параметра.

Для виконання цієї умови необхідно, щоб ПЛ була стійкою і мінімально фазовою, тобто поліноми $P(z)$ і $Q(z)$ не повинні мати правих (позитивних) нулів.

3. Умова отримання бажаного процесу в будь-які моменти часу $t=(n+\varepsilon)T$, де $\varepsilon=\frac{\Delta t}{T}<1$, усередині періоду дискретності T: $W_{баж}(z)$ повинна мати в складі $B(z)$ всі нулі полінома $P(z)$, що можна досягнути представленням $B(z)$ у формі добутку поліномів $P(z)$ і $M(z)$, тобто

$$W_{баж}(z)=\frac{B(z)}{D_{баж}(z)}=\frac{P(z)M(z)}{D_{баж}(z)}, \tag{2.45}$$

де $M(z)$ – поліном порядку $l_M = m - l_p$, що підлягає визначенню.

4. Умова отримання в контурі регулювання астатизму порядку v:

$$1-W_{баж}(z)=\frac{(z-1)^V N(z)}{D_{баж}(z)}, \tag{2.46}$$

де $N(z)$ – поліном порядку $l_N = l - v$, що підлягає визначенню.

Якщо виконати умову у відношенні поліномів ДПФ і поєднати вирази (2.45) і (2.46), то можна отримати результуюче рівняння реалізовності

$$P(z)M(z)+(z-1)^v N(z)=D_{баж}(z), \tag{2.47}$$

в якому $l_p + l_M < l$, $v + l_N = l$.

За даним рівнянням можуть бути знайдені методом порівняння коефіцієнтів правої і лівої частин поліноми *M(z)* і *N(z)*. Отже, можуть бути визначені ДПФ:

$$W_{о\ баж}(z)=\frac{P(z)M(z)}{(z-1)^{\nu}N(z)}; \tag{2.48}$$

$$W_{ЦР}(z)=\frac{W_{о\ баж}(z)}{W_{П}(z)}=\frac{M(z)Q(z)}{(z-1)^{\nu-\nu_{П}}N(z)}. \tag{2.49}$$

Таким чином, рівняння реалізовності (2.47) дозволяє виконати коректний синтез цифрового контуру, що забезпечує бажану динаміку при виконанні перерахованих вище умов. В даному синтезі використовується відома для неперервних систем методика стандартних рівнянь. За бажаними значеннями динамічних показників вибирається відповідне стандартне характеристичне рівняння $D_{баж}(p)$, яке переводиться в дискретну форму $D_{баж}(z)$, що має той же порядок $l = \nu + l_N$. Знайдені з рівняння реалізовності поліноми *M(z)* і *N(z)* дозволяють визначити за формулою (2.49) тип і параметри цифрового регулятора. Розглянемо випадок ДПФ замкнутого контуру, коли

$$W_{баж}(z)=\frac{B(z)}{z^{l}}=B(z)z^{-l}=b_0z^{-(l-m)}+b_1z^{-(l-m+1)}+...+b_mz^{-l}. \tag{2.50}$$

Вихідна координата даного замкнутого контуру згідно з виразом (2.38)

$$x[n]=b_0x_3[n-(l-m)]+b_1x_3[n-(l-m+1)]+...+b_mx_3[n-l]. \tag{2.51}$$

Якщо на вхід замкнутого контуру подати одиничний вхідний сигнал $x_3[n]=1[n]$, тоді перехідний процес відповідно до (2.51) завершиться на кінцеве число тактів $n=l$, після яких $x[n]=x_3[n]=b_0 + b_1 +...+b_m = const = 1$. Таким чином, забезпечення бажаної ДПФ замкнутого контуру в формі (2.50) є умовою оптимальності контуру за швидкодією, тобто умовою мінімального часу перехідного процесу

$$t_{п.п\ min} = l\,T, \tag{2.52}$$

де *l* – порядок характеристичного полінома.

2.6 Оптимізація цифрового контуру струму електропривода з тиристорним перетворювачем

Задачею оптимізації даного контуру регулювання є синтез цифрового регулятора струму (ЦРС) за вибраною умовою оптимізації, тобто визначення типу і параметрів ЦРС, що забезпечуватимуть оптимальні динамічні показники контуру струму. За такі показники звичайно приймають мінімальні перерегулювання і час перехідного процесу. При виконанні синтезу використовуємо такі припущення:

- режим неперервного струму для тиристорного перетворювача (ТП);
- динаміка контуру струму „в малому", тобто при малому діапазоні зміни кута відкриття ТП $\Delta\alpha$;
- дискретна розрахункова динамічна модель ТП з усередненням ЕРС на інтервалі провідності $T_П$.

Тиристорний перетворювач в динамічних режимах являє собою досить складну нелінійну імпульсну систему з інтервалом дискретності, що змінюється

$$T = \frac{(T_П + (\alpha_2 - \alpha_1))}{2\pi f_c}, \tag{2.53}$$

де $T_П$ – інтервал провідності в режимі, що встановився, с;

α_1, α_2 - кути відкривання тиристорів відповідно на даному і наступному інтервалах провідності, рад;

f_c – частота живильної мережі, Гц.

При цьому

$$T_П = \frac{1}{mf_c}, \tag{2.54}$$

де m – кількість пульсацій ТП, рівна числу фаз в нульових схемах і подвійному числу фаз в мостових схемах.

При збільшенні α величина T збільшується, а при знижені α - зменшується. Проте при заміні реальної випрямленої ЕРС перетворювача e_d (t) на усереднені на інтервалах $T_П$ величини $e_{d\ сер}$ можна подати ТП лінійною імпульсною ланкою зі змінною e_0 з незмінним періодом дискретності $T=T_П$. Сформульований таким чином імпульс $e_П[nT_П]$ вносить в динаміку деяку неточність $\Delta e_{d\,сер}$, яка тим менша, чим менший діапазон зміни кута відкривання α. В режимі, що встановився $\Delta e_{d\,сер} = 0$.

Приймаючи прямокутні імпульси $\Delta e_{d\,сер} = e_{П}[nT_{П}]$ з незмінним інтервалом дискретності $T_{П}$ за вихідну ЕРС, можна подати ТП імпульсною лінійною ланкою з екстраполятором нульового порядку (рис. 2.8).

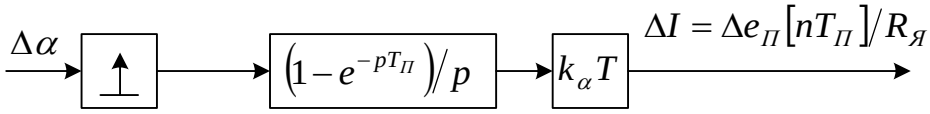


Рисунок 2.8 - Структурна схема ТП як дискретної ланки в режимі неперервного струму

Передавальна функція такої ланки для малих відхилень і з вихідною змінною

$$\Delta I = \frac{\Delta e_{П}[nT_{П}]}{R_{Я}},$$

де $R_Я$ – сумарний опір якірного кола, Ом, має вигляд

$$W(p) = \frac{\Delta I}{\Delta \alpha} = k_{\alpha T}\frac{1 - e^{-pT_{П}}}{p} = k_{\alpha T}\frac{z-1}{zp}. \qquad (2.55)$$

Тут $k_{\alpha T} = -\frac{U_{d0}}{R_{Я}}\sin\alpha$ - передавальний коефіцієнт ТП за струмом, А/рад; U_{d0} – середнє значення випрямленої напруги при α = 0, В.

Крім дискретності ТП, в контурі струму має місце дискретність цифрової системи керування (ЦСК) – T_p. Робота ЦСУ синхронізується з мережею живлення ТП, що означає синхронізацію двох періодів квантування T_p і $T_{П}$ відносно фіксованої точки напруги живлення, звичайно відносно точки природного відкривання ТП. Якщо необхідне для вимірювання струму і розрахунку алгоритму керування значення T_p менше $T_{П}$, тоді за результуючу дискретність цифрового контуру струму приймають період дискретності ТП. Звичайно вимірюваною величиною струму є його середнє значення i_d на інтервалі $T_{П}$, що подається в мікро-ЕОМ в момент природного відкривання ТП. Якщо час $t_p = T_p < t_\alpha = \frac{\alpha}{2\pi f_c}$, тоді відпрацювання змін задаючого кута відбувається без додаткового запізнення на величину $T_П$. Якщо ж $t_p \geq \frac{\alpha}{2\pi f_c}$,тоді виникає запізнення відкриття ТП з новим значенням α на величину $T_{П}$. Для усунення такого запізнення використовують компенсуючу корекцію.

Структурна схема цифрового контуру струму без врахування ЕРС двигуна подана на рис. 2.9. За вхідну змінну контуру стуму прийнято при-

ріст кута відкривання ТП $\Delta\alpha_{з.т}$, який задає необхідну зміну струму, а за вихідну змінну – приріст середнього за період $T_П$ струму Δi чи відповідна йому величина сигналу зворотного зв'язку за струмом, виражена через кут відкривання ТП,

$$\Delta\alpha_{о.т} = k_{АЦП} \cdot k_{о.т} \cdot \Delta i = k'_{о.т} \cdot \Delta i ,$$

де $k_{о.т}$ - передавальний коефіцієнт датчика струму, В/А;

$k_{АЦП}$ - передавальний коефіцієнт АЦП, В$^{-1}$ ($k_{АЦП} = \Delta u^{-1}{}_0$).

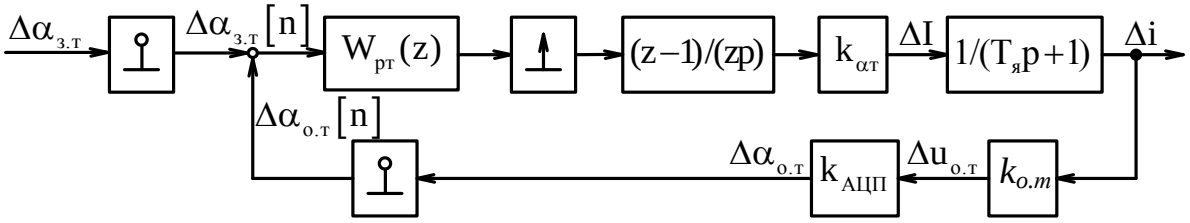


Рисунок 2.9 - Структурна схема цифрового контуру струму

Ціль оптимізації контуру – визначити тип і параметри цифрового регулятора струму, тобто визначити його ДПФ $W_{рт}(z)$. Скористаємося розглянутою в підрозділі 2.4 методикою синтезу з розрахунковими формулами (2.39) і (2.40). Відповідно до структурної схеми передавальна функція наведеної неперервної ланки (ПНЗ)

$$W_n(p) = k_{ат} \cdot k'_{о.т} \frac{z-1}{z} \cdot \frac{1}{p(T_я p+1)}, \qquad (2.56)$$

де $T_я$ - електромагнітна постійна часу якірного ланцюга ТП-Д, с.

Відповідно до формули (2.34) ДПФ ПНЗ

$$W_n(z) = k_{ат} \cdot k'_{о.т} \frac{z-1}{z} Z\left\{\frac{1}{p(T_я p+1)}\right\} = k_{ат} \cdot k'_{о.т} \frac{z-1}{z} Z\{h[n]\}. \qquad (2.57)$$

Тут $h[n]$ – решітчаста перехідна функція неперервної ланки;

$$h[n] = 1 - e^{-n\frac{T}{T_я}},$$

де T - інтервал дискретності за часом, с, рівний T_n. З таблиці для зображень решітчастих функцій

$$Z\{h[n]\} = \frac{(1-d_я)\cdot z}{(z-d_я)\cdot(z-1)}, \qquad (2.58)$$

де $d_я = e^{-T/T_я}$.

Тоді

$$W_n(z) = k_{ат} \cdot k'_{о.т} \cdot \frac{1-d_я}{z-d_я}. \qquad (2.59)$$

За бажаний перехідний процес контуру струму приймаємо експоненентний закон з параметром $T_т$ для модульного оптимуму:

$$\Delta i_{баж} = \Delta I\left(1-e^{\frac{-t}{T_т}}\right), \qquad (2.60)$$

де $T_т = 2T_\mu$, $T_\mu = T_n$.

Виразу (2.60) відповідає решітчаста функція $\Delta\alpha_{о.т}[n] = \Delta\alpha_{з.т}\left(1-e^{\frac{-nT}{T_т}}\right)$, звідки $h_{баж}[n] = \frac{\Delta\alpha_{о.т}[n]}{\Delta\alpha_{з.т}} = 1-e^{\frac{-nT}{T_т}}$.

Оскільки бажана ПДФ замкнутого контуру

$$W_{баж}(z) = \frac{z-1}{z} Z\{h_{баж}[n]\} = \frac{1-d_т}{z-d_т}, \qquad (2.61)$$

де $d_т = e^{\frac{-T}{T_т}}$, то ДПФ розімкнутого контуру згідно з (2.40)

$$W_{0баж}(z) = \frac{1-d_т}{z-1}. \qquad (2.62)$$

Отже, з урахуванням прийнятих для оптимізації цифрового контуру струму допущень отриманий цифровий регулятор струму (ЦРТ) із ДПФ, що відповідає цифровому ПІ-регулятору. Пропорційна частина ЦРТ визначається коефіцієнтом

$$k_{црт} = \frac{1-d_т}{k_{ат} \cdot k'_{о.т}(1-d_я)} \frac{z-d_я}{z-1} = k_{црт} \frac{z-d_я}{z-1}. \qquad (2.63)$$

Інтегральна частина ЦРТ, рівна

$$\frac{k_{црт}(1-d_я)}{z-1}, \qquad (2.64)$$

має знаменник, який перетворюється в нуль при z=1 (p = 0).

Зрівняємо параметри аналогового й цифрового регуляторів струму при настроюванні на модульний оптимум. Для аналогового ПІ-РТ

$$W_{рт}(p)=\frac{T_я}{T_т}\frac{R_я}{k_n k_{о.т}}+\frac{1}{T_т p}\frac{R_я}{k_n k_{о.т}}=k_{рт}+\frac{k_{рт}}{T_т p}, \qquad (2.65)$$

де $T_т = 2T_\mu$.

Для цифрового ПІ-РТ при Т $\to$ 0 пропорційна частина згідно з (2.63)

$$k_{црт}\to\frac{1-\left(1-\frac{T}{T_т}\right)}{1-\left(1-\frac{T}{T_я}\right)}\frac{R_я}{k_n k_{о.т}}=\frac{T_я}{T}\frac{R_я}{k_n k_{о.т}}=k_{рт},$$

інтегральна частина

$$\frac{k_{црт}(1-d_я)}{z-1}\to k_{црт}\frac{1-\left(1-\frac{T}{T_я}\right)}{1+pT-1}=\frac{k_{рт}}{T_т p}.$$

Таким чином, тільки за умови $T<T_т$ і $T<T_я$ параметри ЦРТ виявляються практично рівними відповідним параметрам аналогового РТ. При настроюванні цифрового контуру струму на модульний оптимум ($T_т=2Tn=2T$) відзначена вище умова малості параметра T_n відносно $T_т$ порушується й значення параметрів ЦРТ, вони відрізняються від параметрів аналогового РТ. За отриманою ДПФ ЦРТ

$$W_{рт}(z)=k_{црт}\frac{z-d_я}{z-1}=k_{црт}\frac{(1-d_я)z^{-1}}{1-z^{-1}}=\frac{Y(z)}{X(z)}$$

може бути складена структурна схема даного регулятора (рис. 2.10). При подачі на вхід ЦРТ стрибкоподібного вхідного сигналу $x[n] = X_0 \cdot 1[n]$ вихідний сигнал буде визначатися різницевим рівнянням

$$y[n]=k_{црт}x[n]-k_{црт}d_я x[n-1]+y[n-1]. \qquad (2.66)$$

Вихідний сигнал $y[n]$ лінійно зростає від початкового значення $y_0 = k_{црт}x_0$ зі збільшенням на кожному наступному такті $\Delta y = k_{црт}(1-d_я)x_0$ (рис. 2.11). Цифровий сигнал регулятора струму $y[n]$ надходить на вхід СК, що виробляє цифрові сигнали кута відкривання N_α і номери наступного тиристора $N_т$, на який повинен бути поданий керуючий імпульс.

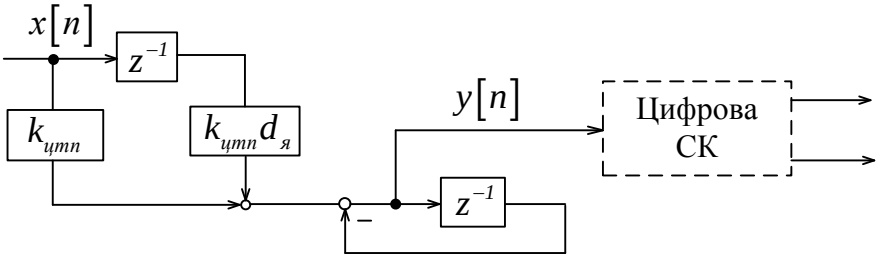


Рисунок 2.10 - Структурна схема ПІ–регулятора

Переваги цифрового контуру струму: можливість одержання високої швидкодії із часом перехідного процесу в межі в один інтервал дискретності ТП при досить високій швидкодії цифрової обчислювальної машини; можливість прямого цифрового керування, при якому всі функції керування регуляторів і СК можуть бути реалізовані програмно на єдиній уніфікованій елементній базі - мікропроцесорній системі.

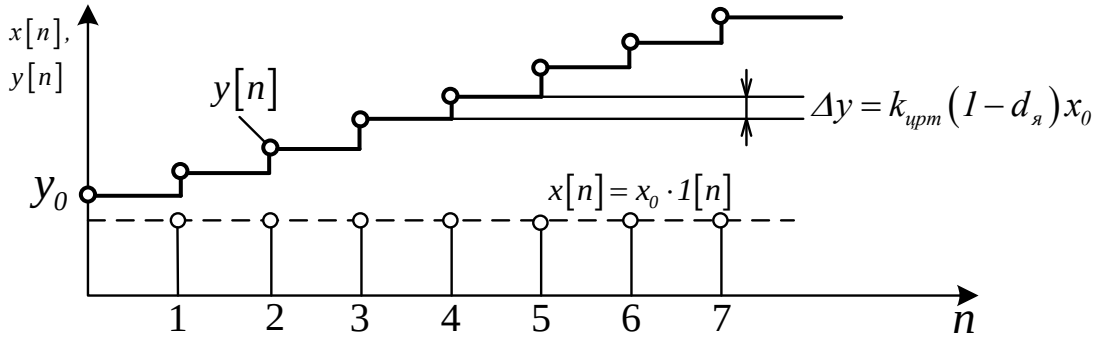


Рисунок 2.11 - Відпрацювання стрибка вхідного сигналу цифровим ПІ–регулятором

2.7 Оптимізація цифрового контуру швидкості

Дану оптимізацію будемо розглядати відповідно до структури підлеглого регулювання координат, коли в складі контуру швидкості є попередньо оптимізований цифровий контур струму. Завдання оптимізації те ж, що й для контуру струму, - синтез цифрового регулятора швидкості (ЦРШ), який забезпечує бажані динамічні показники контуру, що відповідають обраному рівню оптимальності. Синтез ЦРШ виконується для динаміки «у малому», коли електропривод приймається за лінійну імпульсну систему.

Структурна схема цифрового контуру швидкості подана на рис. 2.12. У її склад входять: ДПФ ЦРШ $W_{црс}(z)$, що підлягає визначенню; ДПФ замкнутого цифрового контуру струму

$$W_{к.т}(z) = \frac{\Delta i(z)}{\Delta \alpha_{з.т}(z)} = \frac{1}{k'_{о.т}} \frac{1 - d_m}{z - d_m};$$

передавальні функції екстраполятора, що інтегрує ланки, датчика зворотного зв'язку за швидкістю, АЦП. За вхідну змінну прийняте збільшення кута, який задає $\Delta\alpha_{з.с}$, для тиристорного перетворювача. Вихідною фізичною змінною контуру є збільшення швидкості $\Delta\omega$, а за розрахункову вихідну змінну для виконання синтезу прийнятий сигнал датчика швидкості, виражений у збільшенні кута ТП $\Delta\alpha_{0.c}$. У відповідності зі структурною схемою ДПФ наведеної неперервної частини контуру

$$W_n(z)=\frac{k_д R_я k'_{о.с}}{k'_{о.т} T_м}\frac{1-d_m}{z-d_m}\frac{z-1}{z}Z\{h_{нз}[n]\}. \qquad (2.67)$$

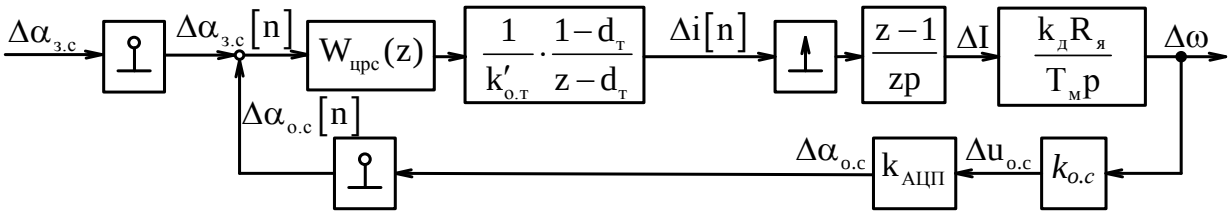


Рисунок 2.12 - Структурна схема цифрового контуру швидкості

З таблиці для зображень решітчастих функцій для $h_{нз}[n]=nT$ знаходимо

$$Z\{h_{нз}[nT]\}=\frac{T_z}{(z-1)^2}.$$

Тоді

$$W_n(z)=\frac{P_o}{(z-d_m)\cdot(z-1)}, \qquad (2.68)$$

де

$$P_o=\frac{k_д R_я k'_{о.с}}{k'_{о.т}}\frac{T}{T_т}(1-d_m)=\frac{1-d_m}{k_{рс}}\frac{T}{2T_т}, \qquad (2.69)$$

де $k_д$ – передавальний коефіцієнт двигуна, рад/(В·с);

$T_м$ – механічна постійна часу електропривода, с; $k'_{о.с}=k_{о.с}k_{ацп}$.

Виразу (2.68) відповідають згідно з (2.44) $\nu_n=1$; $Q(z)=z-d_m$; $P(z)=P_o$.

Оптимізацію контуру швидкості виконаємо методом стандартних рівнянь із бажаним розподілом коренів характеристичного полінома. Приймаючи для першого варіанта синтезу статичне регулювання швидкості, тобто бажаний порядок астатизму *ν = 1*, будемо мати в області неперервних змінних бажаний характеристичний поліном другого порядку

$$D_{баж}(p) = p^2 + c_1\omega_б^2 p + \omega_б^2 = (p - p_1)(p - p_2).$$

Для модульного оптимуму $c_1 = \sqrt{2}; p_{1,2} = -\alpha \pm j\Omega = -\frac{\sqrt{2}}{2}\omega_б(1 \pm j)$;

$$\tau_{п.п} = 2{,}8; \omega_б = \frac{1}{\sqrt{2T_m}} = \frac{1}{2\sqrt{2T_\mu}}.$$

Визначимо відповідному модульному оптимуму характеристичний поліном для дискретних змінних в області $z = e^{pT}$:

$$D(z) = \left(e^{pT} - e^{p_1 T}\right)\left(e^{pT} - e^{p_2 T}\right) =$$
$$= e^{2pT} - e^{pT} \cdot 2e^{-\alpha T} \cos\Omega T + e^{-2\alpha T} = z^2 + d_1 z + d_2. \qquad (2.70)$$

де $d_1 = -2e^{-\alpha T}\cos\Omega T = -1{,}509; d_2 = e^{-2\alpha T} = 0{,}606$.

При цьому $\omega_\delta = \frac{1}{\sqrt{2}T_m} = \frac{1}{2\sqrt{2}T}; \alpha T = \frac{1}{4}; \Omega T = \frac{1}{4}$.

Виконаємо синтез на основі рівняння реалізовності (2.47):

$P_o M(z) + (z-1)N(z) = z^2 + d_1 z + d_2$.

Визначимо порядки шуканих поліномів *M(z)* і *N(z)*:

$l_м + l_р < l = 2$, отже, $l_м \le 1; M(z) = m_0;$

$l_n + \nu = l = 2$, отже, $l_n = l - \nu = 1; N(z) = n_0 z + n_1$.

Звідси $P_0 m_0 + (z-1)(n_0 z + n_1) = z^2 + d_1 z + d_2$.

Методом порівнювання коефіцієнтів при рівних ступенях *z* знаходимо коефіцієнти поліномів *M(z)* і *N(z)*. З рівності коефіцієнтів при z^2 випливає, що $n_0 = 1$; з рівності при z^1: $n_1 - n_0 = d_1, n_1 = d_1 + 1$; з рівності при z^0: $p_0 m_0 - n_1 = d_2, m_0 = (d_2 + d_1 + 1)/n_0$.

Тоді $M(z) = m_0 = \frac{(1 + d_1 + d_2)}{P_0}; N(z) = z + 1 + d_1$.

Згідно з (2.49) ДПФ ЦРШ

$$W_{црш}(z) = \frac{M(z)Q(z)}{(z-1)^{\nu - \nu_n} N(z)} = \frac{1 + d_1 + d_2}{P_0}\frac{z - d_m}{z + 1 + d_1}. \qquad (2.71)$$

Для прийнятого налаштування на модульний оптимум з урахуванням значень d_1, d_2, d_m

$$W_{црш}(z) = \frac{0{,}097}{P_0}\frac{z - 0{,}606}{z - 0{,}509}. \qquad (2.72)$$

Отриманій ДПФ ЦРШ відповідає ДПФ замкнутого цифрового контуру швидкості (ЦКШ)

$$W(z)=\frac{P(z)M(z)}{D_{баж}(z)}=\frac{P_0 m_0}{z^2+d_1 z+d_2}=\frac{1+d_1+d_2}{z^2+1{,}509z+0{,}606}. \qquad (2.73)$$

З виразу для ДПФ ЦРШ (2.72) випливає, що для одержання в ЦКШ модульного оптимуму потрібен цифровий регулятор відмінний від пропорційного. З рівняння (2.71) очевидно, що для одержання пропорційного ЦРШ досить виконати умови

$$d_1=-(1+d_m)=-\left(1-e^{\frac{-T}{T_m}}\right)=-1{,}606; \quad d_2=0{,}097-(1+d_1)=0{,}703.$$

Тоді

$$W_{црш}(z)=\frac{1+d_1+d_2}{P_0}=\frac{0{,}097}{P_0}. \qquad (2.74)$$

Зміна коефіцієнтів d_1 і d_2 характеристичного полінома $D_{баж}(z)$ приводить до зміни його коренів $\alpha T=0{,}176; \Omega T=0{,}293$ і, отже, до порушення умови модульного оптимуму. Однак можна чекати, що це викличе відносно невелике погіршення динамічних показників, тому що корені змінилися відносно ненабагато й при синтезі за рівнянням реалізовності враховувалася умова «грубості» системи.

Час перехідного процесу цифрового контуру визначається обраним значенням базової частоти $\omega_б=\frac{1}{2\sqrt{2}T}=\frac{\tau_{n.n}}{t_{n.n}}$ і складає для даного цифрового контуру швидкості $t_{n.n}=2\sqrt{2}T\tau_{n.n}=7{,}91T$, тобто приблизно вісім тактів дискретності тиристорного перетворювача.

Порівняємо передавальні коефіцієнти цифрового $k_{црш}$ і аналогового $k_{рш}$ регуляторів швидкості:

$$k_{црш}=\frac{1+d_1+d_2}{P_0}=k_{рш}\frac{2T_m}{T}\frac{1+d_1+d_2}{1-d_m}\approx 0{,}99k_{рш}.$$

Таким чином, передавальні коефіцієнти цифрового й аналогового регуляторів швидкості практично збігаються при настроюванні на модульний оптимум. Однак при цьому ЦРШ трохи відрізняється від пропорційного регулятора, як видно із ДПФ (2.72).

Аналогічно виконується синтез ЦРШ для варіанта астатичного регулювання швидкості, коли бажаний порядок астатизму контуру швидкості

ν=2. У цьому випадку характеристичний поліном замкнутого контуру швидкості має третій порядок. Вибираючи бажаний характеристичний поліном з настроюванням на модульний оптимум і оптимізуючи контур швидкості методом рівняння реалізовності аналогічно розглянутим вище, одержуємо ДПФ ЦРШ:

$$W_{црш}(z)=\frac{M(z)Q(z)}{(z-1)^{\nu-\nu_n}N(z)}=\frac{(m_0z+m_1)(z-d_m)}{(z-1)(z+d_1+2)}=\frac{1}{P_0}\frac{(0{,}12z-0{,}106)(z-0{,}606)}{(z-1)(z-0{,}50)}. \quad (2.76)$$

Отримана ДПФ ЦРШ відповідає ДПФ замкнутого цифрового контуру швидкості згідно з (2.45)

$$W(z)=\frac{(d_2+2d_1+3)z+d_3-d_1-2}{z^3+d_1z^2+d_2z+d_3}=\frac{0{,}12z+0{,}106}{z^3-2{,}250z^2+2{,}12z-0{,}606}. \quad (2.77)$$

У сталому режимі, коли $z = 1$, $W(z) = 1$.

Отримана структура ЦРШ забезпечує астатичне регулювання швидкості в поєднанні з оптимальним демпфуванням. Час перехідного процесу становить $t_{n.n}=\frac{\tau_{n.n}}{\omega_б}=4T\tau_{n.n}=23{,}6T\approx 24T$, тобто виявляється істотно більшим, ніж при оптимізації зі статичним регулюванням швидкості.

Реалізація ЦРС із ДПФ, що відповідає виразу (2.76), викличе певні труднощі. Структура ЦРШ істотно спроститься й буде відповідати цифровому ПІ-регулятору, якщо виконати умову $d_1=-(d_m+2)$. Однак при цьому порушиться прийнята умова оптимальності. Наскільки це припустимо, можна визначити порівнянням перехідного процесу для замкнутого контуру швидкості зі зміненими коефіцієнтами характеристичного полінома з оптимальним перехідним процесом.

Цифрове керування струмом і швидкістю електропривода дозволяє оптимізувати його на мінімум часу перехідного процесу, що завершується за кінцевий час, тобто за кінцеве число тактів. Так, для статичного регулювання швидкості з характеристичним поліномом другого порядку можна мінімізувати час перехідного процесу відповідно до рівняння (2.51) до двох тактів дискретності ТП, якщо вибрати як бажаний поліном $D(z)=z^2$. Тоді рівняння реалізовності буде мати вигляд

$$P_0M(z)+(z-1)N(z)=z^2.$$

Виконуючи процедуру визначення поліномів *M(z)* і *N(z)*, одержуємо $M(z)=m_0=1/P_0;N(z)=n_0z+n_1=z+1,$ ДПФ ЦРШ $W_{црш}(z)==\frac{M(z)Q(z)}{(z-1)^{\nu-\nu_n}N(z)}=\frac{1}{P_0}\frac{z-d_m}{z+1}$; ДПФ замкнутого контуру швидкості:

$$W(z)=\frac{1}{z^2}. \qquad (2.79)$$

Якщо при синтезі виконані сформульовані вище умови реалізації бажаної динаміки цифрового контуру регулювання, то мінімальний час перехідного процесу практично реалізовано для малих збільшень завдання швидкості $\Delta\alpha_{3.C}$. Для більших приростів $\Delta\alpha_{3.C}$. при збереженні лінійності системи практичним обмеженням реалізації мінімального часу виявляються неприпустимо великий струм, недостатній запас за напругою ТП і додаткове чисте запізнювання в системі керування ТП.

2.8 Оптимізація цифрового контуру положення

Процедура оптимізації цифрового контуру положення (ЦКП) виконується аналогічно оптимізації контуру швидкості з тією різницею, що для ЦКП до складу наведеної неперервної ланки буде входити контур швидкості.

Нехай в склад ЦКП входить попередньо оптимізований цифровий контур швидкості із ДПФ відповідно до виразу (2.73):

$$W_{K.C}(z)=\frac{\Delta\omega(z)}{\alpha_{3.C}}=\frac{1+d_{1c}+d_{2c}}{z^2+d_{1c}\cdot z+d_{2c}\cdot k'_{O.C}},$$

де $d_{1c}=-1.509;\ d_{2c}=0.606.$ За вхідну змінну ЦКП доцільно прийняти задавальний кут повороту вала $\theta_з$, значення якого можна розглядати як безрозмірну змінну (число). Тоді й вхідний сигнал контуру швидкості $\Delta\alpha_{3.C}$, що має розмірність кута, варто прийняти за безрозмірну цифрову змінну. При цьому зворотний зв'язок у контурі швидкості, реалізований за допомогою тахогенератора і АЦП, характеризується коефіцієнтом $k'_{о.с}=k_{ТГ}\cdot k_{АЦП}$. З врахуванням вищевикладеного ДПФ наведеної неперервної частини контуру положення:

$$W_{П}(z)=\frac{k_{ЦАП}\cdot k_{ЦДП}}{k'_{O.C}}\cdot\frac{1+d_{1c}+d_{2c}}{z^2+d_{1c}\cdot z+d_{2c}}\cdot\frac{z-1}{z}\cdot Z\left\{\frac{1}{p^2}\right\}=$$
$$=\frac{P_0}{(z-1)\cdot\left(z^2+d_{1c}\cdot z+d_{2c}\right)}, \qquad (2.80)$$

де

$$P_0=\frac{k_{ЦАП}\cdot k_{ЦДП}}{k'_{O.C}}\cdot T\cdot(1+d_{1c}+d_{2c}), \qquad (2.81)$$

$k_{ЦДП}$ - передавальний коефіцієнт цифрового датчика положення.

Відповідно до виразу (2.80) бажаний характеристичний поліном замкнутого контуру положення з астатизмом першого порядку має третій порядок:

$$D_{баж}(p) = p^3 + c_1 \cdot \omega_б \cdot p^2 + c_2 \cdot \omega_б \cdot p^2 + \omega_б^3 .$$

Приймаючи за оптимальний розподіл корені за Баттервортом, одержимо для даного полінома: $c_1 = c_2 = 2$; $\tau_{п.п} = 5.9$; $p_1 = -\omega_б$

$$p_{2,3} = -0.5 \cdot \omega_б \cdot (1 \pm j\sqrt{3}); \; \omega_б = \frac{1}{4 \cdot T_\mu} = \frac{1}{T_п}.$$

З врахуванням отриманих параметрів, переходячи до дискретного характеристичного поліному, отримаємо:

$$D_{баж} = z^3 + d_1 \cdot z^2 + d_2 \cdot z + d_3,$$

де $d_1 = -2.50$; $d_2 = 2.12$; $d_3 = -0.06$; $\omega_б = 1/2 \cdot T_T$; $T_T = 2 \cdot T_\mu$.

На основі рівняння реалізації:

$$P_П \cdot M(z) + (z - 1) \cdot N(z) = z^3 + d_1 \cdot z^2 + d_2 \cdot z + d_3,$$

визначимо поліноми $M(z)$ і $N(z)$:

$$M(z) = m_0 = \frac{(1 + d_1 + d_2 + d_3)}{P_П};$$

$$N(z) = n_0 \cdot z^2 + n_1 \cdot z + n_2 = z^2 + (1 + d_1) \cdot z + (1 + d_1 + d_2 + d_3),$$

і ДПФ цифрового положення:

$$W_{ЦРП}(z) = \frac{(1 + d_1 + d_2 + d_3)}{P_П} \cdot \frac{z^2 + d_{1c} \cdot z + d_{2c}}{z^2 + (1 + d_1) \cdot z + (1 + d_1 + d_2)}, \qquad (2.82)$$

для прийнятої оптимізації контурів швидкості і положення виконується умова: $d_{1c} \approx 1 + d_1$ і $d_{2c} \approx 1 + d_1 + d_2$. Тому:

$$W_{ЦРП}(z) = \frac{(1 + d_1 + d_2 + d_3)}{P_П}, \qquad (2.83)$$

тобто, ми отримали пропорційний ЦРП.

Повністю цифрова система керування ЕП виявляється складною за алгоритмом керування, тому що необхідно запрограмувати три цифрових регулятори (струму, швидкості, положення) і цифрову СК для тиристорного перетворювача. Якщо повна програма за часом співрозмірна або перевищує інтервал дискретності ТП, то втрачається швидкодія електропривода, що знижує його динамічні й точністні показники. У зв'язку із цим у позиційних і електроприводах стеження досить широко використовуються

цифро-аналогові СК, у яких контури струму й швидкості аналогові, а контур положення – цифровий.

На рис. 2.13 наведена структурна схема СК із цифро-аналоговою частиною. Оптимізація цифрового контуру положення виконується аналогічно розглянутим вище прикладам методом ДПФ і рівняння реалізації. У даному синтезі характеристичний поліном, що має третій порядок при настроюванні аналогової швидкісної підсистеми (СП) на модульний оптимум, поданий спрощено: $D_{СП}(p) \approx T_C \cdot p + 1 = 4 \cdot T_\mu \cdot p + 1$.

Таке припущення дозволяє простіше одержати (за допомогою таблиці для зображень решітчастих функцій) z – перетворення передавальної функції неперервної ланки:

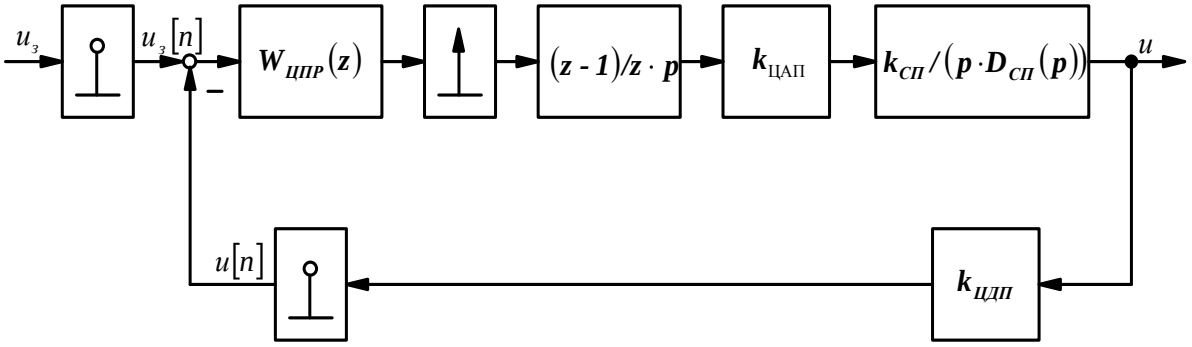


Рисунок 2.13 - Структурна схема СК із цифро-аналоговою частиною

$$W_{П}(z) = k_{ЦАП} \cdot k_{ЦДП} \cdot k_{СП} \cdot \frac{z-1}{z} \cdot Z\left\{\frac{1}{p^2 \cdot (T_c + 1}\right\} = \frac{P_0 \cdot z + P_1}{(z-1) \cdot (z - d_c)}, \qquad (2.84)$$

де $P_0 = k_{ЦАП} \cdot k_{ЦДП} \cdot k_{СП} \cdot [T - T_C \cdot (1 - d_C)]$;

$P_1 = k_{ЦАП} \cdot k_{ЦДП} \cdot k_{СП} \cdot [T_C \cdot (1 - d_C) - d_C \cdot T]$; $d_C = e^{-T/T_C}$.

В результаті синтезу визначається ДПФ ЦРП:

$$W_{ЦРП}(z) = \frac{(1 + d_1 + d_2 + d_3)}{P_O + P_1} \cdot \frac{z - d_c}{z - \dfrac{d_2 \cdot P_O - (1 + d_1) \cdot P_1}{P_O + P_1}}, \qquad (2.85)$$

де $d_1 = -2 \cdot e^{-\alpha \cdot T} \cdot \cos \Omega T = -1.509$;

$d_2 = -2 \cdot e^{-\alpha \cdot T} = 0.606$.

Якщо прийняти $d_C = \dfrac{d_2 \cdot P_O - (1 + d_1) \cdot P_1}{P_O + P_1}$, то отримаємо пропорційний ЦРП, але при цьому буде трохи порушена при синтезі вихідна оптимізація контуру положення.

2.9 Цифрові вузли в системах керування електроприводами

Реалізація алгоритмів керування в цифрових СК може здійснюватися різними способами – апаратним, програмним, апаратно-програмним. Найбільш прості СК виконуються апаратно на типових цифрових елементах і вузлах. Ці системи надійні, у них практично відсутня дискретність за часом, необхідна для програмного способу керування. Апаратний спосіб виконання СК знайшов досить широке застосування в системах числового програмного керування електроприводів металорізальних верстатів. Для даних систем характерне цифрове виконання зовнішнього контуру – контуру швидкості або положення із застосуванням імпульсного датчика.

Розглянемо приклад апаратного виконання цифрової системи керування швидкістю й переміщенням в електроприводі з імпульсним датчиком швидкості (рис. 2.14). Пристрій введення завдання (ПВЗ) формує апаратно або програмно в цифровому коді числові значення переміщення $N_{зп}$ і швидкості $N_{зс}$, що відповідають технологічному режиму роботи виробничої установки. Цифрове завдання швидкості $N_{зс}$ перетвориться за допомогою перетворювача коду (ПКЧ) в унітарний код, тобто в послідовність імпульсів із частотою (у загальному випадку пропорційно змінюється завданню $N_{зс}$)

$$f_з = N_З \quad \frac{f_r}{N_{ПЧК}},$$

де f – частота генератора тактових імпульсів (ГТІ), Гц; $N_{ПЧК}$ – числова ємність ПКЧ.

При відкритому ключі D1 (елемент І) імпульси проходять на ключі напрямку руху D2 і D3. При одиничному сигналі на вході «В» імпульси надходять на верхній вхід блока синхронізації (БС), що відповідає напрямку руху вперед $f_{з.в}$. При одиничному сигналі на вхід «Н» імпульси попадають на нижній вхід БС, що відповідає напрямку руху назад $f_{з.н}$. Блок синхронізації приймає імпульси $f_з$, $f_{о.с}$ і направляє на підсумовувальний вхід (+1) лічильника D4 задавальні імпульси, а на вхід віднімання (-1) – імпульси зворотного зв'язку з датчика ІД. Імпульси $f_з$, $f_{о.с}$ чередуються асинхронно один відносно одного і у деякі моменти часу можуть збігатися за фазою, що приводить до похибки в розрахунку їхньої різниці в лічильнику. Для усунення такої похибки в блоці БС відбувається синхронізація імпульсів $f_з$, $f_{о.с}$ з імпульсами $f_{г1}$, $f_{г2}$, зсунутими за фазою на 180°.

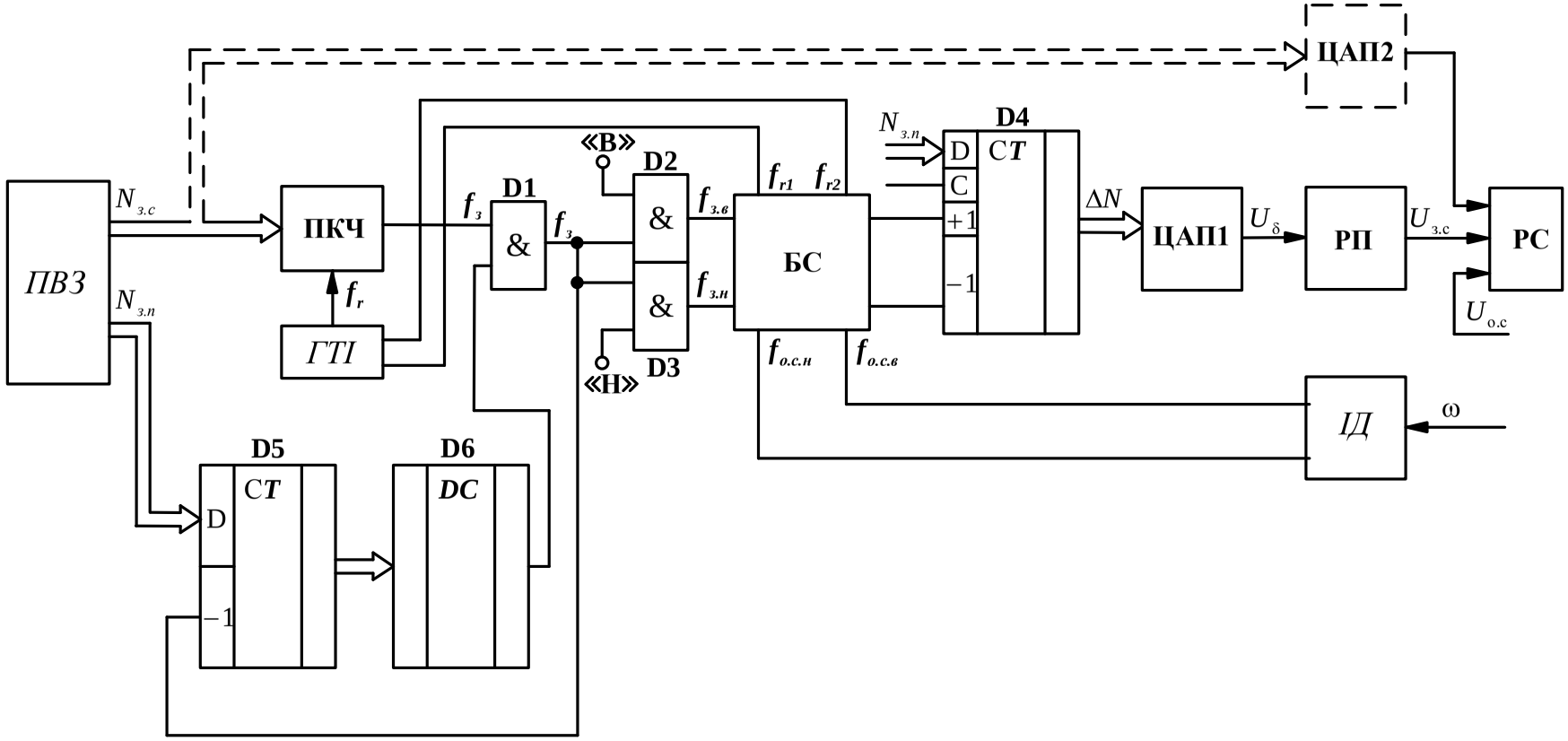


Рисунок 2.14 – Схема ЦСК з імпульсним датчиком швидкості електропривода постійного струму

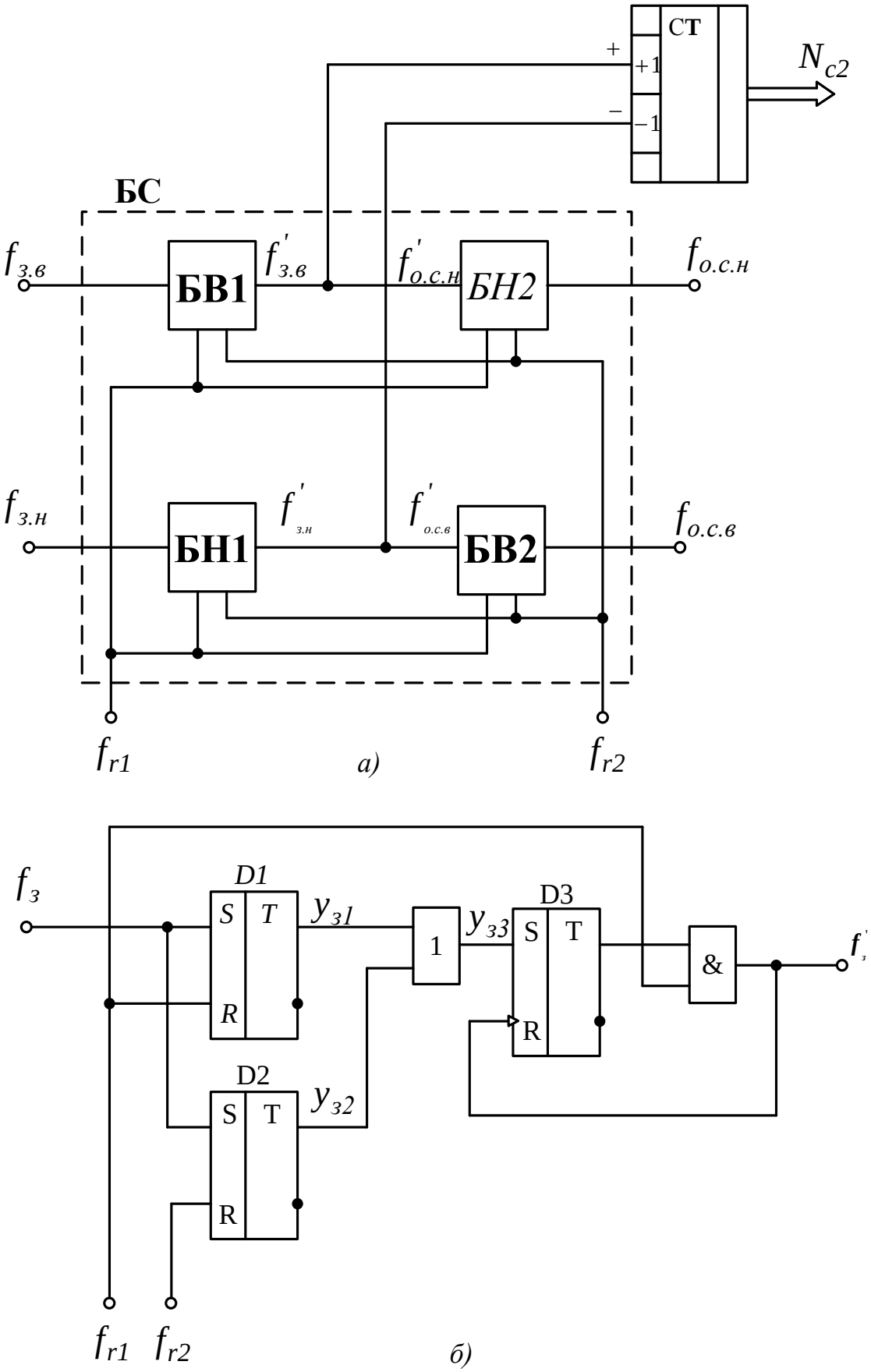


Рисунок 2.15 - Схеми блока синхронізації (а) і однієї комірки синхронізації задаючого сигналу (б)

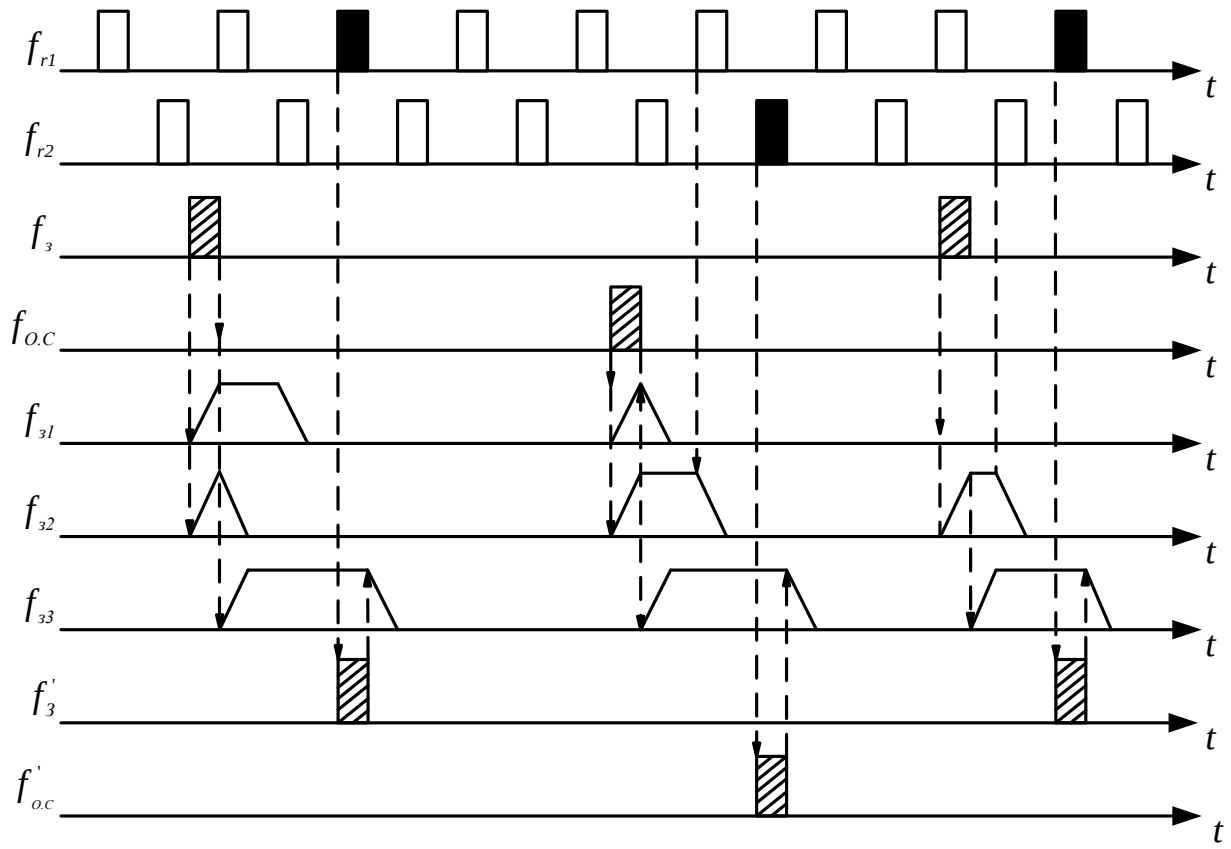


Рисунок 2.16 - Діаграма роботи блока синхронізації

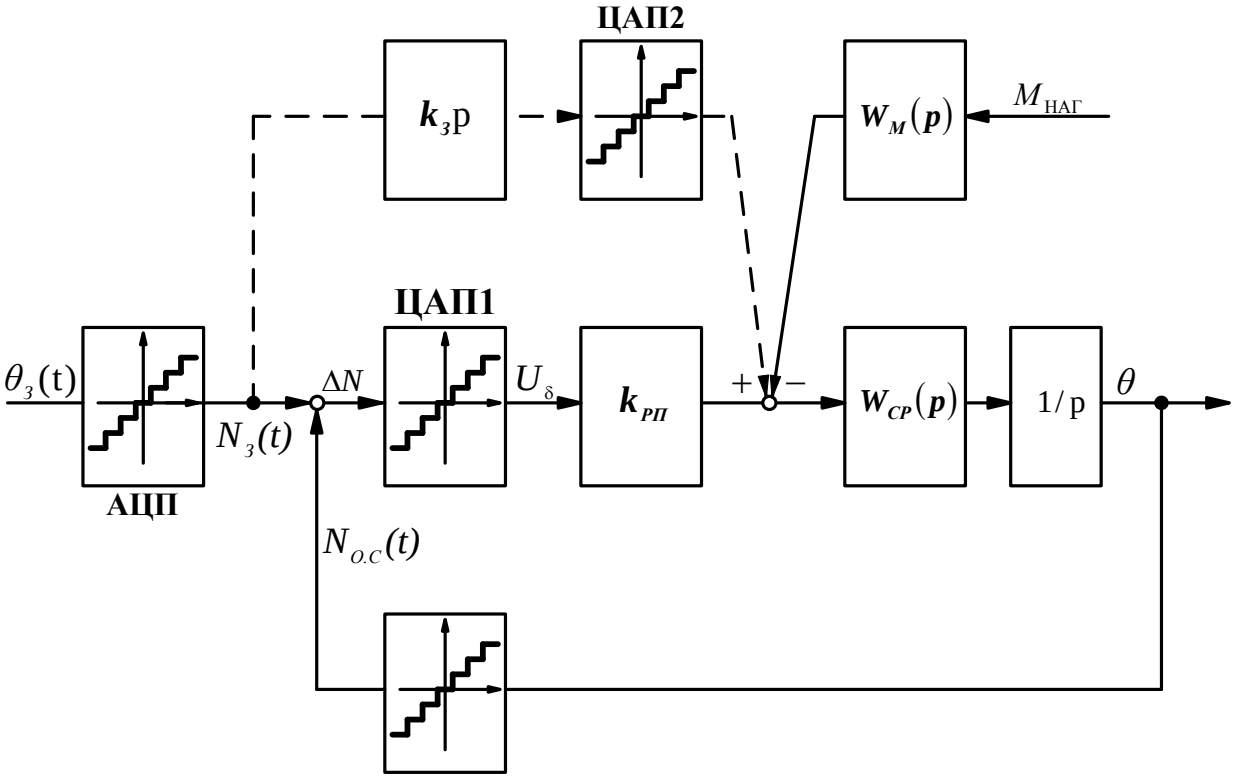


Рисунок 2.17 - Структурна схема електропривода, що має цифро-аналогову систему керування з імпульсним датчиком положення

Блок БС складається із чотирьох блоків (рис. 2.15, *а*) – двох для руху вперед (БВ1, БВ2) і двох для руху назад (БН1,БН2). Вхідними сигналами для блоків БВ1 і БВ2 є $f_{з.в}$, $f_{о.с.в}$, а для БН1 і БН2 – $f_{з.н}$ і $f_{о.с.н}$. До кожного із чотирьох блоків підводять синхронізуючі сигнали $f_{г1}$, $f_{г2}$. Варіант схеми виконання блоків БВ1 і БН1 наведений на рис. 2.15, б. Вхідний імпульс $f_з$ переводить тригери D1 і D2 в одиничний стан по прямих виходах, що приводить до спрацьовування тригера D3. Елемент І видає на виході сигнал $f'_з$ тільки в момент наявності імпульсу $f_{г1}$. Тригер D3 скидається вихідним сигналом $f'_з$, а тригери D1 і D2 - імпульсами відповідно $f_{г1}$, $f_{г2}$. Схеми блоків БВ2 і БН2 виконані аналогічно, але синхронізуючі імпульси міняються місцями. Діаграма роботи блока синхронізації, що відповідає схемам рис. 2.15, наведена на рис. 2.16. На виході лічильника D4 (рис. 2.14) виділяється цифровий сигнал кутової неузгодженості:

$$\Delta N = \int_0^t (f_з - f_{о.с})dt = N_{зп} - N_{о.с} = k_{iд}\int_0^t \Delta\omega dt = k_{iд}\cdot\Delta\Theta,$$

де $k_{iд}$ - передавальний коефіцієнт ІД, імп/рад ($k_{iд} = N_{iд}/2\pi$);

$N_{iд}$ - кількість імпульсів на оберт ІД;

$\Delta\Theta$ - кут неузгодженості, рад.

Цифровий сигнал ΔN перетвориться в ЦАП1 в аналоговий, далі поступає на регулятор положення (РП), на виході якого виділяється задаюча напруга для контуру швидкості $U_{з.с}$.

Величина переміщення, задана числом імпульсів $N_{з.п}$, записується в лічильнику D5. Із проходженням імпульсів $f_З$ через ключ D1 відбувається зменшення числа на виході лічильника D5 через неперервне надходження імпульсів на його вхід віднімання (-1). При заповленні нулями лічильника D5 дешифратор D6 подає нульовий сигнал на ключ D1, що закривається і припиняє подачу задавальних імпульсів на підсумовувальний вхід лічильника D4. Задавальна напруга $U_{з.с}$ на вході регулятора швидкості знижується до нуля, і двигун зупиняється.

Описана система керування здійснює слідкувальний режим, відпрацьовування електроприводом переміщення із заданою швидкістю. Для підвищення точності відпрацьовування заданої швидкості може бути використане додаткове задання за швидкістю $N_{з.с}$, подане через ЦАП2 на регулятор швидкості. Якщо замість сигналів $N_{з.п}$ і $N_{з.с}$, що надходять відповідно на ПКЧ і D5, подати сигнал $N_{з.п}$ на лічильник D4, то одержимо звичайний режим позиціонування електропривода без контролю швидкості переміщення.

В даній цифро-аналоговій СК дискретністю за часом можна знехтувати, тому що вона визначається високою частотою ГТІ, складовій порядку 0,5...5 МГц. Більшою мірою може проявлятися квантованість за рівнем, обумовлена імпульсним датчиком. Структурна схема електропривода, що

має цифро-аналогову систему керування з імпульсним датчиком положення, наведена на рис. 2.17.

Задання швидкості при даній схемі уведено до складу заданого часового закону переміщення $\theta_з(t)$, що при постійній швидкості $\omega_з$ визначається як $\theta_з(t)=\omega_з\, t$. Лічильник DA (рис. 2.14) поданий тут вузлом підсумовування сигналів:

$$N_з(t)=\sum_1^n f_{з.i} \text{ і } N_{о.с}(t)=\sum_1^n f_{о.с.i},$$

Лінеаризуючи характеристики АЦП і ЦАП, одержимо вираз для неузгодженості (похибки спостереження) в установленому режимі руху електропривода:

$$\Delta\theta=\frac{\omega_з}{D_1};\ \Delta N=\frac{f_з}{D_1},$$

де $D_1=k_{ЦАП}\cdot k_{ЦДП}\cdot k_{СП}\cdot k_{РП}$ - добротність СК за швидкістю, $с^{-1}$;

$k_{РП}$ і $k_{СП}$ - передавальні коефіцієнти відповідно регулятора положення і швидкісної підсистеми;

$$k_{АЦП}=k_{ІП}\frac{N_{ІД}}{2\cdot\pi}.$$

Режим відпрацьовування заданого переміщення величиною в вісім імпульсів із частотою обертання робочого органу $n_з = 2\ с^{-1}$, тобто при $f_З = 2$Гц проілюстрований на рис. 2.18. Похибка в сталому режимі $\Delta N\approx 3$, а в режимі спокою похибка позиціонування $\Delta N=0$ при П-РС і $M_{наг} = 0$ або при $M_{наг} = const \neq 0$.

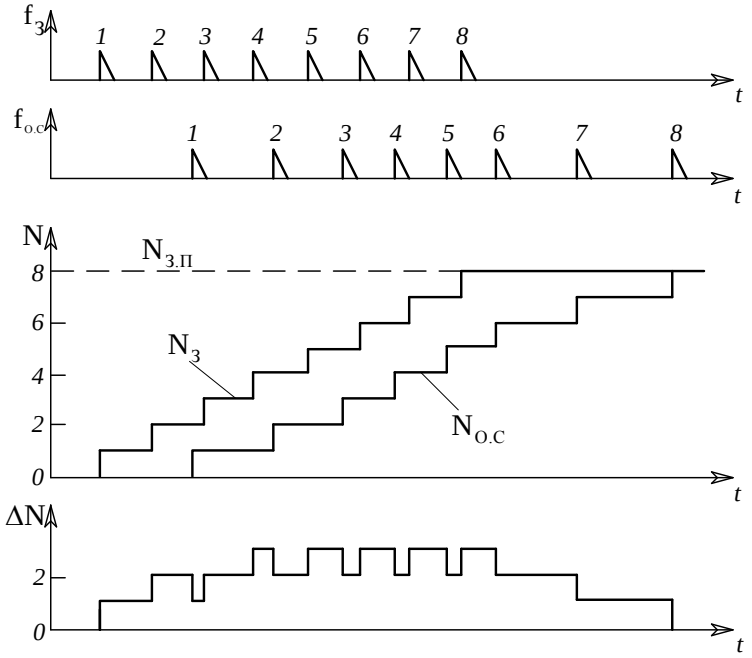


Рисунок 2.18 - Діаграма відпрацьовування заданого переміщення ЕП, що має цифро-аналогову систему керування з імпульсним датчиком положення

В системах електропривода постійного струму з тиристорним перетворювачем (ТП) при цифровому керуванні струмом доцільно виконати також цифровою і систему імпульсно-фазового керування (СІФК) ТП, оскільки вихід цифрового регулятора струму є входом СІФК. При будь-якому виконанні, аналоговому або цифровому, СІФК повинна виконувати функції:

1) синхронізації з мережею, що живить ТП;

2) вибору вентильної групи для руху вперед або назад;

3) зсуву кута відкривання тиристорів відносно моменту природного відкривання;

4) визначення тиристора, на який необхідно подати керуючий імпульс;

5) створення керуючих імпульсів.

Найбільш простим і розповсюдженим типом аналогової СІФК є багатоканальна СІФК з вертикальним принципом регулювання кута відкривання α. В даній СІФК друга з перерахованих вище функцій здійснюється вибором знаку вхідної керуючої напруги u, третя — порівнянням рівнів u_y й опорної напруги u_{on}, четверта функція виконується автоматично за рахунок зсуву за фазами джерел u_{on}, число яких дорівнює числу тиристорів у вентильній групі ТП. Функціональна простота реалізації багатоканальної аналогової СІФК обумовлює можливість досить просто застосувати таку структуру й для побудови цифрового варіанта СІФК. При цьому синусоїдальні генератори опорної напруги заміняються цифровими інтеграторами, а порівняння u_y і u_{on} заміняється порівнянням на компараторах числа N_y, що відповідає необхідному куту відкривання, із числом N_{c2} на виході лічильника. Апаратний спосіб реалізації такої СІФК вимагає великої кількості цифрових елементів — по шість цифрових інтеграторів, компараторів, підсилювачів і формувачів імпульсів для однієї мостової трифазної вентильної групи. Використання програмного способу в побудові СІФК дозволяє застосовувати одноканальну структуру СІФК з одним цифровим інтегратором і помітно скоротити число цифрових елементів.

Розглянемо програмно-апаратну одноканальну цифрову СІФК (рис. 2.19). Її програмна частина, виконана на мікро-ЕОМ, на кожному інтервалі дискретності перетворювача $T_п$ розраховує кут відкривання α і номер тиристора N_T, який потрібно відкрити на даному інтервалі $T_п$. Апаратна частина виконує синхронізацію роботи СІФК з мережею живлення ТП, здійснює затримку часу для керуючих імпульсів, створює необхідний за формою й потужністю керуючий імпульс і подає його на відповідний тиристор. В апаратну частину СІФК входять такі основні пристрої: блок синхронізації БС; блок затримки імпульсів БЗІ; блок розподілу імпульсів БРІ. Блоки апаратної частини СІФК пов'язані з мікро-ЕОМ шинами даних і адрес ШДА й шиною синхронізації ШС.

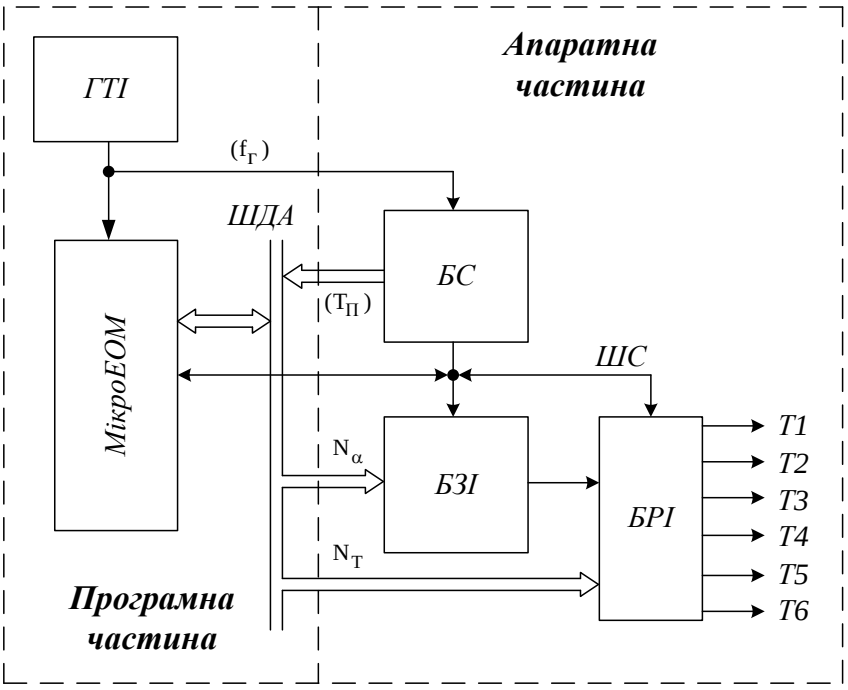


Рисунок 2.19 - Схема програмно-апаратної одноканальної СІФК

Блок синхронізації виробляє систему імпульсів, зфазованих відносно напруги живлення ТП і синхронізуючу роботу мікро-ЕОМ із БЗІ й БРІ. До складу БС входять (рис. 2.20, а): фільтри Ф1, Ф2, ФЗ, що виділяють перші гармоніки фазних напруг u_a, u_b, u_c; нуль-орган, що створює синхронізуючі імпульси (СІ) у моменти природного відкривання тиристорів; двійковий лічильник із числовою ємністю N_{CT}, що видає номер інтервалу провідності ТП — N_u; функціональний перетворювач F, що дає інформацію про тривалість інтервалу дискретності T_n, а також імпульси с1, с2, с3 запису й стирання даних у БЗІ й БРІ й заборони лічби мікро-ЕОМ. Робота БС для трифазної мостової схеми ТП проілюстрована діаграмою, наведеною на рис. 2.20, б. Вихідні сигнали a_2, a_1, a_0 лічильника, що утворять у двійковому коді число N_i, зображені у функції $\omega_c t$, де ω_c — кутова частота напруги мережі ($\omega_c = 2\pi f_c$).

Синхронізуючі імпульси, що надходять на підсумовувальний вхід лічильника, визначають на його виході шість різних інтервалів провідності, тобто інтервалів станів тиристорного мосту з номерами N_u = 0, ..., 5. Лічильник у складі БС працює в циклічному режимі, повторюючи номери інтервалів через період мережевої напруги. На кожному інтервалі мікро-ЕОМ розраховує величину затримки відкриваючого імпульсу відносно точки природного відключення ТП і номер N_T відкриваного на даному інтервалі тиристора. Розглянемо, як вирішується це завдання в даній СІФК.

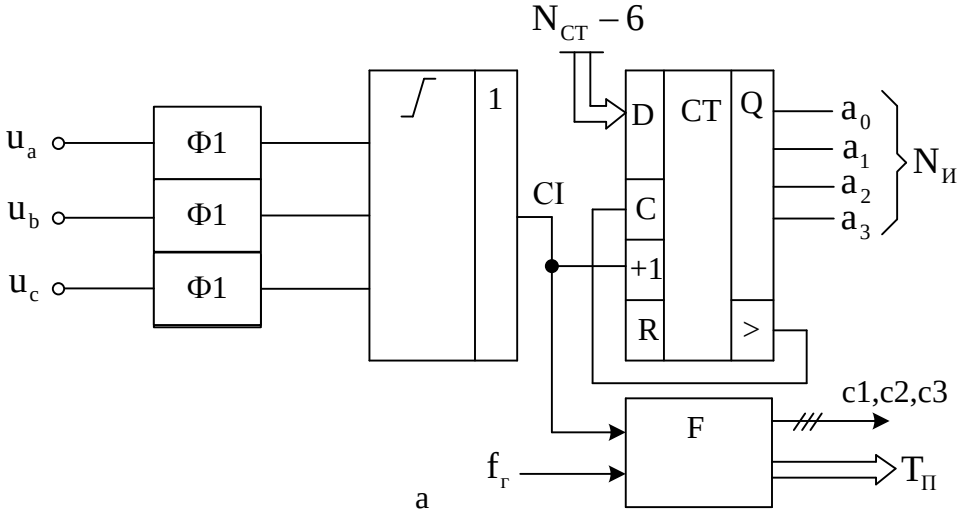
Кут відкривання тиристорів α розраховується мікро-ЕОМ за алгоритмом регулятора струму (рис. 2.10) і визначається відносним числом

$$N_\alpha = \frac{\alpha}{2\pi/m} = E + \Delta\alpha^*,$$

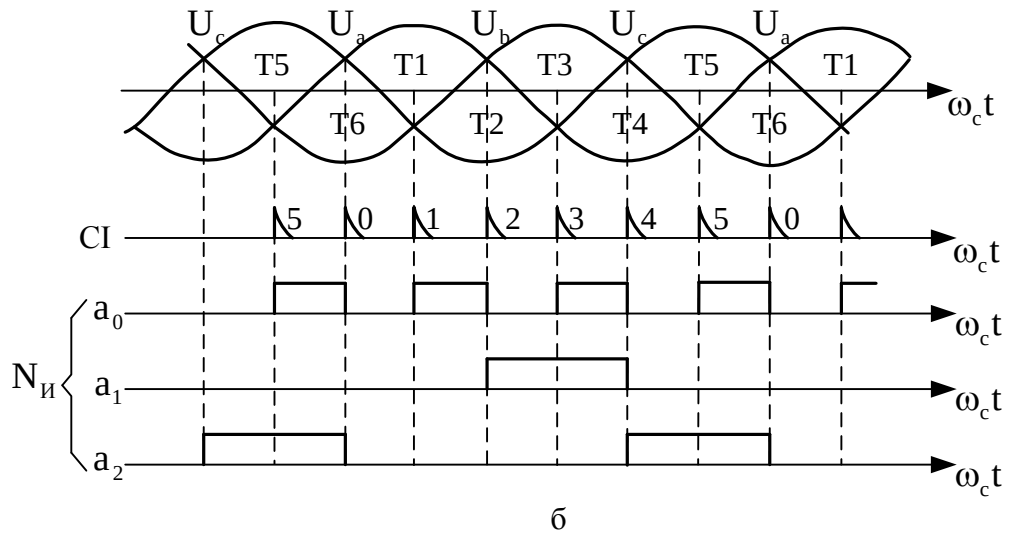
де m — число тиристорів;

E — ціла частина N_a, тобто ціле число інтервалів провідності ТП;

$\Delta\alpha^* < 1$ — дробова частина N_a, тобто частина одного інтервалу провідності.



а



б

Рисунок 2. 20 - Схема (а) і діаграма роботи (б) блока синхронізації СІФК

Оскільки $0 < \alpha < 180°$, то для трифазної мостової схеми ТП із $m = 6E$ може приймати одне із трьох значень (0, 1, 2), що відповідають кутовим інтервалам $0...60^0$, 60... 120°, 120... 180°. Номер тиристора, який необхідно відкрити на даному інтервалі дискретності, залежить від номера цього інтервалу N_u і величини E. Дійсно, з діаграми на рис. 2.20, б випливає, що, наприклад, для $N_u = 2$ і $E = 0$ потрібно відкрити тиристор Т3, а для $N_u = 2$ і E=2 — тиристор Т1.

Алгоритм визначення номера тиристора можна подати у вигляді таблиці (табл. 2.1). Для визначення номера тиристора, що відкривається, N_T є кілька умов.

1. Якщо при переході від попереднього інтервалу *[n-1]* до наступного *[n]* $\Delta E = E[n] - E[n-1] = 0$, то $N_T[n]$ визначається по горизонтальному рядку табл. 2.1, а із заданим значенням Е:

$$N_T[n] = N_T[n] + 1 - E \qquad \text{для } N_u \geq E$$

або

$$N_T[n] = N_T[n] + 1 - E + m \quad \text{для } N_u < E.$$

2. Якщо $\Delta E = 1$, то включення наступного тиристора відбувається через один інтервал, тобто $N_T[n] = N_T[n-1]$, звідки

$$N_T[n+1] = N_T[n-1] + 1 \qquad \text{для } N_T[n-1] \neq 6,$$

або $N_T[n+1] = 1$ для $N_T[n-1] = 6.$

3. Якщо $\Delta E = 2$, то включення наступного тиристора відбувається через два інтервали, тобто $N_T[n+1] = N[n] = N_T[n-1]$, звідки

$$NT[n+2] = NT[n-1] \quad \text{для } NT[n-1] \neq 6,$$

або $NT[n+2] = 1$ для $NT[n-1] = 6.$

Умовам 2 і 3 відповідають похилі стрілки черговості включення тиристорів при збільшенні на табл. 2.1, а.

4. Якщо $\Delta E = -1$, то на інтервалі *[n]* повинні по черзі включатися два тиристори.

Спочатку при $\Delta\alpha = \Delta\alpha_0$

$$N'_T[n] = N_T[n-1] + 1 \quad \text{для } NT[n-1] \neq 6,$$

або $N'_T[n] = 1$ для $NT[n-1] = 6.$

Потім при розрахунковому значенні $\Delta\alpha_p > \Delta\alpha_0 + \gamma_к$

$$N''_T[n] = N'_T[n] = 1 \qquad \text{для } N'_T[n] \neq 6,$$

або $N''_T[n] = 1$ для $N'_T[n] = 6$, але, якщо $\Delta\alpha_p \leq \Delta\alpha_0 + \gamma_к$, то тиристор $N''_T[n]$ відкривається при $\Delta\alpha = \Delta\alpha_0 + \gamma_к$, де $\Delta\alpha_0$ — мінімальний кут відкривання, що відповідає часовому циклу програми ЕОМ ($T_{ЕОМ}$), $\gamma_к$ — кут комутації тиристорів.

Таблиця 2.1 – Алгоритм визначення номера тиристора

$N_и$	0	1	2	3	4	5
E=0	T1	(T1) T2	T3	T4	(T3, T4) T5	(T5) T6
E=1	T6	(T6) T1	T2	T3	(T3) T4	T5
E=2	T5	T6	T1	T2	T3	T4

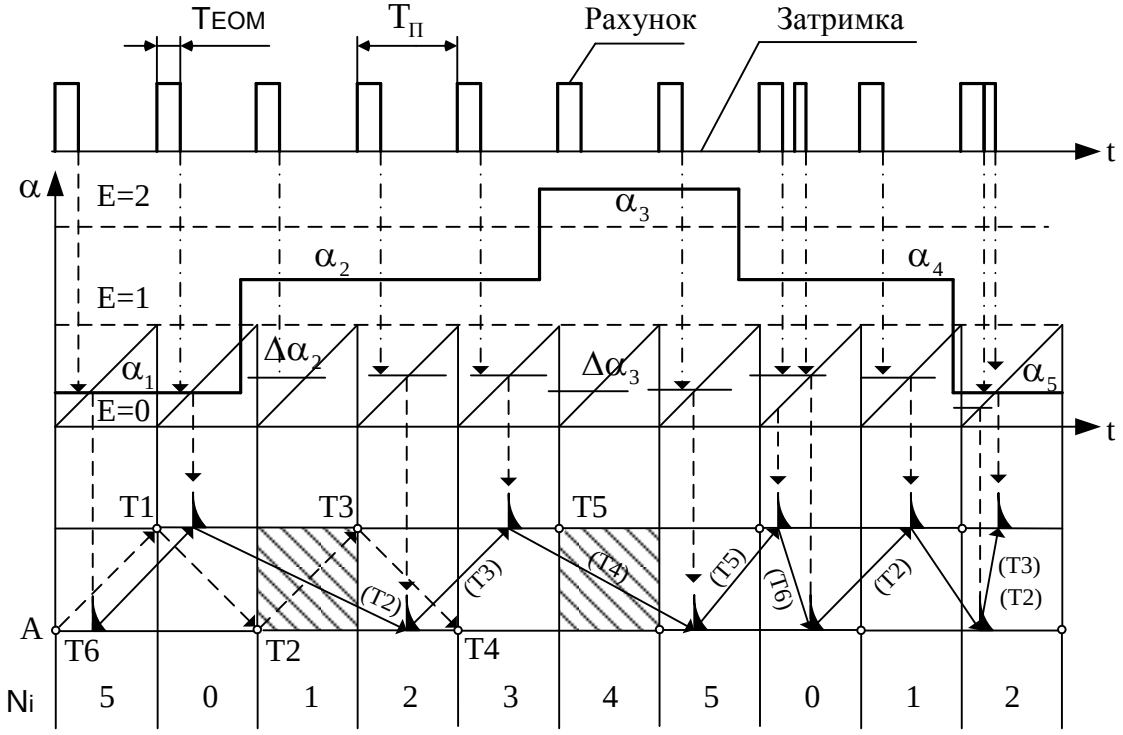


Рисунок 2.21 -Діаграма роботи одноканальної СІФК

5. Якщо ΔE = -2, то на інтервалі *[n]* повинні по черзі включатися три тиристори.

Спочатку при $\Delta\alpha = \Delta\alpha_0$

$N_T''[n] = N_T'[n] = 1$ для $N_T'[n] \neq 6$

або $N_T''[n] = 1$ для $N_T'[n] = 6$.

Потім три $\Delta\alpha = \Delta\alpha_0 + \gamma'_к$

$N_T''[n] = N_T'[n] + 1$ для $N_T'[n-1] \neq 6$

або $N_T''[n] = 1$ для $N_T'[n] = 6$.

Після цього при розрахунковому значенні $\Delta\alpha > \Delta\alpha_0 + 2\gamma_к$

$N_T'''[n] = N_T''[n] + 1$ для $N_T''[n] \neq 6$

або $N_T'''[n] = 1$ для $N_T''[n] = 6$, але, якщо $\Delta\alpha_p \leq \Delta\alpha_0 + 2\ \gamma_к$, то тиристор N_T''' відкривається при $\Delta\alpha = \Delta\alpha_0 + 2\gamma_к$.

Умовам 4 і 5 відповідають похилі стрілки черговості включення тиристорів при зменшенні E на табл. 2.1.

Алгоритм цифрової СІФК, описаний у даних п'яти умовах, відповідає максимальній швидкодії з дискретністю в один інтервал провідності ТП.

Діаграма роботи одноканальної цифрової СІФК, що відповідає розглянутим умовам, показана на рис. 2.21. Кружками зображені тиристори катодної групи К (Т1, Т3, Т5) і анодної групи А (Т2, Т4, Т6), що відкриваються при природній комутації, коли α = 0. При зміні α (α_1 α_2, α_3, α_4, α_5) відбувається відповідна витримка відкривання тиристорів, що визначається

умовою рівності заданого ЕОМ рівня Δα та значенням вихідного числа лічильника в блоці БЗІ (номери тиристорів, що відкриваються, взяті в дужки). Якщо при збільшенні α значення Е зростає на 1, то на відповідному інтервалі (N_u = 1 і N_u = 4) не відбувається включення чергового тиристора. При значному зниженні α, коли Е зменшується на 1, на черговому інтервалі (N_u = 0 і N_u = 2) включаються почергово два тиристори. Розрахунок значень $\Delta\alpha$, E, N_T і перевірка умов виконуються програмно ЕОМ на кожному інтервалі провідності, починаючи з моментів природного відкривання ТП.

Програма займає період T_{EOM} і визначає відповідний мінімальний кут відкривання тиристорів $\Delta\alpha_0 = \omega_c T_{EOM}$. Після завантаження блоків БЗІ й БРІ значеннями N_α і N_T ЕОМ переходить у режим очікування, якщо на даному інтервалі повинен увімкнутися один тиристор, або в режим переривання з наступним повторним завантаженням БЗІ й БРІ, якщо на даному інтервалі повинні ввімкнутися два або три тиристори. Блоки БЗІ й БРІ виконуються на основі програмувального таймера (РТ) і регістра (RG) з підсилювально-розподільним вузлом (рис. 2.22).

Точність вимірювання кута відкривання в цифровій СІФК визначається розрядністю програмувального таймера, що працює на кожному інтервалі провідності, рівному 60°. Так, при восьмирозрядному таймері точність вимірювання кута становить $\Delta\alpha_0 = 60^\circ / 2^8 \approx 0{,}23^\circ$. Зазначена точність поширюється на всі змінювані кути за винятком значень 0°, 60°, 120°. Це пояснюється тим, що для швидкодіючої СІФК без додаткового запізнювання на один такт ТП на кожному інтервалі провідності повинні бути виконані і розрахунок значень N_α і N_T і їхня реалізація у вигляді відкриваючих імпульсів. У результаті мінімально можливий кут відкривання $\Delta\alpha_0$ повинен перевершувати кут $\omega_c T_{EOM}$, відповідний необхідному для розрахунку N_α і N_T циклу ЕОМ T_{EOM}, тобто $\Delta\alpha_0 > \omega_c T_{EOM}$. Тоді при заданих кутах α_3, рівних 0°, 60°, 120°, СІФК буде відкривати тиристори при кутах відповідно $\Delta\alpha_0$, 60° - $\Delta\alpha_0$, 120° - $\Delta\alpha_0$. Для того щоб кутова неточність СІФК була однаковою при всіх вимірюваних кутах, необхідно виконати таку умову, що стосується програмного циклу ЕОМ:

$$T_{EOM} \le \frac{60^\circ}{57{,}3 \cdot 2^n \omega_c}.$$

Якщо n = 8, то $T_{EOM} \le 13$ мкс.

В інтервал часу T_{EOM} повинна вписатись вся програма цифрової системи керування — алгоритми цифрових регуляторів і СІФК. Якщо використовувана мікропроцесорна техніка не дозволяє виконати відзначену вище умову, то в системі керування з'являється додаткове запізнювання на один такт дискретності. При цьому розрахунок виконується на такті n - 1, а реалізація програми — на такті n.

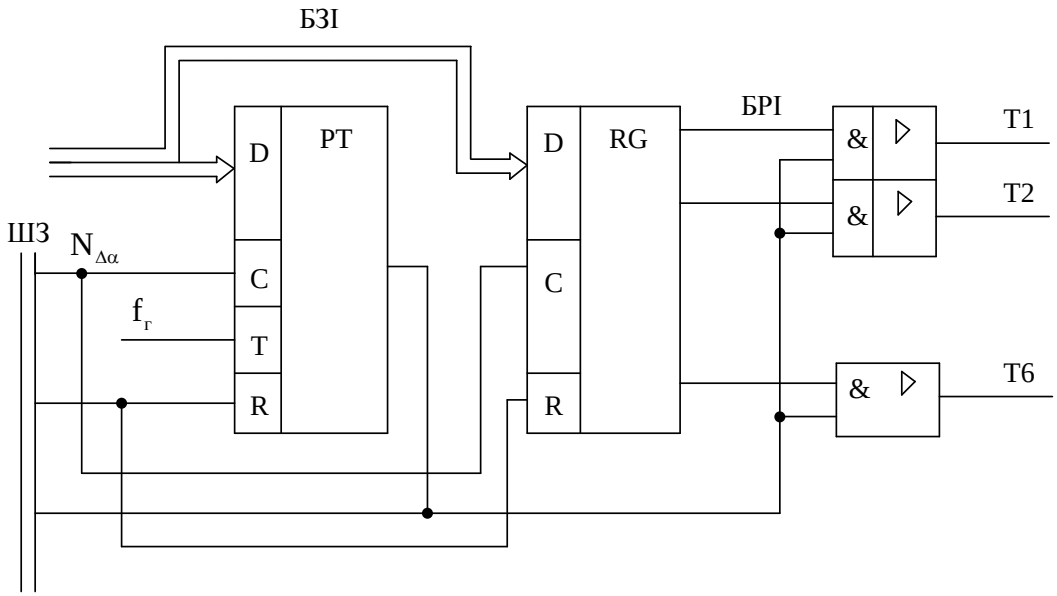


Рисунок 2.22 - Блоки затримки й розподілу імпульсів програмно-апаратної СІФК

3 ЕЛЕМЕНТИ МІКРОПРОЦЕСОРНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

3.1 Архітектура процесорів

Мікропроцесорна система (МПС) – це зібрана в єдине ціле сукупність взаємодіючих інтегральних схем цифрової логіки та аналогових кіл, організована у обчислювальну або в керуючу систему з мікропроцесором (мікроконтролером) як вузлом обробки інформації.

Узагальнена структура мікропроцесорної системи наведена на рис. 3.1. Коротко охарактеризуємо основні елементи, що входять до її складу.

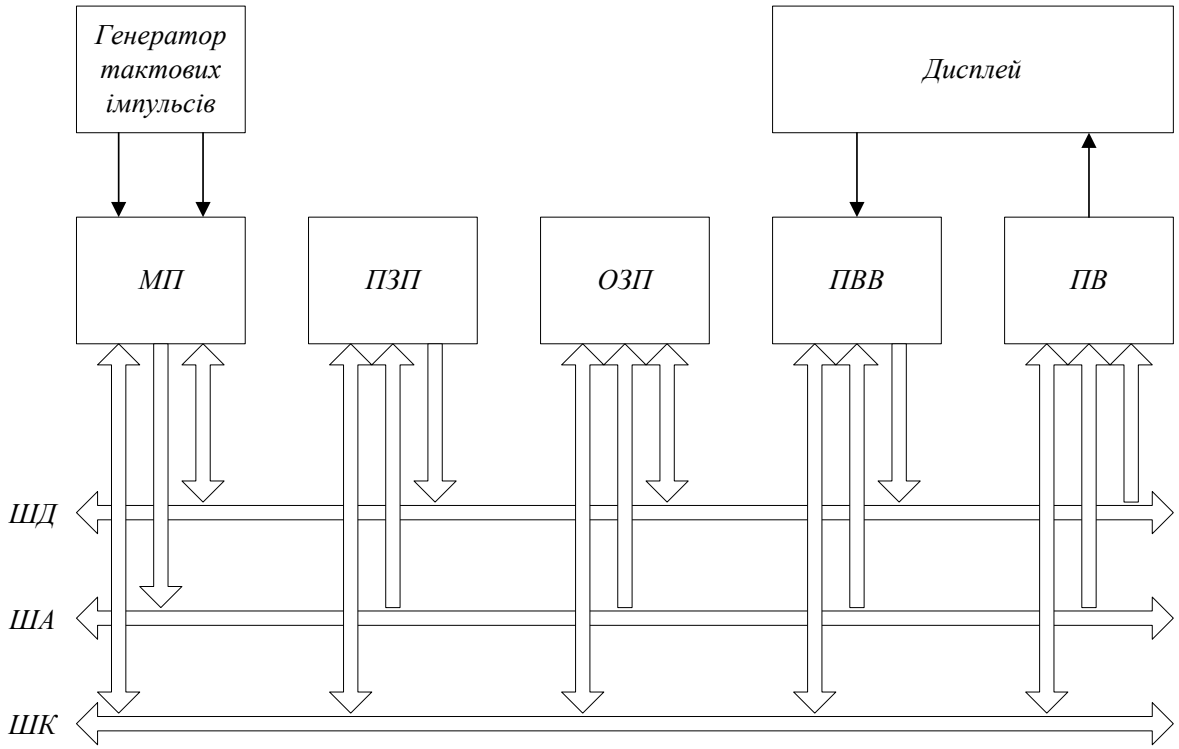


Рисунок 3.1 – Узагальнена структурна схема мікропроцесорної системи

Генератор тактових імпульсів – джерело послідовності прямокутних імпульсів, за допомогою яких здійснюється керування роботою МП у часі. Для сучасних МП не потрібний зовнішній генератор тактових імпульсів, він міститься безпосередньо в його схемі.

Основна пам’ять системи (зовнішня щодо МП) складається з **постійного** (ПЗП) і **оперативного** (ОЗП) запам’ятовувальних пристроїв.

ПЗП – це пристрій, в якому зберігається програма та сукупність констант. Вміст ПЗП не стирається при вимиканні живлення. ПЗП використовується як пам’ять програми.

ОЗП – це пам’ять програми і даних, що належать обробленню і результатам обчислень.

Пристрій введення-виведення (ПВВ) здійснює введення в систему даних, що належать обробленню. Пристрій виведення (ПВ) перетворює вихідні дані (результат оброблення інформації) у форму, зручну для сприйняття користувачем або зберігання. ПВВ служать гнучкі магнітні диски, клавіатура, дисплей, аналого-цифрові і цифро-аналогові перетворювачі, графопобудовники, друкувальні пристрої тощо.

Далі розглянемо системи шин. **Шиною** називається група ліній передачі, що використовуються для виконання певної функції (по одній лінії на кожен передавальний біт). Особливістю структури МПС є магістральна організація зв'язків між модулями, що входять у її систему. Вона здійснюється за допомогою трьох шин. Ці шини з'єднують МП із запам'ятовувальним пристроєм (ПЗП, ОЗП) і інтерфейсами введення-виведення, внаслідок чого створюється можливість обміну даними між розглянутими модулями системи.

Шина даних (ШД) – це двонаправлена шина: по ній дані можуть направлятися в МП або з нього. При цьому необхідно підкреслити, що одночасна передача даних в обох напрямках неможлива. Ці процедури рознесені в часі у результаті застосування часового мультиплексування.

По **шині адреси (ША)** інформація передається тільки в одному напрямі – від МП до модуля пам'яті або ПВВ.

Шина керування (ШК) використовується для передавання сигналів, що обслуговують взаємодію, синхронізацію роботи всіх модулів системи і внутрішніх вузлів МП.

Перевагою шинної структури є можливість вмикання до МПС нових модулів, наприклад, кількох блоків ОЗП і ПЗП, для одержання потрібного обсягу пам'яті.

Порівняння архітектур CISC та RISC

В наш час існує багато RISC-процесорів, тому що склалася думка, що RISC-процесори більш швидкодійні, ніж CISC-процесори. Така думка не зовсім правильна. Існує багато процесорів, що називаються RISC, але насправді вони відносяться до CISC. Більш того, у деяких задачах CISC-процесори виконують програмний код швидше, ніж це роблять RISC-процесори, чи вирішують такі задачі, що RISC-процесори не можуть виконати.

Яка дійсна відмінність між RISC і CISC? CISC-процесори виконують великий набір команд з розвинутими можливостями адресації (безпосередня, індексна і т.д.) і дають розробнику можливість вибрати найбільш придатну команду для виконання необхідної операції. У RISC-процесорах набір виконуваних команд скорочений до мінімуму. При цьому розробник повинний комбінувати команди, щоб реалізувати більш складні операції. Нижче буде показано як операції завантаження в стек («push») і вивантаження зі стеку («pop») реалізуються в RISC-процесорах за допомогою двох простих команд.

Можливість рівноправного використання всіх регістрів процесора називається «ортогональністю» чи «симетричністю» процесора. Це забезпечує додаткову гнучкість при виконанні деяких операцій. Розглянемо, наприклад, виконання умовних переходів у програмі. У CISC-процесорах умовний перехід, звичайно, реалізується відповідно до визначеного значення біта (прапорця) у регістрі стану. У RISC-процесорах умовний перехід може відбуватися при визначеному значенні біта, що знаходиться в будь-якому місці пам'яті. Це значно спрощує операції з прапорцями і виконання програм, що використовують ці прапорці.

Успіх при використанні RISC-процесорів забезпечується завдяки тому, що їх більш прості команди потребують для виконання значно меншого числа машинних циклів. Таким чином, досягається істотне підвищення продуктивності, що дозволяє RISC-процесорам ефективно вирішувати надзвичайно складні задачі.

Порівняння Гарвардської та Прінстонської архітектур

Багато років тому уряд Сполучених Штатів дав завдання Гарвардському і Прінстонському університетам розробити архітектуру комп'ютера для військово-морської артилерії. Прінстонський університет розробив комп'ютер, що мав загальну пам'ять для збереження програм і даних. Така архітектура комп'ютерів більше відома як архітектура фон Неймана за ім'ям наукового керівника цієї розробки (рис. 3.2).

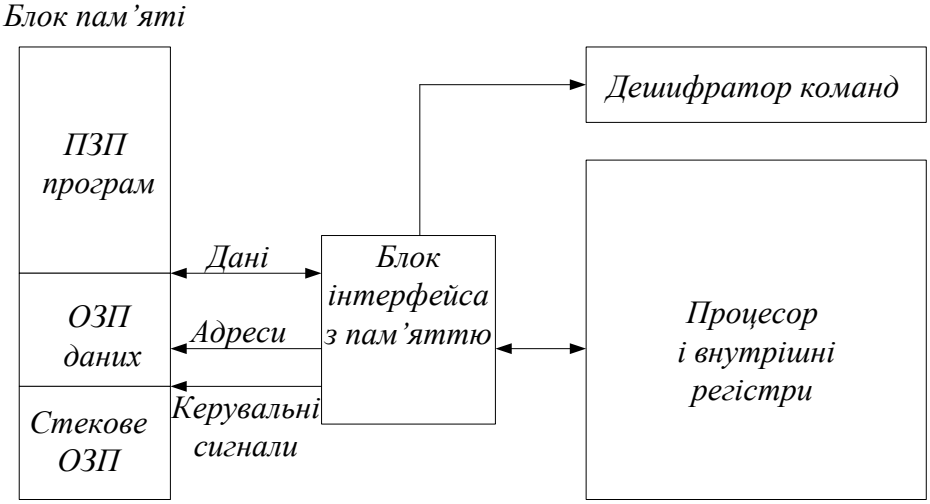


Рисунок 3.2 – Структура комп`ютера із Прінстонською архітектурою

У цій архітектурі блок інтерфейсу з пам'яттю виконує арбітраж запитів до пам'яті, забезпечуючи вибірку команд, читання і записування даних, розташовуваних у пам'яті чи внутрішніх регістрах. Може показатися, що блок інтерфейсу є найбільш вузьким місцем між процесором і пам'яттю, тому що одночасно з даними потрібно вибирати з пам'яті чергову команду. Однак у багатьох процесорах із Прінстонською архітектурою ця проблема вирішується шляхом вибірки наступної команди під час вико-

нання попередньої. Така операція називається попередньою вибіркою («передвибіркою»), і вона реалізується в більшості процесорів з такою архітектурою.

Гарвардський університет подав розробку комп'ютера, у якому для збереження програм, даних і стеку використовувалися окремі банки пам'яті (рис. 3.2).

Прінстонська архітектура виграла змагання, тому що вона більше відповідала рівню технології того часу. Використання загальної пам'яті виявилося кращим через ненадійність лампової електроніки (це було до широкого поширення транзисторів) — при цьому виникало менше відмов.

Гарвардська архітектура майже не використовувалася до кінця 70-х років, доки виробники мікроконтролерів не зрозуміли, що ця архітектура дає переваги пристроям, які вони розробляли.

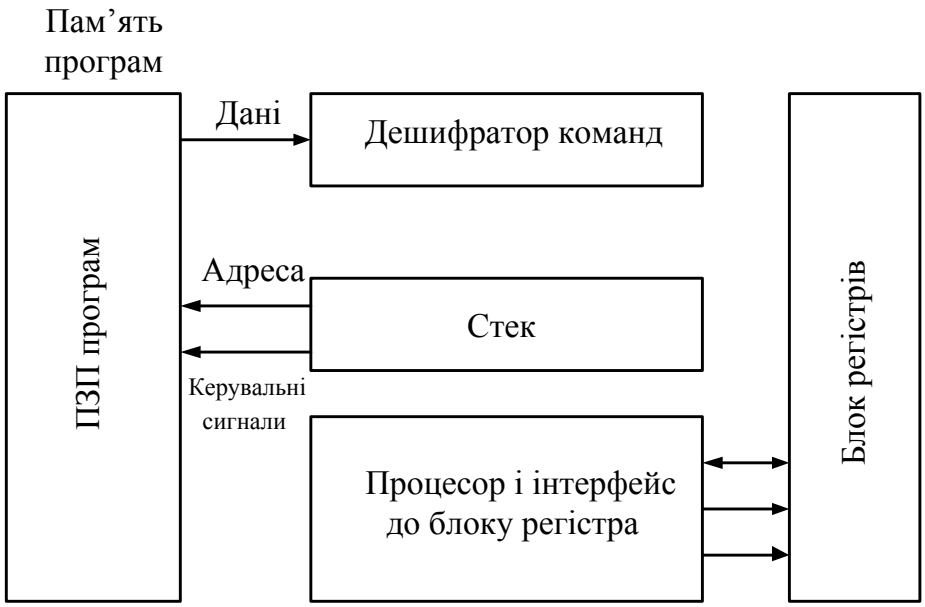


Рисунок 3.3 - Структура комп`ютера із Гарвардською архітектурою

Наприклад, якщо процесору з Прінстонською архітектурою необхідно зчитати байт і помістити його в акумулятор, то він робить послідовність дій показану на рис. 3.4. У першому циклі з пам'яті вибирається команда, у наступному циклі дані, що повинні бути поміщені в акумулятор, зчитуються з пам'яті.

У Гарвардській архітектурі, що забезпечує більш високий ступінь паралелізму операцій, виконання поточної операції може поєднуватися з вибіркою наступної команди (рис 3.5). Команда також виконується за два цикли, але вибірка чергової команди відбувається одночасно з виконанням попередньої. Таким чином, команда виконується усього за один цикл (під час читання наступної команди).

Цей метод реалізації операцій («паралелізм») дозволяє командам виконуватися за однакове число тактів, що дає можливість більш просто ви-

значити час виконання циклів і критичних ділянок програми. Ця обставина є особливо важливою при виборі мікроконтролера для задач, де потрібно забезпечення строго заданого часу виконання.

Цикл 1– читання (вибірка) команди
Цикл 2 – читання даних та їх розміщення в акумуляторі

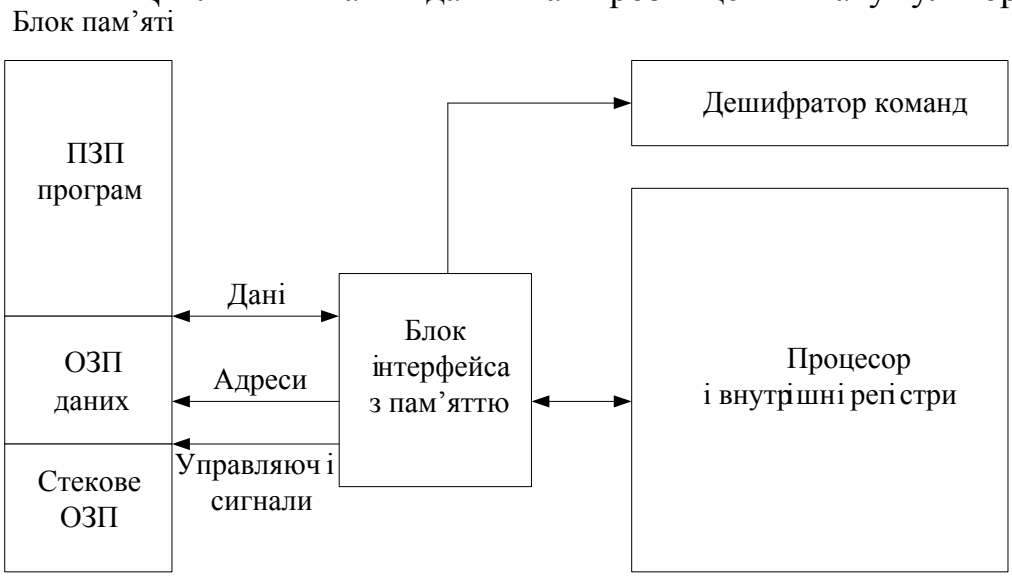
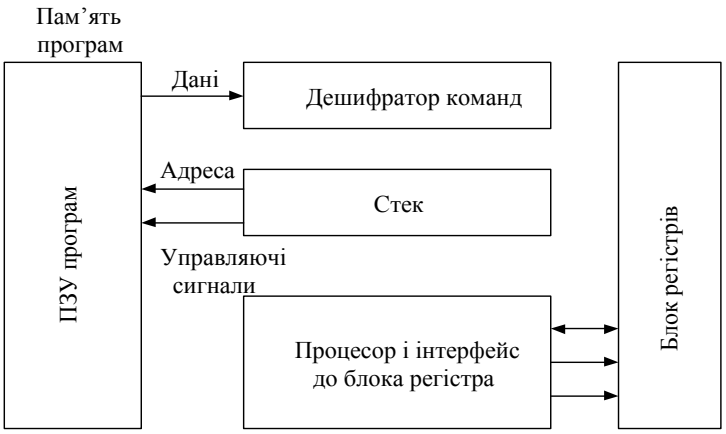


Рисунок 3.4 – Виконання команди *mov Acc, Reg* у Прінстонській архітектурі



Цикл 1 – завершення виконання попередньої команди – читання (вибірка) команди mov Acc,R
Цикл 2 – виконання команди mov Acc,R – читання (вибірка) наступної команди

Рисунок 3.5 – Виконання команди *mov Acc, R* в Гарвардській архітектурі

Наприклад, мікроконтролер PIC фірми Microchip виконує будь-яку команду, крім тих, котрі модифікують вміст програмного лічильника, за чотири такти (один цикл). Це спрощує реалізацію критичних до часу процедур у порівнянні з мікроконтролером Intel 8051, де для виконання команд може знадобитися від 16 до 64 тактів. Через це часто не вдається підрахувати точний час виконання програми вручну і приходиться застосовувати симулятори чи апаратні емулятори.

Слід зазначити, що такі загальні способи порівняння продуктивності не слід використовувати для всіх процесорів і мікроконтролерів, у яких реалізуються ці дві архітектури. Порівняння краще проводити відповідно до конкретної програми. Різні архітектури і пристрої мають свої специфічні особливості, що дозволяють щонайкраще реалізувати ті чи інші програми. У деяких випадках конкретна програма може бути виконана тільки з використанням певної архітектури і специфічних особливостей мікроконтролера.

3.2 Мікроконтролери сімейства AVR

AVR – це нове сімейство 8-розрядних RISC-мікроконтролерів фірми Atmel. Ці мікроконтролери дозволяють вирішувати безліч задач убудованих систем. Вони відрізняються від інших розповсюджених у наш час мікроконтролерів більшою швидкодією, більшою універсальністю. Швидкодія даних мікроконтролерів дозволяє в ряді випадків застосовувати їх у пристроях, для реалізації яких раніше можна було застосовувати тільки 16-розрядні мікроконтролери, що дозволяє відчутно знизити ціну готової системи. Крім того, мікроконтролери AVR дуже легко програмуються – найпростіший програматор можна виготовити самостійно буквально протягом 30 хвилин!

За заявою фірми-виробника мікроконтролерів (www.atmel.com) мікроконтролери сімейства AVR можна перепрограмувати до 10000 разів, причому безпосередньо в зібраній схемі. Все це робить ці мікроконтролери дуже привабливими для створення нових розробок.

Фірма Atmel випускає великий спектр 8-розрядних мікроконтролерів (аналогів 8051) – це сімейство AT89 з вбудованою програмувальною флеш-пам’яттю і AT87 (з пам’яттю типу OTP (одноразовий запис)), а також мікроконтролери власної розробки на базі вдосконаленої RISC- архітектури – AVR-мікроконтролери сімейства AT90 з убудованою флеш-пам’яттю.

В останні роки фірма Atmel освоїла випуск нових мікроконтролерів – AVR ATtiny 11/12/15/22/28 і ATmega 83/161/163/103.

AT89. Сімейство AT89 представлене великою кількістю мікроконтролерів, що відрізняються функціональними можливостями і кількістю інтегрованих на кристалі периферійних пристроїв; максимальною тактовою частотою (від 12 до 33 МГц); кількістю виводів і типом корпусу; діапазоном робочих температур; обсягом вбудованої флеш-пам’яті (від 1 до 32кбайт) і RAM-пам’яті (від 64 до 512 байт). Деякі з них мають вбудовану пам’ять типу EEPROM (AT89S8252 – 2 кбайта). Усі мікроконтролери сімейства AT89 мають режими роботи зі зниженим енергоспоживанням і можуть працювати при зменшенні тактової частоти аж до 0 Гц. Як і в більшості аналогів 8051, в AT89 передбачені два режими роботи зі зниженим

енергоспоживанням: режим idle, у якому здійснюється вимкнення центрального процесорного пристрою (CPU), а струм споживання складає порядку 15 % струму споживання в активному режимі; режим power down, у якому струм споживання знижується до рівня 0.6-15 мкА. Тривалість виконання більшості інструкцій складає $12/f_{такт}$. Більшість мікроконтролерів сімейства AT89 сумісні за розташуванням виводів з аналогічними мікроконтролерами фірми Intel (i80C31, i87C51, i87C54, i80C52, i87C52 та ін.), фірми Philips (PC80C31, PCx80C51, P80C54, P87C54, P80C52, P87C52 та ін.), фірми AMD (87C51, 87C52T2, 8753 та ін.), фірми Matra (80C51, 80C52 та ін.).

Мікроконтролери AT89C1051 (1 кбайт флеш-пам'яті) і AT89C2051 (2 кбайта флеш-пам'яті) випускаються в корпусах із двадцятьма виводами і мають обмежений набір вбудованих пристроїв. В AT89C1051 і AT89C2051 не передбачена можливість реалізації зовнішньої шини програм/даних. Внаслідок обмежених можливостей AT89C1051 і AT89C2051 застосовуються в порівняно простих системах керування/контролю. В одному із найпотужних мікроконтролерів (AT89C55) міститься: флеш-пам'ять (20кбайт); RAM-пам'ять (256 байт); три таймери/лічильники (чотири є тільки в AT89S8252); UART-контролер; 32 зовнішніх входи/виходи; контролер переривань (вісім джерел). Крім того, є можливість реалізації зовнішньої шини програм/даних. Максимальна тактова частота AT89C55 складає 33 МГц.

AT90. Крім чисельних аналогів 8051, фірма Atmel випускає велику кількість AVR-мікроконтролерів (сімейство AT90) власної розробки на базі вдосконаленої RISC-архітектури. У AVR-мікроконтролерах реалізовано від 89 до 120 універсальних RISC-подібних інструкцій, що мають фіксовану довжину 16 розрядів. Гнучкі режими адресації, реалізовані в інструкціях, і реєстровий файл обсягом тридцять два 8-розрядних слова (кожен регістр файлу зв'язаний безпосередньо з ALU) забезпечують виконання більшості інструкцій протягом одного такту. Продуктивність AVR-мікроконтролерів складає 1 MIPS/МГц. Фірма Atmel стверджує, що AVR-мікроконтролери мають у десять разів більшу продуктивність, ніж побудовані на базі класичної CISC-архітектури мікроконтролери, що працюють з тією ж тактовою частотою. ALU виконує арифметичні і логічні операції з даними, що зберігаються в регістрах файлу. Передбачено можливість одночасної адресації до будь-яких двох регістрів вбудованої RAM-пам'яті даних. Архітектура AVR-мікроконтролерів нагадує Гарвардську архітектуру з окремими шинами для вибірки інструкцій і даних. У той час, як виконується поточна інструкція, конвеєр забезпечує вибірку наступної з пам'яті програм. Усі AVR-мікроконтролери сімейства AT90 сумісні між собою на рівні кодів інструкцій. Регістри керування/контролю вбудованими пристроями розташовані в області адрес пам'яті даних. Усі AVR-мікроконтролери мають програмувальні 8- і 16-розрядні тайме-

ри/лічильники і сторожовий (WatchDog) таймер, що тактується сигналом вбудованого тактового генератора. Схеми фіксації/порівняння, реалізовані в деяких AVR-мікроконтролерах, дають можливість формувати сигнал широтно-імпульсної модуляції. В усіх AVR-мікроконтролерах реалізовано два режими роботи зі зниженим енергоспоживанням: у режимі idle зупиняється робота процесорного ядра, у той час як таймери/лічильники, Watch-Dog-таймер і контролер переривань продовжують роботу; у режимі power down припиняється робота тактового генератора, а, отже, і всіх периферійних пристроїв. Вихід з режиму power down здійснюється за зовнішніми сигналами чи сигналами переривань. Усі AVR-мікроконтролери працюють при напрузі живлення від 2.7 до 6 В й тактовій частоті від 0 до 12 МГц.

У процесорному ядрі деяких AVR-мікроконтролерів реалізований апаратний помножувач. У багатьох AVR-мікроконтролерах реалізований 10-розрядний АЦП (від 6 до 8 каналів).

ATtiny, ATmega. Заслуговують на увагу нові мікроконтролери сімейств ATtiny і ATmega на базі AVR архітектури.

Крім того, що мікроконтролери сімейства ATtiny мають зменшений обсяг вбудованої флеш-пам’яті (від 1 до 2 кбайт), у кожній модифікації випускаються три версії, що відрізняються напругою живлення і тактовою частотою. Наприклад, версії ATtiny12 мають діапазон тактової частоти від 0 до 1 МГц, від 0 до 4 МГц і 0 до 8 МГц відповідно при напрузі живлення від 1.8 до 5.5 В, від 2.7 до 5.5 В і від 4.0 до 5.5 В. Тільки ATtiny22 має RAM-пам’ять даних обсягом 128 байт. У ATtiny15 реалізований 10-розрядний АЦП (4 канали). Деякі модифікації ATtiny мають вбудовану систему перезапуску (brown out detector/reset) при зниженні напруги живлення.

Основна відмінність мікроконтролерів ATmega (ATmega83/1xx) – збільшений обсяг вбудованої пам’яті (ATmega 103 має 128 кбайт флеш-пам’яті і 4 кбайта RAM-пам’яті) і розширений набір периферійних пристроїв. Як і в ATtiny, у модифікаціях ATmega передбачені версії з різною тактовою частотою і напругою живлення. При діапазоні напруги живлення від 2.7 до 3.6 В і від 4.0 до 5.5 В діапазон тактових частот складає відповідно від 0 до 4 МГц і від 0 до 6 МГц.

У результаті цілком справедливо можна сказати, що, вивчивши достатньою мірою мікросхему AT90S2313, читачі легко зможуть використовувати більш потужні мікроконтролери. Мікроконтролер AT90S1200 не підходить для цієї мети через відсутність у нього оперативної пам’яті даних – SRAM, що значно відрізняє його можливості від інших мікроконтролерів сімейства.

AT90S2313 – сучасний 8-бітовий КМОН-мікроконтролер. AT90S2313 має продуктивність близько 1 MIPS на мегагерц за рахунок того, що майже всі команди він виконує за один період тактового генератора.

Мікроконтролери сімейства AVR побудовані на основі розширеної RISC-архітектури, що поєднує розширений набір команд і 32 регістри загального призначення. Усі 32 регістри безпосередньо увімкнені до арифметико-логічного пристрою (АЛП), що дає доступ до будь-яких двох регістрів протягом одного машинного циклу. Подібна архітектура забезпечує майже десятикратний виграш у продуктивності в порівнянні з традиційними мікроконтролерами, наприклад, серії 8051.

Мікроконтролер AT90S2313 має такі характеристики: 2 Кбайт флеш-пам'яті, що завантажується; 128 байт EEPROM; 15 ліній введення-виведення загального призначення; 32 робочих регістри; два таймери/лічильники, один 8-розрядний, інший 16-розрядний; зовнішнього і внутрішнього переривання; убудований послідовний порт; програмувальний WatchDog-таймер з вбудованим генератором; послідовний порт SPI для завантаження програм; два режими низького енергоспоживання, які вибираються програмно.

Мікроконтролер AT90S2313 має такі характеристики: 2 Кбайт флеш-пам'яті, що завантажується; 128 байт EEPROM; 15 ліній введення-виведення загального призначення; 32 робочих регістри; два таймери/лічильники, один 8-розрядний, інший 16-розрядний; зовнішнього і внутрішнього переривання; убудований послідовний порт; програмувальний сторожовий таймер з убудованим генератором; послідовний порт SPI для завантаження програм; два режими низького енергоспоживання, які вибираються програмно.

Флеш-пам'ять на кристалі може бути перепрограмована безпосередньо в системі через послідовний інтерфейс SPI.

3.3 Опис виводів

U_{cc} — вивід джерела живлення.

GND — загальний провід («земля»).

PORT B (PB7...PB0) — порт B є 8-бітовим двонаправленим рівнобіжним портом введення-виведення з вбудованими обмежувальними резисторами. У виводів порту передбачені внутрішні резистори, (їх можна вмикати чи вимикати для кожного біта окремо). Виводи PB0 і PB1 також є додатним (AIN0) і від'ємним (AIN1) входами вбудованого аналогового компаратора. Вихідні буфери порту B можуть поглинати струм до 20 мА і безпосередньо керувати світлодіодними індикаторами. Це означає, що мікроконтролер здатен керувати навантаженням до 20 мА при стані логічного "0" на виході порту. Таким чином, для керування світлодіодом його варто приєднати одним виводом до виводу порту мікроконтролера, а іншим – до напруги живлення $+U_{cc}$. Відповідно світитися світлодіод (а виходить, і споживати струм) буде при значенні "0" на відповідній лінії порту. Якщо виводи PB0...PB7 використовуються як входи і ззовні встановлюються в

низький стан, вони є джерелами струму, якщо увімкнуті внутрішні обмежувальні резистори. Крім того, порт B обслуговує деякі спеціальні функції, що будуть описані нижче.

PORT D (PD6...PD0) – порт D є 7-бітовим двонапавленим рівнобіжним портом введення-виведення з вбудованими обмежувальними резисторами. Вихідні буфери порту D також можуть поглинати струм до 20 мА. Якщо входи, встановлені в низький стан, виводи порту D є джерелами струму, якщо задіяні обмежувальні резистори. Крім того, порт D обслуговує деякі спеціальні функції, що будуть описані нижче.

RESET – вхід скидання. Утримання на вході низького рівня протягом двох машинних циклів (якщо працює тактовий генератор), перезапускає мікроконтролер.

XTAL1 – вхід підсилювача генератора, і вхід зовнішнього тактового сигналу.

XTAL2 – вихід підсилювача генератора.

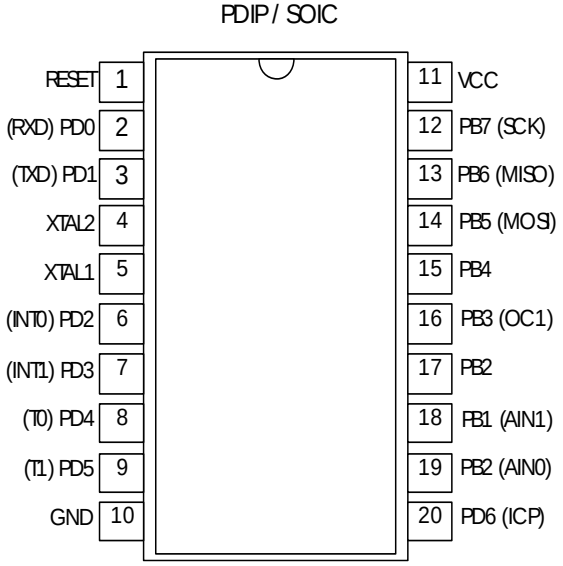


Рисунок 3.6 – Виводи мікроконтролера AT90S2313

Кварцовий генератор (рис. 3.7 – 3.8).

Виходи XTAL1 і XTAL2 є входом і виходом підсилювача, на якому можна скласти генератор тактових імпульсів. Можна використовувати як кварцові, так і керамічні резонатори. Якщо потрібно використовувати зовнішній тактовий сигнал, він подається на вивід XTAL1, а вивід XTAL2 при цьому залишається непідімкненим.

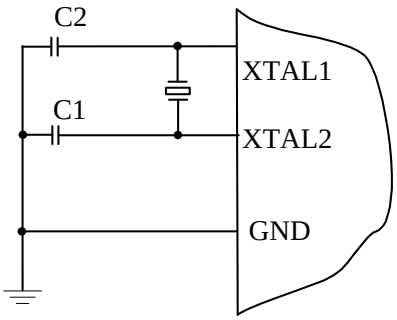


Рисунок 3.7 – Підімкнення кварцового резонатора до мікроконтролера

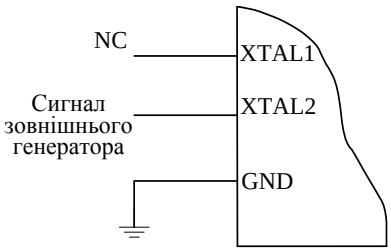


Рисунок 3.8 – Підімкнення зовнішнього джерела тактових імпульсів

3.4 Мікропроцесорний частотомір

При побудові приладів часто виникає необхідність у реалізації функції вимірювання частотно-часових параметрів сигналів (період, частота).

При безпосередньому (прямому) вимірюванні частоти періодичного сигналу найвагомішими є дві складові похибки – міри і порівняння. Похибка міри характеризується нестабільністю частоти кварцового генератора. Ця складова похибки може бути відчутною при вимірюванні дуже високих частот. Похибка порівняння характеризується, головним чином, похибкою квантування $\delta_к$. При вимірюванні низьких частот похибка квантування є визначальною складовою похибки вимірювання.

Наприклад, якщо вимірюється частота $f_x = 10$ Гц при $T_0 = 1$ с, то максимальна похибка квантування $\delta_{кч} = \frac{100\%}{f_x T_0} = \frac{100\%}{10 \cdot 1} = 10\%$, що недопустимо.

Таким чином, через великі похибки квантування низькі частоти безпосередньо вимірюються цифровим частотоміром із невисокою точністю. Тому вирішення проблеми зменшення впливу похибки квантування на результати вимірювання завжди було одним із важливих напрямів розробки цифрової частотовимірювальної техніки. Перед тим, як розглядати мікропроцесорний частотомір, який радикально вирішує вказану проблему, зупинимось на чотирьох способах зменшення похибки квантування при вимірюванні частоти.

1. Збільшення тривалості еталонного часового інтервалу Т, тобто часу вимірювання. Але можливості такого способу обмежені, оскільки для одержання малої похибки квантування (наприклад, $\delta_к$ =0,01%; $f_x = 10$ Гц) потрібний дуже великий час вимірювання:

$$T_0 = \frac{100\%}{\delta_{кч} f_x} = \frac{100\%}{0{,}01 \cdot 10} = 1000c. \qquad (3.1)$$

2. Збільшення числа імпульсів, що квантують еталонний часовий інтервал T_0, який досягається множенням вимірюваної частоти f_x. Виконання даного способу поєднано із застосуванням додаткового блока помножувача частоти, що ускладнює і підвищує вартість апаратної частини.

3. Врахування випадкової природи похибки квантування. Припускається проведення багаторазових вимірювань і усереднення їх результатів. Це ефективний шлях зменшення впливу випадкової похибки на результат вимірювання.

4. Безпосереднє вимірювання періоду досліджуваного сигналу з наступним обчисленням частоти $f_x = 1/T_x$. Цей шлях дозволяє різко зменшити похибку квантування при вимірюванні низьких частот.

Щоб побачити ефект, який досягається, скористаємось наведеним раніше прикладом. Перейдемо до вимірювання періоду.

Частота f_x = 10Гц. Відповідний період T_x = 0,1 с. Сформуємо стробуючий імпульс тривалістю, що дорівнює періоду T_x і проквантуємо його імпульсами, частота проходження яких f_0 = 10 МГц (що, звичайно, має місце в цифрових частотомірах). У цьому разі похибка квантування

$$\delta_{kn} = \frac{100\%}{T_x f_0} = \frac{100\%}{0{,}1 \cdot 10^7} = 10^{-4}\%. \qquad (3.2)$$

Можна зробити висновок, що непряме вимірювання частоти $f_x = 1/T_x$ у даному разі дозволило різко підвищити точність порівняно з прямим вимірюванням частоти: похибка квантування зменшилась у 100000 разів.

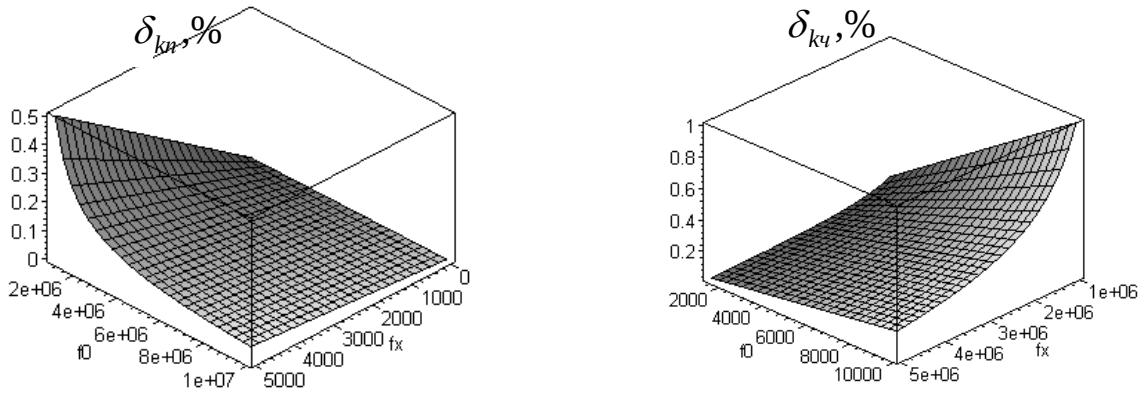
Однак при вимірюванні високих частот (наприклад, f_x = 106 Гц, T_0 = 1 с, f_0 = 10 Гц) похибка квантування цифрового частотоміра

$$\delta_{kч} = \frac{100\%}{T_0 f_x} = \frac{100\%}{0{,}1 \cdot 10^6} = 10^{-4}\%, \qquad (3.3)$$

а похибка квантування цифрового періодоміра надмірно зросте:

$$\delta_{kч} = \frac{100\% \cdot f_x}{f_0} = \frac{100\% \cdot 10^6}{10^7} = 10\%. \qquad (3.4)$$

Таким чином, при дослідженнях періодичних процесів у широкому діапазоні частот для досягнення заданої точності доцільно в діапазоні високих частот застосовувати цифровий частотомір, а в діапазоні низьких частот переходити до вимірювання періоду (рис. 3.9. а, б).



а) вимірювач періоду б) вимірювач частоти

Рисунок 3.9 – Визначення похибки мікропроцесорного частотоміра

Алгоритм роботи мікропроцесорного частотоміра, що дозволяє досліджувати періодичні процеси у широкому діапазоні, полягає у наступному. Спочатку настроюють програму на режим періодоміра. Встановлюють коефіцієнт подільника частоти К=1 і проводять вимірювання невідомої частоти f_x. Вимірювана частота подається на вхід аналогового компаратора. Аналоговий компаратор вибраний з тієї причини, що він має досить гнучку програмну обробку інформації: програміст може вибрати пряму програмну обробку або обробку за перериванням. За переднім фронтом імпульсу на вході AIN0 аналогового компаратора запускають таймер на рахування імпульсів f_0/K. За наступним переднім фронтом імпульсу на вході AIN0 аналогового компаратора (після закінчення періоду *Tx*) таймер мікроконтролера зупиняють і підраховують кількість імпульсів N_x.

Якщо $N_x = 0$ (частота f_0 недостатня для спрацювання періодоміра), то задають за допомогою таймера часовий інтервал T_0 (наприклад, T_0 = 1с) і переходять в режим вимірювання частоти. Частоту обчислюють за формулою

$$f_x = N_x / T_0 . \qquad (3.5)$$

Якщо $N_x \neq 0$, то перевіряють переповнення таймера мікроконтролера. При невиконанні цієї умови обчислюють частоту, інакше збільшують коефіцієнт подільника частоти $K = K + \Delta K$ і повертаються на вимірювання періоду. Частоту обчислюють за формулою

$$f_x = f_0 / (N_x \cdot K). \qquad (3.6)$$

Структурна схема мікропроцесорного частотоміра, яка дозволяє реалізувати наведений алгоритм, подана на рис. 3.10.

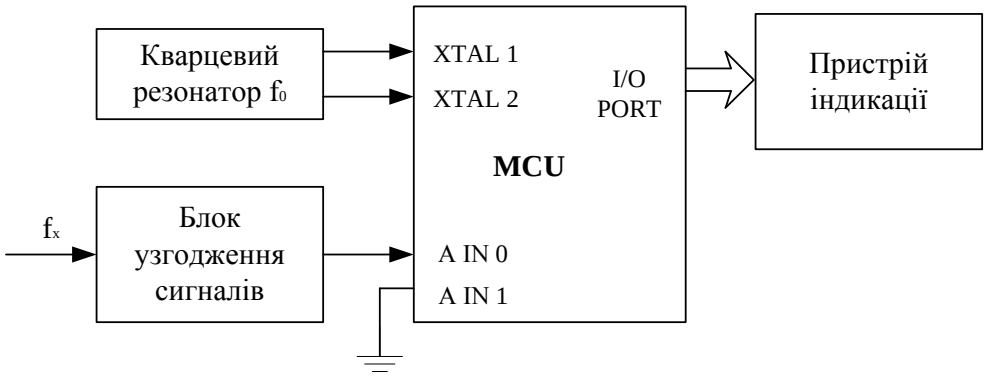


Рисунок 3.10 – Структурна схема мікропроцесорного частотоміра

3.5 Мікропроцесорний фазометр

Принцип дії мікропроцесорного фазометра ґрунтується на перетворенні різниці фаз двох електричних сигналів у часовий інтервал t_x з його наступним квантуванням імпульсами опорної частоти f_0 (цифровий фазометр середніх значень). На рис. 3.11 наведено структурну схему мікропроцесорного фазометра.

Основними елементами фазометра є блоки узгодження сигналів U_1 і U_2, мікроконтролер MCU, кварцовий резонатор частотою f_0 і пристрій індикації.

Перед початком вимірювань встановлюють час вимірювань T_B і коефіцієнт подільника частоти К=1.

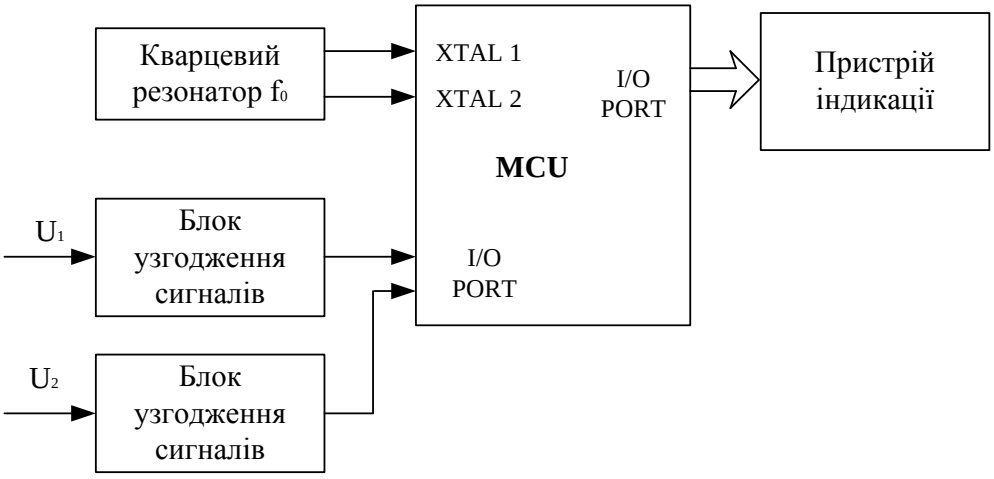


Рисунок 3.12 – Структурна схема мікропроцесорного фазометра

У момент переходу напруги U_1 через рівень нуля запускають таймер на підрахунок імпульсів f_0/K. Рахування проходить до переднього фронту імпульсу напруги U_2. При цьому робота таймера зупиняється і підраховують кількість імпульсів N_x. Кількість імпульсів усереднюється за проміжок часу

$$T_B = n \cdot f_x. \tag{3.7}$$

При виникненні переповнення таймера збільшують коефіцієнт подільника частоти $K = K + \Delta K$ і повертаються на початок вимірювань.

Фазовий зсув обчислюють за формулою

$$\varphi_x = \frac{2\pi N_x}{n}. \tag{3.8}$$

3.6 Мікропроцесорний вимірювач струму та напруги

Мікропроцесорні вольтметри та амперметри отримали широке поширення в техніці вимірювання на постійному і змінному струмі. У них найбільш повно втілені переваги мікропроцесорних вимірювальних приладів: подальше підвищення точності, розширення вимірювальних можливостей, спрощення і полегшення керування, можливість одержання різних математичних функцій виміряних значень, статистична обробка результатів спостережень, самокалібрування і самодіагностика, підвищення надійності та економічності, можливість побудови програмувальних багатофункціональних приладів.

У найзагальнішому вигляді структурні схеми мікропроцесорних вольтметра та амперметра подані на рис. 3.13, а, б.

Вхідний блок містить аналогові перетворювачі — це насамперед атенюатор і підсилювач, але в деяких приладах до складу блока може входити також вимірювальний перетворювач напруги змінного струму в напругу постійного струму.

Як видно із рис. 3.13, амперметр відрізняється від вольтметра лише наявністю перетворювача струму в напругу (вимірювального шунта R). Тому в подальшому будемо розглядати мікропроцесорний вольтметр.

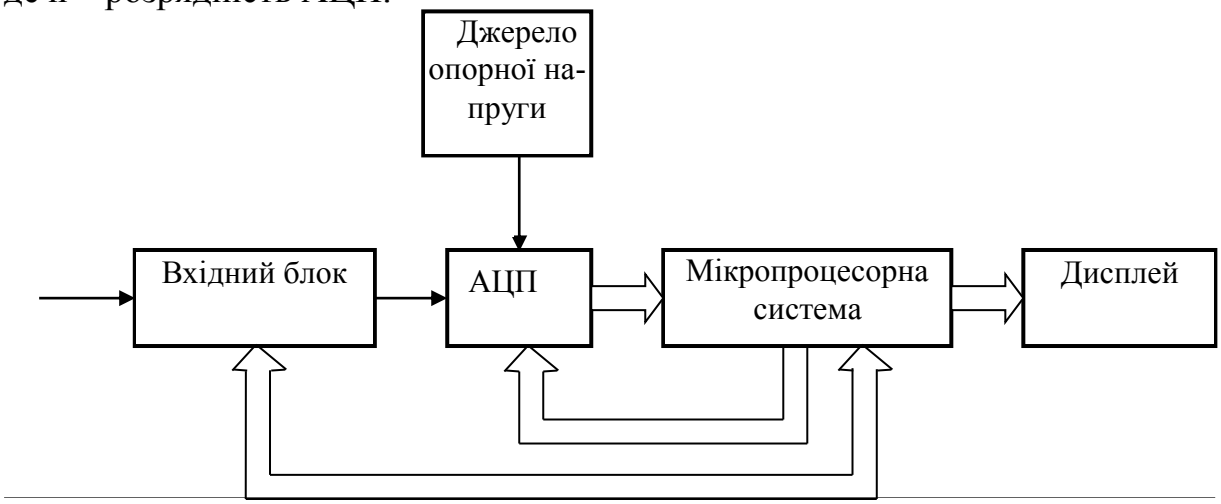
Обов’язковим вузлом кожного мікропроцесорного вольтметра є аналого-цифровий перетворювач (АЦП). Сучасна мікроелектронна техніка подає розробнику вимірювальних приладів АЦП в інтегральному виконанні, що випускаються у вигляді інтегральних схем. Але не слід думати, що наявність АЦП і мікропроцесора цілком гарантує успішне створення приладу. Побудова мікропроцесорного вольтметра вимагає правильного вибору АЦП, що служить основним вимірювальним перетворювачем, раціона-

льного вибору МП, здійснення їхнього з'єднання, визначення необхідних характеристик інших модулів МПС, розробки програмного забезпечення.

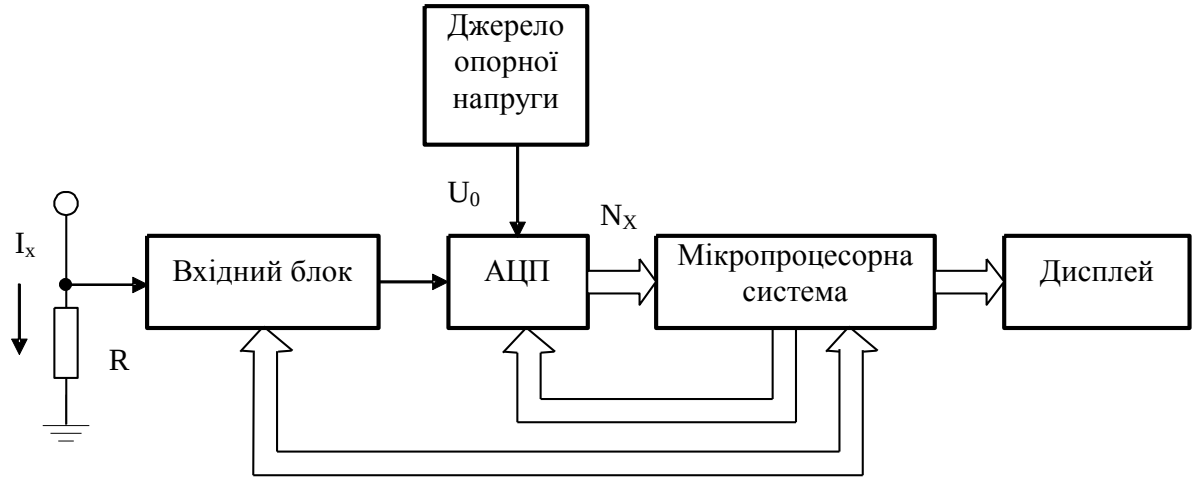
Джерело опорної напруги використовується для задання високостабілізованої точної опорної напруги U_0, відносно якої проводяться вимірювання в АЦП. Рівняння перетворення АЦП має вигляд:

$$N_X = \frac{U_X}{U_0} \cdot 2^n, \tag{3.9}$$

де n – розрядність АЦП.



а) мікропроцесорний вольтметр



б) мікропроцесорний амперметр

Рисунок 3.13 – Структурні схеми мікропроцесорних вольтметра та амперметра

Деякі мікроконтролери Atmel (Atmega603/103, AT90S4433, AT90S8535, ATtiny15) мають у своєму складі вбудований 10-розрядний АЦП із вхідним багатоканальним мультиплексором, що значно спрощує реалізацію вольтметрів. Для живлення АЦП в них використовуються два

окремих виводи AVCC, AGND. Опорна напруга U_0 подається на вивід AREF.

Структурна схема вольтметра на основі мікроконтролерів ATMEL подана на рис. 3.14. АЦП може працювати в двох режимах: режимі однократного перетворення і режимі циклічного перетворення. В режимі однократного перетворення кожне перетворення ініціалізується програмою. В режимі циклічного перетворення АЦП здійснює вибірку і поновлення вмісту регістра даних АЦП неперервно. Вибір режиму здійснюється установленням певних бітів в регістрі керування АЦП.

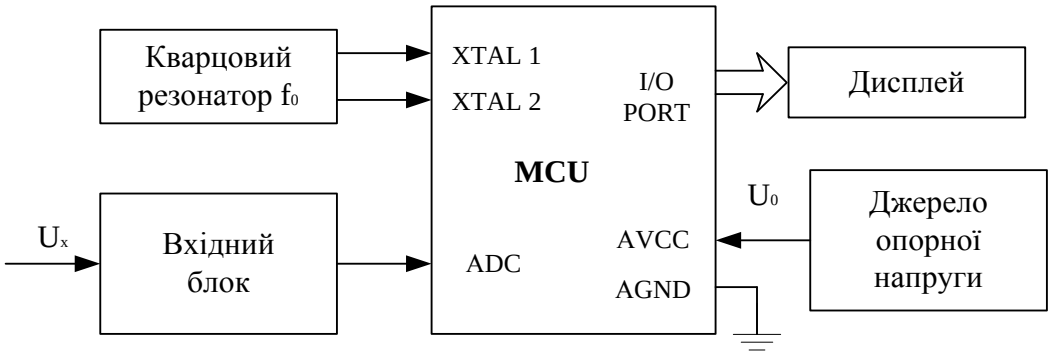


Рисунок 3.14 – Структурна схема мікропроцесорного вольтметра

3.7 Вимірювальний канал потужності

Для визначення потужності у колах постійного і змінного струму необхідно проводити вимірювання струму і напруги. Найбільш просто схемотехнічно це реалізується увімкненням сенсорів струму і напруги через АЦП до мікроконтролера, який проводить вибірку миттєвих значень струму і напруги в дискретні моменти часу. Точність вимірювань росте із збільшенням частоти дискретизації, що, в свою чергу, веде до ускладнення програмного забезпечення, оскільки обробка сигналів (фільтрація, усереднення) проводиться в реальному часі. Крім того, недоліком таких систем є їх відносно велика вартість.

Спростити алгоритми обробки інформації і понизити вартість на комплектацію дозволяє схема, наведена на рис. 3.15. Тут функцію вимірювання здійснює спеціалізована мікросхема вимірювача потужності. Мікроконтролер виконує лише функцію частотоміра.

Прикладом перетворювача потужності є AD7750 – мікросхема перетворювача добутку напруг в частоту слідування імпульсів (Product to Frequency Converter) із похибкою менше 0.3%, розроблена фірмою Analog Devices. На рис. 3.16 наведено структурну схему мікросхеми AD7750.

Входи каналів струму та напруги виконані диференціальними, кожний вхід розрахований на напругу не більше 1 В. Канал струму вміщує підсилювач із змінним коефіцієнтом підсилення (1 чи 16), канал напруги

вміщує підсилювач з коефіцієнтом підсилення 2. Після підсилення обидва сигнали перетворюються в цифровий код АЦП і перемножуються, високочастотні складові відфільтровуються цифровим фільтром нижніх частот LPF, потім код потужності подається в перетворювач коду в частоту (Digital to Frequency Converter, DTF) і перетворюється в частотно-імпульсні низькочастотні сигнали F1, F2 для керування кроковим двигуном або лічильником імпульсів і високочастотний сигнал Fout для вимірювання струму чи напруги, а також перевірки лічильника.

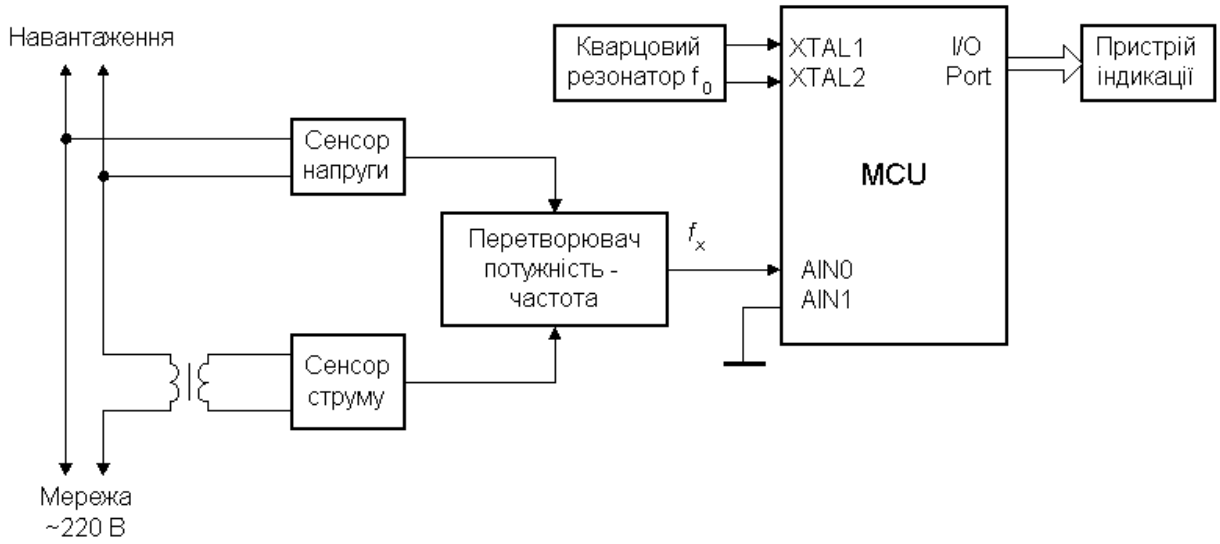


Рисунок 3.15 – Структурна схема мікропроцесорного вимірювача потужності

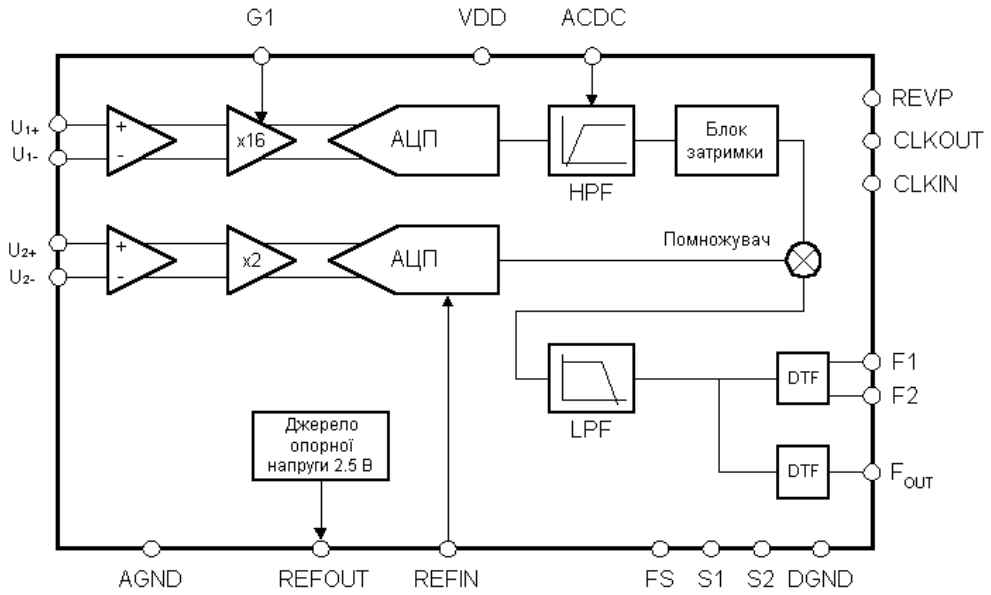


Рисунок 3.16 – Структурна схема мікросхеми AD7750

Для зменшення похибки вимірювання потужності через наявність постійного струму в проводі нейтралі можна ввімкнути режим фільтрації струму фільтром верхніх частот HPF. Одночасно з фільтром вмикається лінія затримки, яка коригує фазову характеристику фільтра для мінімізації похибки при частоті мережі 50 Гц.

Режим роботи мікросхеми задають сигналами на входах FS, S1 і S2. Опис режимів наведено в табл. 3.1. Залежність вихідних сигналів від різниці фаз струму і напруги в двоквадрантному і чотириквадрантному режимах показано на рис. 3.17.

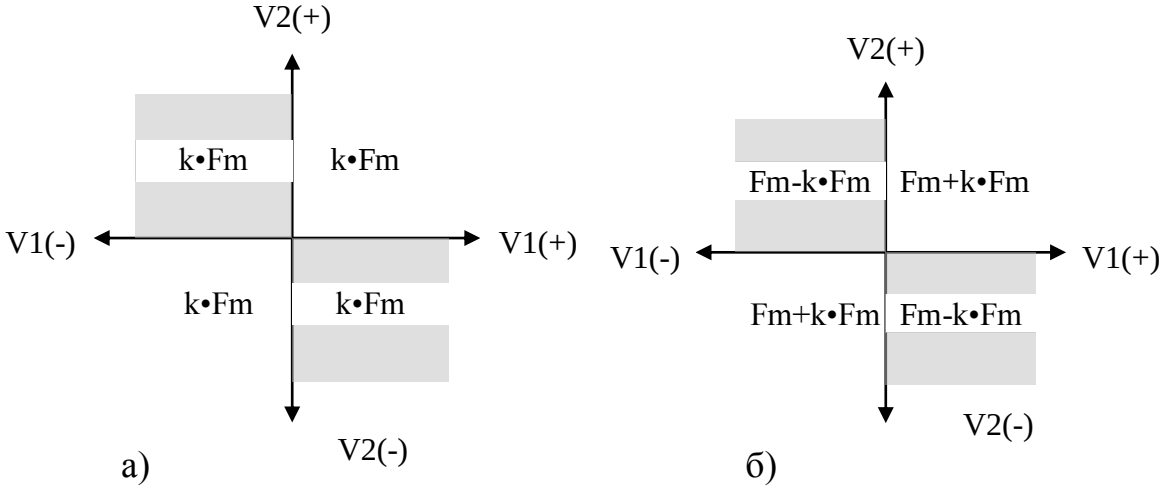


Рисунок 3.17 – Залежність вихідних сигналів від різниці фаз струму і напруги для двоквадрантного (а) і чотириквадрантного (б) вимірювання потужності

3.8 Мікропроцесорний вимірювач кутової швидкості

Розглянемо основні принципи побудови мікропроцесорного засобу вимірювання кутової швидкості електричних машин із використанням фотоелектричного сенсора кутової швидкості. Його структурна схема подана на рис. 3.18.

Сенсор кутової швидкості перетворює змінну кутову швидкість $\omega_x(t)$ у частоту слідування електричних імпульсів $f_x(t)$.

Визначимо нижню межу вимірювання цифрового частотоміра миттєвих значень (періодоміра), рівняння перетворення якого має вигляд

$$N_\omega(t) = \frac{2\pi \cdot f_0}{\omega_x(t) \cdot z}, \qquad (3.10)$$

де z – кількість міток в фотоелектричному сенсорі кутової швидкості.

Похибка квантування визначається

$$\delta_{\omega}(t)=\frac{\omega_x(t)\cdot z}{2\pi\cdot f_0}\cdot 100\%, \qquad (3.11)$$

де f_0 – частота імпульсів квантування;

z – роздільна здатність сенсора кутової швидкості.

Таблиця 3.1 – Режими роботи мікросхеми AD7750

Режим	FS	S1	S2	F1, F2, Гц	Fout, Гц	Fmax	Опис режиму
0	0	0	0	$Fm1\pm k\cdot Fm1$	16×F1	$Fm1=\frac{f_0}{2^{19}}$	Вимірювання потужності в чотирьох квадрантах
1	0	0	1	$k\cdot Fm1$	8×F1	$Fm1=\frac{f_0}{2^{19}}$	Вимірювання потужності в двох квадрантах
2	0	1	0	$k\cdot Fm1$	16×F1	$Fm1=\frac{f_0}{2^{19}}$	Вимірювання потужності в двох квадрантах
3	0	1	1	$Fm1\pm k\cdot Fm1$	32×F1	$Fm1=\frac{f_0}{2^{19}}$	На виході Fout частота пропорційна напрузі на першому вході, на виходах F1, F2 частота пропорційна потужності в чотирьох квадрантах
4	1	0	0	$Fm1\pm k\cdot Fm1$	16×F1	$Fm1=\frac{f_0}{2^{18}}$	Вимірювання потужності в чотирьох квадрантах
5	1	0	1	$k\cdot Fm1$	16×F1	$Fm1=\frac{f_0}{2^{18}}$	Вимірювання потужності в двох квадрантах
6	1	1	0	$k\cdot Fm1$	32×F1	$Fm1=\frac{f_0}{2^{18}}$	Вимірювання потужності в двох квадрантах
7	1	1	1	$Fm1\pm k\cdot Fm1$	16×F1	$Fm1=\frac{f_0}{2^{18}}$	На виході Fout частота пропорційна напрузі на другому вході, на виходах F1, F2 частота пропорційна потужності в чотирьох квадрантах

Примітка. Коефіцієнт k пропорційний добутку середньоквадратичних значень напруг в каналах 1 і 2: $k=\frac{1.32\cdot V1\cdot V2\cdot G}{U_{ref}^2}$,

де G – коефіцієнт підсилення в каналі 1;

U_{ref}^2 – величина опорної напруги.

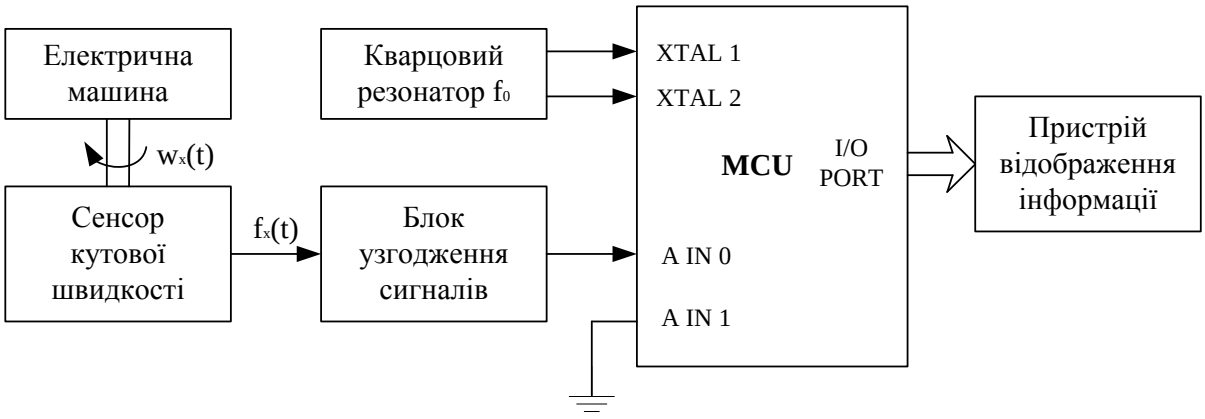


Рисунок 3.18 – Структурна схема вимірювача кутової швидкості

Максимальна ємність бінарного лічильника мікроконтролера складає

$$N_{max} = 2^n, \tag{3.12}$$

де n – розрядність лічильника.

Враховуючи (3.12), рівняння (3.10) запишемо

$$2^n = \frac{2\pi \cdot f_0}{z \cdot \omega_{x\,min}}. \tag{3.13}$$

Тоді з рівняння (3.13) визначимо нижню межу вимірювання

$$\omega_{x\,min} = \frac{2\pi \cdot f_0}{z \cdot 2^n}. \tag{3.14}$$

Верхня межа вимірювання $\omega_{x\,max}$ для частотоміра миттєвих значень визначається із рівняння похибки квантування (3.11):

$$\omega_{x\,max} = \frac{2\pi \cdot \delta_{\omega\,n} \cdot f_0}{z \cdot 100\%}, \tag{3.15}$$

де $\delta_{\omega\,n}$ – нормоване значення похибки квантування (3.11).

Задаючись величиною $\delta_{\omega\,n} = 1\%$, отримаємо

$$\omega_{x\,max} = 314\ \frac{рад}{сек} \quad \left| \begin{matrix} f_0 = 5\ МГц \\ z = 1000 \end{matrix} \right| . \tag{3.16}$$

Для вимірювання кутової швидкості як в перехідних режимах роботи електричної машини, так і в статичному режимі можна використовувати частотомір миттєвих значень. Рівняння перетворення мікропроцесорного вимірювача кутової швидкості має вигляд:

$$\omega_x = \frac{2\pi \cdot f_0}{N_x \cdot z \cdot K} \ . \tag{3.17}$$

3.9 Мікропроцесорний вимірювач ковзання

Ковзання S в асинхронній електричній машині характеризує відставання частоти поля статора f_s від частоти поля ротора f_r:

$$S(t) = \frac{f_s(t) - f_r(t)}{f_s(t)} = 1 - \frac{f_r(t)}{f_s(t)} \tag{3.18}$$

і є досить важливим параметром, який значною мірою визначає якість електричної машини.

Як видно з формули (3.18), для визначення ковзання S потрібно проводити вимірювання двох складових: частоти поля статора f_s і частоти поля ротора f_r.

На рис. 3.23 наведено структурну схему мікропроцесорного вимірювача ковзання, яка складається з двох основних вимірювальних каналів – кутової швидкості $\omega_x(t)$ і частоти мережі живлення f_m.

Рівняння перетворення вимірювальних каналів кутової швидкості $\omega_x(t)$ і частоти мережі живлення f_m матимуть вигляд:

$$\omega_x = \frac{2\pi \cdot f_0}{N_{x\,r} \cdot z \cdot K_r}; \tag{3.19}$$

$$f_m = \frac{f_0}{N_{x\,s} \cdot K_s}, \tag{3.20}$$

де K_s, K_r – коефіцієнти подільника частоти у вимірювальних каналах частоти мережі та кутової швидкості, відповідно;

$N_{x\,r}, N_{x\,s}$ - кількість імпульсів у вимірювальних каналах частоти мережі та кутової швидкості, відповідно.

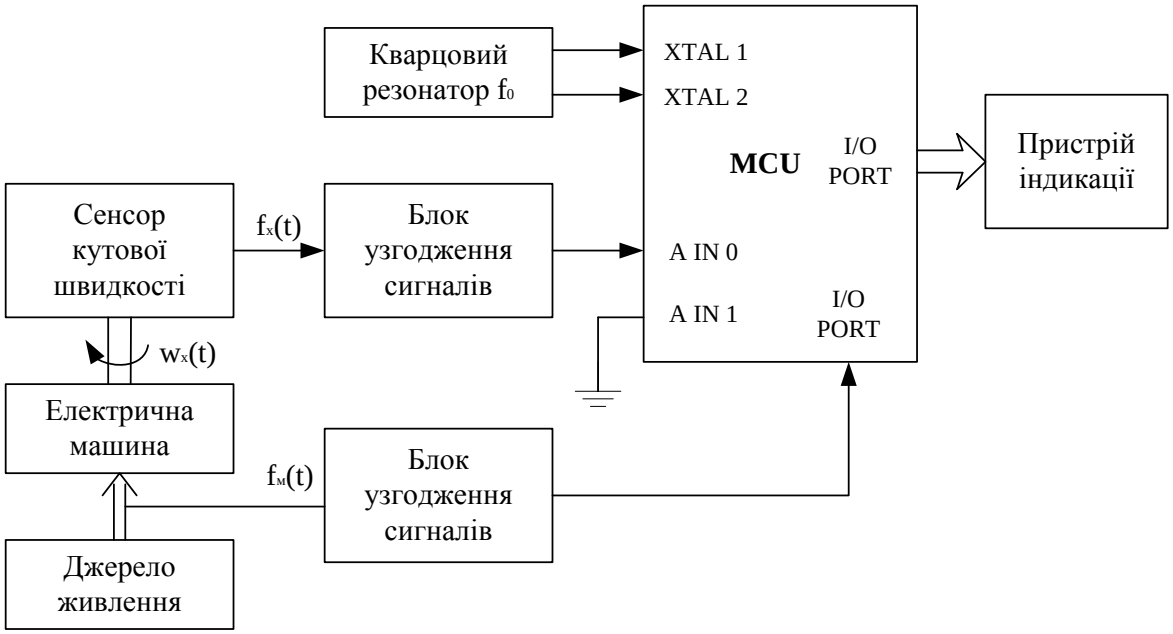


Рисунок 3.23 – Структурна схема мікропроцесорного вимірювача ковзання

Враховуючи, що $\omega_r = 2\pi \cdot f_r$, із рівнянь (3.18) – (3.20) отримаємо рівняння перетворення мікропроцесорного вимірювача ковзання:

$$S = 1 - \frac{N_{x\,s} \cdot K_s}{N_{x\,r} \cdot K_r \cdot z}. \qquad (3.21)$$

4 МІКРОПРОЦЕСОРНІ СТРУКТУРИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА

4.1 Структура цифро-аналогової схеми однокоординатного об’єкта керування

Широке застосування цифрових електроприводів (ЦЕП) у технічних системах обумовлено можливістю забезпечення вимог високої статичної точності й оптимізації режимів роботи електротехнічного і технологічного устаткування машин і механізмів широкого призначення. Керуючі ЕОМ у ЦЕП виконують функції перетворення інформації про бажаний і поточний стани об'єкта регулювання в регулюючий вплив на силові елементи систем сполучення з об’єктом керування (ОК), або силових виконавчих пристроїв (вивідних пристроїв), що безпосередньо впливають на ОК. ЦЕП характеризується високою швидкодією, підвищеною надійністю і перешкодозахищеністю. ЕОМ у структурі схеми ЕП являє собою дискретно діючий пристрій і реалізує деяку систему алгоритмів цифрового керування. Реалізація алгоритмів керування забезпечується двома взаємозалежними компонентами — апаратним і програмним забезпеченням керуючої ЕОМ.

Різноманіття ЦЕП можна класифікувати:

- за складністю структури, призначенням і місцем включення обчислювального пристрою в системі, областю застосування;
- за видом інформації, що подається й обробляється дискретні ЦЕП підрозділяються на імпульсні і цифро-аналогові.

В імпульсних ЦЕП вихідний вал у сталому режимі знаходиться в стані дискретного руху, а як виконавчий пристрій (ВП) служить кроковий двигун (КД). Оскільки КД безпосередньо перетворить дискретну інформацію у фіксований кут повороту вихідного вала (навантаження), імпульсні ЦЕП можуть бути розімкнутими і замкнутими (у режимі, що розшифровують ЦЕП).

У цифро-аналогових ЦЕП вихідний вал у сталому режимі знаходиться в стані неперервного руху. В слідкуючих ЦЕП (СЦЕП) введення завдання здійснюється по інформаційному каналі в цифровій формі сигналів, а керування ВП виробляється аналоговим сигналом в енергетичному каналі. Наявність аналогових і цифрових сигналів у ЕМС зумовлює застосування перетворювачів неперервних сигналів у цифрові (АЦП) і навпаки (ЦАП). Тому будь-яку цифро-аналогову частину електропривода однокоординатної ТС завжди можна подати у вигляді цифрової AZ і аналогової AY частин (рис. 4.1), що утворять внутрішній контур регулювання I (швидкості) і зовнішній контур II (контур положення) регулювання координати робочого органа (РО) або виконавчого механізму (ВМ).

Сигнал неузгодженості ΔZ контуру положення (II) формується обчислювальним пристроєм Z_Σ шляхом додавання коду завдання $Z_З$ і коду Z_φ

сигналу зворотного зв'язку (ЗЗ) контуру (II). Кодування сигналу ЗЗ за швидкістю здійснюється за допомогою перетворювача U_{YZ}, декодування цифрового сигналу неузгодженості ΔZ виконується за допомогою перетворювача U_{ZY}.

Посилення аналогового сигналу ΔU здійснюють підсилювачі за напругою AU і потужністю AW, а відпрацьовування неузгодженості реалізує електродвигун M з редуктором q. За допомогою тахогенератора ТГ і послідовного коригуючого контуру К(р) виконаний ЗЗ за швидкістю з корекцією частотної характеристики контуру, а вимірювання координати кута відпрацювання φ положення робочого органу механізму (умовно Н), здійснено за допомогою датчика ВС.

Цифро-аналогові ЕП ТС поєднують позитивні якості як цифрових елементів (швидкодія, точність), так і аналогових (висока якість перехідних процесів). В наш час ведуться розробки щодо об'єднання електродвигуна, механічної передачі (кінематичного ланцюга) і численних датчиків у компактний електромеханічний модуль ТС [14]. Такі електромеханічні модулі різних конструкцій і призначень формують новий клас пристроїв цільового призначення — електромеханічні модулі (ЕММ) руху ТС.

Відмінною рисою сучасних електромеханічних модулів руху є додаткове приєднання до ЕММ силової електроніки для керування потоком електроенергії і спеціалізованих засобів обчислювальної техніки (ЗОТ) з інтелектуальними функціями керування в єдиний конструктивний вузол — модуль. У цьому випадку ЗОТ виконують вузькоспеціалізовані задачі відпрацьовування сигналів завдання, зворотного зв'язку і здійснюють керування виконавчим пристроєм відповідно до встановленого (прийнятим) критерієм ефективності використання електромеханічного модуля.

За принципами керування ЦЕП підрозділяють на розімкнуті, замкнуті, комбіновані.

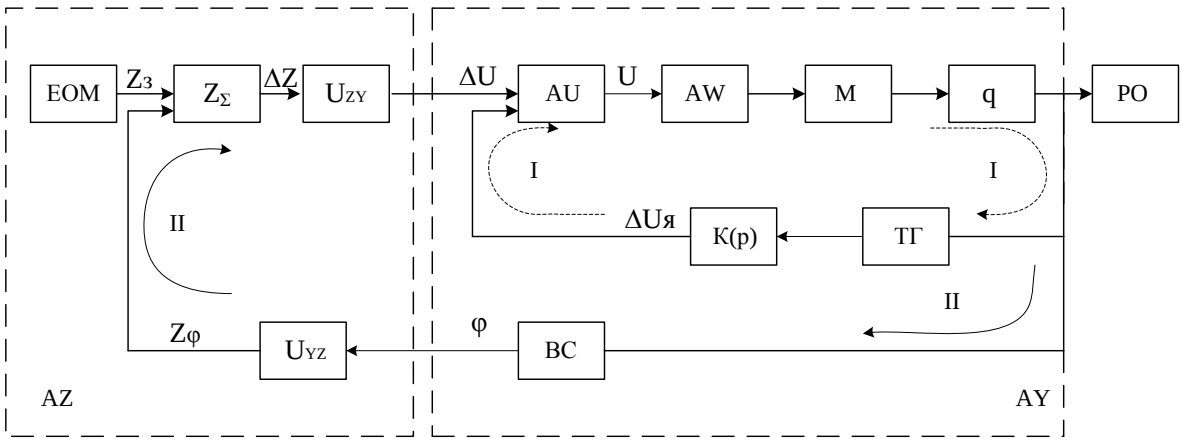


Рисунок 4.1 – Структурна схема цифро-аналогового ЦЕП

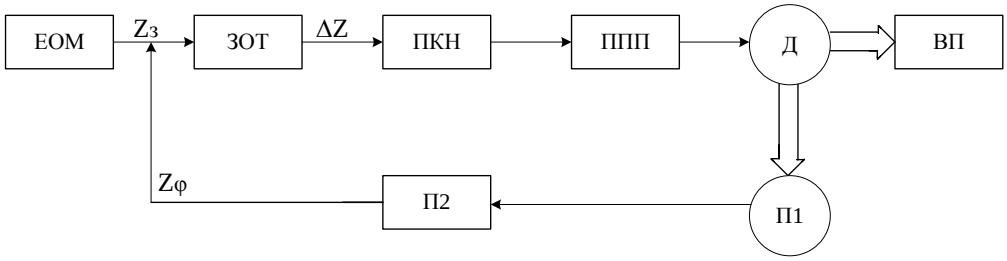


Рисунок 4.2 – Структурна схема електропривода з автономною ЕОМ

У розімкнутих ЦЕП керуючий сигнал, перетворений у двійковий код, відпрацьовується виконавчим механізмом у вигляді пропорційного переміщення (повороту) РО. Але такі ЦЕП мають істотний недолік — відсутність інформації на вході системи про виконання заданих команд, тобто керування ведеться „наосліп". Це підтверджується і при роботі крокових двигунів, цифрових позиціонерів, що перетворять дискретну інформацію в кут повороту (φ) або переміщення (Δl).

Найбільше застосування знаходять замкнуті ЦЕП, у яких інформація про виконання заданої команди подається на вхід по каналу ЗЗ за допомогою цифрового датчика положення РО (або ОК в цілому).

До комбінованих ЦЕП варто віднести системи, побудовані із застосуванням принципів самонастроювання й адаптації.

За способом зв'язку ЕОМ з ЦЕП і виконуваними задачами структурні схеми ЕП ТС (рис. 4.2) можна підрозділити на автономні і неавтономні.

Для автономної структури цифрового слідкуючого приводу (ЦСП) характерно, що ЕОМ видає задану (командну) інформацію з кута повороту вихідного вала φ , переміщенню Δl , швидкості руху Ω РО ТС у двійковому коді. З перетворювача П1 інформація (φ_1, Δl_1, Ω_1) знімається у вигляді двійкового або іншого коду, пропорційного істинному значенню регульованої величини. П2 — перетворювач, який узгоджує вихідний сигнал з П1 і входом спеціалізованого обчислювального пристрою (СОП) за рівнем, знаком, розрядністю.

У СОП, що являє собою логічний пристрій, визначається різниця цих кодів, код похибки ΔZ надходить на перетворювач код-напруга (ПКН) або цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП), потім сигнал підсилюється і надходить на двигун Д.

Таким чином, в автономній структурі ЦСП ЕОМ є джерелом вхідної інформації, а функції обчислювача помилки і функції цифрової корекції здійснює СОП (спеціалізований мікропроцесорний обчислювач СМО), що працює автономно відносно до ЕОМ.

На рис. 4.3 наведена структура побудови ЦСП із неавтономної ЕОМ.

У неавтономній структурі ЦСП, порівняння задаючого і відпрацьованих кодів відбувається безпосередньо в самій ЕОМ, що видає керуючий

сигнал на ПКН. Потім сигнал підсилюється підсилювально-перетворювальним пристроєм (ППП) і подається на електродвигун Д.

Отже, неавтономна структура ЦСП формує керуючий сигнал, помилку (неузгодженість), одночасно виконує функції задавального пристрою, порівняння і функції коригувального пристрою.

Такі незначні відмінності в побудові функціональних схем автономних і неавтономних структур ЦСП МС істотно позначаються на динамічних можливостях автономної і неавтономної структур ЦСП. Відмінності полягають в тому, що:

- в автономних структурах ЦСП частота порівняння кодів може бути в кілька разів більша частоти видачі ЕОМ керуючих сигналів, тобто забезпечується стійка робота з високою точністю порівняння кодів (по внутрішньому контурі);
- у неавтономних структурах ЦСП не забезпечуються задовільні динамічні якості при низькій частоті надходження з ЕОМ інформації, тобто динамічні властивості ЦСП залежать від частоти видачі інформації (швидкодії ЕОМ);
- автономна система вимагає меншого машинного часу, ніж неавтономна система, що важливо при виборі ЕОМ.

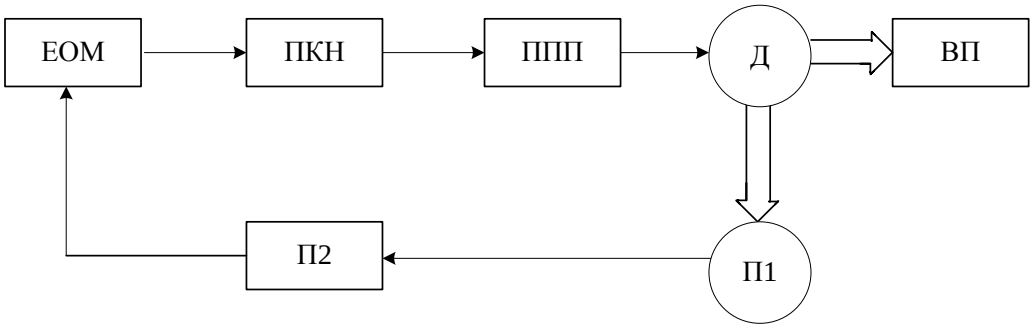


Рисунок 4.3 – Неавтономна структура ЦСП

За принципом обміну інформацією, співвідношенням частот проходження різних імпульсних сигналів керування ЦСП підрозділяються на: *синхронні*; *багаторазові* (розходження в проходженні частот у „n” раз); *асинхронні* (різні частоти проходження імпульсних сигналів).

За засобами корекції ЦСП можуть бути: *дискретні* і *неперервні*, *лінійні* і *нелінійні*.

За видами корекції — з *паралельною*, *послідовною* або *формою підлеглого регулювання*.

Технічні характеристики ЦСП істотно залежать і визначаються числом розрядів АЦП, СОП, ЦАП, а також організацією зв'язків між цими пристроями. Спрощено функціональну схему розімкнутої структури ЦСП можна подати у вигляді (рис. 4.4).

Загальний коефіцієнт передачі цифрової й аналогової частин у функціональній схемі складе:

$$K = K_{Ц} \cdot K_{А}. \tag{4.1}$$

Розрядні сітки АЦП, СОП, ЦАП погоджені з боку молодших розрядів (як показано на рис. 4.5) і передача даних здійснюється по напрямку стрілок. Мінімальна помилка визначається при подачі одиниці молодшого розряду [15].

Вираз (4.1) можна записати [14] також у вигляді

$$K = K_{АЦП} \cdot K_{СОП} \cdot K_{ЦАП} \cdot K_{Д}, \tag{4.2}$$

де коефіцієнт передачі $K_{АЦП}$ визначається виразом

$$K_{АЦП} = \frac{2^{nАЦП} - 1}{\varphi_{c\ max}}, \tag{4.3}$$

де *nАЦП* – число розрядів АЦП;

$\varphi_{c\ max}$ –максимальний кут повороту вихідного вала слідкуючої системи, вимірюваний АЦП.

Зміні кута від 0 до $\varphi_{c\ max}$ відповідає зміна вихідного коду АЦП від 0 до $2^{nАЦП} - 1$.

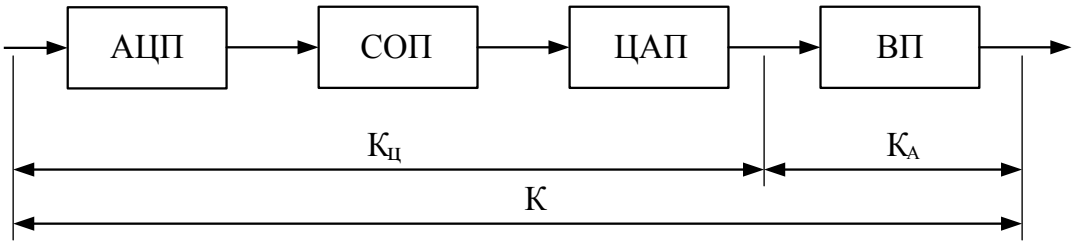


Рисунок 4.4 - Функціональна схема розімкнутої структури ЦСП

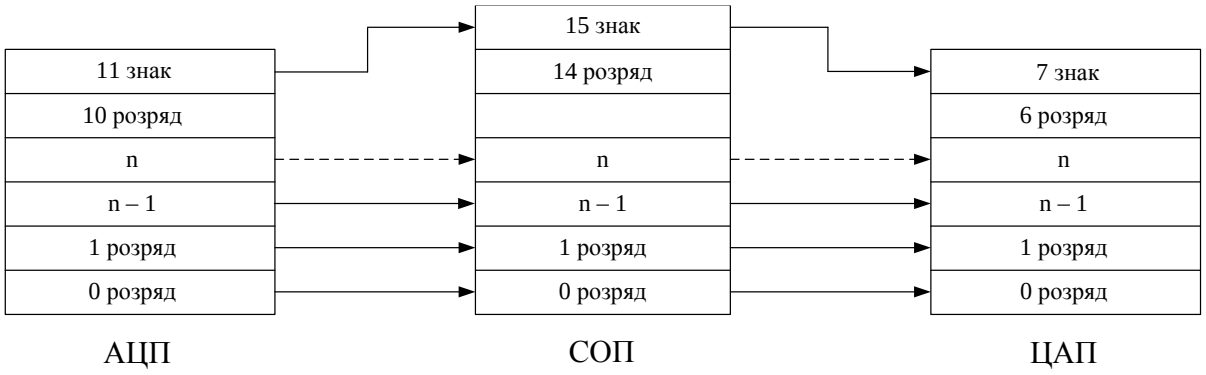


Рисунок 4.5 - Розрядні сітки АЦП, СОП, ЦАП

Для ЦАП коефіцієнт передачі визначають як

$$K_{ЦАП} = \frac{U_{ОП}}{2^{n\ ЦАП} - 1}, \tag{4.4}$$

де $U_{ОП}$ — рівень опорної напруги ЦАП.

При проектуванні інтелектуальних ЕММ початкове значення коефіцієнта передачі $K_{СОП}$ звичайно приймають рівним одиниці.

Різниця в розрядності АЦП, СОП і ЦАП приводить до необхідності узгодження розрядних сіток зазначених пристроїв. Звичайне число розрядів СОП більше числа розрядів ЦАП. Неоднозначність розрядності при обміні даних між СОП і ЦАП ліквідується із застосуванням спеціального алгоритму обробки інформаційних даних.

Таким чином, об'єднавши в (4.2) з (4.3) і (4.4) значення відповідних коефіцієнтів передачі, отримаємо узагальнений коефіцієнт передачі $K_Ц$ цифрової частини структури ЦСП у вигляді

$$K_Ц = \frac{2^{n\ АЦП} - 1}{\varphi_{c\ max}} \cdot \frac{U_{ОП}}{2^{n\ АЦП} - 1} \approx \frac{U_{ОП}}{\varphi_{c\ max}} \cdot 2^{n\ АЦП - n\ ЦАП}. \tag{4.5}$$

У загальному випадку розімкнуту цифро-аналогову структуру ЦСП зі статичними характеристиками кожного блока можна подати у вигляді їх послідовного з'єднання (рис. 3.20).

Для ЦСП (рис. 4.1) з ПП, що містить підсилювач потужності, виконавчий двигун (Д) постійного струму і редуктор, статичний коефіцієнт передачі аналогової частини визначають з виразу

$$K_A = \frac{K_{ПП}}{K_e}, \tag{4.6}$$

де $K_{ПП}$ — коефіцієнт передачі ПП;

K_e — коефіцієнт проти-ЕРС двигуна, приведений до вихідного вала;

ΔQ – вхідний сигнал керування.

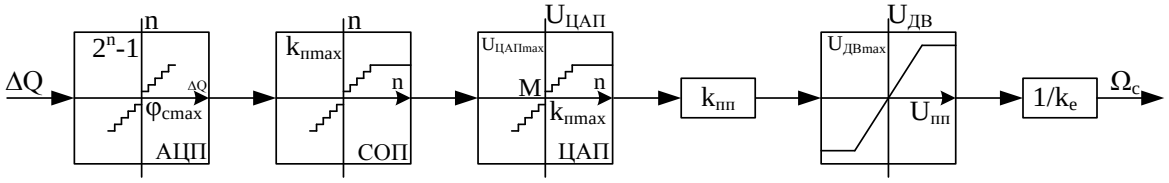


Рисунок 4.6 - Статичні характеристики блоків розімкнутої структури ЦСП

Виконаємо підстановку (4.6) у (4.5) відповідно до виразу (4.1), тоді

$$K = \frac{U_{on}}{\varphi_{c\,max}} \cdot \frac{K_{nn}}{K_e} \cdot 2^{n_{АЦП} - n_{ЦАП}}. \qquad (4.7)$$

Значення параметра $K_{ПП}$ варто вибирати з умови узгодження статичних характеристик ЦАП і ВД, тобто $U_{on\ max}$ повинно відповідати $U_{дв\ max}$ на обмотці якоря ВД, тобто

$$U_{on} \cdot \mathrm{K}_{nn} = U_{дв\,max}. \qquad (4.8)$$

Якщо врахувати, що співвідношення

$$\frac{U_{дв\,max}}{K_e} = \Omega_{xx} \qquad (4.9)$$

і підставивши (4.9) у (4.7), отримаємо

$$K = \frac{\Omega_{xx}}{\varphi_{c\,max}} \cdot 2^{n_{АЦП} - n_{ЦАП}}. \qquad (4.10)$$

Аналіз рівняння (4.10) показує, що:

- значення $\varphi_{c\,max}$, Ω_{xx} визначаються конструктивними параметрами ВД слідкувального привода;

- кількість розрядів АЦП (*nАЦП*) вибирається з умови забезпечення заданої статичної точності ЦСП.

Очевидно, зміна параметра *nЦАП* на одиницю приводить до зміни значення К вдвоє, що відповідає грубому способу забезпечення бажаного загального коефіцієнта передачі розімкнутої структури ЦСП, тобто K=$K_{баж}$.

4.2 Спряження неперервної і цифрової частин електропривода з мікропроцесорним керуванням

Сполучення неперервних (аналогових) і цифрових (дискретних) пристроїв у цифрових слідкувальних приводах ЦСП здійснюється за допомогою АЦП і ЦАП. Завдання сполучення звичайно вирішується виходячи з необхідної точності ЦСП, обумовленої розрядністю ЦАП і АЦП, роздільною здатністю датчиків і перетворювачів ІВС, значеннями лінеаризованих коефіцієнтів передачі застосовуваних датчиків і перетворювачів. У цьому випадку ІВС (підсистема) виконує функції перетворення й узгодження сигналів, що надходять від датчиків, у стандартні види (нормалізація) для обробки в обчислювальних блоках або пристроях. Найпростішим випадком узгодження може бути збіг числа розрядів ЦАП ($n_{ЦАП}$) з кількістю розрядів, застосовуваних у мікро-ЕОМ для надання інформації у форматі з фі-

ксованою точкою. Це можливо в схемі ЦСП відносно низької точності з 8-розрядними мікроконтролерами. У цей час промисловістю випускаються мікроконтролери із внутрішніми й зовнішніми ЦАП з $n_{ЦАП}$ = 8, 10, 12, 14, 16. При використанні мікро-ЕОМ 16-, 24-, або 32-розрядних і формуванні керуючих впливів у СК необхідно обмежувати виведене з мікро-ЕОМ число із двійковим поданням, що відповідає числу розрядів ЦАП. Зменшення розрядності переданої інформації негативно впливає на динамічні властивості ЦСП. Вибір значень параметрів ЦАП при проектуванні здійснюють виходячи з мінімально необхідного забезпечення заданої якості ЦСП із урахуванням умов [2, 15]:

• узгодження максимального вихідного сигналу ЦАП з розрахунковою максимальною швидкістю переміщення (обертання) об'єкта регулювання;

• забезпечення заданого значення загального коефіцієнта підсилення в контурі корекції, отриманого в результаті синтезу коригувального пристрою;

• одержання розрахункового діапазону зміни швидкості об'єкта керування при заданому обмеженні неплавності руху ОК з мінімальною швидкістю.

Підбір коефіцієнта підсилення Кпп попереднього підсилювача потужності неперервної (аналогової) частини ЦЕП ТС приймається таким, щоб загальний коефіцієнт передачі K_A незмінної частини задовольняв умову

$$K_A = \frac{K_{ПП}}{K_\Omega \cdot i} = \frac{\Omega_{MAX}}{U_{оп.м}}, \qquad (4.11)$$

де K_Ω - передатний коефіцієнт за швидкістю виконавчого двигуна ВД;

i - передавальне число механічної передачі ($i > 1$).

Величина максимального значення $U_{оп.м}$ пов'язана із ціною $Δ_{ЦАП}$ одиниці молодшого розряду ЦАП і числом розрядів коду $n_{ЦАП}$ на вході ЦАП співвідношенням

$$U_{оп.м} = \Delta_{ЦАП}\left(2^{n_{цап}} - 1\right) \approx \Delta_{ЦАП} \cdot 2^{n_{цап}}. \qquad (4.12)$$

При величині цілого числа $M_{ЦАП}$ на вході напруга на виході ЦАП змінюється дискретно відповідно $U_{оп} = Δ_{ЦАП} \cdot M_{ЦАП}$. Величина $K_{ЦАП}$ повинна задовольняти умову забезпечення необхідної величини коефіцієнта підсилення K розімкнутого ЦСП

$$K_{ЦАП} = \frac{K}{K_П \cdot K_{Ц.Д.} \cdot K_A}, \qquad (4.13)$$

де K_n — програмно реалізований коефіцієнт підсилення алгоритму послідовної корекції;

$K_{Ц.Д.}$ — коефіцієнт передачі цифрового датчика кута повороту об'єкта керування.

Звичайно $K_{ЦАП}$ приймають із умови, що одиниця молодшого розряду ЦАП відповідає швидкості Ω_{min} об'єкта керування. Тоді відношення $\Omega_{max}/\Omega_{min}$ (діапазон регулювання швидкості ОК) можна прийняти за величину, що безпосередньо визначає кількість розрядів ЦАП. Слід зазначити, що дискретизація сигналів у ЦСП за рівнем іноді супроводжується періодичними й неперіодичними коливаннями з різними частотами, що ведуть до виникнення додаткової складової помилки відпрацьовування заданої швидкості руху ОК. Складова помилки не повинна перевищувати значення $\Delta\Omega = K_{H.З} \cdot \Omega_{min}$, де $K_{H.С}$ — припустимий коефіцієнт неплавності швидкості руху ($K_{H.З} < 1$). Якщо взяти до уваги релейність функціонування ЦАП з рівнями вихідних сигналів, рівними $\pm 0{,}5 \cdot \Delta_{ЦАП} \cdot K_A$, то шукана складова $\Delta\Omega$ пропорційна половині ціни одиниці молодшого розряду ЦАП і залежить від коефіцієнта K_A передачі незмінної частини ЦСП, тобто $\Delta\Omega = \Delta_{ЦАП} K_A$. При гранично припустимому значенні $\Delta\Omega$ вираз для вибору максимально можливого значення ціни молодшого розряду ЦАП можна записати у вигляді

$$\Delta_{ЦАП} = K_{ЦАП} = \frac{2K_{H.С} \cdot \Omega_{min}}{K_A}, \tag{4.14}$$

Для розрахунку мінімально необхідної кількості розрядів ЦАП з урахуванням виразу (4.12), що задовольняє умову забезпечення плавності швидкості руху ОК й заданого діапазону регулювання швидкості руху, застосовується формула [6]

$$N_{ЦАП} = int\left[log_2\left(\frac{\Omega_{max}}{2K_{H.С} \cdot \Omega_{min}} \right) \right], \tag{4.15}$$

де *int(x)* - пошук найменшого цілого числа розрядів ЦАП, не меншого, ніж число *x*, необхідного для одержання швидкості одного знака. Надходження ще одного додаткового (знакового) розряду на вхід ЦАП від мікро-ЕОМ супроводжується зміною полярності вихідної напруги ЦАП, що підтверджує обраний напрямок руху об'єкта керування технічної системи.

4.3 Багатокоординатна структура цифрового слідкувального приводу

У практиці керування ТС застосовують як ЦСП однокоординатних об'єктів регулювання, так і комплекси ЦСП, що керують багатокоординатними об'єктами. Для багатокоординатних об'єктів з декількома ЦСП більш складної структури для керування часто використовують керуючу ЕОМ. Прикладами таких систем можуть бути виконавчі приводні системи багатокоординатних опорно-поворотних пристроїв локаторів, промислових роботів і різних технологічних об'єктів. У цих випадках завдання відтворення необхідного закону руху багатокоординатного об'єкта вирішується за допомогою ЕОМ верхнього рівня керування за допомогою узгодження рухів за різними координатами. Зазначена ЕОМ розподіляє вхідні впливи між приводами, що утворюють єдину багатокоординатну систему керування рухом ТС.

Залежно від розв'язуваних завдань і складності алгоритму керування крім ЕОМ верхнього рівня можуть використатися локальні ЕОМ, що здійснюють керування й цифрову корекцію ЦСП.

Від характеру взаємодії апаратури ЦСП із ЕОМ верхнього рівня керування й кількості локальних ЕОМ залежить вибір структури ЦСП: із централізованим або децентралізованим керуванням. Вибір принципу керування групою ЦСП ґрунтується на обліку таких факторів. При централізованому керуванні одна ЕОМ виконує функції керування всіма ЦСП комплексу. Обчислювальне навантаження в цьому випадку на ЕОМ значно вище, ніж на локальну ЕОМ, що забезпечує керування одним ЦСП. Це спричиняє зменшення реалізованих алгоритмів для забезпечення процесів регулювання в реальному часі. Реалізація ж принципу децентралізованого керування дозволяє забезпечити розпаралелення обчислень, за рахунок цього можна підвищити частоту квантування, реалізувати при необхідності ускладнені алгоритми, що позитивно впливає на якість функціонування кожного ЦСП і всієї системи керування рухом багатокоординатним ТС. Зазначений фактор є вирішальним при проектуванні сучасного ЦСП на базі локальної мікро-ЕОМ.

Локальні ЕОМ, як правило, є однокристальними мікро-ЕОМ, містять всі необхідні обчислювальні й інтерфейсні компоненти, названі мікроконтролерами ЦСП. Зі збільшенням числа керуючих мікроконтролерів у системі зростає її сукупна вартість, ускладнюється процес обміну даними й знижується надійність через збільшення кількості зв'язків між елементами системи. При керуванні складним багатокоординатним динамічним об'єктом звичайно потрібно враховувати в одному алгоритмі інформацію про всі поточні координати, що можливо тільки при використанні єдиної ЕОМ з досить високою продуктивністю обчислень.

Нині при проектуванні ЦСП часто звертаються до компромісних варіантів формування структури системи керування із прийнятними сполученнями надійності, стійкості й продуктивності. На рис. 4.7 наведена структура компромісного варіанта з комбінацією принципів централізованого й децентралізованого керування. ЕОМ верхнього рівня керування вирішує тільки завдання формування керуючих впливів відповідно до принципів децентралізованого керування, а зв'язок з локальними контролерами груп ЦСП здійснюється через високопродуктивні контролери груп ЦСП. Звичайно контролер групи ЦСП взаємодіє з декількома локальними контролерами. Останні входять до складу відповідного ЦСП і, у свою чергу, можуть містити один або кілька процесорів. У загальному випадку, має місце каскадне ввімкнення цифрових пристроїв. Здійснити керування декількома ЦСП від одного контролера дозволяє висока продуктивність сучасних цифрових сигнальних процесорів.

Особливістю формування таких структур є під'єднання датчиків головних зворотних зв'язків до контролерів груп, що реалізують функції регулювання положення всіх пов'язаних з ним ЦСП і централізоване керування щодо них.

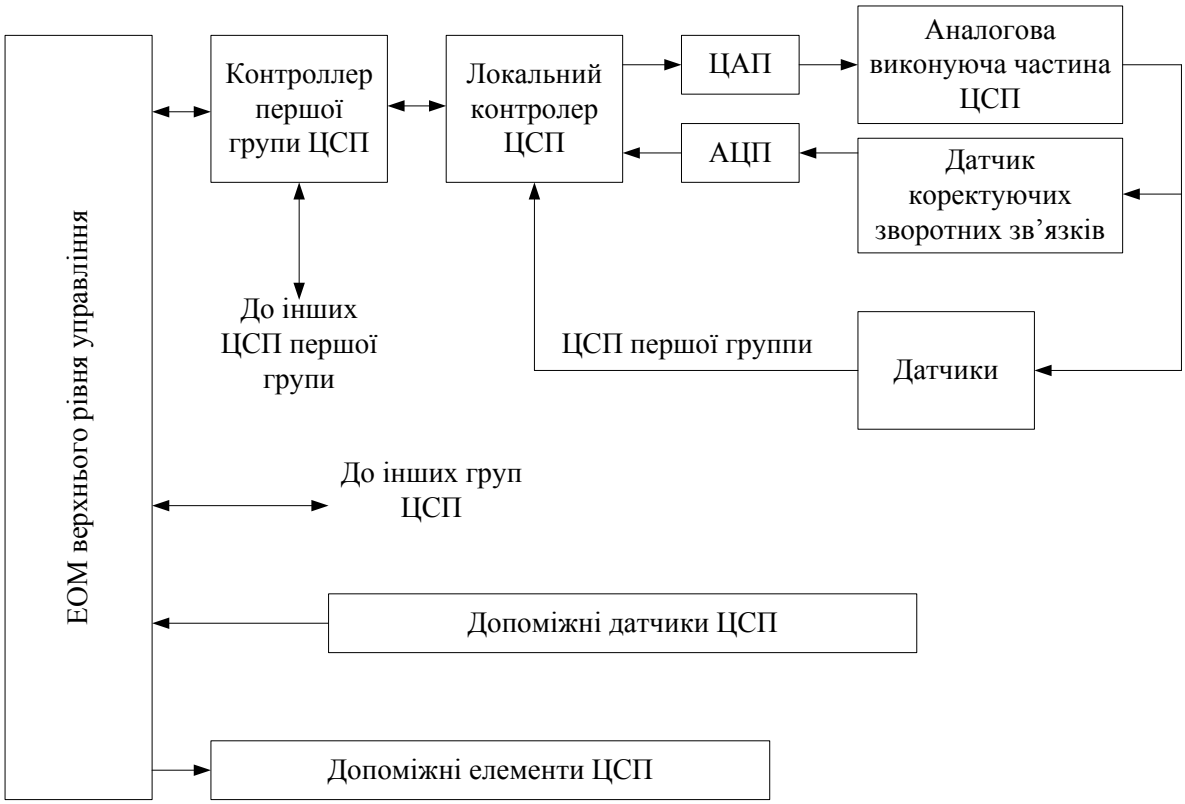


Рисунок 4.7 – Структура ЦСП з комбінацією принципів централізованого і децентралізованого керування

Наведена ієрархічна, комбінована структура керування комплексом ЦСП із каскадним включенням процесорів широко застосовується на практиці і є найбільш перспективною на найближче десятиліття. Добре зареко-

мендували себе структури ЦСП із трьома взаємодіючими один з одним мікро-ЕОМ, що утворюють три контури зворотних зв'язків: за положенням, швидкістю й прискоренням (струму) [2, 15]. Кожна з ЕОМ реалізує приблизно однаковий за витратами часу й пам'яті алгоритм керування при зменшеному навантаженні на один процесор за рахунок розпаралелювання обчислювальних процедур, і цим спричиняється збільшення частоти квантування. При цьому синхронізація взаємодії процесів у структурі здійснюється за допомогою одного і того ж таймера. Перевагою такої структури керування ЦСП є можливість використання дешевих мікро-ЕОМ невисокої продуктивності. Одночасно спостерігається ускладнення апаратури контролера приводу, зниження надійності через зростання кількості елементів схеми й зовнішніх з'єднань, що є істотним недоліком такого технічного рішення структури ЦСП.

Керуюча ЕОМ у складі ЦСП реалізує три основні групи функцій:

• групу функцій керування силовою частиною ЦСП;

• групу функцій оперативного контролю й реакції ЦСП в аварійних ситуаціях;

• групу функцій діагностики, настроювання й самонастроювання ЦСП, включаючи взаємодію з оператором.

Керування ЦСП включає виконання таких операцій:

• уведення керуючих впливів із забезпечення бажаних положень об'єкта керування від ЕОМ верхнього рівня;

• прийом сигналів датчиків зворотних зв’язків;

• формування закону й виведення через ЦАП на підсилювач потужності ЦСП впливу, що забезпечує досягнення мети керування із мінімізації помилки ЦСП відповідно до розробленого закону керування з урахуванням програмувального режиму роботи ЦСП;

• виведення на ЕОМ верхнього рівня інформації про положення об'єкта керування в системі керування, поточні значення помилки ЦСП.

Зазначені функції включаються й реалізуються відповідними алгоритмами за допомогою програмного забезпечення та апаратної частини.

4.5 Тиристорний електропривод з мікропроцесорним керуванням

Для переміщення і точного позиціонування робочих органів машин, різних виробничих механізмів широко використовуються електроприводи (ЕП) з мікропроцесорним керуванням (МПК). Схема типового ЕП з МПК і аналогово-цифровими вузлами подана на рис. 4.8.

Двигун постійного струму М живиться від реверсивного перетворювача на тиристорах VS1—VS6 і VS7—VS12 і пов'язаний з робочим органом, тахогенератором ТГ і датчиком положення ДП. Контроль струму якоря здійснюється датчиком струму ДС.

ЕП МПК побудований за принципом підлеглого регулювання координат робочого органу, має зворотні зв'язки за (ТГ з регулятором швидкості РШ) швидкістю і струмом (датчик струму (ДС) з регулятором струму (РС)). Стабілітрони VD1, VD2 забезпечують обмеження струму і моменту ДПС.

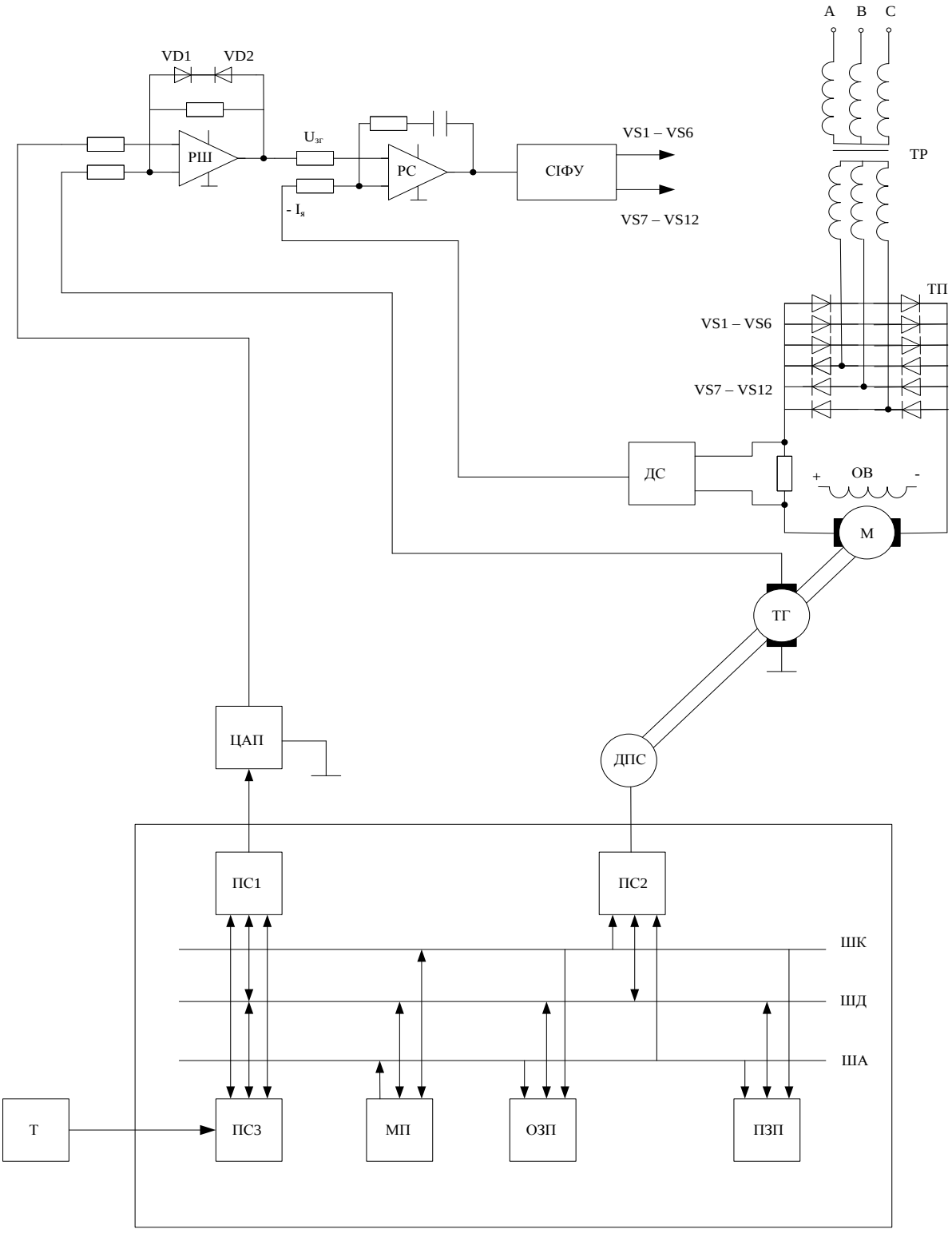


Рисунок 4.8 - Схема електропривода з МПК і аналогово-цифровими вузлами

Мікропроцесорна система включає мікропроцесор МП, оперативно-запам’ятовувальний пристрій ОЗП і постійно-запам’ятовувальний пристрій ПЗП, пристрої спряження ПС1— ПС3, цифровий датчик положення ДП, цифро-аналоговий перетворювач ЦАП, що забезпечує вихідний сигнал задання швидкості. Сигнал задання положення подається з терміналу положення Т через ПС3. Оптимальний графік руху ЕП записується в ПЗП і визначає роботу цифрового регулятора. Вихідна напруга керування Uу регулятора струму (РС) поступає на вхід системи імпульсно-фазового керування (СІФК), яка дозволяє регулювати напругу тиристорного перетворювача (ТП) і швидкість обертання двигуна М. Як МП-системи використовуються серійні мікро-ЕОМ або програмовані контролери.

Виконавчий рівень електромеханічної системи є багатоконтурною системою керування, кожен окремий контур якої є цифровим слідкувальним приводом (ЦСП) і має в загальному випадку структуру, показану на рис. 4.9. Цифрову частину приводу складає спеціалізований мікропроцесорний контролер (МК) залежно від вибраної загальної структури реалізації ТС. При цьому МК виконує функції:

- задаючого пристрою, пов'язані з формуванням законів руху привода;

- чутливого елемента привода, пов'язані з визначенням розузгодження між заданням на привід і його поточним положенням;

- цифрового регулятора (ЦР) положення або швидкості, пов'язані з обчисленням керуючого сигналу, забезпечує відроблення приводом заданого йому руху.

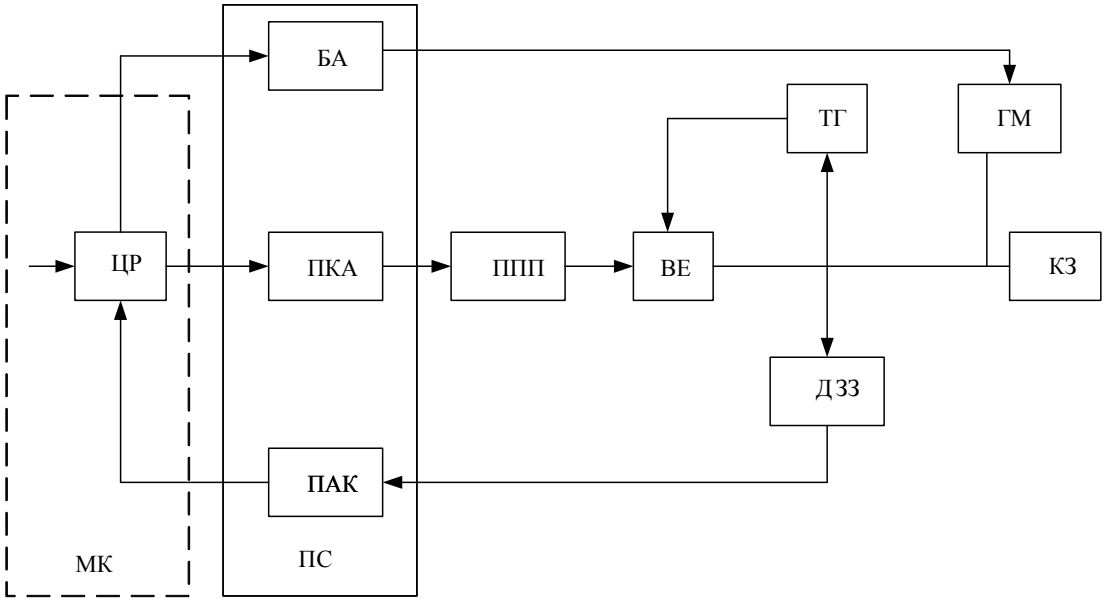


Рисунок 4.9 - Структурна схема цифрового привода

Аналогова частина привода включає підсилювально-перетворювальний пристрій (ППП), датчик головного зворотного зв'язку

(ДЗЗ) за швидкістю і виконавчий елемент (ВЕ), що складається з двигуна і редуктора і приводить в рух керовану даним приводом кінематичну ланку технічної системи. За допомогою тахогенератора, встановленого на валу виконавчого двигуна, утворюється місцевий демпфуючий зворотний зв'язок за швидкістю, стійкість неперервної частини привода.

Сполучення МК з аналоговою частиною цифрового привода здійснюється в прямому контурі за допомогою перетворювача КОД-АНАЛОГ (ПКА), а в контурі зворотного зв'язку — за допомогою перетворювача АНАЛОГ-КОД (ПАК).

Залежно від виду підсилювально-перетворювального пристрою як ПКА найчастіше використовуються:

- цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП), що виконують перетворення цифрового коду керуючого сигналу в напругу відповідної величини і полярності;
- перетворювачі КОД — ШІМ, що здійснюють формування імпульсного сигналу з постійною амплітудою і частотою, модульованого за тривалістю залежно від коду вхідного сигналу;
- перетворювачі КОД-ЧІМ, що формують на виході імпульсні сигнали постійної амплітуди, частота проходження яких визначається значенням вхідного цифрового коду.

Перетворювач АНАЛОГ-КОД необхідний лише у разі використання в приводі аналогового датчика головного зворотного зв'язку. Найбільшого поширення серед аналогових пристроїв ІВС набули індукційні фазообертальні і датчики потенціометрів [16]. При цьому в першому випадку фізична реалізація ПАК пов'язана з визначенням зміщення між фазами аналогових сигналів, що поступають з датчика залежно від кута повороту ВЕ, і перетворенням його в унітарний або цифровий код. У другому випадку застосовують аналого-цифрові перетворювачі (АЦП), що перетворюють напругу, яка знімається з потенціометра, у відповідний цифровий код.

Останнім часом як ДЗЗ в приводах ТС часто використовують датчики дискретного типу (імпульсні і кодові), що не вимагають застосування ПАК в системі керування. Це не означає, проте, що повністю відпадає необхідність в пристроях сполучення ДЗЗ з керуючою мікро-ЕОМ. В цьому випадку вони повинні здійснювати узгодження параметрів сигналів з ДЗЗ із стандартом шини МК і при необхідності буферизацію даних, що поступають від ДЗЗ.

Часто на вихідних валах приводів встановлюють гальмівні муфти (ГМ), що дозволяють жорстко фіксувати положення вихідного вала привода при гальмуванні. Керування такими муфтами здійснюється дискретними сигналами за допомогою спеціального блока електроавтоматики (БА).

Найбільш істотною особливістю даного приводу є наявність в його контурах керування інформацією як аналогового, так і цифрового виду. Це приводить до необхідності застосування спеціального математичного апа-

рату для опису і наочного структурного подання слідкувального привода з мікропроцесорним керуванням, що відрізняється від опису традиційних автоматичних систем неперервної дії.

При проведенні інженерних розрахунків приводів ТС з вбудованими мікропроцесорами доводиться враховувати такі специфічні ефекти, як квантування сигналів за часом і за рівнем, що обумовлює появу нелінійності в цифровій частині системи керування приводом. Крім того, в системі з'являється запізнювання, викликане кінцевим часом обчислень, вироблюваних в мікропроцесорному пристрої. Можливо також, що в цифровій частині різні сигнали керування обробляються з різною швидкістю. Таку цифрову систему необхідно розглядати як багаточастотну [6, 2, 15], тобто, яка має цифрові контури, що функціонують з різними періодами дискретності.

Третя група особливостей функціонування приводів ТС з мікропроцесорним керуванням пов’язана з тим, що пристрій керування приводом можна розглядати як спеціалізований мікропроцесорний модуль. При проектуванні необхідно вибрати конкретний тип мікропроцесора з необхідними технічними характеристиками, оцінити потреби в об’ємах пам’яті для зберігання даних і програм і підібрати відповідні елементи постійної і оперативної пам’яті. Найважливішим чинником є організація інтерфейсних зв’язків для під’єднання до мікропроцесорного модуля зовнішніх пристроїв (виконавських елементів привода, датчиків зворотного зв’язку, кінцевих вимикачів і т.п.) і для включення самого модуля в обчислювальну систему, що в цілому реалізовує СК ТС. Особливої значущості набуває створення і налагодження програмного забезпечення мікропроцесорного модуля, відповідне вибраним алгоритмам керування приводом.

Таким чином, функціонування слідкувального привода з мікропроцесорним керуванням зводиться до розв’язання комплексної задачі, в якій можна виділити такі етапи:

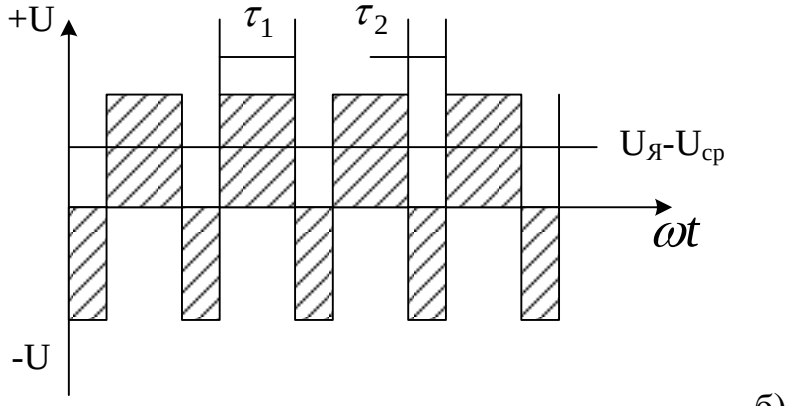
- вибір законів керування приводом і визначення структури ЦСП;
- дослідження динамічних показників привода і розрахунок параметрів вибраної структури ЦСП відповідно до вимог, висунутих до динаміки привода;
- розробка алгоритму прямого цифрового керування приводом на основі вибраних законів керування і з урахуванням всіх завдань, що покладаються на МК на виконавському рівні СК ТС;
- визначення архітектури мікроконтролера при реалізації виконавського рівня за допомогою автономних мікропроцесорних модулів;
- створення і налагодження програмного забезпечення МК.

Сучасні системи керування ЦСП ТС з використанням мікропроцесорної техніки (МТ) можуть легко перебудовуватися з однієї функції виконання завдання на іншу при занесенні в пам'ять МК нової програми режимів роботи ЕП відповідно до технологічного процесу.

4.6 Електропривод постійного струму із широтно-імпульсним перетворювачем

Регулювання швидкості електродвигуна із широтно-імпульсним перетворювачем (ШІП) здійснюється зміною рівня середньої напруги на якорі електродвигуна (Д) шляхом широтно-імпульсного модулювання постійної напруги напівпровідниковим (тиристорним або транзисторним) перетворювачем.

На рис. 4.10, а показана функціональна схема системи електропривода ТС із широтно-імпульсним перетворювачем.



б)

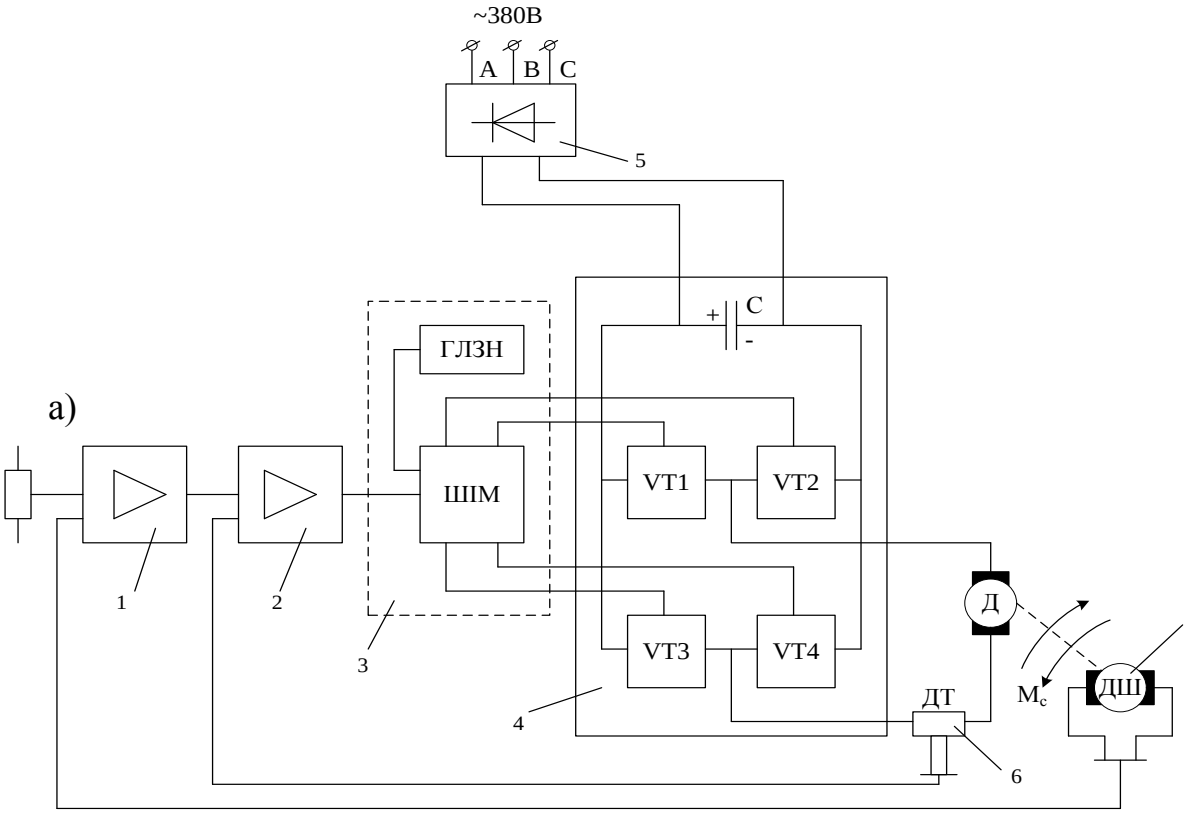


Рисунок 4.10 – Електропривод постійного струму з широтно-імпульсним перетворювачем - а) функціональна схема; б) часові діаграми напруг на якорі електродвигуна на інтервалі провідності t_1,t_2 ключів VT1...VT4

Система керування широтно-імпульсним перетворювачем [16] містить широтно-імпульсний модулятор і два замкнутих контури з негативним зворотним зв'язком за струмом і швидкістю, виконаних за принципом підлеглого регулювання.

Часова діаграма напруг при широтно-імпульсному регулюванні якірної напруги $U_Я$ подана на рис. 4.10, б (1 — регулятор швидкості (РШ); 2 — регулятор струму (РС); 3 — широтно-імпульсний модулятор (ШІМ) з генератором лінійно змінних напруг (ГЛЗН); 4 — силовий напівпровідниковий перетворювач із транзисторними (або тиристорними) ключами VT1...VT4; 5 — некерований випрямляч; 6 — датчик струму (ДС); 7 — датчик швидкості (ДШ)).

Аналіз діаграм показує, що інтервали провідності транзисторів τ_1 і τ_2 визначають величину середньої напруги $U_{сер}$, що подається на якір електродвигуна Д.

Джерелом постійної напруги живлення ШІМ може служити нерегульований випрямляч із ємнісним фільтром (С), індивідуальний генератор постійної напруги або акумулятор.

Як силові ключі можуть бути використані також GTO-тиристори, тиристори напівкеровані зі штучною системою запирання або IGBT-транзистори. Широтно-імпульсний транзисторний перетворювач із реверсуванням швидкості й гальмовим режимом забезпечує роботу електропривода у всіх чотирьох квадрантах механічних характеристик (рис. 4.11).

Для рекуперації кінетичної енергії рухомих ланок ТС у мережу живильний випрямляч повинен мати інвертор, ведений промисловою мережею. При невеликій потужності привода (до 1 кВт) інвертування струму проводиться звичайно без рекуперації його в мережу, а тільки на ємність фільтра з наступною розрядкою її на активний опір (або акумулятор) для обмеження напруги на ключових елементах інвертора. Способи керування транзисторними ключами VT1-VT4, їх характеристики визначають рівень втрат у ШІП і електродвигуні, а також і область формування переривистих струмів електродвигуна.

Механічні характеристики електропривода й область переривистих струмів при цьому режимі роботи електродвигуна показані на рис. 4.11, а.

З відомих способів керування транзисторними ключами слід зазначити симетричний, несиметричний і почерговий.

Перший спосіб — коли комутуються обоє транзисторів VT1, VT4, а при реверсі — транзистори VT2, VT3. При цьому електродвигун живиться однополярними імпульсами струму, а ЕРС самоіндукції електродвигуна (при $UL > U_Я$) і перетворена при гальмуванні механічна енергія в електричну заряджають ємність фільтра через діоди «скидання», шунтувальні транзистори.

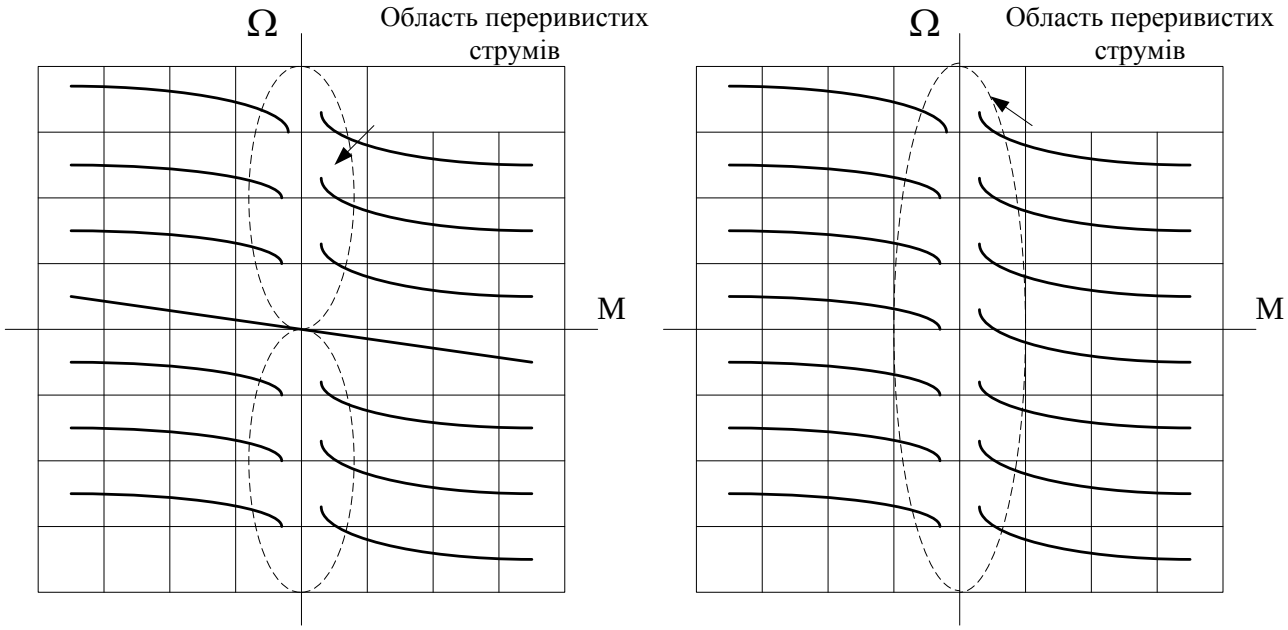


Рисунок 4.11 – Механічні характеристики електродвигуна постійного струму при живленні від широтно-імпульсного транзисторного перетворювача: а) при першому способі комутації транзисторів; б) при другому способі комутації транзисторів з шунтуванням якоря електродвигуна

При другому способі - один із двох комутуючих транзисторів VT1, VT4 постійно включений (наприклад, VT4), а інший регулює величину струму. Транзистор VT4 забезпечує роль шунтуючого елемента й струм, обумовлений ЕРС самоіндукції електродвигуна, що протікає через нього. Механічні характеристики виконавчого двигуна й область переривистих струмів такого режиму роботи показані на рис. 4.11, б.

Почергове керування характеризується роботою всіх чотирьох транзисторних ключів мосту, що перемикаються із частотою у два рази меншою частоти напруги на виході. Змінюючи черговість ввімкнення діагонально розташованих ключів мосту, коли напруга живлення подається на двигун на першому інтервалі періоду, а на другому інтервалі - якір двигуна закорочується верхніми або нижніми ключами, створюються однакові умови завантаження ключів за струмом й можливість формування знакопостійної напруги на навантаженні.

При розробці електроприводів ТС найбільше поширення одержав перший спосіб комутації транзисторних ключів із зустрічним ввімкненням обох пар VT1, VT4 і V2, VT3 і початковим зсувом кута відмикання транзисторів. У цьому випадку обидві пари транзисторів включаються по черзі при нульовому сигналі задання. Це зменшує зону роботи електропривода в області переривистих струмів і впливає на робочі характеристики електропривода при симетричному законі керування ключами, коли

$$\tau_1 + \tau_2 = 180 \quad ел.град. \tag{4.16}$$

На практиці застосовують відомий спосіб керування транзисторними ключами з регулюванням величини початкового зсуву кутів провідності τ_1 і τ_2, як показано на рис. 4.11, б.

Величину початкового зсуву кутів провідності τ_1 і τ_2 визначають і встановлюють із урахуванням значень індуктивностей обмотки якоря електродвигуна й інших силових елементів енергетичного каналу. Схемотехнічне рішення ШІП звичайно містить у собі широтно-імпульсний модулятор, що перетворює напругу керування в шпаруватість керуючих силовими ключами імпульсів, і транзисторні (або тиристорні) імпульсні підсилювачі. ШІП має у своєму розпорядженні лінійну характеристику керування з передавальним коефіцієнтом

$$K_{шіп} = U_{П}\,\gamma_{макс} / U_{у\ макс}\,, \qquad (4.17)$$

де $U_{П}$ - напруга джерела живлення ШІП;

$\gamma_{макс}$ — максимальна шпаруватість керуючих імпульсів, значення якого при проектуванні ЕП приймається в межах 0,1-0,95;

$U_{у\ макс}$ - напруга керування (максимальна).

4.7 Частотно-регульований привод на базі трифазного асинхронного двигуна

Висока технологічність виготовлення, низька вартість, надійність асинхронного трифазного двигуна (АД), а також можливість частотного регулювання швидкості й зручність керування роблять його застосування привабливим у різних приводах ТС.

Структурна схема привода, що забезпечує керування частотою обертання вала АД за законом широтно-імпульсної модуляції, наведена на рис. 4.12. До складу привода входить силова частина й інформаційний канал керування, виділений пунктирною лінією.

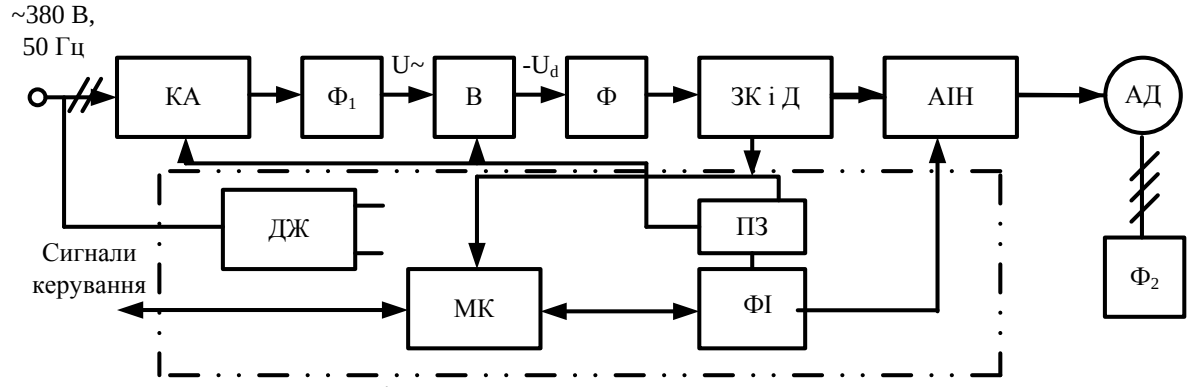


Рисунок 4.12 – Функціональна схема частотно-регульованого приводу

До силової частини входить: КА — силові комутаційні апарати, що виконують функцію під'єднання електропривода до промислової мережі, підготовки системи до роботи, а також аварійного від'єднання; $Ф_1$ — мережний фільтр, що знижує гармоніки змінної напруги; В — силовий випрямляч, що перетворить змінну сіткову напругу в постійний, живильний автономний інвертор напруги (АІН); Ф — фільтр силовий, що здійснює згладжування пульсацій напруги в ланці постійного струму перетворювача; ЗЛ і Д — вузол захисних ланцюгів, датчиків струму й напруги, що забезпечує захист силових елементів перетворювача й електропривода в цілому від перенапруг, струмів перевантаження й короткого замикання; АІН — трифазний мостовий автономний транзисторний інвертор напруги із широтно-імпульсною модуляцією, що здійснює перетворення постійної напруги в змінну напругу необхідного рівня й частоти; Ф2 — вихідний фільтр, що поліпшує якість вихідної змінної напруги; АД — трифазний асинхронний двигун.

Система керування ЕП містить у собі: ДЖ - джерела живлення пристроїв керування, регулювання й захисти; МК - мікропроцесорний контролер із пристроєм сполучення, що здійснює формування керуючих сигналів АІН за законом ШІМ, а також керування апаратом КА у функції вхідних сигналів керування; ФІ - формувач імпульсів керування транзисторами ШІМ (блок драйверів), що здійснює посилення сигналів і потенційний поділ системи керування із силовою частиною; ПЗ - пристрій захисту, що забезпечує швидкодіюче вимикання транзисторів АІН і від'єднання перетворювача при струмах перевантаження й короткого замикання, наявності перенапруг у ланці постійного струму, а також у випадку появи сигналів порушення технологічного режиму.

У режимі роботи схеми (рис. 4.12) здійснюється послідовне перетворення електричної енергії в механічну (на валу АД) з деякими втратами енергії [17] у кожному із силових елементів (блоків). Якщо позначити коефіцієнт корисної дії (ККД) мережного фільтра $Ф_1$ (випрямляча В, силового фільтра Ф, автономного інвертора АІН, вихідного фільтра $Ф_2$ і двигуни АД відповідно через $\eta_1,\eta_2,\eta_3,\eta_4,\eta_5$ і η_6 послідовного ланцюга перетворення енергії, результуюче значення КПД системи (η_c) складе

$$\eta_c = \prod_{i=1}^{6} \eta_i , \tag{4.18}$$

а корисна механічна потужність може бути визначена через споживану електричну потужність $P_{ел}$ за виразом

$$P_{мех} = P_{ел}\eta_c . \tag{4.19}$$

Кожна ланка силового каналу керування може бути подана своєю передавальною функцією $W_i(p)$ й власною постійною часу τ_i, яка характеризує наявність деякого запізнювання в необхідній зміні вихідної координати при зміні сигналу на вході ланки. У замкнутій системі автоматичного керування постійні часу у сукупності істотно впливають на динамічні характеристики об'єкта керування і якість регулювання [18]. Якщо знехтувати постійними часу випрямляча В і фільтра Ф, і вважати, що напруга на виході випрямляча не залежить від навантаження, то структурну схему контуру замкнутої системи автоматичного керування частотно-частотно-регульованого привода об'єкта керування (ОК) можна подати структурною схемою, як показано на рис. 4.13.

Уведені позначення $W_p(p)$, $W_1(p)$, $W_2(p)$ - передавальні функції відповідно коригувального пристрою, автономного інвертора АІН, асинхронного двигуна АД; $К_{зз}$ — коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку за швидкістю; $U_З$, $U_у$, $U_{зз}$ — сигнали задання, керування й зворотного зв'язку; $\Omega_{дв}$ — кутова швидкість обертання ротора АД; $М_{дв}$, $М_с$ — моменти рушійних сил і сил опору на валу АД.

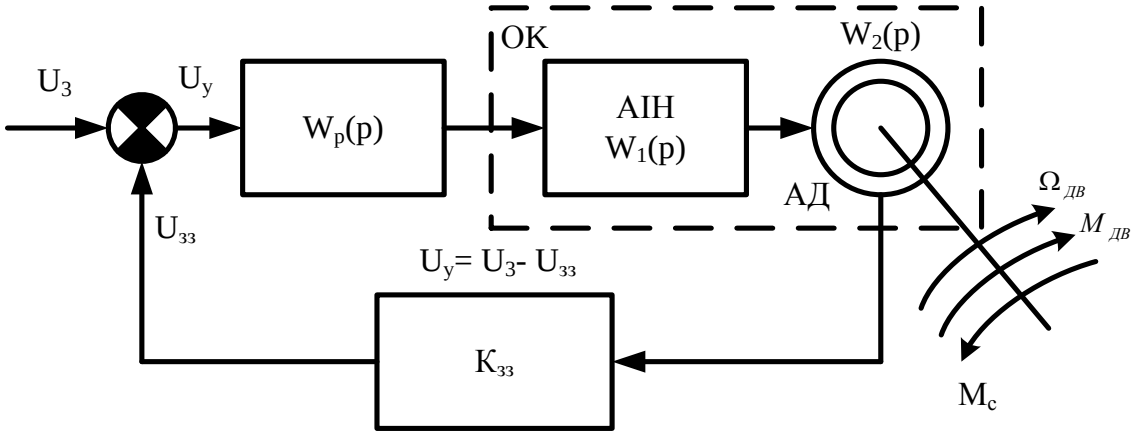


Рисунок 4.13 – Структурна схема контуру керування

Синтез керування частотно-регульованого електропривода полягає в знаходженні такого закону зміни керуючого сигналу $U_у$ на вході регулятора АІН, при якому забезпечувалася б задана якість керування робочим органом виконавчого механізму ТС.

4.8 Принцип формування вихідної напруги перетворювача частоти

Класичним принципом регулювання амплітуди вихідної напруги на виході перетворювача частоти ПЧ (АІН із проміжною ланкою постійного струму) є регулювання напруги на виході інвертора за допомогою керованого випрямляча із широтно-імпульсним перетворювачем (ШІП) - так зва-

не "амплітудне регулювання напруги", рівною мірою, придатне як для автономного інвертора струму (АІТ), так і для АІН.

Інші принципи регулювання амплітуди вихідної напруги пов'язані зі поєднанням функції регулювання напруги й частоти в самому інверторі. Таке поєднання досягається за допомогою досить складного алгоритму перемикання ключів інвертора, тому ці принципи можуть бути реалізовані лише в інверторах на повністю керованих ключах - силових напівпровідникових приладах (СПП). Відомі три підходи до реалізації таких принципів: широтне регулювання (ШР), широтно-імпульсне регулювання (ШІР) і широтно-імпульсна одно- і двополярна модуляція (ШІМ). Перший спосіб найбільш простий і полягає в зміні тривалості провідного стану всіх ключів інвертора при фіксованих моментах ввімкнення ключів. При зміні тривалості провідного стану ключів (від π до 0) амплітуда 1-й гармоніки вихідної напруги змінюється від максимального значення до нульового. Однак при цьому різко зростають амплітуди вищих гармонік напруги, що приводить до росту магнітних і теплових втрат у двигуні. Зазначений спосіб можна використати лише в електроприводах з діапазоном регулювання не більше 2:1 або в системах з постійною частотою стабілізації вихідної напруги.

Істотно кращими показниками (за складом й амплітудою вищих гармонік напруги) характеризуються ШІР і ШІМ. Сутність цих способів полягає у формуванні півхвилі вихідної напруги із двополярних або однополярних імпульсів зі змінюваною скважністю. При цьому змінюється амплітуда 1-й гармоніки вихідної напруги ПЧ, а вищі гармоніки частково згладжуються індуктивністю фазних обмоток двигуна. Розходження між цими двома способами полягає в тому, що при ШІР задана шпаруватість однополярних імпульсів залишається незмінною протягом півперіоду вихідної напруги, а при ШІМ - шпаруватість однополярних або ширина двополярних імпульсів безперестанно змінюється за певним законом [16].

Перевагами цих способів є повне усунення недоліків амплітудного регулювання напруги, висока швидкодія, гарна форма вихідної напруги або струму (близька до синусоїдальної при ШІМ), істотне спрощення випрямляча - він може бути некерованим. В останньому випадку коефіцієнт потужності перетворювача близький до одиниці у всьому діапазоні регулювання напруги. До недоліків варто віднести ускладнення схеми інвертора й системи керування; підвищені втрати в силових елементах інвертора, обумовлені високою частотою комутації ключів. Незважаючи на зазначені недоліки, згадані способи широко застосовуються у швидкодіючих позиційних електроприводах виробничих механізмів і машин, а також у приводах складних ТС із глибоким регулюванням швидкості в зоні "малих" переміщень РО.

Таким чином, залежно від способу регулювання й типу інвертора перетворювачі частоти можна розділити на такі групи: перетворювачі часто-

ти з АІН і амплітудним регулюванням напруги; перетворювачі частоти з АІН і ШІМ; перетворювачі частоти з АІТ; перетворювачі частоти з інвертором.

Як ключові елементи в АІН можуть використатися як напівкеровані ключі (тиристори), так і повністю керовані (тиристори й транзистори). Для прикладу розглянемо виконану на повністю керованих JBT-модулях схему трифазного інвертора напруги (рис. 4.14), де фази навантаження a, b і c, під'єднані до вихідних затисків перетворювача, з'єднані за схемою "зірка".

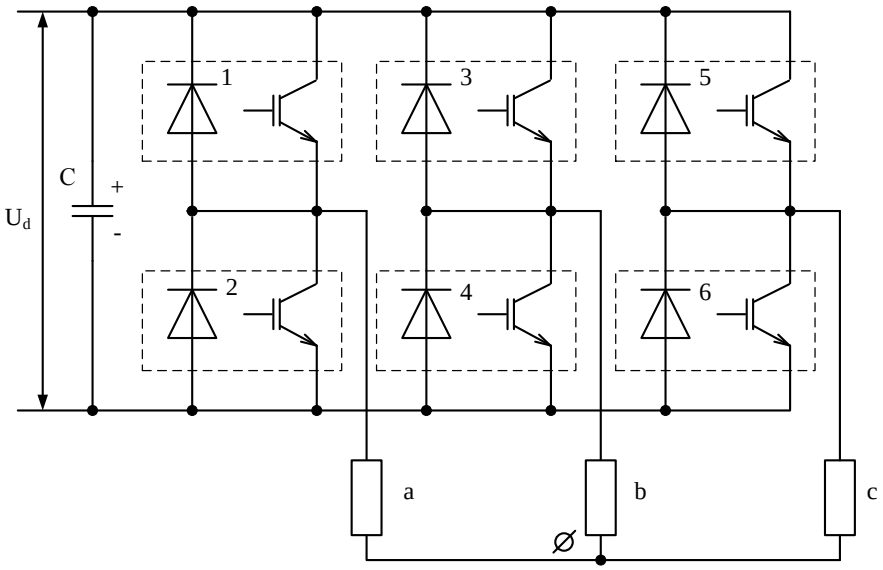


Рисунок 4.14 - Трифазний інвертор напруги на IGBT транзисторах

Залежно від режимів роботи АІН розрізняють два типи алгоритмів керування силовими напівпровідниковими приладами (ключами): з одноразовими й багаторазовими перемиканнями кожного вентиля протягом періоду [17].

Для першого методу два вентилі кожної фази вмикаються в провідний стан по черзі зі зміщенням за фазою на π рад, при цьому інтервал провідності λ кожного ключа протягом періоду становить π рад. Ключі сусідніх фаз працюють зі зміщенням $2\pi/3$ рад і в будь-який момент часу кожна фаза навантаження під'єднана до одного з полюсів джерела живлення, створюючи ланцюг протікання струму (рис. 4.15). Протягом кожного періоду повторюваності одна з фаз навантаження, під'єднана до одного з полюсів джерела живлення, є послідовно під'єднаною із двома іншими фазами, з'єднаними паралельно між собою й під'єднаними до іншого полюса джерела живлення.

Алгоритм перемикання ключів наведений на рис. 4.16. Як видно з діаграм, у кожний момент часу працюють три ключі через кожні $\pi/3$ рад, а на періодах повторюваності цифрами зазначені відповідні робочі стани ключів.

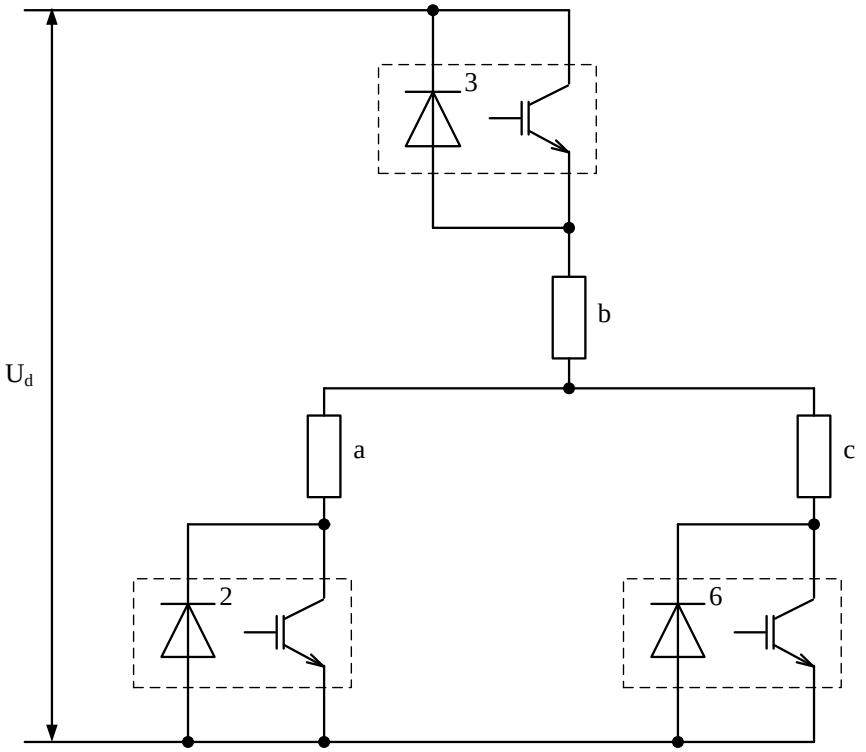


Рисунок 4.15 - Схема під’єднання навантаження до джерела живлення на періоді повторюваності

Число можливих станів дорівнює числу комбінацій по 3 ключі, що ставляться до різних фаз, тобто восьми. Крім зазначених на рис. 4.16 шести станів можливі ще два - 1, 3, 5 та 2, 4, 6, які приводять до короткочасного "закорочення" всіх трьох фаз навантаження на одному з полюсів джерела живлення. Форми кривих фазних напруг показані на рис. 4.16.

Формовані напруги на виході АІН можуть бути реалізовані в процесі виконання алгоритму почергового керування ключами з незмінністю форми комутаційних функцій при всіх значеннях вихідної частоти. У результаті має місце незмінний гармонічний склад вихідної напруги, значення якого можна визначити за виразом

$$U = K \cdot U_d, \tag{4.20}$$

де K - комутаційна функція відповідної напруги. Для лінійних напруг комутаційна функція приймається $K = \pm 1{,}0$; а фазних напруг – $K = \pm 1/3, \pm 2/3$; U_d – напруга живлення інвертора.

Якщо напруга U_d = const, регулювання рівня й зміна форми вихідної напруги можливі тільки шляхом трансформування виду комутаційної функції методами широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) або широтно-імпульсного регулювання (ШІР), що вимагають використання більш складних алгоритмів керування з багаторазовими перемиканнями ключів у по-

рівнянні з алгоритмом почергового керування. При цьому багаторазовість передбачає здійснення протягом зміни періоду повторюваності додаткових перемикань ключів силового контуру АІН. У цьому випадку інтервалом провідності варто вважати сумарну тривалість ввімкненого стану протягом періоду вихідної частоти.

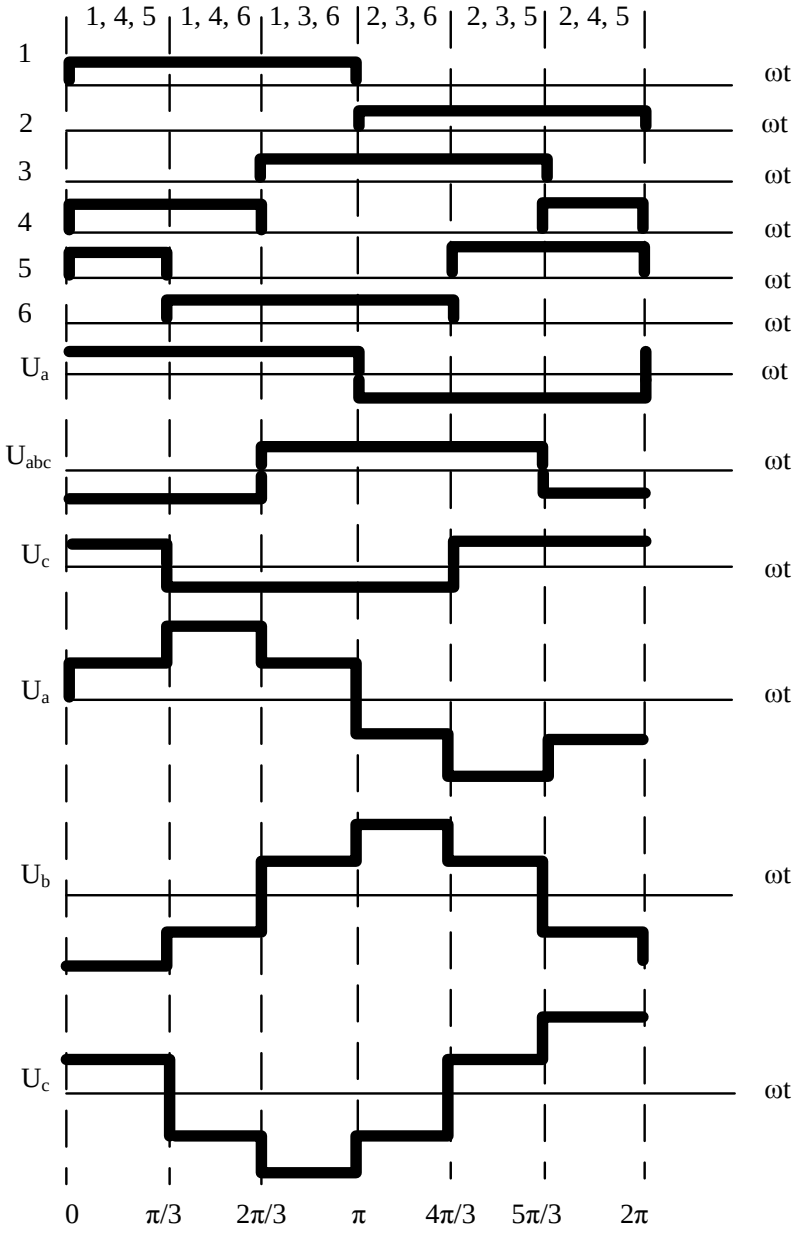


Рисунок 4.16 - Алгоритм перемикання ключів і діаграми фазних напруг перетворювача

Додаткове перемикання вводиться при ШІР, що переводить АІН в один із двох нульових станів (1, 3, 5 або 2, 4, 6), та викликає появу нульових пауз на відповідних інтервалах комутаційної функції, забезпечує регулювання діючої вихідної напруги в діапазоні від 0 до розрахункового максимального значення.

Більше складні алгоритми керування, основані на використанні широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) з метою поліпшення якості форми вихідної напруги АІН за гармонічним складом.

Метою алгоритму є формування керуючих послідовностей, що забезпечують плавну зміну вихідної напруги при зміні періодів повторюваності в порівнянні зі східчастою формою напруги, утвореної в результаті роботи алгоритму почергового керування векторами. У схемі можливі тільки 6 робочих станів, що формують вихідну напругу, і 2 нульові стани (комбінації). Необхідна форма вихідної напруги може бути отримана тільки в результаті комбінаційної дії різних станів протягом періоду повторюваності.

Розглянемо шість робочих станів, поданих у вигляді базових векторів, зміщених один відносно одного на кут π/3 рад, а нульові стани у вигляді векторів нульової тривалості, розташованих на початку координат. Отримана система умовно складається з восьми базових комутаційних (просторових) векторів і наведена на рис. 4.17. Область, укладена між двома сусідніми осями, визначає відповідний період повторюваності.

Діаграма ілюструє обоє розглянутих раніше методів керування: почергове керування (в межах сегмента π/6 рад стан вентилів залишається незмінним) і ШІР (проводиться комбінування робочого стану з нульовим). Метод комутаційного вектора можливий, коли крім базових векторів має місце деяке число проміжних векторів $U_{пр}$, що розташовуються усередині секторів. Положення кожного проміжного вектора $U_{пр}$ визначається його зсувом щодо базового вектора даного сегмента на кут j. Проміжний вектор можна графічно розкласти на складові (у вигляді двох векторів) методом проектування на найближчі до нього базові вектори, як показано на рис. 4.18.

При цьому проекцію на вісь, що є базовою для даного сегмента, звичайно називають основною (із тривалістю $T_{осн}$), а проекцію на вісь, базову для наступного сегмента - додатковою (із тривалістю $T_{дод}$). З аналізу рис. 4.18 можна визначити значення $T_{осн}$ і $T_{дод}$ у вигляді

$$T_{осн} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right), \tag{4.21}$$

$$T_{дод} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot sin\varphi. \tag{4.22}$$

Період повторюваності далі розбивається на певне число інтервалів (векторів) із тривалістю $T_{шім}$. Якщо $T_{шім}$ є функцією вихідної частоти, ШІМ називається синхронною: кількість векторів за період повторюваності приймається постійною у всьому діапазоні частот або вибирається з кінце-

вого ряду. Якщо значення $T_{ШІМ}$ є постійною величиною - ШІМ називається асинхронною при кількості векторів, рівній $T_{ВИХ}/T_{ШІМ}$.

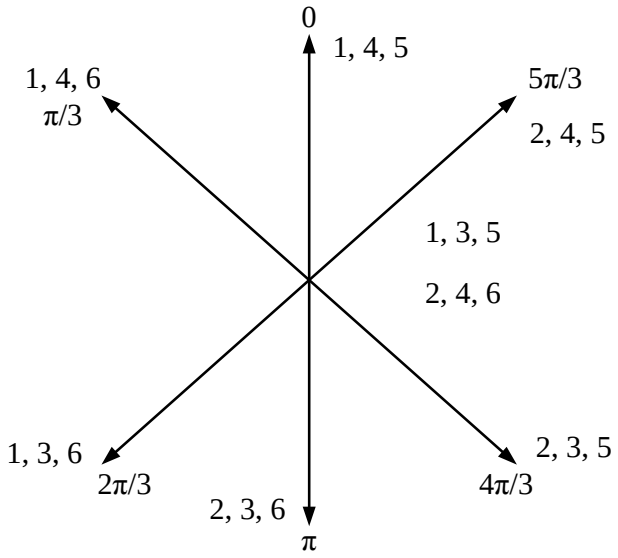


Рисунок 4.17 - Діаграма базових комутаційних векторів

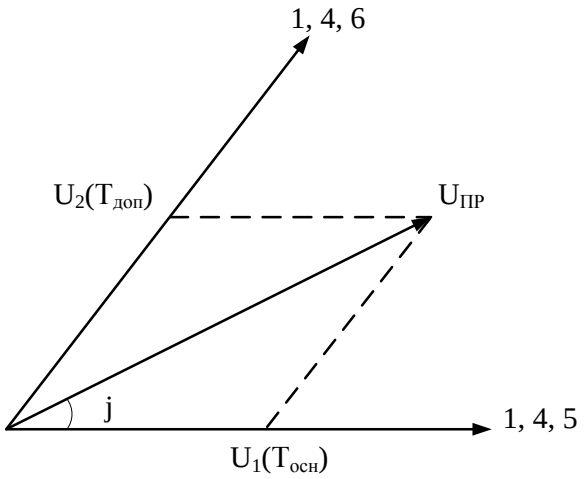


Рисунок 4.18 - Діаграма розкладання проміжного вектора на складові

Інтервал $T_{шім}$, як правило, розбивається на дві частини пропорційно розрахованим значенням для векторів $T_{ОСН}$ і $T_{ДОД}$, протягом яких формуються відповідно базові (робочі) для даного й наступного секторів комбінації ключів.

Масштабування [19] діючого значення проводиться множенням обох складових на коефіцієнт амплітуди K_A, обраний у діапазоні $0...\sqrt{\frac{3}{2}}$. Обмеження коефіцієнта амплітуди зверху обумовлене тим, що при значеннях φ, близьких до π/6, сума $T_{ОСН}$ і $T_{ДОД}$ перевищує 1, тоді

$$T_{ОСН}\left(\frac{\pi}{6}\right)+T_{ДОД}\left(\frac{\pi}{6}\right)=\frac{2}{\sqrt{3}}. \qquad (4.23)$$

Частину $T_{ШІМ}$, що залишилася після масштабування, називають нульовим інтервалом T_0. Одне із двох нульових значень вентилів установлюється в нульовому інтервалі T_0

$$T_0 = T_{ШІМ} - K_A \cdot \left(T_{ОСН} + T_{ДОД}\right). \qquad (4.24)$$

Порядок чергування основного, додаткового й нульового інтервалів протягом $T_{ШІМ}$ визначається алгоритмом перемикання IGBT-модулів автономного інвертора напруги.

Таким чином, регулювання частоти f і величини вихідної напруги здійснюється в АІН за рахунок використання алгоритмів високочастотного ШІМ-керування. Частота ШІМ звичайно змінюється від 2 до 16 кГц. Частота прямокутних імпульсів визначається частотою ШІМ, тривалість (ширина) імпульсів протягом періоду вихідної частоти АІН модульована синусоїдальним законом, що забезпечує фазні струми АД з мінімальними гармонічними складовими.

Тенденція переважного використання електроприводів змінного струму обумовлена їхніми перевагами перед регульованими електроприводами постійного струму й успіхами, досягнутими в теорії й практиці створення напівпровідникових перетворювачів і систем керування електроприводами змінного струму. Цей напрямок тісно взаємозалежний з удосконалюванням технологічних процесів і встаткування, ростом вимог до ЕП відносно технічного рівня, енергетичних і технологічних показників. Такий підхід базується на стрімкому прогресі розробки й впровадження, повністю керованих напівпровідникових приладів (IGBT, IGCT, MOSFET, GTO, MCT і ін.) і мікропроцесорних засобів керування, що забезпечують можливість реалізації систем прямого цифрового керування напівпровідниковими ПЧ і регульованими електроприводами змінного струму. Однак широке застосування тиристорних напівпровідникових перетворювачів у регульованих ЕП різко загострює проблему електромагнітної сумісності їх з мережами живлення: високий рівень гармонік споживаного з мережі струму (більше 30%) і низький коефіцієнт потужності (0,5...0,7). Вимоги до зменшення впливу перетворювачів (споживачів) на мережу живлення постійно посилюються за показниками якості напруг мережі живлення (стандарти IEEE-519, МЕК 555), що усуває використання простих випрямних схем на вході перетворювачів частоти. Найважливішим фактором при роботі перетворювального пристрою в електроприводі постійного або змінного струмів є можливість забезпечення ресурсозбережних режимів роботи ЕП і реалізацію двостороннього обміну енергією між мережею живлення й електричною машиною - виконавчим двигуном МС.

5 ПРИКЛАДИ РЕАЛІЗАЦІЇ МІКРОПРОЦЕСОРНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

5.1 Керування двофазним безколекторним електродвигуном постійного струму без датчиків

Двофазні безколекторні електродвигуни постійного струму (БКЕПС) широко використовуються у вентиляторах для вентиляції і охолоджування ЦПУ, графічних процесорів, джерел живлення і мають безліч інших застосувань. В порівнянні з колекторними двигунами БКЕПС відрізняються легшою вагою, швидким розгоном, випромінюванням меншого рівня електричних і акустичних шумів, а також не потребують технічного обслуговування (усунутий знос колекторного вузла). Вимоги до охолоджувальних вентиляторів неперервно збільшуються, оскільки зростає число електроніки з великим тепловиділенням. У зв’язку із збільшенням об’ємів застосування вентиляторів з'являється необхідність в недорогих рішеннях, що дозволяють зберегти на низькому рівні вартість кінцевої продукції. Крім того, оскільки росте число використовуваних вентиляторів в побутовій і офісній електроніці, то вентилятори повинні бути якомога тихішими і економічнішими. Характеристики БКЕПС достатньо повно відповідають вимогам вентиляторів.

Тут описується, як реалізувати схему і програму для керування двофазним БКЕПС на основі 8-розрядного мікроконтролера AVR [20]. Для реалізації функцій керування використовується недорогий і мініатюрний мікроконтролер ATtiny13. АЦП і ШІМ використовуються таким чином, що не потрібні датчики Холла; для визначення необхідності перемикання струмів, статорів, мікроконтролер оцінює рівень ЕРС на пасивній обмотці. Дане рішення дозволяє вилучити датчик Хола (датчик положення) і є сучасним, недорогим методом керування двофазним БКЕПС.

Двофазний БКЕПС. Безколекторні електродвигуни постійного струму складаються з ротора з постійними магнітами і статора з декількома обмотками. Кількість полюсів на постійних магнітах і кількість обмоток, статорів, варіюється залежно від бажаних характеристик двигуна. Звичайний двофазний електродвигун показаний на рис. 5.1. На рисунку поданий двигун з 4 обмотками і 2 наборами полюсів. Верхня і нижня обмотки з’єднані послідовно, точно так з’єднані ліва і права обмотки.

Уточнимо термінологію щодо комутації електродвигуна. Пасивна або неживильна обмотка - обмотка, яка генерує магнітне поле, що обертає ротор (оскільки через цю обмотку не протікає струм). У протилежність цьому, активна або живляча обмотка - обмотка, через яку протікає електричний струм, що створює магнітне поле. У нормальному режимі роботи, у будь-який момент часу, одна обмотка є активною, а інша - пасивною. Від положення роторних магнітів залежить, яка обмотка повинна живити для

обертання ротора в потрібному напрямі. В процесі роботи зміна положення ротора відбувається за рахунок зміни електричного струму через обмотки таким чином, що обертання підтримується за рахунок зміни магнітного поля статорів, яке генерується обмотками.

При живленні обмоток 1 і 2 на рис. 5.1 будуть притягуватися/відштовхуватися полюси роторних магнітів у напрямку до обмоток (фаза 1). Як тільки почнеться обертання, інерцією ротора гарантуватиметься, що ротор не тільки притягнеться до активних обмоток, але і пройде повз них. Як тільки магніт пройде повз активних обмоток, повинні бути активізовані інші обмотки (фаза 2) і обертання, таким чином, продовжиться. Якщо перемикання виконати в потрібний момент, то магнітні поля обмоток зміняться таким чином, що сформований обертальний момент буде завжди в одному напрямі. Якщо ж перемикання обмоток виконати раніше або пізніше, то протягом короткого часу буде сформований обертальний момент в протилежному напрямі, уповільнюючи частоту обертання ротора. Таким чином, необхідна інформація про положення роторних магнітів відносно обмоток для досягнення максимальних робочих характеристик.

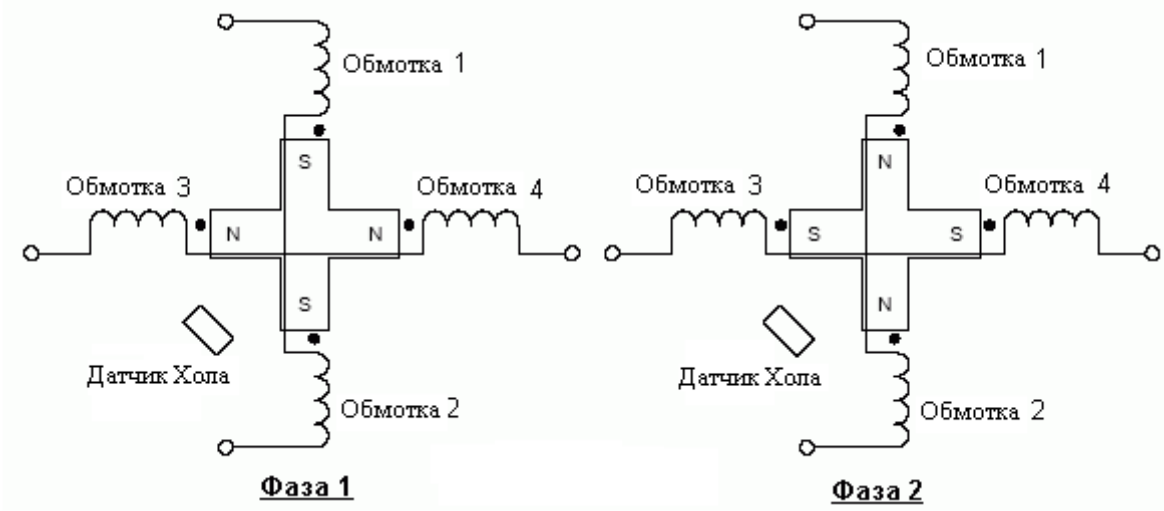


Рисунок 5.1 - Принцип дії двофазного БКЕПС

Процес комутації обмоток двофазного БКЕПС звичайно керується датчиком Холла, який використовується для визначення положення ротора. Датчик Холла - магнітний ключ, який дозволяє визначити положення магнітного поля, що в даному випадку генерується роторними магнітами. Датчик Холла встановлює на своєму виході логічний 0 або 1 залежно від полярності магнітного поля, що генерується роторними магнітами. Якщо датчик Холла розташувати між обмотками 2 і 3 (рис. 5.1), то він змінює стан свого виходу, коли роторні магніти збігаються з обмотками, тобто коли магнітні поля двох полюсів компенсують один одного і змінюється полярність магнітного притягання. Датчики Холла надають керуючій системі інформацію про те, коли необхідно виконати перемикання обмоток для підтримки обертання. Недоліками використання даного способу керування

комутацією є дорожнеча датчика Холла і необхідність точного позиціонування датчика для отримання надійної інформації. Навіть при точному позиціонуванні датчика Холла інформація про положення поступає тільки миттєво при кожному перемиканні.

Електрорушійна сила. Електрорушійна сила (ЕРС) - напруга на індуктивності (обмотці), що генерується змінним магнітним полем (створене магнітами при обертанні ротора). Форма ЕРС у БКЕПС приблизно трапецієподібна, як показано на рис. 5.2.

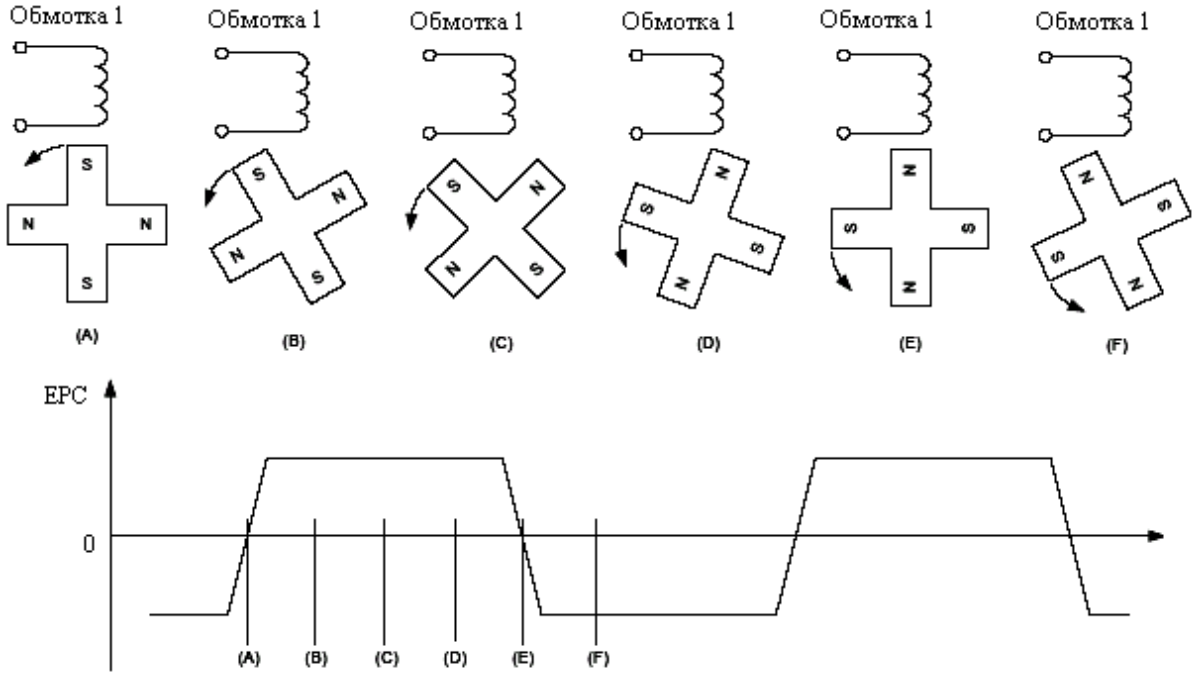


Рисунок 5.2 - ЕРС, індукована при обертанні роторних магнітів

ЕРС робить суттєвий вплив на роботу БКЕПС. ЕРС генерується на обмотках, статорів, під час обертання ротора. Амплітуда ЕРС прямо пропорційна швидкості зміни магнітного поля (з боку обмотки) - іншими словами, амплітуда ЕРС пропорційна частоті обертання електродвигуна. Коли електродвигун досягне заданої швидкості, амплітуда ЕРС буде рівна напрузі, використовуваній для живлення обмоток. Це обмежує електричний струм через обмотку і, отже, частоту обертання, оскільки струм потрібен для генерації магнітного поля, а магнітне поле необхідне для створення обертального моменту. ЕРС, індукована в живильній обмотці, називається зворотною ЕРС.

ЕРС генерується не тільки в живильній обмотці, але також і в пасивній. ЕРС пасивної обмотки можна виміряти і використати для визначення положення ротора. На рис. 5.2 ілюструється трапецієподібна ЕРС, індукована в пасивній обмотці, у функції положення (кута) роторного магніту.

Недоліком використання ЕРС для визначення положення ротора є залежність амплітуди ЕРС від частоти обертання, що вимагає вимірювання

нижчих рівнів напруги. При цьому також необхідно врахувати вплив шумів, які можуть бути присутніми в заданій системі.

Як показано на рис. 5.2 ЕРС змінює полярність, коли роторний магніт знаходиться на одній лінії з обмоткою, в цей же момент повинен змінитися стан на виході датчика Холла. Дана особливість використовується при використанні способу керування БКЕПС без датчиків.

Керування БКЕПС без датчиків. Спосіб керування без датчиків з використанням ЕРС, як правило, застосовується для керування трифазним БКЕПС. У даній реалізації ЕРС використовується для визначення положення ротора і, таким чином, для синхронізації процесу комутації. При обертанні роторних магнітів двофазного двигуна, за аналогією з трифазним двигуном, генерується ЕРС в пасивній обмотці статора. Ідея використання ЕРС пасивної обмотки для визначення положення ротора використовувалася при розробці пристрою, пропонованого в даних рекомендаціях для застосування. Основною перевагою комутації без датчиків є виключення датчика Холла.

Напрям обертання. У більшості застосувань необхідний тільки один свідомо відомий напрям обертання. Наприклад, при охолоджуванні джерела живлення персонального комп'ютера необхідно швидше подавати холодне повітря приміщення в джерело живлення, ніж, навпаки, всмоктувати гаряче повітря з джерела живлення усередину приміщення. Крім того, в більшості випадків лопаті вентилятора оптимізовані під один напрям обертання.

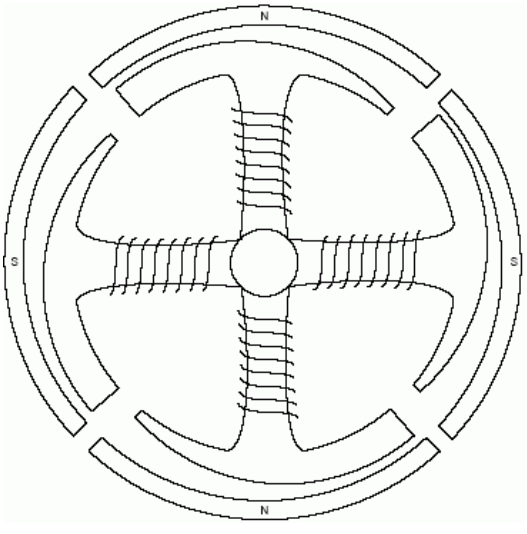


Рисунок 5.3 - Звужений повітряний зазор в двофазному електродвигуні

Конструкцією двигуна на рис. 5.1 не гарантується напрям обертання під час запуску електродвигуна. Напрям залежить від початкового положення ротора і порядку активізації обмоток. Якщо початкове положення ротора відоме, то можна визначити порядок активізації обмоток, який приведе до обертання в потрібному напрямі.

При керуванні без використання датчиків немає інформації про початкове положення ротора. Таким чином, перед запуском електродвигуна

ротор повинен бути переведений у певне положення. При активізації одного набору обмоток магніти ротора порівнюються з обмотками таким чином, що північні полюси магнітів стають напроти південних полюсів статора або навпаки. Активізуючи обмотки у такий спосіб, можна перевести ротор у певне положення. Проте знання положення ротора не достатньо для гарантування, що двигун обертатиметься в потрібному напрямі. Для обертання двигуна в потрібному напрямі потрібно передбачити спеціальну конструкцію магнітного сердечника.

У багатьох двофазних БКЕПС коректність напряму обертання гарантується звуженням повітряного зазора (рис. 5.3). Повітряний зазор між роторним магнітом і статором непостійний. Коли обмотки статорів не живлять, роторний магніт приймає положення, в якому повітряний зазор між полюсами магнітів і магнітного сердечника - найменший (тобто, де найменший магнітний опір). Двигун на рис. 5.3 має чотири такі положення спокою. Ці положення розташовані між положеннями збігу полюсів, які живлять послідовні обмотки. Якщо ротор порівнюється з набором обмоток (за рахунок активізації обмотки), а потім обмотка знеструмлюється, то ротор продовжить обертання до найближчого положення спокою. Положення ротора, таким чином, відоме і далі напрям обертання керується шляхом вибору відповідного порядку комутації.

Часові діаграми напруг в процесі комутації. Для того, щоб зрозуміти як ефективно керувати двигуном, необхідно уявити, як формується обертальний момент. Нижче подано вираз електричного моменту, що генерується однією фазою:

$$T_e = \frac{e \cdot i}{\omega},$$

де T_e - електричний момент;

e - ЕРС;

i - струм через обмотки двигуна;

ω - кутова швидкість ротора.

Даний вираз показує, що сформований обертальний момент має той же напрям, що і обертання, якщо e і i мають однаковий знак. Або навпаки, якщо e і i мають протилежні знаки, то електрична енергія витрачається на уповільнення двигуна.

У більшості вентиляторів використовується прямокутна форма напруг в процесі комутації (в цьому випадку комутація називається блоковою). На рис. 5.4 показана блокова комутація, де перемикання виконується при перетині нуля напругою ЕРС (зміна полярності) для підтримки рівності знака фазного струму і знака ЕРС.

Керування швидкістю за допомогою широко-імпульсної модуляції. Як показано раніше, може виникнути необхідність керування частотою обертання двигуна. У вентиляторах також може виникнути необхідність зниження акустичних шумів і зниження споживаної потужності двигуна.

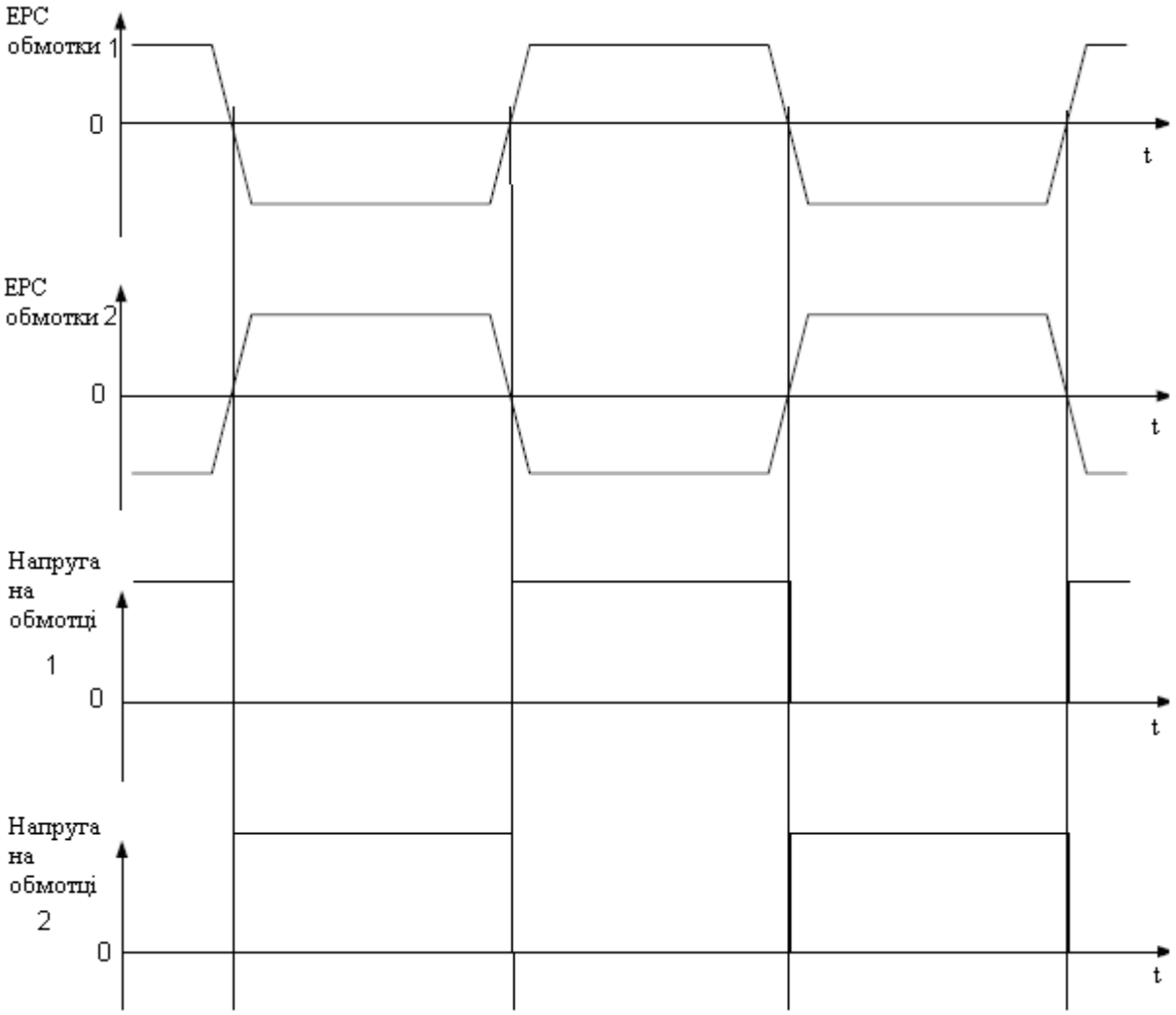


Рисунок 5.4 - Основні осцилограми напруг при комутації

Одним із способів керування частотою обертання двигуна є керування робочою напругою двигуна; проте, дуже небагато систем, в т.ч. ПК, можуть безпосередньо формувати регульовану напругу для живлення електродвигуна без спеціального апаратного каскаду живлення. В результаті до складу багатьох систем входить спеціальна схема, яка дозволяє регулювати напругу живлення вентилятора і привносить свою частину вартості в кінцеву вартість системи. Якщо ж врахувати, що електроніка вентилятора вже містить транзистори, які можуть використовуватися для керування напругою живлення двигуна, то додаткову схему для регулювання напруги живлення електродвигуна необхідно розглядати як надмірну. Таким чином, альтернативним рішенням для керування напругою /швидкістю є використання електроніки керуючого двигуна. Якщо для керування комутацією використовується мікроконтролер, то для керування середнім значення напруги живлення обмоток можна використовувати широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ). Якщо пов'язати вихід ШІМ-генератора з обмотками електродвигуна, то можна керувати середнім значенням напруги і, отже, струмом через обмотки (рис. 5.5). Коефіцієнт заповнення імпульсів ШІМ-

сигналу визначає середнє значення напруги живлення обмоток. На рис. 5.5 заповнення імпульсів 50%. Це означає, що середнє значення напруги, яка подається на обмотки, рівне 50% від початкової живильної напруги. Збільшення заповнення імпульсів ШІМ-сигналу приводить до збільшення швидкості обертання і обертального моменту вентилятора.

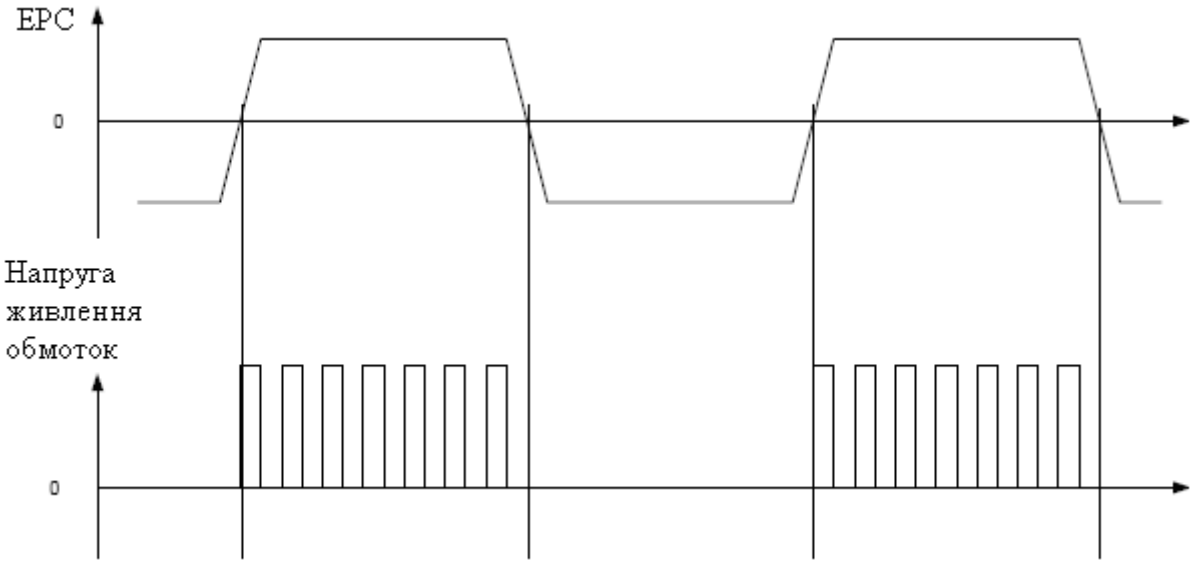


Рисунок 5.5 - Напруга живлення обмоток двигуна з ШІМ

При використанні ШІМ-керування швидкістю бажано мати вбудований в мікроконтролер апаратний генератор ШІМ-сигналу. Використання апаратного ШІМ-генератора гарантує коректність часової діаграми без паразитних імпульсів, що робить можливим регулювання напруги (заповнення імпульсів) у всьому діапазоні від 0% до 100%. Апаратна генерація ШІМ-сигналу також дозволяє розвантажити процесор для виконання інших важливих завдань, як, наприклад, керування комутацією, функції захисту і стабілізація частоти обертання.

Одна з основних вимог при використанні ШІМ-керування швидкістю обертання є розташування основної частоти ШІМ за межами діапазону чутності (20 Гц...20 кГц). Це означає, що бажано використовувати основну частоту ШІМ істотно вищу 20 кГц. При цьому також необхідно враховувати механічні характеристики вентилятора. Акустичний шум від невеликих вентиляторів часто нечутний, навіть якщо базова частота ШІМ нижче 20 кГц. Проте потрібно знати, що частоти ШІМ нижча 20 кГц, залежно від вентилятора, можуть бути чутні як високий тон. При використанні частот ШІМ вище 20 кГц необхідно враховувати, що із збільшенням основної частоти ШІМ збільшується розсіювана потужність на керуючих транзисторах.

Задана частота обертання. Частота обертання двигуна в більшості застосувань регулюється за допомогою зовнішнього сигналу. Як останнє виступає аналоговий сигнал, сформований, наприклад, датчиком темпера-

тури або потенціометром, або ШІМ-сигнал, сформований головним контролером системи. Використання мікроконтролера з вбудованим АЦП дозволяє оперувати з будь-яким типом зовнішнього сигналу для задання швидкості двигуна, а потім після визначення заданої швидкості варіювати заповненням імпульсів ШІМ-сигналу для керування напругою живлення обмоток. Таким чином, є можливість реалізувати керування частотою обертання із зворотним зв'язком, коли ШІМ-сигнал постійно змінюється для мінімізації різниці між заданою і фактичною частотою обертання.

Апаратна частина. На рис. 5.6 подані основні апаратні функціональні вузли, які необхідні для реалізації пристрою керування двофазним БКЕПС без датчиків на основі мікроконтролера. Принципова схема залишається однією і тією ж, незалежно від використовуваного типу електродвигуна, а при відомому типі електродвигуна необхідно уточнити тільки параметри елементів схеми.

Вузол, позначений "Схема керування", як правило, має два ключі, які при ввімкненні роблять можливим протікання електричного струму через обмотки. Як ключі використовуються транзистори. Конденсатори паралельно транзисторам дозволяють згладити перехідні напруги, які виникають при розмиканні індуктивного навантаження, а також зменшують шуми, що виникають при комутації.

Вузол, позначений "Схема контролю", виконує обробку сигналу. На рис. 5.6 для цього використовується тільки подільник напруги, що дозволяє погоджувати за напругою джерело сигналу з АЦП мікроконтролера. Зверніть увагу, що резистивні кола впливають на значення ЕРС. Якщо не виконувати ділення напруги, то виміряна напруга буде рівна *Vm*-*Vd*-*Vc*, де *Vd* - спад напруги на діоді, а *Vc* - загальний спад напруги на обмотці. Спад напруги на обмотці рівний ЕРС неактивної обмотки. Вимірювання негативних рівнів ЕРС можливе, завдяки використовуваному розташуванню точок вимірювання ЕРС і резистивних вимірювальних кіл. В цьому випадку негативні рівні ЕРС накладаються на позитивний постійний зсув.

Діод між напругою живлення і обмотками двигуна виконує функцію захисту від зміни полярності, а також гарантує непопадання напруги з боку двигуна в ланцюг живлення.

Виводи, позначені "АЦП Ф1/2" і "ШІМ Ф1/2", є під’єднаннями до мікроконтролера.

Мікроконтролер. Як сказано вище, при керуванні двофазним БКЕПС без використання датчиків необхідно два канали АЦП для вимірювання ЕРС і два ШІМ-виходи для керування комутацією і швидкістю. Крім того, один канал АЦП потрібен, якщо необхідне зовнішнє задання швидкості. Якщо необхідно формувати інформацію про частоту обертання, то знадобиться додатковий вихід. Таким чином, всього потрібно 6 ліній введення-виведення.

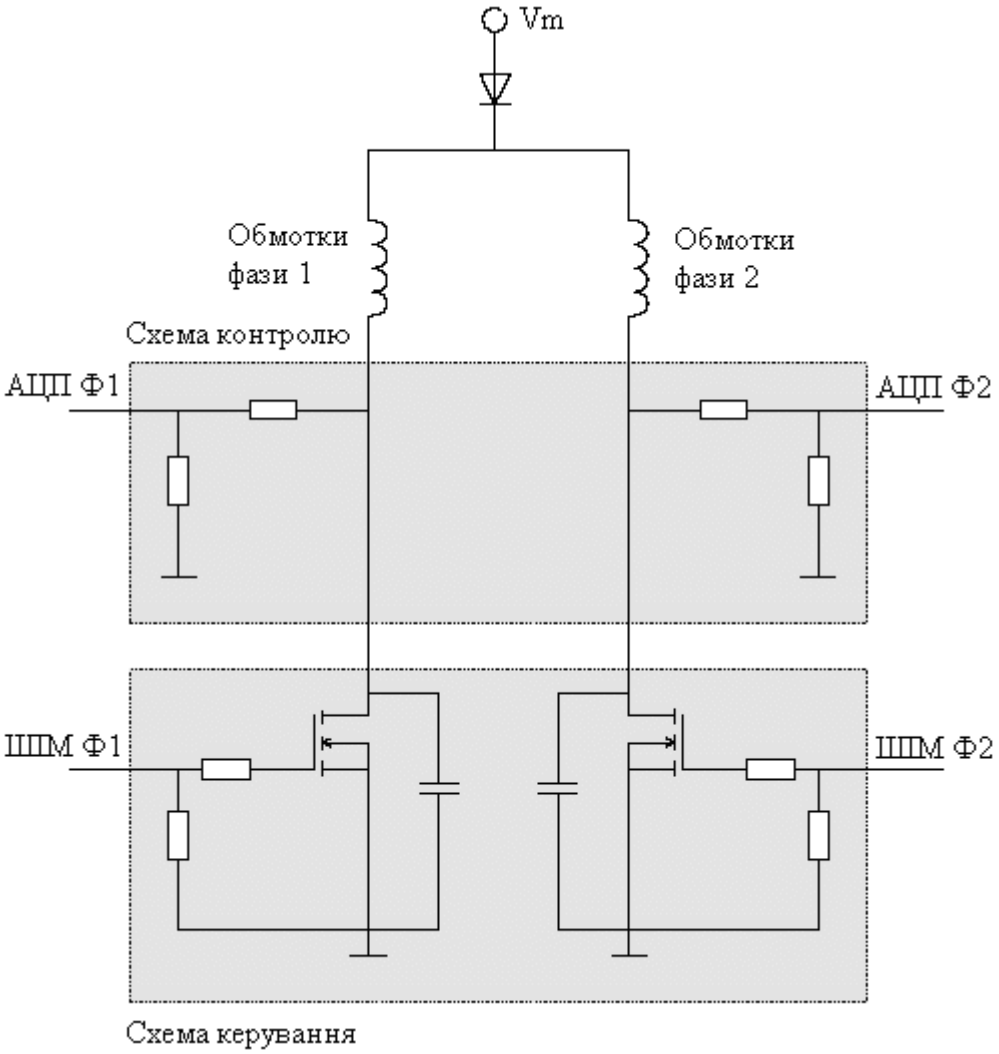


Рисунок 5.6 - Драйвери і схема контролю при керуванні БКЕПС без датчиків

ATtiny13 - 8-вивідний мікроконтролер, здатний виконувати функції керування двофазним БКЕПС без датчиків з урахуванням опитування зовнішньої аналогової напруги уставки за швидкістю і формування сигналу з інформацією про частоту обертання. Вбудований АЦП, внутрішнє джерело опорної напруги, два канали ШІМ, а також калібрований RC-генератор, частотою 9.6МГц, зводять потреби в зовнішніх компонентах до мінімуму. Розподілення виводів мікроконтролера ATtiny13 подано на рис. 5.7. Зверніть увагу, що сигнал з інформацією про частоту обертання формується на виведенні сигналу скидання. Для дозволу роботи виведення скидання як лінію введення-виведення необхідно запрограмувати конфігураційний біт RSTDISBL (відключення скидання). Необхідно також врахувати, що, навіть якщо біт RSTDISBL запрограмований, скинути мікроконтролер можна, якщо подати на вхід скидання напругу вище за 10.5В. Якщо дана особливість використовуватиметься (тобто можлива подача високої напруги на виведення скидання), то в сигнальному ланцюзі, пов'язаному з виведенням

скидання, необхідно передбачити обмежувач напруги до рівня Vcc, наприклад, стабілітрон. При необхідності можна обміняти місцями виведення сигналу про виміряну швидкість і зовнішнє задавання за швидкістю.

При вимірюванні за допомогою АЦП використовується внутрішнє джерело опорної напруги 1.1В. Всі сигнали на вході АЦП, таким чином, повинні змінюватися в межах 0-1.1В.

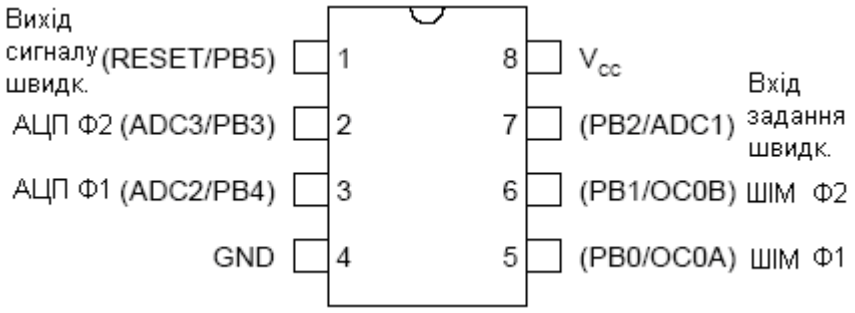


Рисунок 5.7 – Під’єднання до мікроконтролера ATtiny13

Регулювання напруги за допомогою ШІМ. Для керування напругою активної обмотки і, отже, швидкістю обертання двигуна, використовується два канали ШІМ. Виходи даних каналів пов'язані з транзисторами каскаду керування. Для реалізації ШІМ використовується двонаправлений таймер-лічильник. Таймер генерує три події: дві події збігу, при яких встановлюється або скидається відповідний вихід, і одне переривання при переповнюванні. Двонаправлена лічба і ШІМ-вихід подані на рис. 5.8.

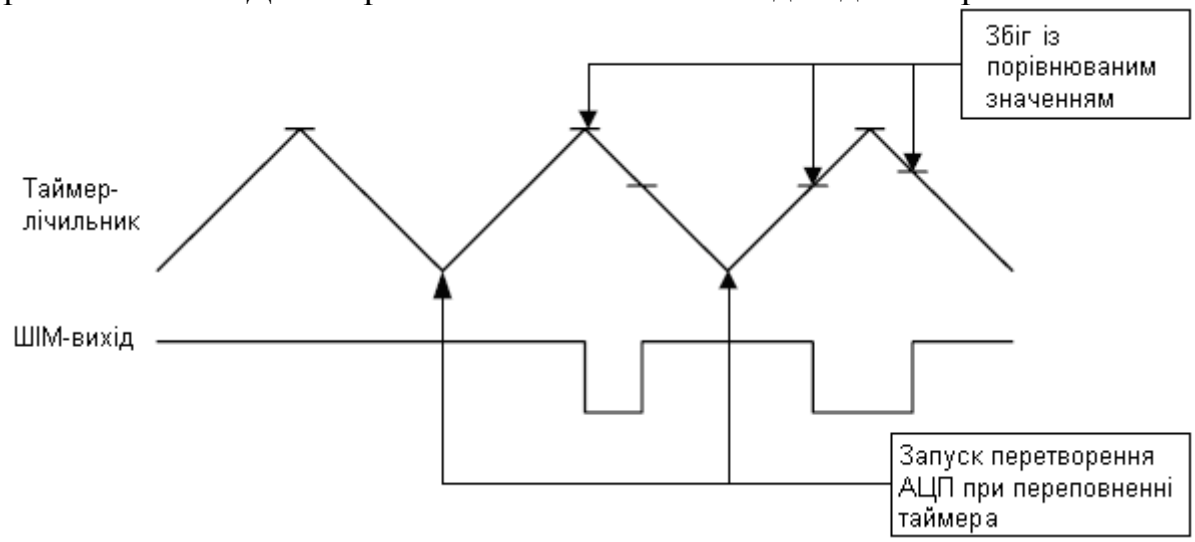


Рисунок 5.8 - ШІМ-вихід таймера-лічильника в режимі двонаправленої лічби

Основною причиною використання двонаправленого режиму лічби таймера є можливість запуску перетворення АЦП при переповнюванні таймера, тобто коли комутаційні шуми не накладаються на сигнал ЕРС.

При виникненні переривання після переповнювання таймера також запускається процедура обробки переривання, в якій оцінюється положен-

ня ротора і виконується комутація, якщо для цього є необхідні умови (тобто, коли ЕРС, зміряне АЦП, перетинає заданий поріг).

Основна частота ШІМ повинна бути близькою до 20 кГц, щоб вийти за межі чутливості. Якщо таймер працює від внутрішнього RC-генератора частотою 9.6 МГц і використовується двонаправлений режим лічби, то для отримання частоти 20 кГц необхідно як вершину лічби використовувати значення 240 (9.6 МГц/20 кГц/2). Проте при використанні двох каналів порівняння мікроконтролера ATtiny13 немає можливості змінити вершину рахунку і в цьому випадку як вершина лічби виступає значення за замовчуванням 255. В цьому випадку базова частота ШІМ буде рівна 18.85 кГц, що цілком прийнятно в більшості вентиляторів. Якщо використовуваний вентилятор створює акустичний шум на частотах до 20 кГц, то необхідно варіювати частотою RC-генератора. При збільшенні частоти внутрішнього RC-генератора також збільшуватиметься і основна частота ШІМ. Частота внутрішнього RC-генератора може бути збільшена на 10% щодо номінальної частоти, не роблячи негативного впливу на роботу мікроконтролера. Докладніша інформація щодо регулювання вбудованого RC-генератора може бути знайдена в документації на мікроконтролер AVR. Зверніть увагу, що конфігураційний біт CKDIV8, який керує діленням частоти синхронізації на 8, запрограмований за замовчуванням. Для отримання частоти синхронізації 9.6 МГц даного конфігураційного біта необхідно скинути.

Використання АЦП для вимірювання зворотної ЕРС. Запуск перетворення АЦП в мікроконтролері ATtiny13, як було сказано вище, виконується при переповнюванні таймера-лічильника. При використанні таймера в режимі двонаправленої лічби переповнювання виникає при досягненні таймером нижньої межі лічби (нуля), тобто коли ШІМ-сигнал не змінює свого стану (крім випадків, коли використовується мале заповнення імпульсів). Більшість вентиляторів використовують заповнення імпульсів між 10% і 40%, тому шуми, що виникають при комутації, не роблять впливу на результат перетворення. Якби не було можливості запускати оцифрування при переповнюванні таймера, то необхідно було б виконувати ефективну аналогову фільтрацію або виконувати складні обчислення для реалізації керування без датчиків двофазним БКЕПС, оскільки комутаційні шуми можуть накладатися на ЕРС.

Керування перемиканням каналу АЦП виконується в тій же частині програмного коду, де виконується оцінка результату вимірювання АЦП і керування комутацією обмоток. Даний процес детальніше розглядається в розділі, присвяченому керуванню комутацією. АЦП може вимірювати з роздільною здатністю до 10 розрядів і частотою 15 тисяч перетворень в секунду. При вищих частотах перетворення зменшується роздільна здатність. У запропонованій реалізації обробка результатів вимірювання ЕРС, а також зовнішнього сигналу швидкості, виконується в процедурі обробки переповнювання таймера-лічильника. Для гарантування достатності часу

для обробки переривання необхідно вибрати частоту синхронізації АЦП, рівну 1/8 від частоти системної синхронізації, тобто 1.2 Мгц. Використання даної високої частоти синхронізації АЦП призводить до зниження роздільної здатності приблизно до 8 біт, але цього достатньо для успішного прочитування ЕРС.

Попереднє позиціонування і запуск. Попереднє позиціонування ротора виконується шляхом збільшення напруги живлення обмоток і затримки на заданий час до тих пір, поки ротор не встановиться в бажане положення. Після цього напруга живлення обмоток зменшується, щоб ротор перейшов в положення спокою. Після цього двигун запускається без зворотного зв'язку із затримками між перемиканнями відповідно до таблиці перетворення. Це дозволяє адаптувати керування під механічні характеристики керованого двигуна.

Затримки між перемиканнями обмоток можна обчислити, якщо відомі характеристики розгону двигуна. Альтернативно, час розгону двигуна можна визначити шляхом контролю напруги на обмотках за допомогою осцилографа.

Комутація. Після закінчення послідовності запуску активізується комутація без датчиків положення шляхом дозволу переривання після переповнювання таймера-лічильника. Використовується блочна схема комутації. Для вимірювання ЕРС використовується вбудований АЦП. Виміряне значення ЕРС порівнюється з пороговим значенням. Якщо ЕРС перетинає порогове значення, то виконується перемикання обмоток. Щоб уникнути помилок, викликаних перехідними процесами при перемиканні, декілька оцифрувань після перемикання ігноруються.

Зовнішнє задавання швидкості. Зовнішнє задавання швидкості реалізоване у вигляді аналогового входу, який мікроконтролер оцифровує для визначення бажаної частоти обертання двигуна. Безпосереднє прочитування заданої частоти обертання виконується в процедурі обробки переривання таймера-лічильника після закінчення вимірювання зворотної ЕРС. Контур стабілізації швидкості реалізований в основному циклі. Стабілізація частоти обертання виконується за алгоритмом покрокового збільшення/зменшення швидкості. При необхідності може бути реалізований ПІ-закон керування.

Вихід сигналу з інформацією про швидкість. У вентиляторів часто передбачається вихід з відкритим колектором для генерації сигналу, що поступає до ЦПУ ПК (або іншого пристрою), з інформацією про частоту обертання вентилятора. Дану функцію можна реалізувати, якщо задіювати виведення скидання мікроконтролера ATtiny13, який можна перенастроювати на виконання функції лінії введення-виведення. Програмна реалізація даної функції дозволяє позбавитися необхідності застосування будь-яких зовнішніх компонентів, тим самим, знижуючи загальну вартість системи.

Програмна реалізація даного пристрою керування двофазним БКЕПС подана у вигляді блок-схеми на рис. 5.9.

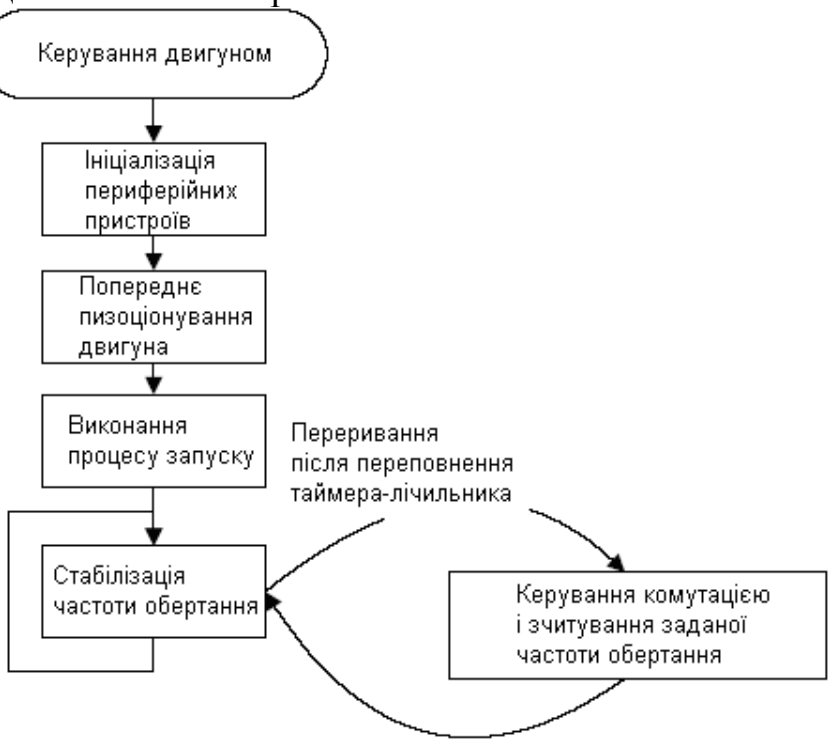


Рисунок 5.9 - Блок-схема програми керування двофазним БКЕПС

5.2 Керування асинхронним електродвигуном змінного струму за принципом постійності V/f і звичайного ШІМ-керування

В цілях охорони навколишнього середовища і зниження ефекту випромінювання парникових газів у всьому світі вводять правила, що вимагають від виробників побутового електроустаткування і промислових підприємств випускати продукцію таку, яка більш економічно витрачає електроенергію. Найчастіше цього можна досягти за рахунок ефективного керування швидкістю електродвигуна. Це є причинною, чому розробники побутових приладів і постачальники напівпровідників в наш час зацікавлені в розробці недорогих і економічних регульованих приводів.

За рахунок високої витривалості, надійності, низької вартості і високого к.п.д. (80%) асинхронні електродвигуни використовуються в багатьох промислових застосуваннях, в т.ч.:

- побутових електроприладах (пральні машини, витяжки, холодильники, вентилятори, пилососи, компресори і ін.);
- системах нагрівання, вентиляції і кондиціонування повітря;
- промислових електроприводах (керування рухом, відцентрові насоси, робототехніка і ін.);
- автомобілях (електромобілях).

Проте недоліком асинхронних двигунів є робота тільки на номінальній швидкості при під’єднанні до мережі. Це є причиною, чому перетво-

рювачі частоти необхідні для регулювання частоти обертання асинхронних електродвигунів. Найбільш популярним алгоритмом керування трифазним асинхронним електродвигуном є алгоритм з підтримкою постійності відношення напруга/частота (правило Костенко) і використанням звичайного ШІМ керування інвертором напруги, як показано на рис. 5.12. Тут демонструється реалізація даного способу на основі AVR RISC-мікроконтролера AT90PWM3, розробленого спеціально для застосування в силовій електроніці [21].

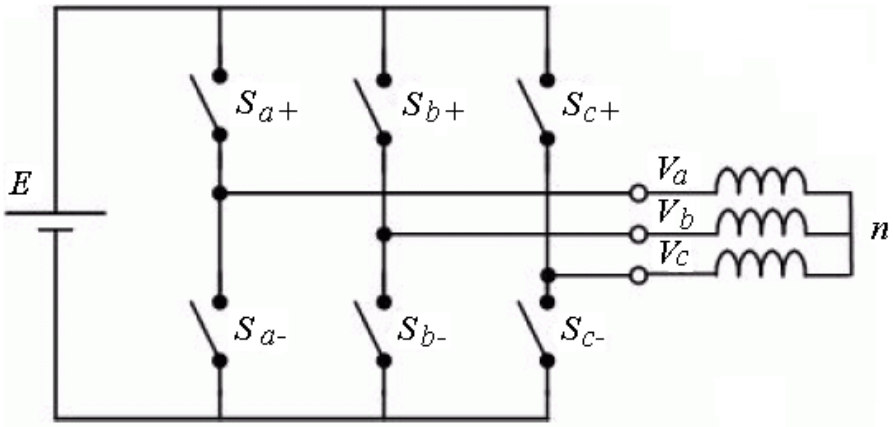


Рисунок 5.12 - Типова структура інверторного асинхронного привода

Ключові особливості AT90PWM3. Алгоритми керування реалізовані на основі недорогого і економічного однокристального мікроконтролера, який досягає продуктивності 16 мільйонів інструкцій в секунду і орієнтований на застосування як пристрій керування в підвищувальних/понижувальних перетворювачах постійної напруги, синхронних електричних машинах на основі постійних магнітів, трифазних асинхронних двигунів і безколекторних електродвигунів постійного струму. Мікроконтролер містить:

- ядро, виконане на основі 8-розрядної AVR RISC-архітектури;
- 8 кбайт програмованої флеш-пам'яті програм, яка дозволяє зберігати до 4096 інструкцій і розділена на сектори прикладної програми і завантажувального коду;
- 512 байт статичного ОЗП для зберігання змінних і таблиці перетворення, які використовуються в прикладній програмі;
- 512 байт ПЗП для зберігання конфігураційних даних і таблиць перетворення;
- один 8-розрядний таймер і один 16-розрядний таймер;
- програмований WatchDog-таймер з внутрішнім генератором;
- 11-канальний 10-розрядний АЦП і 10-розрядний ЦАП.

Основною особливістю, яка робить даний мікроконтролер привабливим для застосування в пристроях керування електроприводами, є інтеграція трьох контролерів керування силовим каскадом. До складу даних периферійних пристроїв входять 12-розрядні реверсивні лічильники з двома

компараторами, виходи яких можуть керувати силовими транзисторами інвертора. Ці елементи дозволяють генерувати будь-яку трифазну форму, використовуючи широтно-імпульсну модуляцію, і підтримують просте керування паузами неперекриття.

Асинхронний електродвигун. У протилежність колекторним і безколекторним електродвигунам постійного струму асинхронні електродвигуни не містять постійних магнітів. Ротор виконаний у вигляді короткозамкнутої обмотки, в якій електричне поле, що обертається, створює магнітний потік. Завдяки відмінностям в швидкості між електричним полем статора і магнітним потоком в роторі електродвигун здатний створювати обертальний момент і здійснювати обертальний рух.

Принцип постійності відношення напруга/частота (правило Костенка). Принцип постійності відношення напруга/частота найбільш широко поширений в сучасних регульованих асинхронних приводах. Він може використовуватися в застосуваннях, які не потребують високих динамічних характеристик, а необхідно тільки ефективно варіювати частотою обертання в повному діапазоні. Це дозволяє використовувати синусоїдальну сталу модель асинхронного електродвигуна, в якій величина магнітного потоку статора пропорційна відношенню амплітуди і частоти напруги обмотки, статора. Якщо дане відношення підтримувати на постійному рівні, то постійність зберігатиме і магнітний потік статора і, таким чином, обертальний момент залежатиме тільки від частоти ковзання.

Точніше, виходячи із звичайної моделі асинхронного електродвигуна:

$$\frac{d\phi_s}{dt} + R_s I_s = V_s; \frac{d\phi_r}{dt} - j\omega_m \phi_r + R_r L_r = 0;$$

$$\phi_s = L_s I_s + L_m L_r; \phi_r = L_r I_r + L_m I_s;$$

$$C_{em} = \frac{3p}{2} L_m \cdot Im(I_s I_r); \Omega_m = \frac{\omega_m}{p},$$

де V_s, ϕ_s, ϕ_r, I_s, I_r - напруга статора, магнітні потоки статора і ротора, струми статора і ротора, відповідно;

R_s, R_r, L_S, L_r, L_m, ω_m - загальний опір статора, опір ротора, індуктивність статора, індуктивність ротора, загальна індуктивність розсіяння і кутова частота обертання, відповідно.

При живленні електродвигуна трифазною синусоїдальною напругою з частотою ω_s, сталі струми в роторі і статорі також матимуть синусоїдальну форму з частотою ω_s і $I_r = I_{r\,max} e^{j(\omega_s t + \varphi_r)}$. Перетворимо попередні вирази до вигляду

$$I_s = \frac{R_r + jL_r\omega_{slp}}{\Delta} V_s; \quad I_r = -\frac{jL_m\omega_{slp}}{\Delta} V_s; \quad \phi_r = \frac{L_m R_r}{\Delta} V_s,$$

де $\Delta = (R_s + jL_s\omega_s)(R_r + jL_r\omega_{slp}) + L_m^2\omega_{slp}\omega_s$. Проте амплітудне значення може залишатися постійним при збереженні постійності відношення $V_{sm}/|\Delta|$. На високих швидкостях амплітудне значення магнітного потоку ротора залишається постійним при постійності відношення V_{sm}/ω_s:

$$\phi_{rm} \approx \frac{L_m R_r}{R_r L_s \omega_s} = \frac{L_m}{L_s} \cdot \frac{V_{sm}}{\omega_s}.$$

Тоді крутний момент електродвигуна пропорційний частоті ковзання: $C_{em} = \frac{3p}{2}\frac{\phi_{rm}^2}{R_r}\omega_{slp}$. Дані вирази показують, що бажані значення обертального моменту і частоти обертання електродвигуна можуть бути досягнуті, якщо $\omega_s = \omega_m + \frac{2C_{em}R_r}{3p\phi_{rm}^2}$. На низьких швидкостях $\phi_r \approx \frac{L_m}{R_s}V_s$. Коли частота статора знижується менше певної порогової частоти, амплітуду напруги необхідно підтримувати на певному рівні для підтримки постійності магнітного потоку ротора. У протилежність цьому, коли частота стає вищою за номінальне значення, амплітуда напруги залишиться на номінальному рівні зважаючи на насичення ключів інвертора. В цьому випадку потік ротора буде непостійним і обертальний момент знизиться.

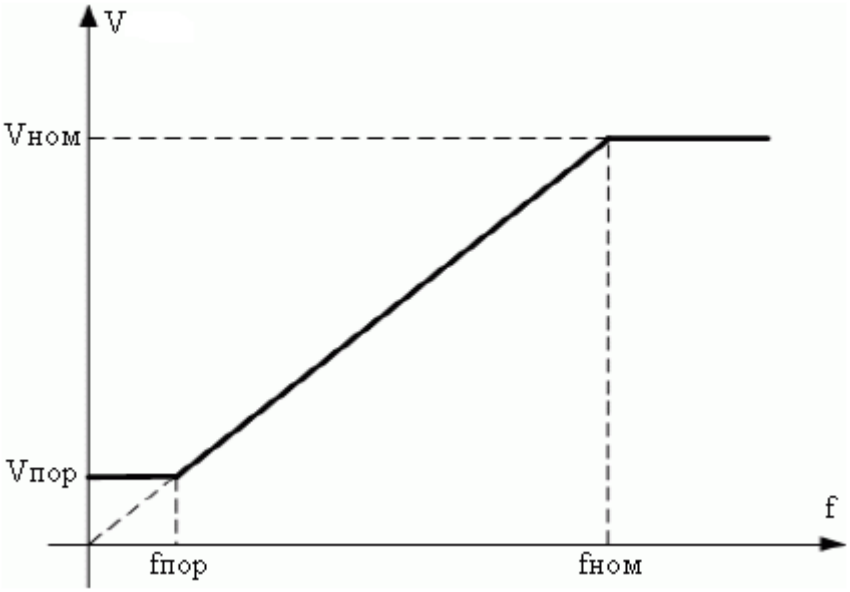


Рисунок 5.13 - Залежність амплітуди напруги статора від частоти статора за принципом V/f

Скалярний принцип керування "V/f" полягає в подачі на обмотки електродвигуна трифазної синусоїдальної напруги, амплітуда якої пропорційна частоті, за винятком частот нижчих за порогове значення і вищих за номінальне, як показано на рис. 5.13. На практиці нахил, який визначає ві-

дношення амплітуди напруги до частоти напруги, визначається за номінальними значеннями напруги живлення і частоти живильної мережі, які наводяться в паспорті на електродвигун, а порогова частота вибирається за відсотками (наприклад, 5%) від номінальної частоти.

Даний принцип може використовуватися для побудови контурів автоматичного керування швидкістю (рис. 5.14), в яких відхилення бажаної швидкості від фактичного виміряного значення швидкості поступає в ПІ-регулятор, де обчислюється значення частоти напруги статора. З метою зниження складності регулятора як початкові дані для правила V/f і векторного ШІМ-алгоритму використовується абсолютне значення частоти напруги статора. Якщо на виході ПІ-регулятора присутнє негативне значення, то для реверсування електродвигуна змінюється вміст двох змінних, які керують силовими транзисторами інвертора. Необхідно відмітити, що принцип керування, розглянутий тут, може використовуватися тільки в застосуваннях, де підтримується постійний рівень швидкості при будь-якому допустимому моменті опору. У застосуваннях, де необхідно підтримувати постійність моменту опору при будь-яких значеннях частоти обертання, необхідне вимірювання струмів статорів і складніші принципи керування.

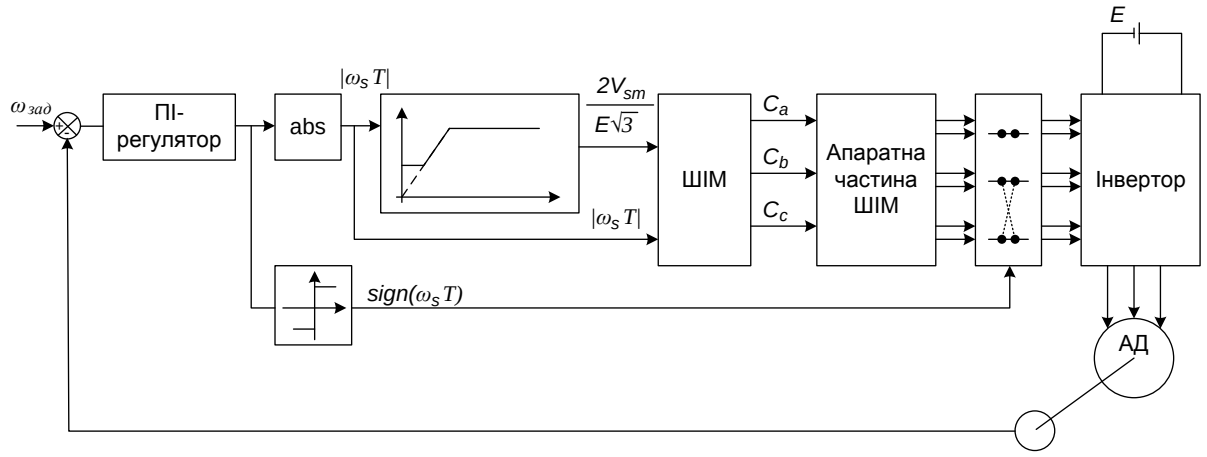


Рисунок 5.14 - Блок-схема системи автоматичного керування швидкістю за принципом V/f ω

Принцип звичайної широтно-імпульсної модуляції. Одним із способів рішення задачі формування за допомогою інвертора трифазної синусоїдальної системи напруг із зсувом за фазою 120 градусів на обмотках статора є використання таблиці синусів. В цьому випадку частота статора *s* визначає три дискретні часи інтеграторів, які обчислюють миттєві значення фаз для кожної напруги статора:

$$\theta_1[k] = \theta_1[k-1] + \omega_s[k]T_s;$$
$$\theta_2[k] = \theta_2[k-1] + \omega_s[k]T_s;$$
$$\theta_3[k] = \theta_3[k-1] + \omega_s[k]T_s;$$
$$\theta_1[0] = 0;\ \theta_2[0] = -2\pi/3;\ \theta_3[0] = -4\pi/3,$$

де T_s - період дискретизації для алгоритму керування.

Якщо одне з цих значень стає більшим 2π, то для підтримки області значень в діапазоні від 0 до 2π від результуючого значення віднімається 2 . Таблиця синусів використовується для обчислення трьох напруг, які необхідно прикласти до статора:

$$V_a[k] = V_{sm}(\omega_s[k])\, sita(\theta_1[k]);\ V_b[k] = V_{sm}(\omega_s[k])\, sita(\theta_2[k]);$$
$$V_c[k] = V_{sm}(\omega_s[k])\, sita(\theta_3[k]),$$

де $V_{sm}(\omega_s)$ - амплітуда напруги статора, визначена за принципом постійності відношення напруга-частота і $sita(\theta) = sin(\theta)$.

Досягти поліпшення можна шляхом додавання до чистої синусоїди в таблиці синусів третьої гармоніки $sita(\theta) = sin(\theta) + 1/6 \cdot sin(3\theta)$, оскільки вона не робить вплив на поведінку електродвигуна і дозволяє генерувати сигнал, перша гармоніка якого має амплітуду на 15.47% вищу ($2/\sqrt{3}$) в порівнянні з максимумом сигналу (рис. 5.15).

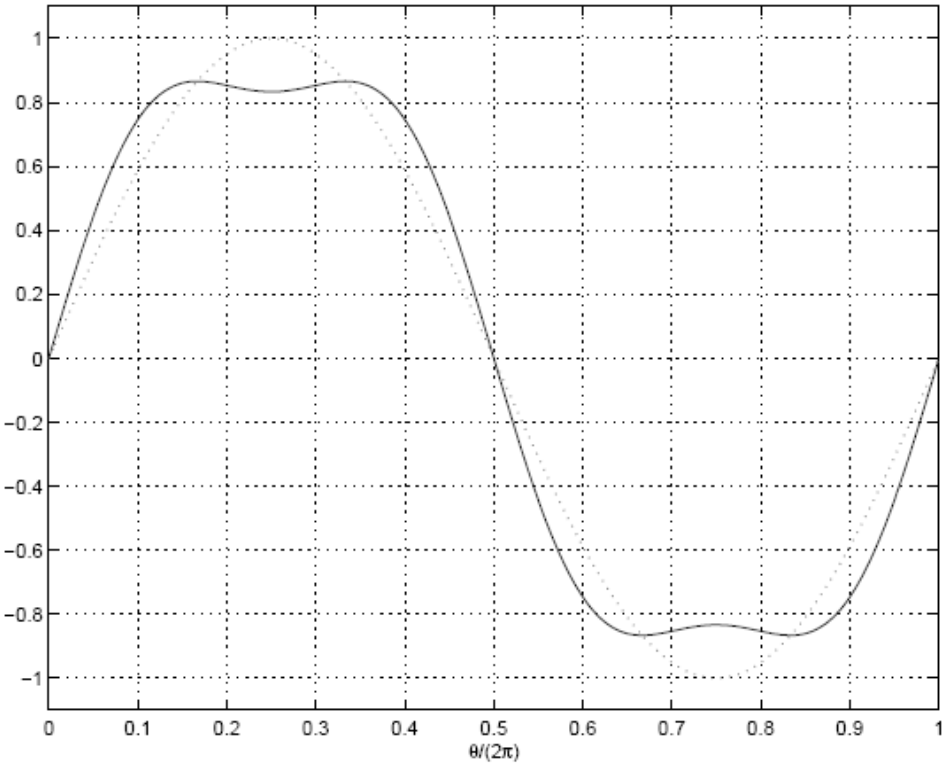


Рисунок 5.15 - Використання несинусоїдної форми напруги для збільшення відношення між амплітудою першої гармоніки і максимальним значенням

З урахуванням даного покращення є можливість генерувати вищу змінну напругу при живленні від тієї ж самої шини постійної напруги. Та-

ким чином, є можливість збільшення частоти обертання електродвигуна при збереженні постійності відношення *V/F*.

Дані значення порівнюють з виходом реверсивного лічильника (використовується як генератор трикутних імпульсів). Коли вихідне значення реверсивного лічильника переступає через дані значення, перемикається відповідний вихід компаратора. Як результат, в кожному ШІМ-каналі генеруються імпульси, коефіцієнт заповнення яких пропорційний відповідному значенню напруги статора. Оскільки даний реверсивний лічильник з трьома компараторами достатньо складний для програмної реалізації, то такий пристрій повинен бути присутнім в мікроконтролері як вбудований апаратний блок. Це і послужило причиною вибору мікроконтролера AT90PWM3, до складу якого входять три контролери силового каскаду (PSC). Якщо розглянути як приклад першу фазу, коефіцієнт заповнення імпульсів, що задається вмістом регістра порівняння відповідного PSC, буде пропорційний $\frac{T_s}{2}\left(1+\alpha\frac{V_a[k]}{V_{s\,max}}\right)$, де, $V_{s\,max}$ і T_s - найбільше значення амплітуди напруги статора і тривалість паузи неперекриття силових ключів, відповідно. Результуюча блок-схема показана на рис. 5.16.

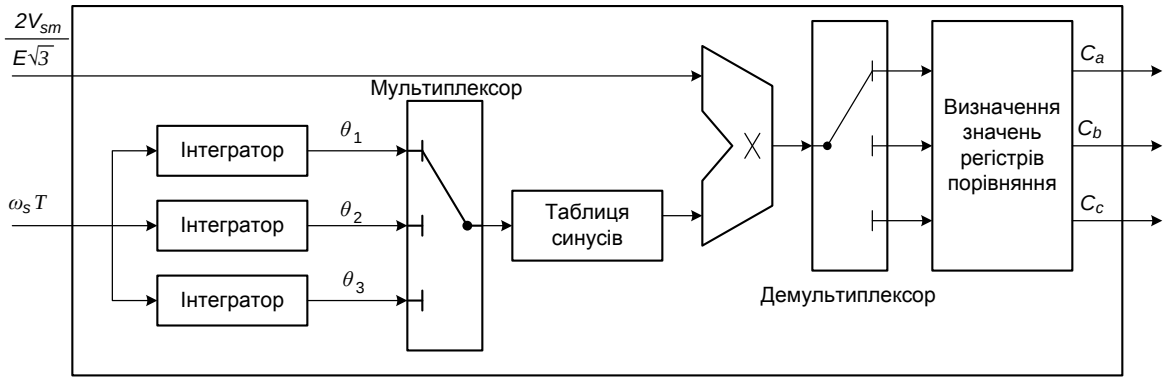


Рисунок 5.16 - Блок-схема звичайного ШІМ-керування

Датчики для керування електродвигуном. Датчики швидкості відіграють важливу роль в керуванні із зворотним зв'язком. Для визначення частоти і напряму обертання ротора можуть використовуватися декілька рішень.

Найбільш точним, але при цьому і найдорожчим, є використання абсолютного шифратора (енкодера) або шифратора (кодера) приростів. Вартість даних оптичних датчиків висока і співвідноситься з вартістю електродвигуна.

Іншим рішенням є використання тахогенератора, механічно пов'язаного з ротором електродвигуна. Для під’єднання даного датчика до мікроконтролера буде потрібно один канал аналогово-цифрового перетворення.

Третім рішенням є використання датчиків на ефекті Холла. Дані недорогі безконтактні датчики в наш час випускаються у вигляді компактних корпусних інтегральних схем, до складу яких входять власне датчик і схема формування вихідного сигналу. Такі мікросхеми формують вихідний сигнал, який може бути безпосередньо під'єднаний до порту введення-виведення мікроконтролера.

На рис. 5.17 наведені перехідні процеси для частоти обертання і напруг статорів, одержаних під керуванням мікроконтролера при стрибкоподібній зміні заданих швидкостей обертання між +700 і -700 оборотів в хвилину. Дані результати отримані при керуванні асинхронним електродвигуном потужністю 750 Вт (з навантаженням не більше 370Вт). Даними рисунками демонструється, що бажана швидкість досягається після закінчення 1 секундного перехідного процесу і що при досягненні частотою статора на виході ПІ-регулятора значення близького до нуля амплітуда напруги статора стає рівною пороговій напрузі ("boost voltage").

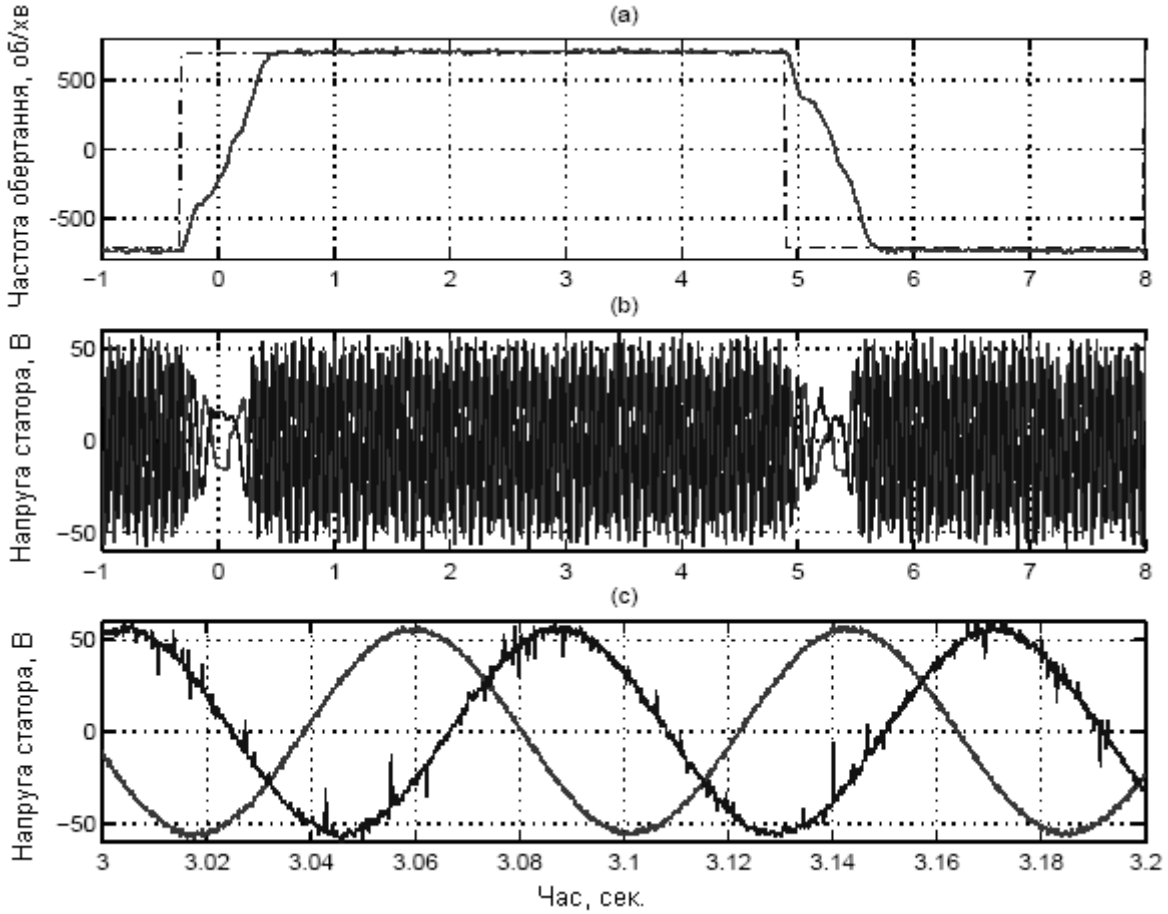


Рисунок 5.17 - Експериментальні результати, одержані за допомогою таблиці перетворення ідеальної синусоїди

5.3 Керування асинхронним електродвигуном змінного струму за принципом постійності V/f і векторного ШІМ-керування

У попередньому підрозділі описувалася реалізація пристрою керування асинхронним електродвигуном із зворотним зв'язком за швидкістю на основі мікроконтролера AT90PWM3 з використанням принципу постійності відношення напруга-частота (правило Костенка) і звичайної широкоімпульсної модуляції (ШІМ). Використання методу векторного ШІМ-керування замість звичайного ШІМ-керування дозволяє економніше витрачати енергію і поліпшити перехідні процеси. Метою даного підрозділу є демонстрація можливості реалізації даного вимогливішого до обчислювальних здібностей способу керування на основі того ж мікроконтролера AT90PWM3 [22].

Принцип просторово-векторної модуляції

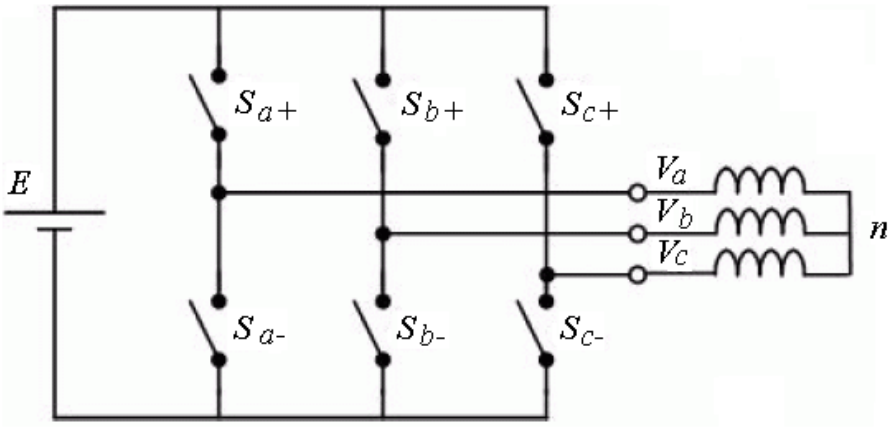


Рисунок 5.18 - Типова структура інверторного асинхронного привода

На рис. 5.18 показана типова структура трифазного асинхронного електродвигуна, під'єднаного до інвертора напруги. Оскільки електродвигун розглядається як рівномірне навантаження з ізольованою нейтраллю, то $V_n=(V_a+V_b+V_c)/3$; $V_{an}=V_a-V_n=(Vab-Vca)/3$; $V_{bn}=V_b-V_n=(Vbc-Vab)/3$, а $V_{cn}=V_c-V_n=(Vca-Vbc)/3$. Оскільки верхні силові ключі можуть знаходитися тільки у ввімкненому або вимкненому стані і, при цьому, відповідні нижні ключі можуть знаходитися тільки в протилежному стані (паузами неперекриття в даному випадку нехтуємо), то всього можливо вісім станів силової схеми керування, як показано на рис. 5.19. Шість з них приводять до формування ненульових фазних напруг, а два змінні стани приводять до формування нульових фазних напруг. Якщо застосувати перетворення Concordia, то шість ненульових фазних напруг являтимуть вершини шестикутника (рис. 5.20).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}.$$

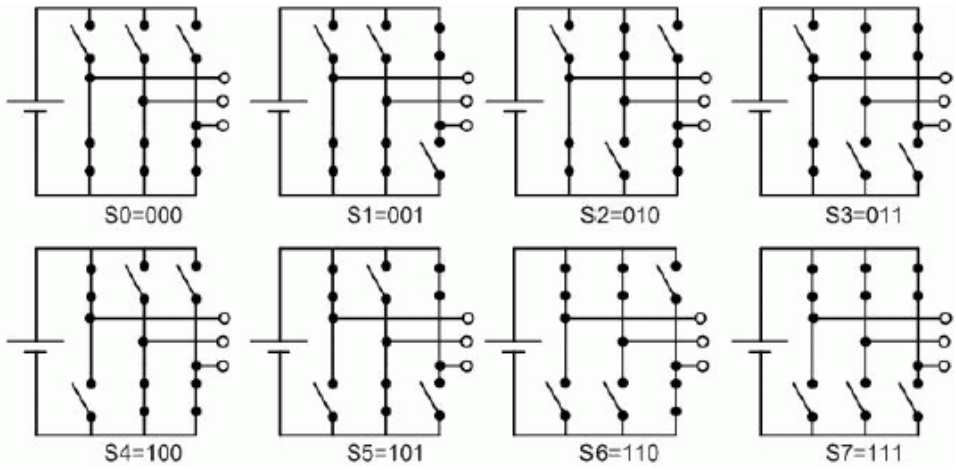


Рисунок 5.19 – Можливі конфігурації перемикань трифазного інвертора

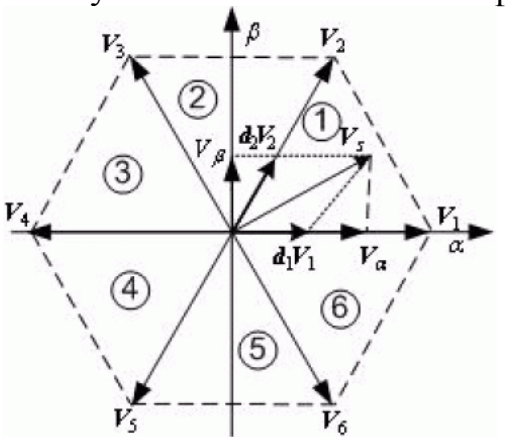


Рисунок 5.20 - Подання восьми можливих конфігурацій інвертора в системі координат Concordia

Таблиця 5.1 - Стани ключів інвертора і його вихідні напруги

S_{a+}	S_{b+}	S_{c+}	S_I	V_{ab}	V_{b0}	V_{0a}	V_{an}	V_{bn}	V_{0n}	V_α	V_β	V_I
0	0	0	S_0	0	0	0	0	0	0	0	0	V_0
0	0	1	S_1	0	-E	E	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{2}$	$-E\frac{\sqrt{3}}{2}$	V_5
0	1	0	S_2	-E	E	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{2}$	$E\frac{\sqrt{3}}{2}$	V_3
0	1	1	S_3	-E	0	E	$-\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	-E	0	V_4
1	0	0	S_4	E	0	-E	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	E	0	V_1
1	0	1	S_5	E	-E	0	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{2}$	$-E\frac{\sqrt{3}}{2}$	V_6
1	1	0	S_6	0	E	-E	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{2}$	$E\frac{\sqrt{3}}{2}$	V_2
1	1	1	S_7	0	0	0	0	0	0	0	0	V_7

Як показано на рис. 5.20, кут між ненульовими напругами завжди рівний 60 градусів. У комплексній формі дані ненульові фазні напруги можуть бути записані у вигляді $V_k=E_e^{j(k-1)n/3}$, де k = 1..6 і $V0=V7=0B$. У табл. 5.1 подані лінійні і фазні напруги для кожної з восьми можливих конфігурацій інвертора.

У системі координат Concordia будь-яка напруга статора $V_s=V_\alpha+jV_\beta=V_{sm}cos(\theta)+jV_{sm}sin(\theta)$ потрапляє усередину одного з секторів шестикутника і може бути виражена як лінійне поєднання двох ненульових фазних напруг, які визначають межі даного сектора: $V_s=d_kV_k+d_{k+1}V_{k+1}$. Прирівнюючи $d_kV_k+d_{k+1}V_{k+1}$ до $V_{sm}cos(\theta)+jV_{sm}sin(\theta)$, одержуємо вирази коефіцієнтів заповнення імпульсів для кожного сектора, які подані в табл. 5.2. Оскільки інвертор не може миттєво генерувати напругу V_s, то принцип векторного ШІМ-керування полягає в генерації напруги з періодичністю T_s, середнє значення якого рівне V_s, що досягається шляхом генерації напруги V_k протягом періоду $T_k= d_k \cdot T_s$ і V_{k+1} протягом періоду $T_{k+1}= d_{k+1} \cdot T_s$. Оскільки $d_k+ d_{k+1} \le 1$, дані напруги повинні завершитися протягом періоду комутації T_s напругою V_0 і/або V_7. Можливо декілька варіантів рішень, у яких мінімізація загальних гармонічних спотворень струму статора, виконується за рахунок застосування напруг V_0 і V_7 однакової тривалості $T_0= T_7= (1 - d_k - d_{k+1})T_s/2$. Напруга V_0 еквівалентна прикладеній напрузі на початку і в кінці періоду комутації, а V_7 - прикладається по середині періоду комутації. У верхній частині рис. 5.22 наведені осцилограми для сектора 1.

Ефективність реалізації векторного ШІМ-керування. У табл. 5.2 показано, що вирази для коефіцієнтів заповнення імпульсів мають різний вигляд в кожному секторі. При уважному вивченні даних виразів можна дійти висновку, що, оскільки $sin(x)= sin(\pi-x)$, то всі коефіцієнти заповнення імпульсів можуть бути записані уніфікованим способом: $d_k=2V_{sm}sin(\theta'')/(E\sqrt{3})$ і $d_{k+1}=2V_{sm}sin(\theta')/(E\sqrt{3})$, де $\theta''=\pi/3-\theta'$, а $\theta'=\theta-(k-1)\pi/3$. Оскільки дані вирази не залежать від номера сектора, то їх можна позначити d_a і d_b. Оскільки область значень θ' завжди знаходиться в межах 0..π/3, то при обчисленні d_a і d_b необхідна таблиця синусів тільки для вказаного інтервалу. Це істотно знижує об'єм пам'яті, потрібний для зберігання таблиці синусів. AT90PWM3 містить три контролери силового каскаду (PSC) для генерації імпульсних сигналів, сформованих алгоритмом векторного керування.

Лічильники виконують лічбу від нуля до значення, відповідного половині періоду комутації (як показано в нижній частині рис. 5.22), а потім рахують назад до 0. Значення, які необхідно зберегти в трьох регістрах порівняння, показані в табл. 5.3.

Таблиця 5.2 - Вирази коефіцієнтів заповнення імпульсів для кожного сектора

Номер сектора	θ	d_k	d_{k+1}
1	$\left[0,\frac{\pi}{3}\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{V_s}{E}sin\left(\frac{\pi}{3}-\theta\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{V_s}{E}sin(\theta)$
2	$\left[\frac{\pi}{3},\frac{2\pi}{3}\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{V_s}{E}sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{V_s}{E}sin\left(\frac{5\pi}{3}+\theta\right)$
3	$\left[\frac{2\pi}{3},\pi\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{V_s}{E}sin(\theta)$	$\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{V_s}{E}sin\left(\frac{4\pi}{3}+\theta\right)$
4	$\left[\pi,\frac{4\pi}{3}\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{V_s}{E}sin\left(\frac{5\pi}{3}+\theta\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{V_s}{E}sin(2\pi-\theta)$
5	$\left[\frac{4\pi}{3},\frac{5\pi}{3}\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{V_s}{E}sin\left(\frac{4\pi}{3}+\theta\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{V_s}{E}sin\left(\frac{2\pi}{3}+\theta\right)$
6	$\left[\frac{5\pi}{3},2\pi\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{V_s}{E}sin(2\pi-\theta)$	$\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{V_s}{E}sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta\right)$

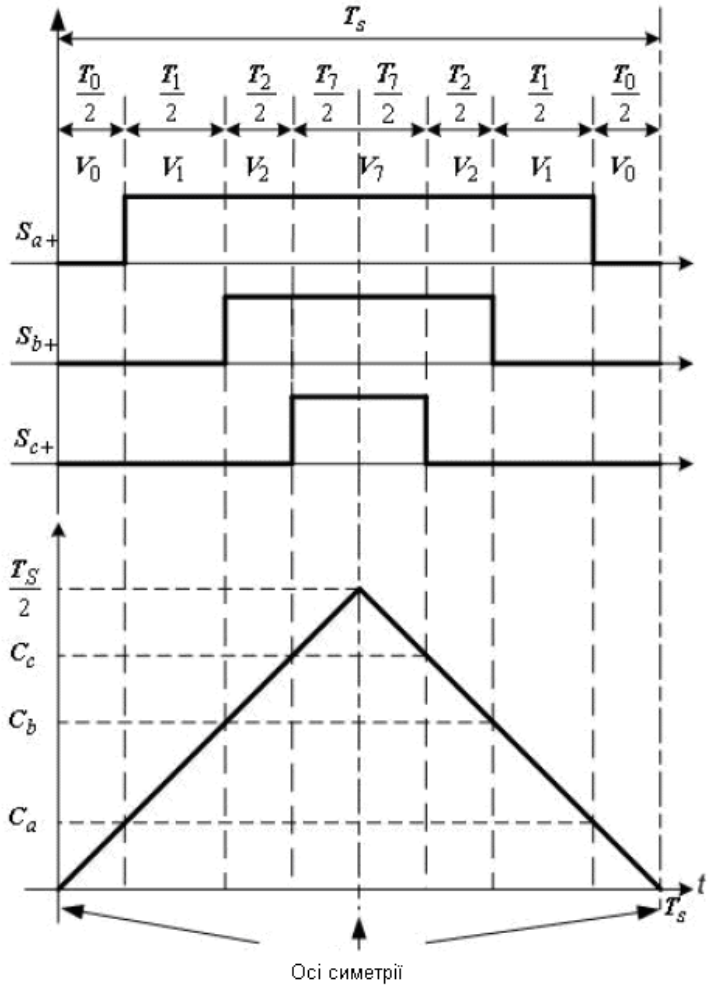


Рисунок 5.22 - Осцилограми сигналів керування інвертором і відповідні значення регістрів порівняння

Таблиця 5.3 - Значення регістрів порівняння залежно від номера сектора

Номер сектора	$\frac{4}{T_s}C_a - 1$	$\frac{4}{T_s}C_b - 1$	$\frac{4}{T_s}C_c - 1$
1	$-d_a - d_b$	$d_a - d_b$	$d_a + d_b$
2	$-d_a + d_b$	$-d_a - d_b$	$d_a + d_b$
3	$d_a + d_b$	$-d_a - d_b$	$d_a - d_b$
4	$d_a + d_b$	$-d_a + d_b$	$-d_a - d_b$
5	$d_a - d_b$	$d_a + d_b$	$-d_a - d_b$
6	$-d_a - d_b$	$d_a + d_b$	$-d_a + d_b$

Алгоритм визначення сектора. Для визначення сектора, до якого відноситься задана напруга статора V_s, в літературі пропонуються різні алгоритми. Вони, як правило, вимагають безліч арифметичних операцій і засновані на координатах напруги V_s на площині Concordia або фазовому просторі *a*-*b*-*c*. Коли дані значення визначаються за принципом керування *V/f* , модулі напруг статора V_{sm} обчислюються за правилом постійності *V/f*, а фаза цих напруг θ визначається із ω_s за допомогою дискретно-часового інтегратора. Для ефективної реалізації даного алгоритму визначення сектора необхідно маніпулювати θ' і *k* замість θ у спеціальному інтеграторі, як показано на рис. 5.23. Номер сектора *k* є виходом лічильника по модулю 6, який активізується при кожному досягненні θ ' значення π/3. При цьому також виконується обмеження області значень θ ' у діапазоні 0...π/3 (рис. 5.24).

Ініціалізація:

$$\theta' = 0; \quad \theta'' = \frac{\pi}{3}; \quad k = 1;$$

Початок алгоритму:

{

$$\theta' = \theta' + \omega_s T_s$$

Якщо $\theta' \geq \frac{\pi}{3}$, то

{ $\theta' = \theta' - \frac{\pi}{3}$

якщо $k \geq 6$, то

{ $k = 1$ іначе $k = k + 1$ }

}

$$\theta'' = \frac{\pi}{3} - \theta'$$

Закінчення алгоритму

Рисунок 5.23 - Алгоритм визначення сектора

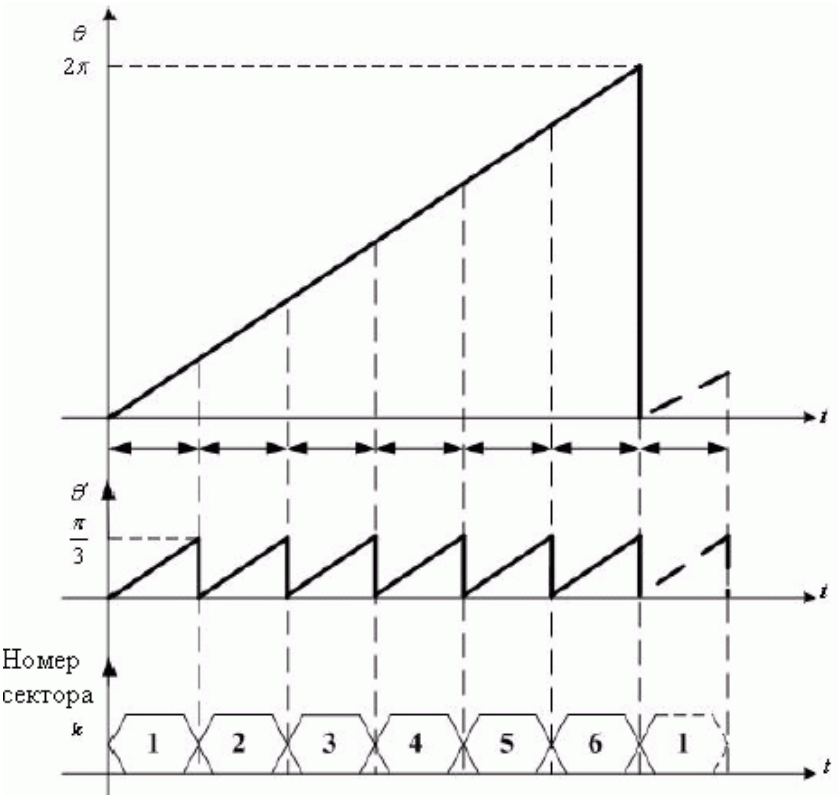


Рисунок 5.24 – Визначення сектора

Результуюча блок-схема, подана на рис. 5.25, може використовуватися для побудови контуру керування (рис. 5.26), в якому різниця між бажаною і виміряною швидкістю поступає на вхід ПІ-регулятора, в якому визначається частота напруги статора. Для зниження складності контролера як початкові дані для обчислення правила *V/f* і алгоритму векторного ШІМ-керування використовуються абсолютні значення частоти напруги статора. Якщо на виході ПІ-регулятора присутнє негативне значення, то вміст двох змінних керування силовими транзисторами інвертора обмінюються місцями.

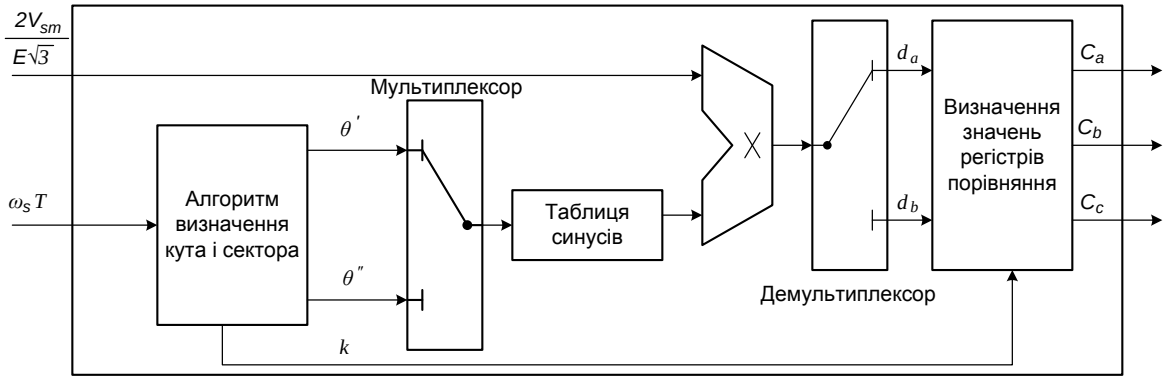


Рисунок 5.25 - Блок-схема векторного ШІМ-керування

Експериментальна перевірка. На рис. 5.27 поданий перехідний процес зміни швидкості і напруг статорів, одержаних при керуванні мікроконтролером із стрибкоподібною зміною заданої швидкості між значення-

ми +700 і -700 об/хв. Дані експериментальні результати були отримані при керуванні асинхронним двигуном потужністю 750 Вт. З рис. 5.27 виходить, що бажана швидкість досягається після закінчення перехідного процесу тривалістю 1.2 секунди, а потім, коли частота статора на виході ПІ-регулятора наблизиться до нуля, амплітуда напруги статора, буде рівна пороговій напрузі. Рис. 5.27 також демонструє, що при використанні векторного ШІМ-керування перехідний процес виходить гладший, але і тривалі-ший.

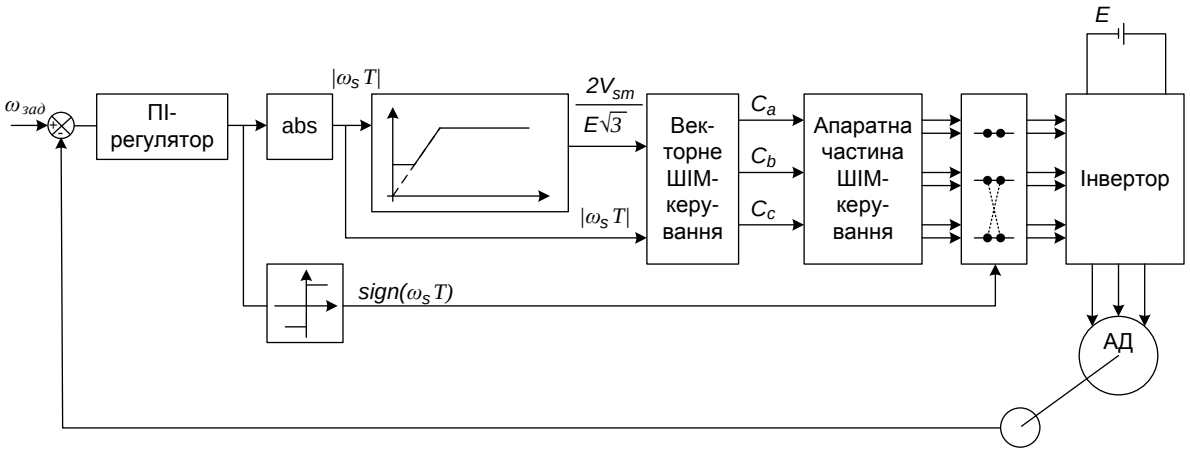


Рисунок 5.26 - Блок-схема завершеної системи керування

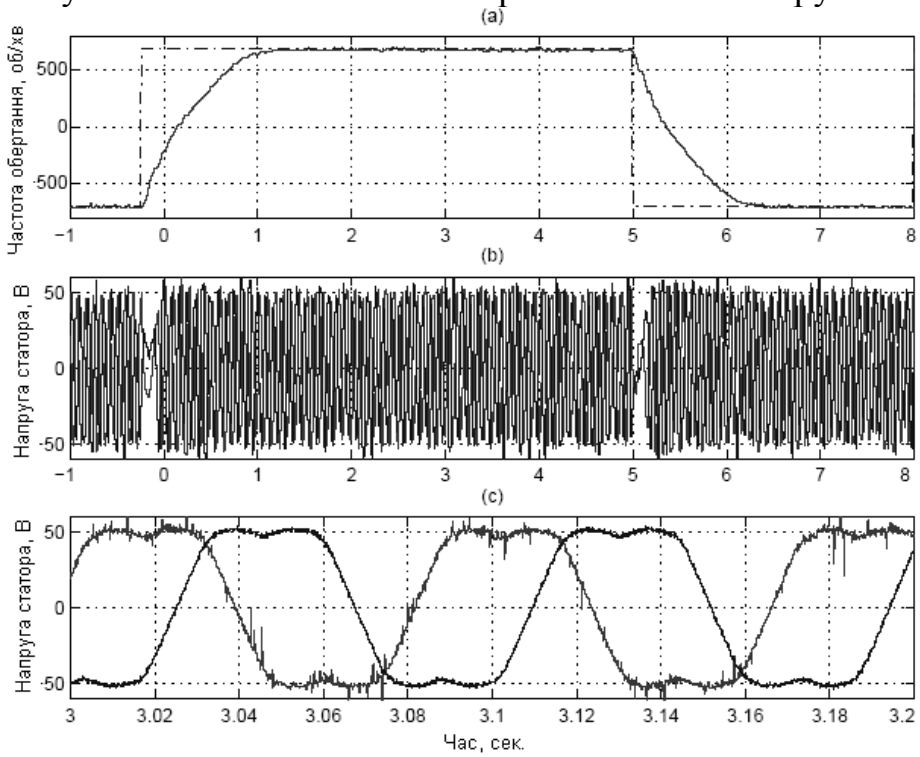


Рисунок 5.27 - Результати вимірювання частоти обертання (об/хв) і фазної напруги статора (В) при керуванні мікроконтролером і стрибкоподібній зміні заданої частоти обертання

Перелік літератури

1. Карнаухов Н. Ф. Электромеханические и мехатронные системы / Н. Ф. Карнаухов.- Ростов н/Д: Феникс, 2006.-320с.
2. Следящие приводы: В 3т. 2-е изд., доп. и перераб./ Под ред. Б. К. Чемоданова. Т.1: Теория и проектирование следящих приводов/ Е. С. Блейз, А. В. Зимин, Е. С. Иванов и др. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 1999.-904с.
3. Карнаухов Н. Ф. Импульсные преобразователи исполнительных устройств электромеханотронных систем: Учеб. пособие / ДГТУ, Ростов-на-Дону, 1994.-71с.
4. Сафонов Ю. М. Электроприводы промышленных роботов. – М.: Энергоатомиздат, 1990.-176 с.
5. Казмиренко В. Ф. и др. Системы следящих приводов/ В. Ф. Казмиренко, А. Г. Лесков, В. А. Введенский; Под ред. В. Ф. Казмиренко. – М.: Энергоатомиздат, 1993.-304с.
6. Ерофеев А. А. Теория автоматического управления: Учебник для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – СПб.: Политехника, 2001.-302с.
7. Болтянский В. Г. Математические методы оптимального управления.- М.: Наука, 1966.
8. Ильинский Н. Ф., Козаченко В. Ф. Общий курс электропривода: Учеб. для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1992.-554с.
9. Системы фуцци-управления. /В. И. Архангельский, И. Н. Богаенко, Г. Г. Грабовский, Н. А. Рюмшин. – К.: Техника, 1997.-208с.
10. Загинайлов В. И., Шеповалова Л. Н. Основы автоматики. – М.: Колос, 2001. – 200с.
11. Розанов Ю. К., Флоренцев С. И. Силовая электроника в электроприводе. //Приводная техника.- 1997.- №5. – С. 5-8.
12. Костиков В. Г., Парфенов Е. М., Шахнов В. А. Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование: Учебник для вузов. – 2-е изд.- М.: Горячая линия – Телеком, 2001.-344с.
13. Колосов В. А. Электропитание стационарной РЭА. Теория и практика проектирования. – М.: Радио и связь, 1992.-160с.
14. Полковников В. А. и др. Электропривод летательных аппаратов. – М.: Машиностроение, 1990.-324с.
15. Микропроцессорные автоматические системы регулирования. Основы теории и элементы: Учеб. пособие / В. В.Солодовников, В. Г. Коньков, В. А. Суханов, О. В. Шевяков; Под ред. В. В. Солодовникова.- М.: Высш. Шк., 1991.-255с.
16. Герман-Галкин С. Г. и др. Цифровые элетроприводы с транзисторными преобразователями / С. Г. Герман-Галкин, В. Д. Лебедев, Б. А. Марков, Н. И. Чичерин.- Л.: Энергоатомиздат, 1986.-248с.

17. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе. / А. Я. Бернштейн, Ю. М. Гусяцкий, А. В. Кудрявцев, Р. С. Сарбатов; Под ред. Р. С. Сарбатова. – М.: Энергия, 1980. – 328с.

18. Шрейнер Р. Т., Дмитренко Ю. А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. – Кишенев: Штиинца, 1982.-234с.

19. Привода «Триол» АТ. Каталог продукции и применений – 98. Корпорация «Триол». – М. – СПб. – 1998.

20. www.atmel.com/products/AVR/mc/avr440.pdf/ AVR440: Sensorless control of Two-Phase Brushless DC Motor.

21. www.atmel.com/products/AVR/mc/avr494.pdf/ AVR494: AC Induction Motor Control Using the constant V/f Principle and a Natural PWM Algorithm.

22. www.atmel.com/products/AVR/mc/avr495.pdf/ AVR495: AC Induction Motor Control Using the constant V/f Principle and a Space-vector PWM Algorithm.

В. В. Грабко, В. Ю. Кучерук, О. М. Возняк

МІКРОПРОЦЕСОРНІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

В.В. Грабко, В.Ю. Кучерук, О.М. Возняк

МІКРОПРОЦЕСОРНІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК

Усі цитати, цифровий, фактичний матеріал та бібліографічні відомості перевірені, написання одиниць відповідає стандартам.

Зауваження рецензентів враховані.

Автори:

_____ В.В.Грабко

_____В.Ю.Кучерук

_____ В.М.Возняк

Вимогам, які висуваються до навчальної літератури, відповідає.

До друку і в світ дозволяє на підставі §2.п.15 «Єдиних правил...»

Проректор з навчальної та науково-методичної роботи

_____ В.О.Леонтьєв

Затверджено на засіданні кафедри автоматизованих систем електроприводу.
Протокол №__ від __.__.2007р.
Заст.зав. кафедрою

_____

Вінниця ВНТУ 2008

Навчальне видання

Володимир Віталійович Грабко
Володимир Юрійович Кучерук
Олександр Миколайович Возняк

Мікропроцесорні системи керування електроприводом

Навчальний посібник

Оригінал-макет підготовлено В. Ю. Кучеруком

Редактор В. О. Дружиніна

Коректор З. В. Поліщук

Науково-методичний відділ ВНТУ
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001
21021, м.Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ

Підписано до друку
Формат 29,7х42¼
Друк різографічний
Тираж прим.
Зам. №

Гарнітура Times New Roman
Папір офсетний
Ум. друк. арк.

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі
Вінницького національного технічного університету
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ